

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院

博士学位论文

星载多波束接收天线阵列校准技术研究

赵星惟

指导老师 梁旭文 研究员 龚文斌 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别 博士 学科专业名称 通信与信息系统

论文提交日期 2011-09 论文答辩日期 2011-10

培养单位 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席 _____

Research on the Calibration Technology of Multi-beam Receiving Antenna
Array on Satellites

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of
Doctor of Philosophy in the Graduate School of
Chinese Academy of Sciences

By

Zhao Xing-wei

Oct 2011

星载多波束接收天线阵列校准技术研究

赵星惟(通信与信息系统)

指导老师: 梁旭文 研究员
龚文斌 研究员

摘要

本文主要研究星载多波束接收天线阵列校准技术, 文中详细地给出了阵列天线系统的各项主要指标和设计思想, 作为论证阵列天线校准技术的约束条件; 接着对阵列天线的主要误差类型: 互耦误差、阵元位置误差和通道幅相误差的形成机理、数学模型、校准理论等进行了详细的分析, 之后对星载阵列天线的校准算法以及校准系统的设计进行了深入剖析, 给出了完整的星载阵列天线校准系统设计方案。

本文的主要创新点包括:

- ✓ 对阵列天线的系统误差进行了全面详细的分析, 为工程上误差指标的分解提供了依据: 提出了非水平误差、水平旋转误差的概念, 并建立了数学模型; 对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析; 对通道时钟误差的控制策略进行了分析, 提出了基于 19 元阵列天线的时钟误差控制电路的设计, 从而有效地保证时钟电路的误差精度。
- ✓ 给出了确定系统误差指标要求的分析方法, 通过定量分析各种幅相误差组合对性能的影响程度, 综合考虑系统性能要求确定误差要求: DOA 估计仿真分析表明当幅度误差小于 0.5dB, 且相位误差小于 0.5° 时, MUSIC 谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1°; 根据这一指标, 对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响进行了量化分析, 得到了相应的误差指标要求。
- ✓ 提出了等通量赋形多波束阵列天线的校准效果评估指标体系, 包含波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等与实际应用更加紧密的指标, 并给出了各种校准效果指标的数学定义及适用性分析。
- ✓ 针对宽带阵列天线提出了三音幅相一致校准法, 对通道误差进行三音测量和二次拟合, 能够对通道的全带宽进行幅相校准, 与传统的单点校准和分段式校准相比, 极大地降低了校准误差; 针对宽带 DBF 系统进一步提出了折线式拟合和补偿算法, 理论分析和仿真表明, 该算法能够在不增加计算复杂度的前提下, 大大降低校准误差。两种算法均给出了解析表达式, 并在一个实际系统设计中应用了两种校准方法。
- ✓ 提出了一种针对低轨卫星星载阵列天线的一体化校准平台技术, 该平台是以 Labview 为设计环境, 基于相应的校准策略开发的集控制和数据分析为一体的

校准平台，可以完成对校准信标的设定、触发源的多重选择、可靠性分析以及实时误差分析，反馈的数据可以验证校准的有效性并能为设计更合理的校准策略提供数据支持。可作为校准系统和卫星仿真系统的联试平台以及校准算法和校准策略的验证平台。

关键词：卫星、多波束天线、阵列天线、误差、校准

Research on the Calibration Technology of Multi-beam Receiving Antenna Array on Satellites

Zhao Xing-wei (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xu-wen

Prof. Gong Wen-bin

Abstract

This paper is mainly about the calibration techniques of multi-beam receiving antenna array on satellites. Firstly, a multi-beam antenna system is designed according to system requirements. Some key parameters and designing ideas of array antenna system are discussed in detail, which are the constraint conditions of the demonstration of array antenna calibration techniques. Secondly, the main mismatch type of array antenna—such as mutual coupling error, element positioning error and channel amplitude/phase error—are analyzed, the mismatch forming mechanism, mathematical model and calibration methods are detailed discussed. Other non-important error types are simply discussed. Based on that, further work about analysing calibration algorithm and designing calibration system are done, the whole designing of calibration system of array antenna on satellite is given.

The main innovative points in the dissertation are as followings:

- ✓ Full detailed analysis of system mismatch of array antenna is firstly given, which provide theoretical basis of engineering decomposition of mismatch parameters. The conception of non-horizontal error and horizontal rotary error is firstly proposed, their mathematical model are given. Mechanism and quantitative analysis of all kinds of position errors are given. According to the analysis of controlling strategy of channel clock error, a clock error controlling circuit of 19-element array antenna is designed, which could guarantee the clock transmitting precision.
- ✓ The influence of amplitude-phase error could be quantitatively analysed by calculating the influence of error to the DOA estimation precision. The simulation results showed that MUSIC spectrum have a sharp spectral peaks and the offset of peaks are less than 1° when the amplitude error is less than 0.5dB and phase error is less than 0.5° . According to this result, the corresponding error parameter requirements are given by quantitatively analysed the element position error, channel clock error and quantization error.

- ✓ The evaluation index system of calibration method is proposed, which includes some indexes that more close to the practical application, such as beam-deformation-index, flatness-deterioration-index, isoflux-index, average-error-of-DOA-estimation. Mathematical definition and applicability analysis is given.
- ✓ Triple-toned calibration method is proposed, which could calibrate the amplitude-phase error of full band by triple-toned measure and secondary fitting. Compared with traditional method (single-point calibration, segmentation calibration), the triple-toned method could decrease the calibration error significantly. Polyline fitting and compensational algorithm is proposed aiming at wide-band DBF system. Theoretical analysis and simulation showed that this algorithm could decrease the calibration error while the computational complexity not greatly increased. Both algorithms are applied in a real calibration system.
- ✓ An integrated calibration testbed of array antenna on LEO satellite is proposed, which is designed in the Labview environment. Based on the corresponding calibration strategy, the testbed has controlling and data analysing functions, such as setting calibration beacons, setting trigger source, reliability analysis and real-time error analysis. The feedback data could testified the validity of calibration method, and even helping design more rational calibration strategy. The testbed could be used in the integration test of calibration system and simulation system, and verifying calibration algorithm and strategy.

Keywords: Satellite , Multi-beam Antenna, Array Antenna, Mismatch, Calibration

目 录

摘要	I
ABSTRACT	I
目录	1
第一章 引言	1
1.1 课题研究背景	1
1.2 国内外研究进展	2
1.3 论文的主要工作及章节安排	4
1.3.1 主要研究内容	4
1.3.2 论文章节安排	5
第二章 天线系统方案设计	7
2.1 引言	7
2.2 覆盖范围分析	8
2.3 波束覆盖方案	9
2.4 复用方案	13
2.5 信道分配方案	15
2.6 波束互扰及切换	16
2.7 小结	17
第三章 系统误差分析	19
3.1 引言	19
3.1.1 误差类型	20
3.1.2 误差的数学模型	21
3.2 阵元互耦误差	24
3.2.1 互耦的形成原理	24
3.2.2 互耦的数学模型	25
3.2.3 阵列模型	27
3.2.4 互耦的校准	32
3.3 阵元位置误差	38
3.3.1 阵元的水平和垂直位置误差	38
3.3.2 阵元的非水平误差	44
3.3.3 阵元的水平旋转误差	46

3.4 通道幅相误差	47
3.4.1 射频通道的幅相误差	47
3.4.2 基带通道的幅相误差	55
3.5 其他误差	58
3.5.1 通道时钟误差	58
3.5.2 传输线间的互耦误差	60
3.5.4 空间环境引起的误差	60
3.6 误差指标分解	60
3.6.1 幅相误差对 DOA 估计的影响	62
3.6.2 误差指标分析	67
3.7 小结	69
 第四章 阵列天线校准算法及策略	71
4.1 引言	71
4.2 算法分类及分析指标	72
4.2.1 校准算法的分类	72
4.2.2 校准效果的衡量指标	74
4.2.3 应用型指标分析	75
4.2.4 校准效果分析	76
4.3 三音校准法	77
4.3.1 算法设计及实现	78
4.3.2 多次测量的拟合	79
4.4 宽带系统的校准	80
4.4.1 宽带系统的定义	80
4.4.2 宽带系统的窄带化处理	81
4.4.3 折线式拟合和补偿算法	82
4.4.4 一个宽带校准系统的设计	87
4.4.5 小结	90
4.5 校准策略分析	91
4.5.1 校准方法分类	91
4.5.2 校准策略分析	96
4.5.3 校准策略的可裁剪性	97
4.6 小结	97
 第五章 阵列天线校准方案设计	99
5.1 引言	99

5.1.1 远场校准的系统规划	100
5.1.2 内部校准的系统规划	101
5.2 地面一体化校准平台设计	108
5.2.1 控制终端设计	108
5.2.2 处理终端设计	112
5.2.3 可靠性分析	113
5.3 小结	117
第六章 总结和展望	119
6.1 工作总结	119
6.2 论文创新点	120
6.3 后续工作	121
参考文献	123
攻读博士学位期间发表的学术论文目录	131
致 谢	133
作者简历	135

专业名词

AOA	Angle of Arrival	波达角
	Array Manifold	阵列流形
BFN	Beam-forming Network	波束形成网络
BW	Band Width	频带宽度
DBF	Digital Beam-forming	数字波束形成
DOA	Direction of Arrival	到达方向（入射方向）
DRA	Direct Radiating Array	直接辐射阵列
FMEA	Failure Mode and Effects Analysis	故障模式及影响分析
GEO	Geosynchronous Earth Orbit	地球同步轨道
LEO	Low Earth Orbit	低地球轨道
LSB	Least Significant Bit	最低有效位
MBA	Multi-beam Antenna	多波束天线
MCM	Mutual Coupling Matrix	互耦矩阵
MCC	Mutual Coupling Coefficients	互耦系数
MUSIC	Multiple Signal Classification	多信号分类算法
PCB	Printed Circuit Board	印刷电路板
RF	Radio Frequency	射频
SINR	Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio	信干噪比
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
	Steering Vector	导引向量
	Steering Matrix	导引矩阵

第一章 引言

1.1 课题研究背景

星载天线是卫星有效载荷的重要组成部分，对整个卫星通信系统的性能有着极其重要的影响。多波束天线（Multiple-Beam Antenna，简称 MBA）是目前应用较多的一种星载天线，它能够形成许多相互独立的点波束，然后再对这些点波束进行组合叠加，使之在给定的服务区域内相互重叠从而形成所需的赋形波束，即所谓的天线赋形。多波束天线可以通过波束空间隔离和极化隔离，达到频率复用的目的，从而加大了可用带宽，增加了通信容量，提高了频谱利用率。自 1975 年发射的国际通信卫星首次采用多波束天线以来，星载多波束天线技术的发展十分迅速。

有源相控阵天线形成多波束通常是在射频完成的（如全球星），一旦波束形成网络方案确定以后，波束形状、相邻波束的相交电平和波束指向等就固定了，不容易改动。当要形成的波束数目较多时，波束形成网络的实现将变得十分复杂，难以调整，要想形成低副瓣电平的多波束或实现自适应控制更为困难。近十多年来，采用数字技术实现波束形成受到了广泛关注。与模拟波束形成网络相比，数字波束形成网络具有不漂移、不老化、工作可靠、可自检、可编程、精度高等一系列优点。目前，数字波束形成（DBF）技术已经开始应用于静止轨道的大型通信卫星。DBF 技术容易实现多波束，不仅能够形成极低的副瓣电平，而且可以灵活地改变波束的形状，同时还具有通道幅相误差校准方便、自适应干扰调零等优点。利用直接辐射阵列天线形成多波束，也是相控阵天线的一大优点。

多波束天线是星座卫星乃至整个星座系统的一项关键技术。然而，长期以来对多波束天线性能的大部分研究都是基于理想的条件，即阵列流形没有误差。但实际上总是存在各种形式的误差，包括阵元位置误差、阵元互耦、阵元方向图误差、射频通道幅相误差、同一接收通道的正交误差、噪声、有限采样误差、频率误差及近场效应引起的误差等，这些误差必然造成实际的阵列流形与理想的阵列流形发生失配，从而导致星载多波束天线的波束指向偏移、覆盖区域畸变、波束旁瓣升高、增益下降等，造成多波束天线的性能急剧恶化，甚至失效。因此，为保证多波束天线能够达到设计性能，就必须对整个天线系统进行校准，消除误差的影响。所以，研究多波束天线的误差校准技术显得极为重要。

阵列误差校准算法多种多样，大致可分为如下两类：有源校准算法和无源校准算法（自校准算法）。有源校准算法需要设置空间方位精确已知的辅助信源对阵列扰动进行离线估计，而自校准算法通常根据某种优化函数对空间信源的方位与阵列

的扰动参数进行联合估计。自校准类算法由于不需要辅助信源，所以适应性更高，但运算量也更庞大。

校准技术是制约多波束天线技术发展的关键问题之一。研究正确、简单、高效的校准算法，是多波束天线技术实现从理论到实际跨越的重要一环。因此，近年来对于多波束阵列天线误差的分析及其校准方法的研究十分活跃。如何能够从多波束天线系统整体的角度进行全局误差分析、建模，提出切实可行的、符合工程实际的，同时适合星载应用环境的一整套校准方法、策略，是工程上迫切的需求。本课题即针对具体的星载多波束天线，对相关的校准技术进行整合，紧密结合工程实际，提出完备的校准方法和策略，为星载多波束天线工程化奠定一定的理论基础。

数字波束形成技术（Digital Beamforming）是现代数字信号处理技术与阵列天线技术相结合而产生的一种空域滤波技术。上世纪80年代Schmidt提出经典的MUSIC算法以后^[1]，基于信号子空间的数字波束形成技术在理论上的发展很快，各种新算法层出不穷，但是其应用一直受到数字信号处理芯片的限制。随着数字信号处理器速度的不断提高、体积越来越小以及价格的逐渐降低，数字波束形成技术工程化的脚步逐渐加快。地面设备中应用数字波束形成技术已经有很多成果，但应用于卫星系统国内目前仍然处于探索阶段。在卫星上行信号处理中应用数字波束形成技术，可以实现对强干扰的有效滤除，是电子对抗的有效手段之一。但是，各种误差对数字波束形成系统的影响非常大，直接导致测向性能恶化、波束旁瓣升高、波束畸变，甚至造成DBF天线完全失效。高精度的测向及波束形成算法往往要求各阵元位置完全确定，即阵元实际位置与标称位置一致。比如采用MUSIC算法的估计器在阵列校准足够精确的情况下可以分辨非常靠近的信号。当不满足无差假设时，算法的性能将随着失配量的增加而快速恶化，直至完全失效。

1.2 国内外研究进展

卫星星载天线校准属于系统层面的内容，硬件方面不仅包含卫星天线的构型、工作频率、带宽等细节，而且也包含了远场辅助校准的地面站，软件方面则包含了校准策略、校准时间等关键内容。校准有时必须采用离线校准，此时系统容易受到攻击导致校准失败或者系统出现异常。总的来讲，校准是关系到卫星整体安全的关键点，是最容易受到系统入侵的环节之一，因此，关于星载天线校准方案的内容一般都严格保密，公开资料非常少见，只有具体的校准算法的讨论以及地面民用天线的校准方案等内容可以在公开的期刊中查到。

传统的校准方法是向接收机注入测试信号，然后测量接收机的失配误差或分别在各个已知角度发射校准信号，测量天线在这些方向的响应（即阵列流形矢量），并将这些响应值进行存储。然而在很多情况下，这些方法是不实际的。注入信号法一般要

使用功率分配器、电缆及定向耦合器，发射校准源法需在多个方位设置校准源，这些方法不仅实施起来成本太高，而且随着环境的变化需要重复测试，不断修正阵列流形；此外，校准源本身就有可能是一个误差源。发射校准源法虽然能同时校准各种误差（包括随角度变化的误差），但需要非常大的计算量和存储空间，对硬件要求很高。这些方法在对阵列进行校准时，都需要中断正常的工作，在人工干预下进行，这也是传统校准方法的一大缺点。

近年来，大部分校准方法的研究主要集中在将阵列信号的校准转化为模型误差的参数估计问题来解决，这种阵列信号校准理论的研究自八十年代开始，至今已有二十多年的历史。这些方法大体上可分为有源校准方法和自校准方法。

有源校准是指在已知校准源个数、方向、信号参数等先验知识的前提下进行的误差校准。它的一般过程为：首先建立起误差存在时的数学模型，然后根据接收到校准源的相关信息根据一定的算法进行处理，精确的估计出系统的各误差因子，从而根据这些估计出来的误差因子，对接收信号进行相应的补偿，完成对系统的误差校准。经过校准的系统，就可以正确地估计出信号源方向，并由波束形成系统形成需要的波束方向图。有源校准算法的优点是不增加算法的复杂度，理论上完全可以消除各种误差的影响，缺点是需要系统自身设置校准源，由于校准源不易得到，并且系统参数和实际背景信号均具有时变特性，所以用事先设定的已知源校准有一定的困难；除此以外，有源校准还有可能被反测向，这对军事通信是十分不利的。

自校准是在没有校准源或校准源先验知识很少的情况下进行的阵列误差校准。自校准技术经过近20年的发展也取得了许多研究成果。1985年，Paulraj和Kailath在均匀线阵模型上研究了自校准方法，Rockah和Schultheiss于1987年首先仔细地研究了不精确已知校准源方向的自校准问题，之后Lo和Marple讨论了已知两个以上校准源的校准问题；1991年Friedlander和Weiss提出了一种比较有影响的自校准方法，这是一种多参数联合估计的校准方法。其基本思路是：先定义一个代价函数，然后将互耦系数、幅相误差和波达方向三个量进行轮换迭代，最后使代价函数收敛，从而也同时得到了互耦误差、幅相误差和波达方向的真值。以后的许多校准方法都是基于这一基本思想。

自校准的优点是不需要校准源，节省硬件资源，且不增加任何操作负担，其缺点是大部分算法都涉及到多变量循环求最优的过程，算法计算量大，且初始值选择不当可能导致收敛到局部最优点。所有自校准方法大都是解一个多参量的优化问题，求解这样的问题会遇到如下的困难：

- 1) 惟一性：是否能一定求解到全局最优点上，而不是收敛在局部最优点上。
- 2) 精度问题：多个参量联合估计时，其内部机理相互制约。所求出的解与真实值的差别是否满足精度的要求。
- 3) 算法：选择什么样的算法可以满足应用的要求，运算量可以接受而且稳健。

对以上问题的研究目前均不能得到满意的结果。这便是模型误差校准问题被公认

为理论简单但是难以实用的原因。

在实际中，人们经常把有源校准和自校准相结合。在整个系统进行初始化的时候采用有源校准，在系统运行过程中定时进行自校准，以减少随着环境的变化阵列误差参数的变化对系统的影响，这时可根据有源校准或上一次校准的结果选取各参数的迭代初始值。

国内在研究星载多波束天线校准方面起步较晚，大部分都是从90年代初开始的。目前国内只有个别高校（比如中国科技大学、西安电子科技大学等），以及个别研究所（如总参63所，航天504所、上海微小卫星工程中心等）在做多波束阵列天线校准方面的研究。其中，中国科技大学和总参63所，对数字波束形成系统的自校准技术也做了较多研究，但主要关注的是在第三代移动通信、声纳和雷达方面的校准，对卫星上的DBF校准技术很少涉及。

综上所述，阵列信号校准技术经过二十多年的研究和发展，取得了一些研究成果，但在阵列流形存在误差情况下的阵列信号校准技术及其工程实现，研究工作有待继续深入。有源校准技术和自校准技术各有优缺点，目前工程应用上大部分采用有源校准技术，但是由于自校准能适应更多场合下的应用，发展前景似乎也更好一些。

1.3 论文的主要工作及章节安排

1.3.1 主要研究内容

本文以上海微小卫星工程中心的某重点预研项目为依托，主要对低轨卫星移动通信系统建设中亟需突破的星载多波束阵列天线校准技术进行了深入研究，内容包含阵列天线的主要误差类型以及校准手段，对校准算法、校准策略、校准技术工程化等问题都进行了详尽的分析和论证，研究结论对校准技术的理论发展以及工程化应用具有推动作用。

本课题主要完成了以下研究内容：

- 1、设计了19元星载多波束天线系统，对阵列天线的形式、天线体制、波束覆盖方案、信道方案等关键点进行了设计分析；
- 2、对阵元互耦误差进行了理论分析，分别对接收天线和发射天线提出了星载阵列天线的互耦校准流程和策略；
- 3、对阵元位置误差进行了全面分析，不仅包含了通常的水平和垂直误差，而且首次提出非水平误差、水平旋转误差的概念，给出了数学模型，对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析；
- 4、对通道幅相误差进行了实验测定，给出了量化指标，通过对幅相误差特性的分析，提出了针对接收天线和发射天线的通道幅相误差的校准系统和校准流程；对通

道时钟误差的控制策略进行了分析，提出了基于 19 元阵列天线的时钟误差控制电路的设计，可以有效的保证时钟电路的误差精度；

5、采用对 DOA 估计的影响来定量的分析幅相误差的影响，发现当幅度误差小于 0.5dB，且相位误差小于 0.5° 时，MUSIC 谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1°。根据这一指标，对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响进行了量化分析，得到了相应的误差指标要求。

6、以传统阵列天线校准效果衡量指标为基础上提出了与实际应用更加紧密的若干指标体系，如：波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等，给出了各种校准效果指数的数学定义，并进行了适用性分析；

7、提出了三音校准法，对通道误差进行三音测试和二次拟合，能够对通道的全带宽进行幅相校准，计算量小且校准误差更小。对宽带系统进一步提出了折线式拟合和补偿算法，能够在不提高计算复杂度的前提下，大大降低校准误差。两种算法均给出了解析表达式，并在一个实际的校准系统中应用了两种校准方法；

8、提出了综合校准方案，对星载多波束天线系统进行多个地面站联合的校准，方案综合了远场校准、近场校准和内部校准，形成多层次、高可靠性和高精度的综合校准，方案具有可实现性，是校准技术工程化应用的有益尝试；

9、提出了一种针对低轨卫星星载阵列天线的一体化校准平台技术。该平台是以 Labview 为设计环境，基于相应的校准策略开发的集控制和数据分析为一体的校准平台，可以完成对校准信标的设定、触发源的多重选择、可靠性分析以及实时误差分析，反馈的数据可以验证校准的有效性并能为设计更合理的校准策略提供数据支持。该平台的提出，解决了校准系统和卫星仿真系统的联试问题，为校准技术的工程化打下了基础；

10、针对 19 元多波束天线系统，进行了有针对性的天线多通道可靠性分析，从通道可靠度的角度考虑天线系统的可靠性，为多波束天线系统可靠性设计提出了更加合理的分析思路；

1.3.2 论文章节安排

论文共分为五章，内容安排如下：

第一章，引言。主要介绍星载多波束天线校准技术的研究背景、需求和应用，对校准技术的国内外研究进展进行了简单介绍，并给出了本文的主要研究内容和章节安排；

第二章，天线系统方案设计。设计了一个19元星载阵列天线系统，详细地给出了系统的各项主要指标和设计思想，作为后续章节分析、论证阵列天线校准技术的约束条件。主要对天线形式、覆盖范围、波束覆盖方案、复用方案、信道分配方案

以及波束互扰和切换等内容进行了分析。

第三章，系统误差分析。对阵元互耦误差进行了理论分析，提出了星载阵列天线的互耦校准流程和策略；对阵元位置误差进行了全面分析，不仅包含了通常的水平和垂直误差，而且首次提出非水平误差、水平旋转误差的概念，给出了数学模型，对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析；对通道幅相误差进行了实验测定，给出了量化指标，通过对幅相误差特性的分析，提出了针对接收天线和发射天线的通道幅相误差的校准系统和校准流程；对通道时钟误差的控制策略进行了分析，设计了基于 19 元阵列天线的时钟误差控制电路，可以有效的保证时钟电路的误差精度。采用对 DOA 估计的影响来定量的分析幅相误差的影响，发现当幅度误差小于 0.5dB，且相位误差小于 0.5° 时，MUSIC 谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1°。根据这一指标，对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响进行了量化分析，得到了相应的误差指标要求。

第四章，阵列天线校准算法及策略。本章对校准系统进行了综合阐述和分析，在传统的校准效果衡量指标的基础上，增加了应用型指标，首次提出了波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等多个概念，作为对校准效果更加客观实用的量化指标。提出了综合校准策略，结合远场校准、近场校准、内部校准的特点和优势，形成了完善的校准体系网络，特别对远场校准系统进行了信标设计、控制模式设计等。提出了三音校准法，采用二次拟合的方法对通道幅相误差进行补偿，并给出了相应的理论推导。

第五章，阵列天线校准方案设计。设计了具有控制功能和数据分析功能的一体化校准平台，为校准技术的工程化应用进行了有益的尝试。对宽带系统的窄带化进行了分析，提出了折线式拟合和补偿算法，相比传统的阶梯式补偿法，不仅降低了补偿误差，而且保证了幅相曲线的连续性。最后，对关系到校准策略合理性的可靠性指标进行了分析，将可靠性设计纳入到校准系统设计中，作为校准系统重要的输入条件考虑。

第六章，总结和展望。对论文的主要研究成果进行了总结，并对下一步工作提出了建议。

第二章 天线系统方案设计

2.1 引言

低轨通信卫星相比同步轨道通信卫星具有更小的反应时间、更低的自由空间损耗、更好的空地通信频率复用特性^[2]，同时发射功率小易于实现终端小型化和超长待机，特别是考虑到我国大多数山脉呈东西走向，山脉北麓成为 GEO 卫星覆盖盲区的特点，LEO 通信卫星在我国具有特别重要和无法替代的作用。

星载天线是卫星有效载荷的重要组成部分，对整个卫星通信系统的性能有着极其重要的影响。本文将以 LEO 通信卫星应用为基础，进行星载多波束天线的系统级分析和规划，提出切实可行的设计方案，为 LEO 通信卫星的研制提供参考。

不同的阵列形式具有不同的特性，理论上分析常用线阵和圆阵等几何结构简单的阵列，实际中根据需要可以采用各种不同排布的平面阵。排布不同的阵列性能差异很大。对各种不同排布的阵列都进行分析所需篇幅过大，显然也不现实。因此，本课题仅针对确定的19元六边形规则排布的微带天线阵进行讨论。

采用直接辐射阵列天线形成多波束天线，从天线形式角度考虑可以采用微带天线或螺旋天线。微带天线相比传统的微波天线具有很多优点，特别是其低剖面的特性，使其可以实现与航天器表面共形^[3]。微带天线的另一个优点是便于实现圆极化工作，用单片微带贴片天线就能实现圆极化辐射^[4]。

辐射单元的选择需要从解决带宽、圆极化轴比、交叉极化特性、驻波特性、方向性增益等问题出发，根据星上条件选择最佳的方案。对于发射和接收多波束天线来说，在这部分的内容基本一致，除去频点的差异，需要考虑的问题是一样的。通过比较，单元采用单馈点微带贴片天线。微带天线由于体积小、重量轻、低成本、结构简单、可靠性高、易于飞行器表面共形等特点，更适合在卫星上面使用。

LEO 卫星的星载天线包括低增益宽波束赋形天线和高增益多波束天线两大系列^[5]。由于 LEO 卫星轨道较低，要求星上天线必须具有相当宽的波束张角才能覆盖较大的区域，但是覆盖张角过大时波束增益就会降低，这一矛盾通过多波束天线可以获得较好的解决。多波束天线并不采用单一大张角覆盖的思路，而是形成若干高增益的窄波束，以多个窄波束共同覆盖较大的区域^[6]。

另一方面，由于地球的曲率，卫星覆盖下的区域到达卫星的路径并不相等，星下点路径最短，远离星下点的区域路径较远，这就引起了远近效应的问题。对于通信卫星系统而言，等通量覆盖是保证系统性能稳定的关键因素之一。而这恰恰是多波束天线的优势。因为多波束天线是通过几个高增益的窄波束合成一个等效的高增益宽波束，所以可以通过调整每个波束的增益大小，实现对地面的等通量覆盖。

由此可见，多波束天线能够提供更高的增益、更好的赋形效果，整体性能优于宽波束赋形天线，更加符合低轨通信卫星的要求。多波束天线的高增益等通量覆盖，使得地面终端能够实现小型化，具有更小的发射功率，能够减小电池消耗，延长待机时间。另外，对保密通信而言，终端发射功率减小也有利于信号隐蔽，降低被截获和被定位的危险。

通过优化配置，可以实现波束边缘的陡降，尽量减小相邻波束的覆盖交叠区，减少用户上行信号被不同波束进行多重接收的概率，节约系统资源。

对于卫星通信系统而言，工作频段的选择对系统性能和稳定性至关重要，因此需极为谨慎。频率范围的选择需要进行大量的调研和论证工作，掌握全球其他地面通信网络和卫星通信网络占用频段的情况，尽量选择较为纯净的频段，对于独占性较强的系统（如卫星通信系统）或者全球性的大型通信系统，应尽量避让，避免与其共用频段。对于区域性等小规模的通信网络以及独占性较弱的通信网络，可考虑与其部分共用频段。此时需要对共用频段对双方造成的影响进行论证，包括本系统对已有系统会产生怎样的影响，以及已有系统会对本系统造成怎样的影响两个方面。共用原则为：已有系统不会感知到本系统的存在，本系统不会造成已有系统的通信性能下降；同时已有系统不会对本系统的性能造成较大影响，其微小影响可通过其他抗干扰措施消除，确保两套系统可以共存。

2.2 覆盖范围分析

星载天线在轨模型如图 1 所示，天线中心视角为零。地球模型为球形，半径为 $R_e = 6378km$ ，卫星轨道高度选择 $h = 900km$ ，考虑地面终端的最低通信仰角 $e = 20^\circ$ ，可以计算出天线对地球的最大视角（单边）为

$$\beta_{\max} = \arcsin\left(\frac{R_e}{R_e + h} \cdot \cos e\right) = 55.44^\circ$$

它对地球的覆盖为半径

$$r = R_e \cdot \left[\arccos\left(\frac{R_e}{R_e + h} \cdot \cos e\right) - e \right] = 1621km$$

的圆形区域，该区域即为所要求的多波束覆盖区域。对于发射和接收多波束天线来说，在这部分的内容基本一致。

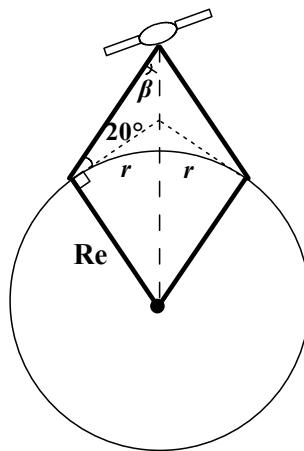


图 1 天线在轨模型

2.3 波束覆盖方案

常用的多波束天线有两种不同的覆盖原则：等波束宽度覆盖和等波束面积覆盖^[7]。由于等波束面积覆盖有利于克服远近效应，同时能够提供均匀覆盖的系统容量，决定采用等波束面积的覆盖方案，也就是说所有波束的投影面积大小一致。本文将以典型的 7 波束等波束面积覆盖为例进行设计分析。波束结构为二层，内层为一个中心波束，外层为均匀排布的 6 个波束，这种波束排列方案很大程度上具有通用性，与波束数更多、配置更复杂的多波束系统规划的基本思路一致，只是复杂度有所增加而已。如图 2 所示为 7 波束覆盖示意图：

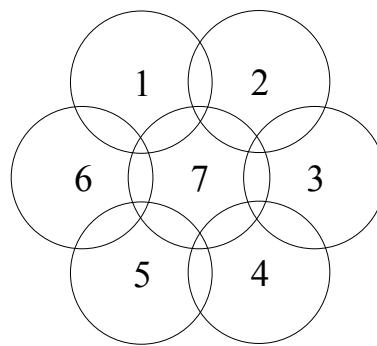


图2 7波束覆盖示意图

由于采用的是 7 波束等面积覆盖的方案，不考虑波束交叠，结合 3.1 节的相关

指标，可以得到每个波束宽度所覆盖范围大约为 $\frac{2}{3}r = 1080\text{km}$ ，每个波束的覆盖区面积是 91.6 万平方千米。其他指标包括：中心波束与外围波束间的夹角为 47.3° ，外围相邻两个波束间的夹角为 43.3° ；中心波束宽度为 60.6° ，外围波束轴向宽度为

25.1°，切向宽度为43.3°。

采用数字波束形成系统来实现上述的覆盖方案，数字波束形成是实现多波束天线的重要手段之一，通过调整天线阵元的加权权值（幅度和相位），可以对波束覆盖、增益、指向等进行调整，相比传统天线系统，不仅精度高、灵活易于控制，而且实现更加方便。从理论上来讲，数字波束形成对天线阵列的具体形式没有特别的要求，所以一般的DBF设计主要集中在算法的研究和实现上，也就是说重点放在数字信号处理的阶段。但是，实际工程应用时天线阵与波束形成网络的关系是非常紧密的。因此，设计高效率、高质量、高可靠性的波束成形网络应同时兼顾天线阵列的设计。本文后续章节的内容均是基于数字波束形成技术的。

与GEO卫星常采用大口径单一波束反射面天线不同的是，LEO卫星常采用直接辐射阵列(Direct Radiating Array，简称DRA)多波束天线，以若干波束组合覆盖服务区。DRA多波束天线可使终端实现小型化，在LEO卫星通信系统中具有十分广泛的应用前景。

从阵元数目来讲，可以采用一个阵元对应一个波束的方案，也可以采用多个阵元对应一个波束的方案。

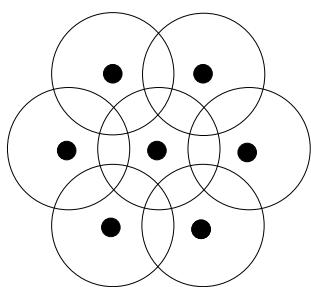


图3 7阵元形成7波束示意图

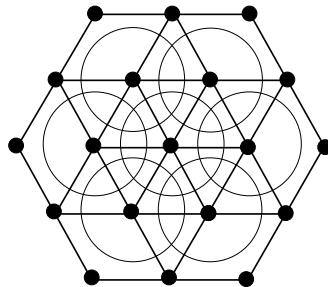


图4 19阵元形成7波束示意图

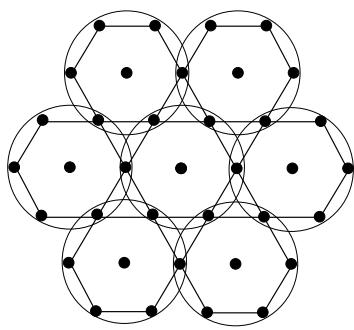


图5 37阵元形成7波束示意图

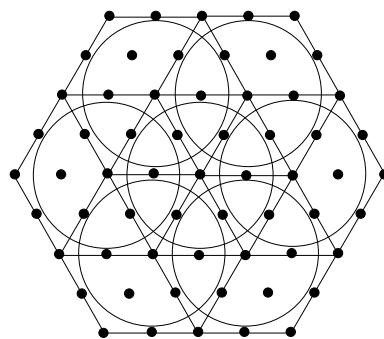


图6 61阵元形成7波束示意图

如图3~图6分别是用7个阵元、19个阵元、37个阵元和61个阵元形成7波束的示意图。其中，黑点表示阵元，圆圈表示波束。采用的阵元数越多，天线增益和分辨率越高、波束边缘陡降斜率越大。但是，阵元数的增加会导致天线复杂度的增加，特别是以射频电路为主的硬件复杂度的增加，造成卫星的重要资源——功耗和重量随之增

加，不易实现星体小型化、轻型化配置。因此，应在硬件复杂度和天线性能之间折中考虑。

另一个需要考虑的是天线阵列自由度的问题。对于具有调零功能的多波束天线而言，自由度表示一个波束理论上能够形成的零陷的最大数量，以 F 表征自由度， $N_{element}$ 表示形成这个波束所用的阵元数，那么有 $F = N_{element} - 1$ ，比如，图3中的每个波束是由一个阵元形成的，其自由度为0，波束内部不能形成零点。图4的每个波束是由7个阵元形成的（阵元有部分复用），自由度为6，理论上每个波束内部能够形成最多6个零点。图5的自由度也是6，与图4的方案相比只是阵元的复用程度有所降低。图6的每个波束是由19个阵元形成的，因此自由度为18，每个波束内部最多可形成18个零点。可见，为了能够形成足够多的零点（取决于对每个波束覆盖区可能出现的干扰数的判断或者系统设计的抗干扰余量），在波束形成中应尽量采用更多的天线阵元。如前所述，阵元数过多将极大的增加系统的负担，一种可行的方法是，将阵元数控制在较合理的范围内，通过增加阵元复用率来增加每个波束的自由度。

考虑星载条件下的规模、重量及功耗等因素，低频段用户链路的多波束天线采用19个天线单元构成平面六边形天线阵列。天线阵面采用旋转对称结构，与星下点覆盖区相匹配，这样的阵面结构更容易提高覆盖区增益。辐射单元按等边三角形栅格排列，与传统矩形栅格相比，在保证不产生栅瓣的条件下，阵元数目可以减少10%。阵元间距为中心频点所对应波长的1/2。图7左图为天线阵排布拓扑图，右图为天线阵的示意图，六边形的基板上均匀分布着19个圆形的天线单元。

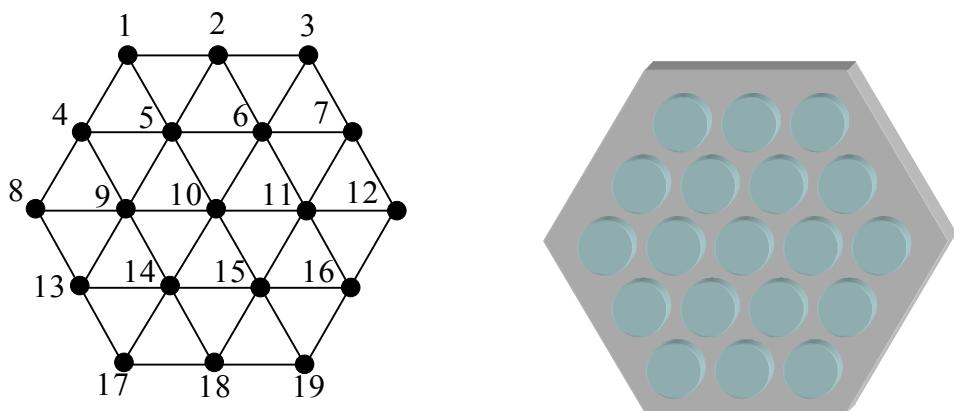


图7 正三角栅格排列的19元阵列天线

增加阵元数除了会增加系统的复杂度以外，阵元过多可能无法适应星上的有限安装空间。天线阵面的直径与阵元数和工作频率有关，表1给出了对应于19、37和61阵元的天线阵面直径。可见，从安装空间来看，19元阵是较合适的选择。除非工作频率大幅提高，或者实现收发天线共用，否则在LEO卫星平台有限的空间来看，实现更大规模的微带天线阵是很困难的。

表 1 天线阵面直径与阵元数和频率的关系

	1GHz	1.5GHz	2GHz
19 阵元	90cm	60cm	45cm
37 阵元	120cm	80cm	60cm
61 阵元	150cm	100cm	75cm

在以 19 个阵元形成 7 个波束的方案下，有两种具体的波束形成方法。第一种，即每个波束均以 19 个阵元的加权求和来形成，即每个波束都是 19 个阵元共同作用的结果。如图 8 所示。其中阵元间的连线表示连线内的阵元共同参与了波束形成。

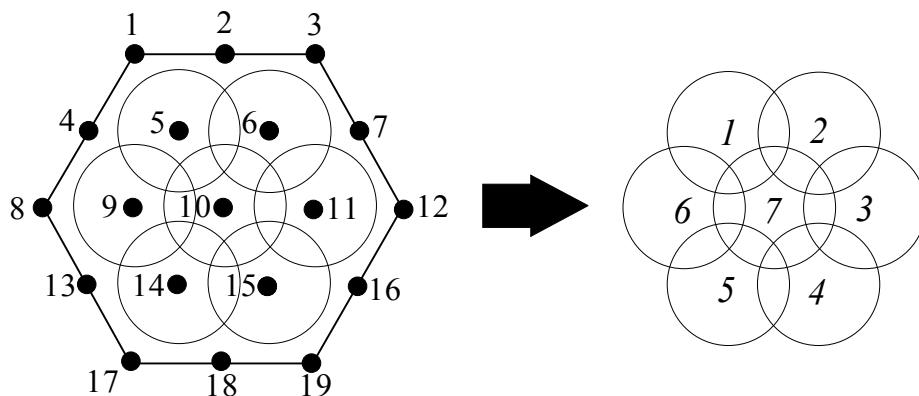


图 8 19 阵元形成 7 波束（所有阵元均参与波束形成）

由图可见，在形成波束 1 时，阵元 19 由于远离波束中心，因此其贡献微乎其微。在调零天线的干扰源 DOA 估计中，一般也并不是将所有阵元的数据都纳入计算，而是选取一些具有更大信息量的阵元，这样不仅不会造成计算精度的下降，而且能够极大地降低计算复杂度，降低了系统负担，易于实现实时化。因此，将这种思想引入，忽略那些对波束贡献不大的阵元，对阵列进行合理稀疏优化，可使波束形成过程得到简化，即：

第二种，仅选择部分阵元形成波束。如图 9 所示。

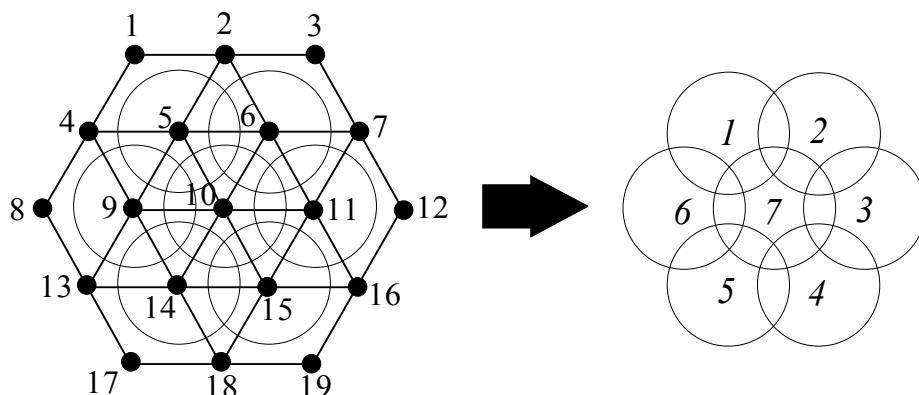


图 9 19 阵元形成 7 波束（部分阵元均参与波束形成）

由图可见，形成波束 1 时仅使用了波束中心阵元 5 和该阵元周围的六个阵元：阵元 1、2、4、6、9、10，没有使用远离波束 1 的那些阵元。表 2 是波束形成时使用的阵元与波束的对应关系。

表 2 波束与阵元间的关系

波束	波束 1	波束 2	波束 3	波束 4	波束 5	波束 6	波束 7
阵元	1,2,4,5, 6,9,10	2,3,5,6, 7,10,11	6,7,10,11, 12,15,16	10,11,14,15, 16,18,19	9,10,13,14, 15,17,18	4,5,8,9, 10,13,14	5,6,9,10, 11,14,15

由表 2 可见，各个阵元参与波束形成的复用次数不同，中心的阵元几乎在形成每个波束时都要使用，而边缘的阵元仅在形成与其位置对应的波束时才会使用。

高增益和低旁瓣电平是多波束天线的基本要求^[8]。波束形成时参与运算的阵元数量的精简可以带来计算的极大便利，但会造成波束增益下降以及波束边缘陡降变缓等问题，需综合考虑。

2.4 复用方案

由于LEO卫星轨道较低，要求星上天线必须具有相当宽的波束张角才能覆盖较大的区域，但是覆盖张角过大时波束增益就会降低，这一矛盾通过多波束天线可以获得较好的解决。多波束天线并不采用单一大张角覆盖的思路，而是形成若干高增益的窄波束，以多个窄波束相互叠加覆盖较大的区域^[6]。同时，窄波束可以减小干扰并降低功率发散^[9]。另外，星载多波束天线在电子对抗方面还具有优势^[10]。

众所周知，多波束技术使得空间隔离的波束可以使用相同的频率，互不干扰，实现频率的多重复用，从而加大了可用带宽，使通信容量大幅度增加，有限的频谱资源得到了更为有效的利用^[11]。对于 7 波束覆盖的方案，其频率复用可以采用三色复用和四色复用两种方案，如图 10 所示：

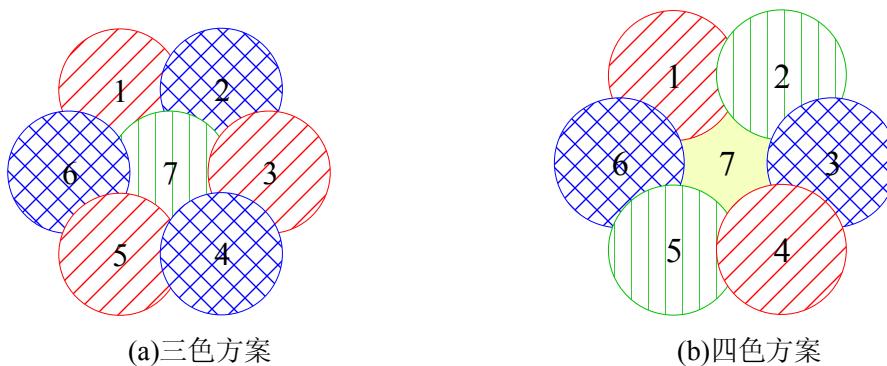


图10 波束的覆盖方案

三色方案实际是将整个工作频段划分为三个子带，从而实现频率复用的，同样，四色方案是将工作频段划分为四个子带，而子带的划分与信道的划分有密切的关系，下节将讨论有关信道划分的内容，这里只给出频率/波束映射图(Frequency/Beam

Mapping), 以表示相同子带在不同波束中的复用情况:

	波束1	波束2	波束3	波束4	波束5	波束6	波束7
子带1	斜线		斜线		斜线		
子带2						竖线	
子带3	斜线	斜线	斜线		斜线		

(a)三色方案

	波束1	波束2	波束3	波束4	波束5	波束6	波束7
子带1	斜线			斜线			
子带2		竖线			竖线		
子带3			斜线		斜线		
子带4							黄色

(b)四色方案

图11 频率/波束映射图

由图可见, 上述三色覆盖和四色覆盖都只实现了部分频率资源的复用, 中心波束(波束7)的频率并没有复用。这一点可以在多星复用中得到解决。在多星方案中, 不同卫星的波束频率分配不同, 多色覆盖方案可以在多星分配中得到扩充, 从而使所有频段的频率资源都得到同等几率的复用, 最大限度的利用有限频谱资源。多星波束频率分配方案如下图12和图13所示:

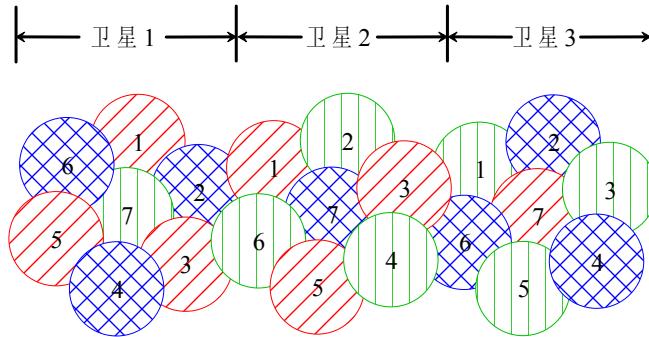


图12 三色覆盖方案在多星中的波束频率分配

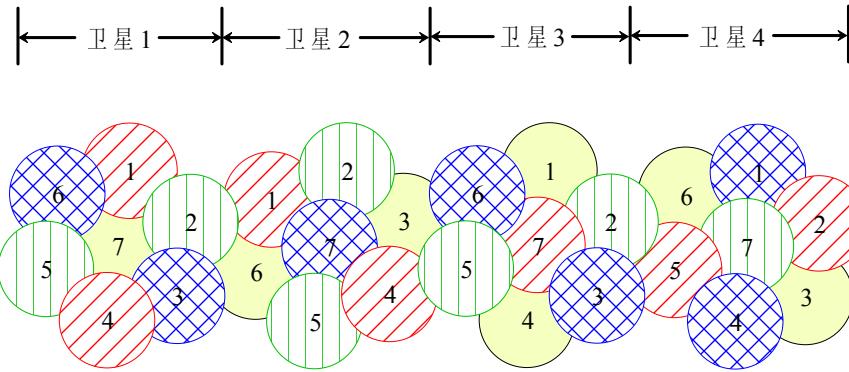


图13 四色覆盖方案在多星中的波束频率分配

三色方案的频率复用度为 $\frac{7}{3}$, 四色方案的频率复用度为 $\frac{7}{4}$ 。若相邻两个波束的

中心点间距为 L , 则三色方案中同频波束的中心点相距 $\sqrt{3}L$, 四色方案中同频波束的中心点相距 $2L$ 。可见, 虽然四色覆盖方案的频率复用度低于三色覆盖方案, 但同频率波束的空间隔离度高于后者。上述讨论的波束频率复用方案对接收天线和发

射天线同样适用，只不过接收和发射所占用的频率不同罢了。上下行采用相同的波束覆盖形式，在越区切换时（波束间切换）上下行可同时进行，切换控制策略更加简单。

2.5 信道分配方案

上行信道和下行信道的信道分配方案相同，此处以上行信道为例进行设计。上行的每个波束占用相同的频宽，其中包含两个载波频率。一个波束内包含两个载频，可以扩充系统容量，同时可以实现波束内切换，增强系统抗干扰能力。当用户当前使用的通信信道由于受到敌方干扰而变得不可用时，系统可以将用户切换到同一波束内另外的可用信道上，这就是所谓的波束内切换^[12]。采用三色覆盖和四色覆盖方案实现频率复用时上行频率安排如图 14 和图 15 所示：

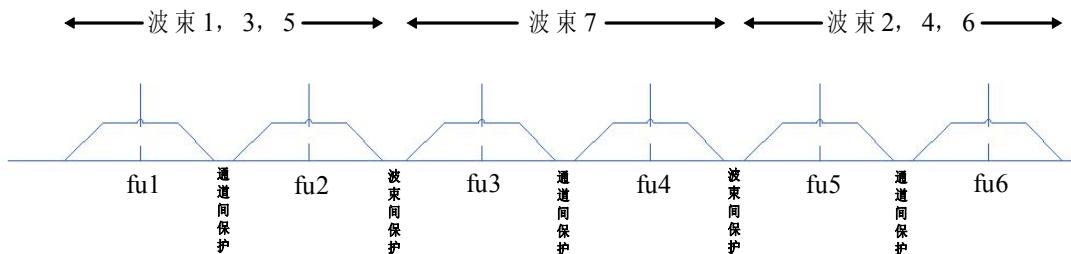


图 14 上行频率安排（三色方案）

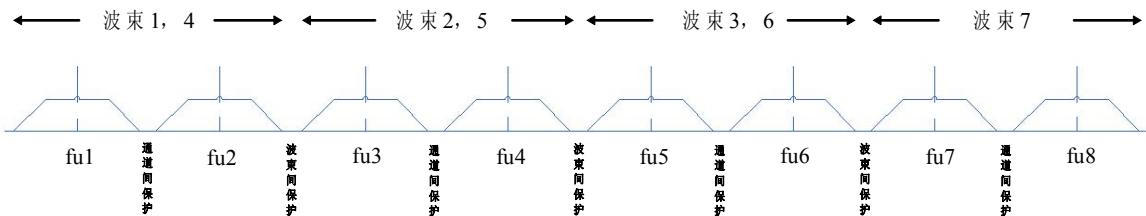


图 15 上行频率安排（四色方案）

可见，四色方案卫星上行信道占用的频带要比三色方案的宽。频率利用率的下降使得所需频宽增加，但同时也使波束间的同频干扰有所降低。

对于星座卫星通信系统，用于境外通信时有时要求卫星具有低的功率辐射密度^[6]，有时又采用低速率工作模式增强抗干扰能力，因此波束内的两个载频可以确定为一个为主服务载频，一个为备用载频，通过调整备用载频信号的发射，可以实现低辐射或低速率工作的目的。三色覆盖和四色覆盖的上行信道分配如表 3 所示。

表 3 上行信道分配表

三色覆盖方案				四色覆盖方案			
波束号	信道号	频率	信道类型	波束号	信道号	频率	信道类型
B1	U _{1, U_{2, U₃}}	fu ₁	业务信道	B1	U _{1, U_{2, U₃}}	fu ₁	业务信道
B3	U _{9, U_{10, U₁₁}}		业务信道	B4	U _{13, U_{14, U₁₅}}		业务信道
B5	U _{17, U_{18, U₁₉}}		业务信道	B1	U ₄	fu ₂	备用信道
B1	U ₄	fu ₂	备用信道	B4	U ₁₆		备用信道
B3	U ₁₂		备用信道	B2	U _{5, U_{6, U₇}}	fu ₃	业务信道
B5	U ₂₀		备用信道	B5	U _{17, U_{18, U₁₉}}		业务信道
B7	U _{25, U_{26, U₂₇}}	fu ₃	业务信道	B2	U ₈	fu ₄	备用信道
B7	U ₂₈	fu ₄	备用信道	B5	U ₂₀		备用信道
B2	U _{5, U_{6, U₇}}	fu ₅	业务信道	B3	U _{9, U_{10, U₁₁}}	fu ₅	业务信道
B4	U _{13, U_{14, U₁₅}}		业务信道	B6	U _{21, U_{22, U₂₃}}		业务信道
B6	U _{21, U_{22, U₂₃}}		业务信道	B3	U ₁₂	fu ₆	备用信道
B2	U ₈	fu ₆	备用信道	B6	U ₂₄		备用信道
B4	U ₁₆		备用信道	B7	U _{25, U_{26, U₂₇}}	fu ₇	业务信道
B6	U ₂₄		备用信道	B7	U ₂₈	fu ₈	备用信道

fu₁, fu₃, fu₅, (fu₇) 频点上各有 3 条终端码分业务信道, fu₂, fu₄, fu₆, (fu₈) 频点上各有 1 条备用信道。两种方案下都有 21 条 (U_{1, U_{2, U₃}} 等) 上行业务信道, 7 条 (U₄ 等) 上行备用通道。

2.6 波束互扰及切换

在多波束体制下, 系统设计时需要考虑波束间互扰的抑制, 波束间互扰主要包括两类:

1、频率不同的波束之间: 使用频率不同的波束, 主要通过频分隔离防止信号进入其他波束。除了在频率规划中应用一定宽度的保护频带 (如图14、图15中所示) 以外, 天线后端应配备相应的频域滤波器, 将泄露进来的信号进行抑制。另一方面, 发射信号应保持一定的纯度, 抑制带外寄生发射, 同时进行功率控制。

2、频率相同的波束之间: 多波束天线为了提高频率利用率, 将空分隔离的不同波束使用相同的频率, 即频率复用, 这样就引入了同频干扰。由于频率相同, 不能通过频域滤波的方法进行抑制, 只能通过设计天线具有高的旁瓣抑制性来消除。由于四色覆盖时同频波束间距离较大, 因此空间隔离度大于三色覆盖时的情况, 同频干扰较小。

第 4 节提到的波束内切换, 指的是通信在受到干扰时从波束内的一个信道切换到另一个信道以躲避干扰的情况。而本节讨论的是波束间切换, 波束间切换的本质原因是由于卫星相对地面运动, 地面终端离开一个波束而进入另一个波束时需要进行通信接续。波束切换主要是根据接收信号的功率大小进行判断的, 如图 16 所示:

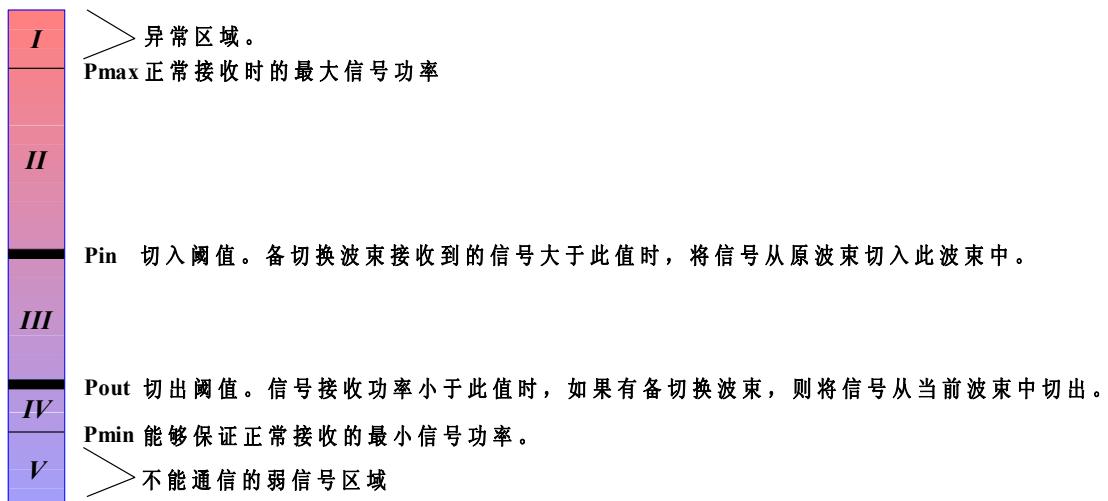


图 16 波束间切换原则

由图 16 可见，所有信号功率可能出现的区域被划分成了 5 个部分。这种划分借鉴了地面移动通信的相关标准。Part I 表示接收到的信号功率过大，无法正常接收。这表示卫星受到了强干扰或者卫星接收通道本身出现了故障。此时，星上控制器应引导卫星进入故障检测，如果是确认受到了干扰，则启动抗干扰功能，否则启动故障处理（应急）程序。Part II 和 Part III 都是能够正常接收信号的功率范围。Part II 表示信号较强，系统工作正常，不进行切出操作。Part III 更像是一个缓冲区域，进入此区域表示该波束进入备选波束。Part IV 表示信号勉强能够通信，除非没有其他波束可以替代，否则应将波束切出。Part V 表示信号非常微弱，无法进行通信，波束已经离开该区域了。

Part III 是非常重要的，它的存在可以有效防止波束盲目的频繁切入切出，确保了系统性能的稳定。因此，合理设置功率阈值将使系统更加稳定和可靠。而合理阈值的确定除了进行系统级仿真外，有时还必须经过系统调试才能确定，当然，经验值也具有很强的参考性。

当然，由于切换的波束采用的是不同的频段，因此这种切换是硬切换，需要相应的硬件支持。虽然相比软切换来说硬切换系统代价大，硬件复杂度高，但由此换来了相同频带内系统容量的倍增，在当前频率资源日趋枯竭的大环境下，仍然具有很大的现实意义。

2.7 小结

多波束体制下的 LEO 通信卫星设计是一个复杂的系统化工程，需要解决诸多理论和实际工程上的问题，本章对低轨道通信卫星多波束天线系统的一些关键点进行了分析和阐述，包括波束覆盖方案、阵列天线方案、波束形成方案，分析了 7 波束覆盖下的波束 3 色复用和 4 色复用方案，对相应的上行信道分配方案进行了设计

规划，并对波束互扰以及波束切换策略进行了分析讨论。以 19 元微带天线阵实现 7 波束小区覆盖，具有较大的通用性。

第三章 系统误差分析

3.1 引言

基于数字波束形成的多波束天线技术是天线技术的极大飞跃，众多性能优异的算法层出不穷，不仅使多波束天线系统实现了更多的功能，而且其各项性能也逐渐逼近理论上限。然而，理论水平的跃升并没有直接转化为工程性能的提升。如果说早期的多波束天线算法受制于数字处理芯片的性能，比如AD采样速率、DSP处理速度、可处理的通道数等指标，那么伴随着数字芯片产业技术的飞速发展，曾经无法实现的指标现在都有可选择的芯片能够完成，数字芯片技术已经不是工程应用的主要障碍了。因而，高性能数字多波束算法工程应用的羁绊就更多的表现在误差的影响了。这是因为，几乎所有的高性能算法都是基于这样的一个假设前提，即系统没有误差。一旦考虑误差的影响，算法的性能就会发生严重的恶化，某些性能优异的算法甚至对误差极度敏感，造成这类算法无法在实际中应用。

然而，实际系统中总是存在着各种各样的误差，误差的存在是客观的，也是无法完全避免的。对于多波束天线而言，微小的误差会带来波束指向精度变差、波束旁瓣抬高、分辨率降低等影响，其后果是不言而喻的。为了获得波束和波束之间的隔离并获得低的旁瓣特性，就需要对天线阵列进行精确的校准^[13]。校准的一个主要目标是获得卫星进入轨道后实际的天线方向图，因为与安装在平台上相比，当卫星被发射到环境严酷的外太空后，天线的方向图有可能会发生很大的变化^[14]。减小误差造成的影响可以从两个方面来考虑：首先，必须搞清楚误差的来源及其对多波束天线系统的影响大小；其次，根据实际情况来选择合适的方法减小这些误差对系统的影响。

阵列天线的误差(errors)，有时称之为不确定性(uncertainties)，来源于这样一些因素：阵元组件的老化、漂移、互耦、热效应、环境条件的变化以及自身的运动等^[15]。实际上，阵列特征一般不可能精确知道，其真实值是标称值(用 \hat{r} 表示)与误差或不确定度(用 \tilde{r} 表示)的和，例如， $r = \hat{r} + \tilde{r}$ ^[15]。图17描述了一般情况下阵列天线的误差在整个研制周期和运行周期中的变化规律。由图可见，在最初提出系统模型时（理论阶段）不确定性是相当大的，在系统建模仿真后即较接近于真实值。暗室测量是基于实物进行的精确测量，是消除误差的关键步骤，有效和精确的暗室测量是发射前的最后一次人工校准。卫星发射时，虽然有整流罩的保护，但振动、高低温、真空等环境因素仍会造成天线出现一定的误差。随后，由于空间环境的影响和天线系统自身的老化作用，误差呈现逐渐增大的趋势，这种趋势一直持续至卫星的寿命末期。一般来讲，在天线系统的设计周期内，应对这种性能的偏移进行预测，并采取必要的措施保证误

差在整个卫星的寿命期内处于可控程度，否则将直接影响到卫星的有效寿命。如果要在运行期间缩小误差，就必须进行卫星的在轨校准，这也是本文的讨论重点。

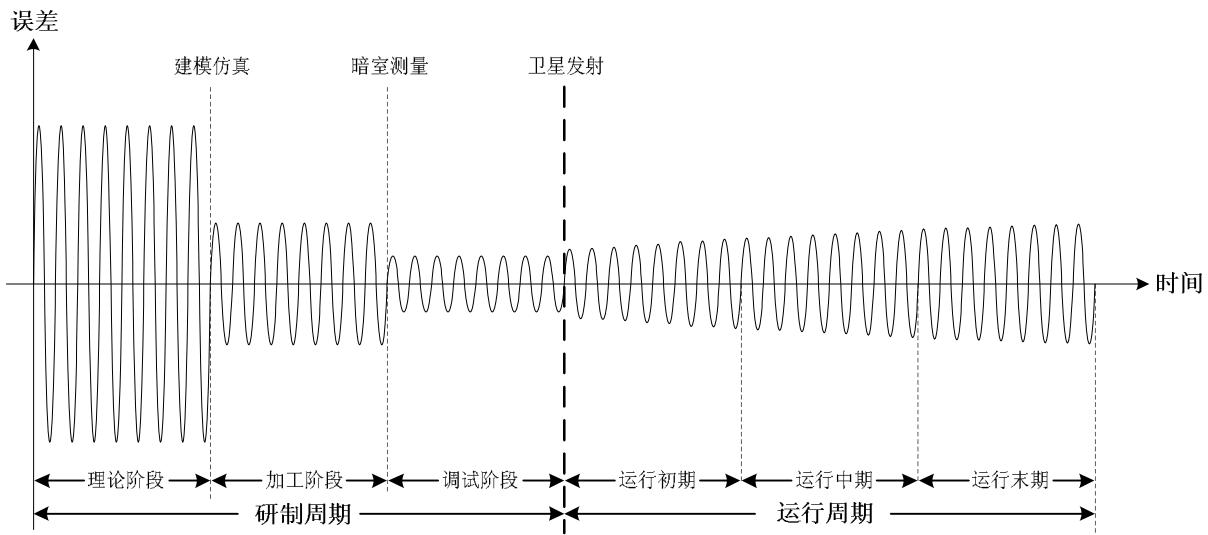


图17 无故障情况下阵列天线误差变化规律示意图

3.1.1 误差类型

一般来讲，阵列天线系统的常见误差有：

- (1) 阵元天线特性的不一致（包括阵元幅度、相位不一致性）。这种不一致性可能具有方向性；
- (2) 通道幅度和相位特性的不一致。因为接收机是由功放、混频器等模拟电路组成的，很难保证各射频通道的一致性，而且器件的发热和老化会使传感器与数字设备输出之间的电路性能发生变化；
- (3) 阵元的位置误差。风力变形、重力变形、阵列安装的空间位置误差等均可能引起阵列的位置误差，如位于卫星上的天线展开后的天线阵，其阵列位置误差尤为明显；
- (4) 阵元间的互耦。由于天线阵中阵元间的间距较小，它们之间的电磁耦合使阵元表面处的场及其电流分布都发生了变化，因而其阻抗也发生了变化；
- (5) 由于传播媒介不均匀引起的波阵面失真；
- (6) 阵列附近的散射作用；
- (7) 量化误差，即由于A/D采样位数有限而引起的误差；
- (8) 同一通道的正交误差；
- (9) 信号带宽引起的处理误差；
- (10) 由发射振动或轨道上热力变化而导致的机械形变，可能导致卫星阵列天线的电性能发生严重退化^[16]。

如果按照误差变化的速度来划分，系统误差可以分为非时变误差和时变误差两

种。非时变误差是指不随时间变化或者随时间变化非常缓慢的误差，包括阵元几何位置差异、阵元间的互耦效应、阵元方向图差异、各阵元间馈线差异等；时变误差是指随时间快速变化的误差，如各射频通道随温度而变化的放大器幅相差异、射频组件的老化、滤波器的时延、幅频相频特性失真、IQ不平衡等^[17]。非时变误差，如阵列单元间的互耦，可以通过单次精确测量后通过预失真技术进行补偿^[18]；而时变误差，比如通道幅相误差随温度不断变化，则需要频繁的进行校准和补偿。

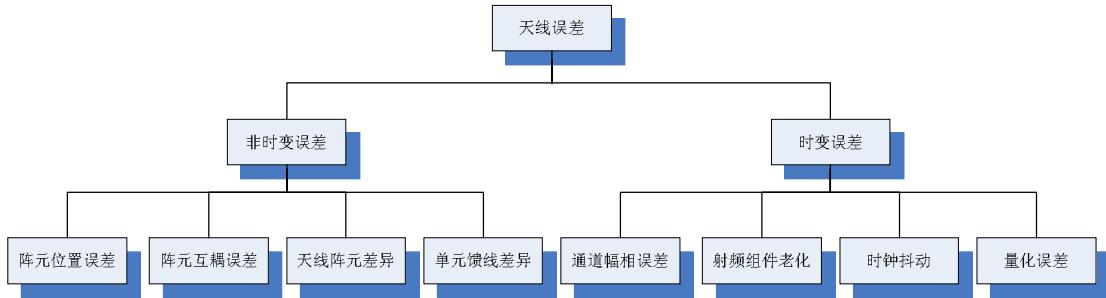


图18 误差的分类

本章将对主要的误差类型进行误差形成机理分析。所谓误差形成机理分析，即是通过对不同类型误差的形成因素进行分析，推导不同来源的误差的公式化表达，从而得到定量关系。针对不同的误差进行误差形成机理分析，能够理清误差的不同属性。比如，主要误差和次要误差，主要误差需要重点考虑，而某些次要误差可以忽略；角度相关的误差和角度无关的误差，显然这两类误差的误差模型不同，校准方法也不相同；快变误差和慢变误差，显然这决定了需采用不同的误差校准策略，等等。对于可以用参数表示的误差，即参数型误差，应该用误差测量加补偿的方法进行校准，而非参数型误差则只能通过提高算法的稳健性来解决。

3. 1. 2 误差的数学模型

如果有 N 个信号 $S_1(t), \dots, S_N(t)$ 入射到阵元数为 M 的阵列天线，入射方向分别为 $(\theta_1, \phi_1), (\theta_2, \phi_2), \dots, (\theta_N, \phi_N)$ ，如图所示，各通道接收到的信号为 $x_1(t), \dots, x_M(t)$ ，则有

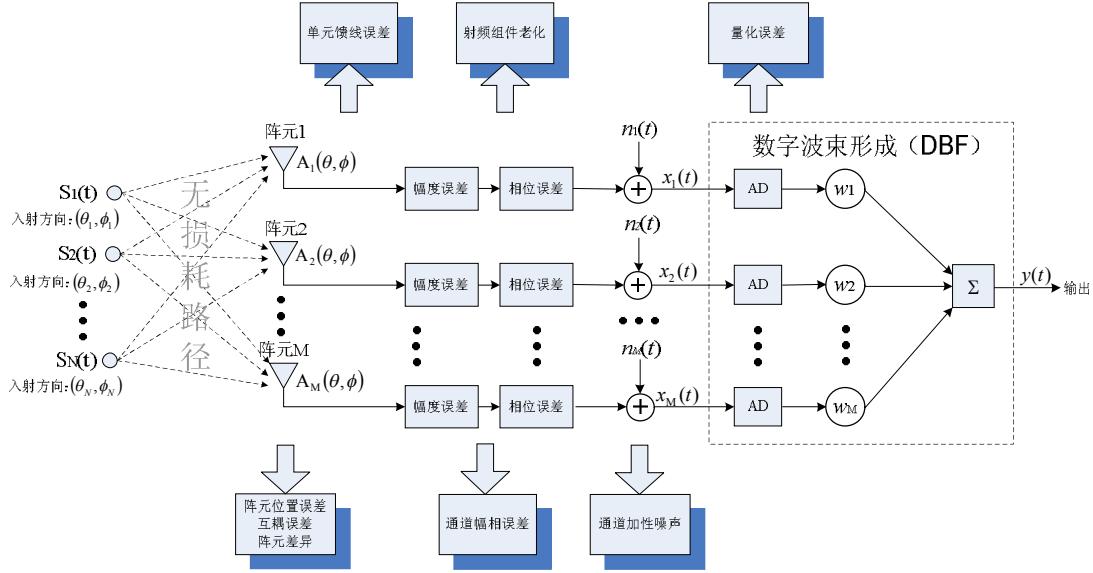


图19 阵列天线误差示意图

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{1N}(\theta_N, \phi_N) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{2N}(\theta_N, \phi_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{MN}(\theta_N, \phi_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (\text{式3-1})$$

其中， $a_{ij}(\theta, \phi)$ 为第*i*个阵元对应信号 $S_j(t)$ 的入射方向的阵列响应。 $n_i(t)$ 为各通道的加性背景噪声，一般认为是高斯白噪声。

当存在阵元互耦和通道幅相误差后，则式3-1变为：

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1M} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{M1} & C_{M2} & \dots & C_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Gamma_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{1N}(\theta_N, \phi_N) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{2N}(\theta_N, \phi_N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{MN}(\theta_N, \phi_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (\text{式3-2})$$

其中， C_{ij} 为阵元*i*和阵元*j*之间的互耦系数；

$\Gamma_i = \alpha_i e^{-j\omega_0 \psi_i}$ 为通道*i*的幅相误差，其中 α_i 表示通道*i*的实际幅度与理想幅度的比， ψ_i 表示通道*i*的实际相位与理想相位的差， ω_0 表示系统中心频率。

令 $C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1M} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1} & c_{M2} & \dots & c_{MM} \end{bmatrix}$ ， C 称为互耦矩阵；

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Gamma_M \end{bmatrix}, \quad \Gamma \text{ 称为通道幅相误差矩阵;}$$

$$A(\theta, \phi) = [A_1(\theta, \phi), A_2(\theta, \phi), \dots, A_N(\theta, \phi)]^T = \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{1N}(\theta_N, \phi_N) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{2N}(\theta_N, \phi_N) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{MN}(\theta_N, \phi_N) \end{bmatrix}$$

A 称为天线阵列的阵列流形 (Array Manifold);

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T, \quad N \text{ 称为噪声矩阵;}$$

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T, \quad \text{为阵列天线的输出向量;}$$

$$S(t) = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t)]^T, \quad \text{为阵列天线的输入信号向量。}$$

则式 3-2 变为:

$$X(t) = C \cdot \Gamma \cdot A(\theta, \phi) \cdot S(t) + N(t) \quad (\text{式 3-3})$$

式 3-3 就是表征阵列天线接收信号的数学模型, 其中包含了互耦误差、通道幅相误差和通道背景噪声。

一般来讲, 除了互耦误差和通道幅相误差以外, 还有一类主要误差, 即阵元位置误差, 阵元位置误差将导致导引矩阵(Steering Matrix) A 的各个元素发生改变, 即有

$$A = \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) & a_{12}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{1N}(\theta_N, \phi_N) \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) & a_{22}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{2N}(\theta_N, \phi_N) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \dots & a_{MN}(\theta_N, \phi_N) \end{bmatrix} \xrightarrow{\substack{\text{阵元位置误差导致} \\ \text{导引矩阵变化}}} B = \begin{bmatrix} b_{11}(\theta_1, \phi_1) & b_{12}(\theta_2, \phi_2) & \dots & b_{1N}(\theta_N, \phi_N) \\ b_{21}(\theta_1, \phi_1) & b_{22}(\theta_2, \phi_2) & \dots & b_{2N}(\theta_N, \phi_N) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ b_{M1}(\theta_1, \phi_1) & b_{M2}(\theta_2, \phi_2) & \dots & b_{MN}(\theta_N, \phi_N) \end{bmatrix}$$

一般来讲, 这种误差造成的影响很难用矩阵变换的形式表示, 而只能用每个元素都产生不同微小偏移的另一个矩阵 B 来表示, 即

$$b_{ij}(\theta_j, \phi_j) = a_{ij}(\theta_j, \phi_j) + \varepsilon_{ij} \quad (1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N)$$

这样, 包含了阵列天线三种主要误差——互耦误差、通道幅相误差和阵元位置误差, 并且考虑了噪声影响的阵列天线接收信号可以由式 3-2 进一步表示为:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1M} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2M} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ C_{M1} & C_{M2} & \dots & C_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Gamma_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11}(\theta_1, \phi_1) + \varepsilon_{11} & a_{12}(\theta_2, \phi_2) + \varepsilon_{12} & \dots & a_{1N}(\theta_N, \phi_N) + \varepsilon_{1N} \\ a_{21}(\theta_1, \phi_1) + \varepsilon_{21} & a_{22}(\theta_2, \phi_2) + \varepsilon_{22} & \dots & a_{2N}(\theta_N, \phi_N) + \varepsilon_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{M1}(\theta_1, \phi_1) + \varepsilon_{M1} & a_{M2}(\theta_2, \phi_2) + \varepsilon_{M2} & \dots & a_{MN}(\theta_N, \phi_N) + \varepsilon_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (\text{式 3-4})$$

或者由式 3-3 进一步表示为:

$$X(t) = C \cdot \Gamma \cdot B(\theta, \phi) \cdot S(t) + N(t) \quad (\text{式 3-5})$$

经过数字波束形成(Digital Beamforming)后, (如图 19), 输出为

$$y(t) = W^T X(t) = W^T C \Gamma B(\theta, \phi) S(t) + W^T N(t) \quad (\text{式 3-6})$$

其中, $W = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$, 为数字波束形成的权值向量(Weight Vector)。

若采集的快拍(snapshot)为 K 个, 式 3-5 可以写为

$$X(k) = C \cdot \Gamma \cdot B(\theta, \phi) \cdot S(k) + N(k) \quad (1 \leq k \leq K) \quad (\text{式 3-7})$$

式 3-6 可以写为

$$y(k) = W^T X(k) = W^T C \Gamma B(\theta, \phi) S(k) + W^T N(k) \quad (1 \leq k \leq K) \quad (\text{式 3-8})$$

式 3-7 和式 3-8 就是在有误差的情况下, 阵列输出和波束形成输出的数学表达式。值得注意的是, 这里仅考虑了三种主要误差类型——互耦误差、通道幅相误差和阵元位置误差, 因为在绝大多数情况下, 其他误差对天线性能的影响是可以忽略的, 而且某些误差在形式上可以归入这三种主要误差之中, 比如, 大多数误差都可以视作通道幅相误差进行校准补偿。本章接下来的几节即重点讨论这三类主要的误差类型, 对其他类型的误差仅作一般性的描述。

3.2 阵元互耦误差

3.2.1 互耦的形成原理

耦合作用包括阵元间的辐射耦合和馈电网络的反射两种作用, 辐射耦合就是通常所说的互耦^[19]。当空间存在两个以上的天线时, 它们各自产生的电磁场将使对方产生感应电动势及感应电流, 从而改变其原来单独存在时的电流分布, 这就是互耦的本质^[20]。在不考虑互耦的情况下, 总是假设阵列中所有的阵元都具有相同的阵元方向图, 通常就是自由空间中隔离的阵元的方向图^[19]。然而, 实际中天线单元的空间场和表面场都不同于孤立单元时的分布情况^[20], 特别是阵列中的边缘单元的方向图变形最剧烈, 阵中单元方向图的这种畸变是由天线阵中各个天线之间相互耦合引起的^[21]。由于单元间互耦的存在, 使阵列的口径分布和输入阻抗发生变化, 辐射方向图发生改变^[20]。

互耦的机理非常复杂, 包括表面波耦合、近场耦合和远场耦合^[22]。产生互耦是由于阵列天线的各阵元之间并不完全隔离, 阵元总是将自己接收到的信号重辐射给相邻的天线单元^[15]。因此, 每一个阵元的输出都是由独立辐射的原始电压和相邻阵元耦合进入的分量叠加而成的^[23, 24]。因此, 互耦使得天线阵列中完全相同的单元拥有不完全相同的辐射方向图^[24]。

阵列天线阵元间互耦导致实际的阵列天线各阵元的方向图不完全一致，这是影响超分辨率算法发挥优异性能的原因之一^[25]。如果不对互耦进行校准，则天线阵的 DOA 估计和波束形成的性能都将恶化^[26]，而且，互耦作用还会降低系统的输出信干比^[24]。当然，是否需要对互耦进行校准，需要校准到何种程度，这些都取决于具体的系统要求，不能一概而论。在互耦不是很严重的情况下，不进行互耦校准，天线旁瓣抑制度也可以达到一定的水平^[27]，如果符合系统要求就可以不进行互耦校准。值得说明的是，天线阵列扫描角度越大，天线单元间的互耦影响就越严重^[28]。对于 LEO 通信卫星来说，由于需要实现宽覆盖的要求，所以天线阵列必须采用较大的张角。因此，一般来讲，互耦校准对大张角的 LEO 通信卫星阵列天线是必须的。

互耦的校准一般是先对互耦进行电磁测量或通过低频矩量法、高频一致性绕射理论等电磁计算方法对互耦效应进行分析计算，然后根据得到的互耦矩阵进行互耦补偿^[29]。根据得到互耦矩阵 C 方法的不同，互耦校准分为数值计算法和测量法两种方法。数值计算类算法根据阵列几何特性确定的边界条件直接对阵元的电流分布进行计算，尽管这类算法的精度很高，但却很难应用于大型阵列^[19]。测量类方法通过校准测量来获得互耦矩阵，但有时却无法得到，比如，环境变化的太快无法进行校准测量等^[30]。需要说明的是，通常情况下，互耦值是非常低的，无论是分析还是测量都非常困难，测互耦的装置也非常复杂^[22]。

阵列天线的互耦具有不变性和缓变性。所谓不变性，是指通常认为阵元间互耦取决于天线的形状以及位置关系，因此，除非阵列天线排列发生改变，否则互耦是固定不变的^[31]。另一方面，互耦又具有缓变性，这是因为耦合矩阵是随着环境因素而发生变化的，如温度、湿度、压力、振动以及邻近的物体等^[23]。然而，理论和实践都表明，互耦误差变化的非常缓慢，因此在卫星在轨期间，经过离线互耦校准的阵列天线在相当长的阶段内不需要再进行互耦校准，也就是说不需要进行频繁的在线校准或连续校准。可见，互耦误差属于稳定误差，它的这一特性决定了互耦误差与其他快变误差采用的校准策略是不同的。

除了校准以外，工程上也采用一些技术手段来减小互耦误差。比如，信号从贴片天线的基板背面用同轴电缆垂直馈入以减小单元间的互耦^[32]；采用 EBG 技术以降低表面波互耦；在天线阵单元之间增加隔板或者吸收材料^[20]等。另外，辐射耦合与表面波耦合与基板的介电常数有很大的关系^[32]，因此，选择合适的基板介电常数对抑制耦合也有很大的作用。

3. 2. 2 互耦的数学模型

一般情况下，总是将阵元间的互耦视为单模的，也就是说阵元孔径电流只与信号

幅度有关而与辐射方向无关^[25]，因此采用互耦矩阵（Mutual Coupling Matrix, MCM）对互耦效应进行建模^[15]，即对于 N 个信号 $S_1(t), \dots, S_N(t)$ 入射到阵元数为 M 的阵列天线上时，当不考虑互耦的影响时，有

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (\text{式 3-9})$$

当有互耦时，接收信号变成

$$X(t) = CAS(t) + N(t) \quad (\text{式 3-10})$$

其中， $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ 为阵列的输出信号向量；

$A(\theta, \phi) = [A_1(\theta, \phi), A_2(\theta, \phi), \dots, A_N(\theta, \phi)]^T$ 为导引矩阵或阵列流形；

$S(t) = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t)]^T$ 为阵列天线的输入信号向量；

$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ 为通道噪声；

$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1M} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1} & c_{M2} & \cdots & c_{MM} \end{bmatrix}$ 为描述天线间互耦的矩阵，称为互耦矩阵。

互耦矩阵 C 中的项 c_{ij} ($i \neq j$) 称为互耦系数。互耦矩阵 C 与入射信号的功率和方向无关，根据对称理论，互耦矩阵 C 等于它的转置^[24]，即有 $c_{ij} = c_{ji}$ ，除此以外互耦矩阵通常没有特殊的结构。

式 3-9 完全地表征了互耦效应对阵列接收信号的影响，也就是说，无论耦合是近场的还是远场的，或者是否包含表面波耦合，是否包含其他模式的耦合，其影响都可以归入互耦矩阵 C 。当没有互耦或者不考虑互耦的情况下，式 3-9 中的 C 退化为单位阵 I 。

另一种计算互耦效应的方法，是将阵列的输出通过将天线阵等效为响应于外部源的 $M+1$ 端线性双向网络来表示^[33]，如下图所示：

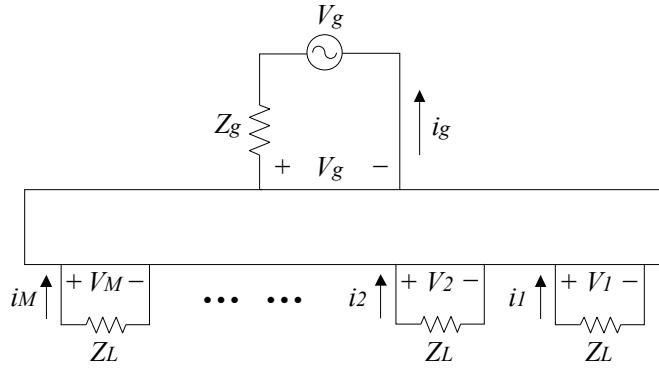


图 20 阵列互耦效应的等效网络模型

此时，阵列输出就变成

$$X(t) = Z^{-1} AS(t) + N(t) \quad (\text{式 3-11})$$

其中，

$$Z = \begin{bmatrix} 1 + \frac{z_{11}}{z_L} & \frac{z_{12}}{z_L} & \dots & \frac{z_{1M}}{z_L} \\ \frac{z_{21}}{z_L} & 1 + \frac{z_{22}}{z_L} & \dots & \frac{z_{2M}}{z_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{z_{M1}}{z_L} & \frac{z_{M2}}{z_L} & \dots & 1 + \frac{z_{MM}}{z_L} \end{bmatrix}$$

Z 称为互阻抗矩阵，其中 z_{ii} 表示第 i 个阵元的自阻抗， z_{ij} ($i \neq j$) 表示第 i 个阵元和第 j 个阵元的互阻抗， z_L 为阵元的负载阻抗。互阻抗 z_{ij} 和自阻抗 z_{ii} 都与信号的频率有关，即对于同一个天线阵，当工作频率改变后，其阵元的自阻抗和互阻抗也会相应的改变。而负载阻抗 z_L 则为固定值，不随信号频率而变化^[33]。与互耦矩阵相同，阻抗矩阵是阵列天线的固有特征，它只取决于天线单元以及阵列的几何结构，而与入射信号的入射角无关，与信号环境无关^[34]。

无论哪种分析方法，式 3-10 和式 3-11 其实质都是同一问题的不同描述，有 $C = Z^{-1}$ ，或者写为 $CZ = I$ 。

3.2.3 阵列模型

3.2.3.1 阵列类型

阵元互耦与天线阵的阵列形式有直接的关系，因此本节首先讨论有关阵列类型的问题。天线阵的阵列可以有任意的排列方式，常见的基本都是平面阵，包括均匀

线阵、均匀圆阵、矩形阵、六边形阵以及不规则阵等。

1、均匀线阵：顾名思义，这种阵列各阵元呈线性排列，且相邻阵元间距离相等，如下图所示。

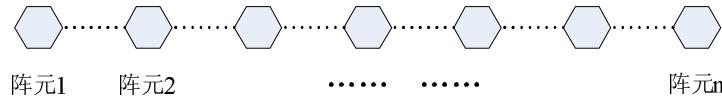


图 21 均匀线阵示意图

在信号源方向未知的情况下，已经证明，等距线阵的误差不可能完全校准^[35]。

2、均匀圆阵：阵元分布在一个圆上，相邻阵元所夹的圆心角相等。另外，一般圆心处还有一个阵元，即图中的阵元 0，常常将其作为校准单元，这样校准单元到其他天线单元的距离是相等的，从而可以很容易的得到校准值^[36]。均匀圆阵由于能够在水平面内实现快速扫描以及其结构上的旋转对称性带来的优点而受到了广泛的关注^[37]。值得一提的是，圆阵的互耦作用比线阵要强很多^[38]。

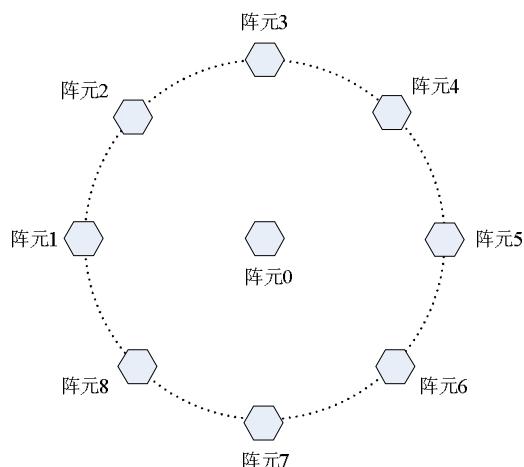


图 22 均匀圆阵示意图

3、矩形阵：顾名思义，矩形阵的天线单元呈矩形排列，如下图所示：

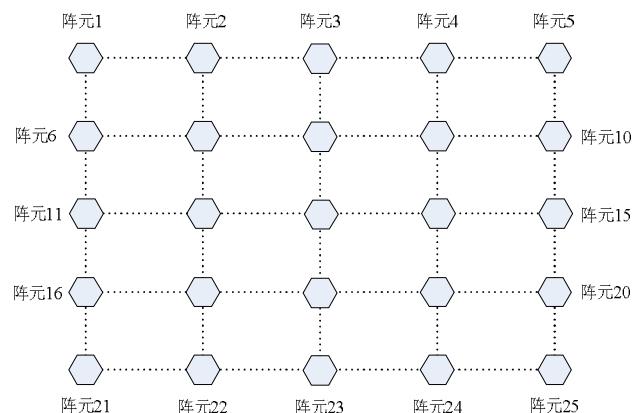


图 23 矩形阵示意图

4、六边形阵：类似于移动蜂窝的思想。以中心阵元（阵元 1）为坐标原点，下图给出了 7 单元和 19 单元六边形阵的结构图。

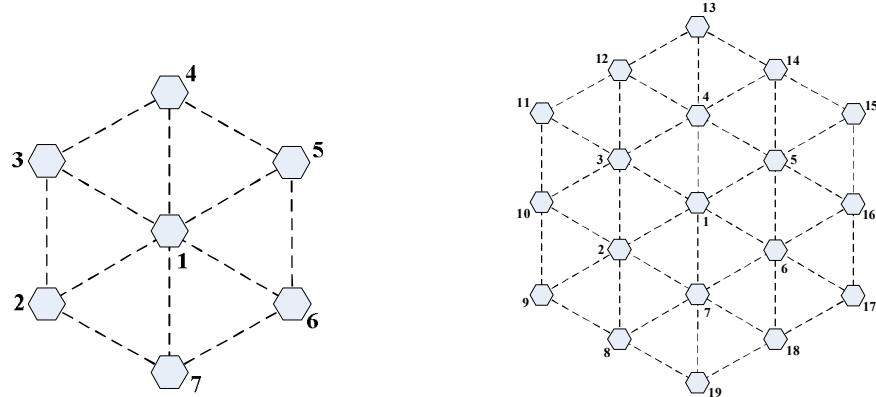


图 24 三维阵列坐标系示意图

5、其他形式的天线阵：包括 L 形阵、Z 形阵、平行线阵、异形阵等。异形阵一般都基于某一特定应用条件，或某一特殊算法，通用性不高。

3. 2. 3. 2 阵列数学模型

第二章的分析已经论证了采用 19 元六边形阵的合理性，此处不再赘述，仅对已经选定的 19 元六边形阵列进行分析。图 25 是天线阵元的实物图。选用准方形贴片，单点馈电并引入几何切角微扰，阵元基片材质是陶瓷介质，介电常数 8.85 左右，阵元单独制造，表面以四氟材料的天线罩覆盖，天线阵组阵时将每只阵元连同天线罩分别安装固定在金属基板上。图 26 中上表面蓝色圆柱体表示天线单元，背面黄色圆柱体代表待连接的 RF 单元。



图 25 天线阵元实物图

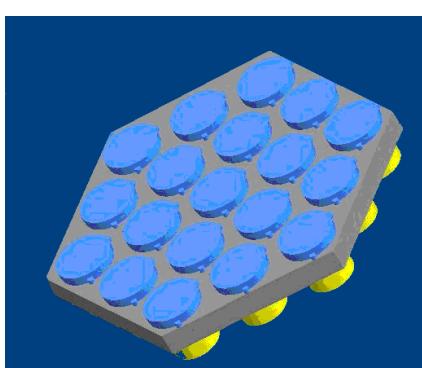


图 a 阵元安装面

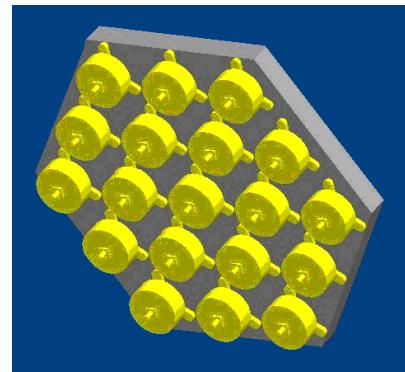


图 b 射频模块安装面

图 26 元微带天线阵列示意图

一个与互耦特性紧密相关的指标是阵元间距。设计时为了要保证可见区内无栅瓣，阵元间距 d 应满足：

$$d < \lambda / (1 + \sin \theta_{\max})$$

其中， θ_{\max} 是波束最大的扫描角，若取为 55° ，则有 $d < 0.5497\lambda$ 。

另一方面，选择较大的阵元间距可以增大阵列天线增益并降低阵元间互耦的影响，阵元间距越大，互耦就越小，一般要求阵元间距必须大于半波长，即有 $d \geq 0.5\lambda$ 。工程上，一般还要根据旁瓣电平与阵列增益的关系进行折衷考虑。这里取 $d = 0.5\lambda$

下面对天线阵列各阵元的间距进行计算。对 19 元六边形阵列建立如图 27 所示的坐标，天线阵列处于 X-Y 平面，不失一般性，设六边形天线阵的相邻单元间距为 1。

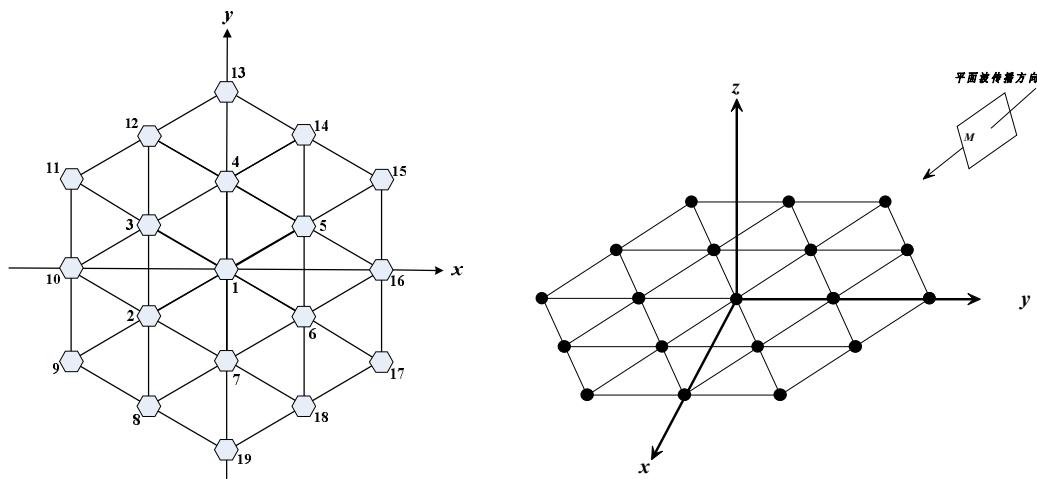


图 27 六边形阵的坐标系

表 4 表示了 19 个阵元的坐标。

表 4.19 元阵的阵元坐标

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
X	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\sqrt{3}$	$-\sqrt{3}$	$-\sqrt{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0
Y	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	-1	$-\frac{3}{2}$	-1	0	1	$\frac{3}{2}$	2	$\frac{3}{2}$	1	0	-1	$-\frac{3}{2}$	-2
Z	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

阵元的位置并不是准确的设计位置，而是与设计位置有一个随机的误差，这个误差会造成接收信号的相位出现差异（详见 3.3 节），但是从互耦来讲，由于阵元间互耦与阵元间距的平方成正比，因此由位置误差而导致的互耦量的误差相比由阵元间距所引起的互耦量来说，要小得多，因此在讨论阵元互耦时，不考虑阵元位置误差所引起的互耦量的偏移，而是认为互耦的大小仅取决于阵元的理想位置。

设阵元 i ($1 \leq i \leq 19$) 的坐标为 (x_i, y_i, z_i) ，则任意两个阵元 i 和 j 之间距离的平方为：

$$d_{ij} = (x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2 = (x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2$$

以 d_{ij} 为元素构成矩阵 D ，称为距离平方阵，将阵元坐标代入上式，得到 D 为

$$\begin{array}{ccccccccccccccccccccc} \dots & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 & 19 \\ \hline 1 & [0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 3 & 4 & 3 & 4 & 3 & 4 & 3 & 4 & 3 & 4 & 3 & 4 & 4] \\ 2 & 1 & 0 & 1 & 3 & 4 & 3 & 1 & 1 & 1 & 3 & 4 & 7 & 7 & 9 & 7 & 7 & 4 & 3 \\ 3 & 1 & 1 & 0 & 1 & 3 & 4 & 3 & 4 & 3 & 1 & 1 & 1 & 3 & 4 & 7 & 7 & 9 & 7 & 7 \\ 4 & 1 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 4 & 7 & 7 & 4 & 3 & 1 & 1 & 1 & 3 & 4 & 7 & 7 & 9 \\ 5 & 1 & 4 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 & 9 & 7 & 7 & 4 & 3 & 1 & 1 & 1 & 3 & 4 & 7 \\ 6 & 1 & 3 & 4 & 3 & 1 & 0 & 1 & 4 & 7 & 7 & 9 & 7 & 7 & 4 & 3 & 1 & 1 & 1 & 3 \\ 7 & 1 & 1 & 3 & 4 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 4 & 7 & 7 & 9 & 7 & 7 & 4 & 3 & 1 & 1 \\ 8 & 3 & 1 & 4 & 7 & 7 & 4 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 & 12 & 13 & 9 & 7 & 3 & 1 \\ 9 & 4 & 1 & 3 & 7 & 9 & 7 & 3 & 1 & 0 & 1 & 4 & 7 & 12 & 13 & 16 & 13 & 12 & 7 & 4 \\ 10 & 3 & 1 & 1 & 4 & 7 & 7 & 4 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 & 12 & 13 & 9 & 7 \\ 11 & 4 & 3 & 1 & 3 & 7 & 9 & 7 & 7 & 4 & 1 & 0 & 1 & 4 & 7 & 12 & 13 & 16 & 13 & 12 \\ 12 & 3 & 4 & 1 & 1 & 4 & 7 & 7 & 9 & 7 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 & 12 & 13 \\ 13 & 4 & 7 & 3 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 & 12 & 7 & 4 & 1 & 0 & 1 & 4 & 7 & 12 & 13 & 16 \\ 14 & 3 & 7 & 4 & 1 & 1 & 4 & 7 & 12 & 13 & 9 & 7 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 \\ 15 & 4 & 9 & 7 & 3 & 1 & 3 & 7 & 13 & 16 & 13 & 12 & 7 & 4 & 1 & 0 & 1 & 4 & 7 & 12 \\ 16 & 3 & 7 & 7 & 4 & 1 & 1 & 4 & 9 & 13 & 12 & 13 & 9 & 7 & 3 & 1 & 0 & 1 & 3 & 7 \\ 17 & 4 & 7 & 9 & 7 & 3 & 1 & 3 & 7 & 12 & 13 & 16 & 13 & 12 & 7 & 4 & 1 & 0 & 1 & 4 \\ 18 & 3 & 4 & 7 & 7 & 4 & 1 & 1 & 3 & 7 & 9 & 13 & 12 & 13 & 9 & 7 & 3 & 1 & 0 & 1 \\ 19 & 4 & 3 & 7 & 9 & 7 & 3 & 1 & 1 & 4 & 7 & 12 & 13 & 16 & 13 & 12 & 7 & 4 & 1 & 0 \end{array}$$

矩阵 D 与互耦矩阵 C 密切相关，其每个元素的大小与互耦矩阵 C 对应元素的大小成反比，而这个矩阵的所有元素只有 9 个不同的值，也就是说互耦矩阵 C 的元素也只有 9 个不同的值。

由于当两个阵元间距达到一定程度时，其互耦系数近似为 0^[39]。所以，如果忽略较大距离的阵元间互耦，如距离平方为 12, 13, 16 的项，则未知数数量将进一步

步减小为 6 个。此时，互耦矩阵 C 可以表示成：

$$\begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 & 19 \\ 1 & [\Phi & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Pi] \\ 2 & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda \\ 3 & \Gamma & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Lambda & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta \\ 4 & \Gamma & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma \\ 5 & \Gamma & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta \\ 6 & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Gamma & \Lambda \\ 7 & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Gamma \\ 8 & \Lambda & \Gamma & \Pi & \Theta & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 & 0 & 0 & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma \\ 9 & \Pi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Theta & \Pi \\ 10 & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Pi & \Theta & \Theta & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 & 0 & 0 & \Sigma & \Theta \\ 11 & \Pi & \Lambda & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & \Theta & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 12 & \Lambda & \Pi & \Gamma & \Gamma & \Pi & \Theta & \Theta & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 & 0 & 0 \\ 13 & \Pi & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 & 0 & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 & 0 & 0 \\ 14 & \Lambda & \Theta & \Pi & \Gamma & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 & 0 & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 \\ 15 & \Pi & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Lambda & \Theta & 0 & 0 & 0 & 0 & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 \\ 16 & \Lambda & \Theta & \Theta & \Pi & \Gamma & \Gamma & \Pi & \Sigma & 0 & 0 & 0 & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Lambda & \Theta \\ 17 & \Pi & \Theta & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Lambda & \Theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi & \Gamma & \Pi \\ 18 & \Lambda & \Pi & \Theta & \Theta & \Pi & \Gamma & \Gamma & \Lambda & \Theta & \Sigma & 0 & 0 & 0 & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Phi & \Gamma \\ 19 & \Pi & \Lambda & \Theta & \Sigma & \Theta & \Lambda & \Gamma & \Gamma & \Pi & \Theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Theta & \Pi & \Gamma & \Phi \end{matrix}$$

其中， $\Phi\Gamma\Lambda\Pi\Theta\Sigma$ 表示互耦矩阵 C 中的 6 个未知数，其余项均为 0，互耦矩阵 C 的秩为 6，也就是说对于计算法而言，只需要得到 6 个线性无关的方程就可以求得互耦矩阵 C 了。

3.2.4 互耦的校准

3.2.4.1 互耦的校准原理

由 3.2.2 节可知，阵列接收信号为 $X(t) = CAS(t) + N(t)$ ，对于校准而言，不需要知道矩阵 C 到底是由哪种类型的耦合产生的，只要求得 C 的逆矩阵 C^{-1} 也就是解耦矩阵，对式 3-10 左乘解耦矩阵就可以了^[40]，即有

$$C^{-1}X(t) = C^{-1}CAS(t) + C^{-1}N(t) = AS(t) + N(t) \quad (\text{式 3-12})$$

可见，经过左乘解耦矩阵后，式 3-12 右边变成 $AS(t) + N(t)$ ，与式 3-9 无互耦误差时的理想输出完全相同，可以直接对天线阵的接收信号进行后续处理，而无需考虑阵元间互耦的影响了^[41]，也就完成了互耦校准。

互耦校准的流程见下图：

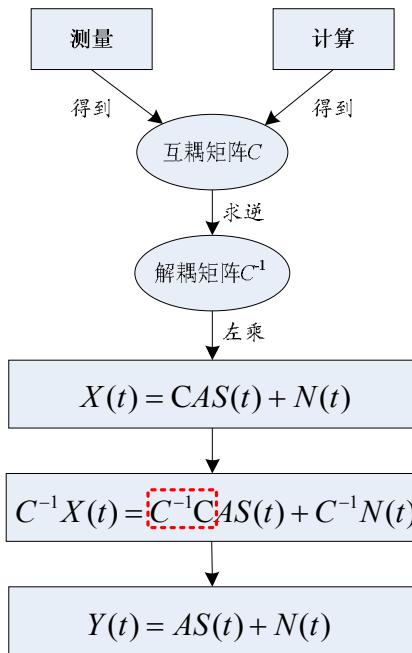


图 28 互耦的校准流程图

利用天线体电特性能在较长时间保持不变的特点，只需一次性准确测量或计算出天线阵元间的互耦系数矩阵，就能实现天线系统有效的互耦补偿和校准了^{【42】}。

由于元件的电磁模型以及机械尺寸总是存在一定的误差，因此无法精确的建立互耦的电磁场方程，以数学计算的形式得到准确的互耦矩阵似乎是困难重重的。目前能够实现的方法主要有：1、以精确校准的接收天线对发射天线进行发射场测量；2、外部多个信号源发射标准校准信号，通过对接收天线接收数据的分析，分离出互耦矩阵的值，这也称之为有源校准技术；3、不需要架设专用的校准源，在接收信号的过程中将空间信源的方位与阵列的误差参数一起通过某种准则进行联合估计，从而得到误差的参数，这也称之为自校准技术。

在外部架设信号源的方法可以测量互耦，这是内部耦合信号源方法所不能办到的。内部耦合信号的方法可以测量信道的幅相一致性误差，这仅是整个信号通道的一部分，并不包含天线前端，而外部信号源是通过自由空间辐射进入天线阵面，因此包含了整个信号传播的路径，能够测得包含互耦以及幅相一致性等所有通道上的误差。因此，可以采用射频通道耦合信号法将通道一致性误差校准后，再采用外部信号源进行校准，此时得到的就是互耦误差了。

3. 2. 4. 2 互耦校准的测量法

互耦的校准可以在微波暗室中进行。暗室的好处是发射信号的反射可以达到最小，同时外部信号（商业广播、电视信号等）也被衰减了，这样就减小了它们对校准数据的影响^{【43】}。

下图是对发射天线进行暗室测量的照片，我们在天线暗室测量了单个天线单元以及整幅天线几个典型波束的方向图。测量的方法是，发射天线固定不动，由可精确定位的标准接收天线进行近场方向图测量，并转换得到远场方向图。测量互耦时，需要逐个对单一天线阵元进行测量，其他阵元需要端接匹配负载。可见，对发射天线的互耦进行暗室测量工作量非常大，对于 19 元天线阵需要数天才能完成。

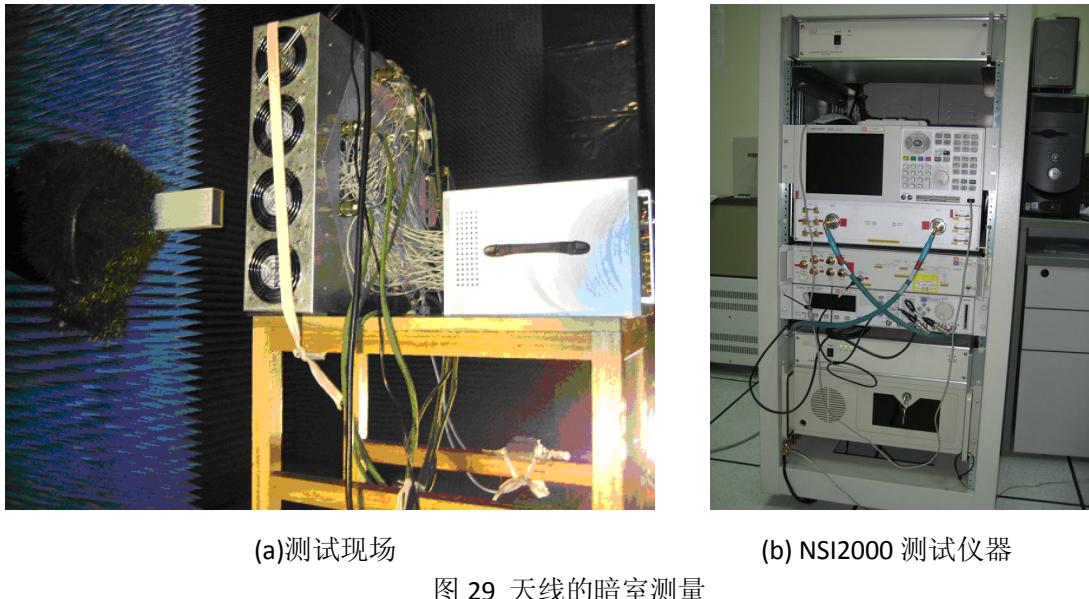


图 29 天线的暗室测量

相对发射天线的测量，接收天线的测量相对容易实现。很自然的，我们希望用互易原理从接收互耦系数得到发射互耦系数，但在实际阵列系统中，发射与接收模块的阻抗是不同的，因此发射互耦系数一般也与接收互耦系数不同^[44]。

互耦的有源校准与通道幅相一致性的校准最大的不同在于，测量互耦时校准信号可以非常大，从而抵消误差的影响，而幅相一致性校准时为了保证射频通道工作在正常工作状态，因此校准信号的功率必须和系统正常工作时的信号功率大小一致，不能任意增大校准信号功率。鉴于此，互耦误差的校准与通道幅相一致性的校准必须分开进行。

3.2.4.3 互耦校准的计算法

由于暗室测量工作量大、成本高，使得实际中更多的采用计算法进行互耦校准。所谓计算法，即外部多个信号源发射标准校准信号，通过对接收天线接收数据的分析，分离出互耦矩阵的值。

由式 3-10，阵列接收信号为

$$X(t) = CAS(t) + N(t)$$

若采集的快拍(snapshot)为 K 个，阵列接收信号的采样值为

$$X(k) = C \cdot A \cdot S(k) + N(k) \quad (1 \leq k \leq K)$$

阵列输出向量的自相关函数为：

$$R = E[X(k)X(k)^H] = CASS^H A^H C^H + \sigma^2 I = CAR_s A^H C^H + \sigma^2 I$$

或

$$R = E[X(k)X(k)^H] = Z^{-1} A R_s (Z^{-1} A)^H + \sigma^2 I$$

上式是基于这样的假设： N 为零均值的高斯白噪声并且与其他分量不相关，具有相同的功率 σ^2 ；入射的信号源互不相关。

其中 $R_s = E[S(k)S(k)^H]$ 为入射信号采样值的自相关矩阵。

实际中的阵列输出协方差矩阵的最大似然估计为 $\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X(k)X(k)^H$ ，其中 K

为样本量。

对 R 进行特征分解，得到对应于 N 个大特征值的特征向量构成的信号子空间 E_s 和其余特征向量构成的噪声子空间 E_N ，当有互耦影响时，噪声子空间与 A 不再正交，而是与 CA 正交，即 $E_N^H CA = 0$ 。或者说有

$$\text{span}\{CA(\theta)\} = \text{span}\{E_s\} \perp \text{span}\{E_N\} \quad (7)$$

因此，不难得到存在互耦时 MUSIC 空间谱变为：

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{\|E_N^H CA(\theta, \varphi)\|^2} \quad (8)$$

其中， $\|\cdot\|$ 表示求 2-范数。上式的峰值就是 C 的估计。这与模拟退火法求 $J(C) = \min \|E_N^H CA\|^2$ 是一样的。由计算过程可知，互耦矩阵估计精度随 SNR 增大而增大^[391]。

另一种方法是通过建立线性方程组进行求解。当阵元数为 M 时，考虑到互易特性，互耦矩阵中未知的互耦系数为 $\frac{M(M-1)}{2}$ 个。这也就是说当需要建立线性方程求解时，需要 $\frac{M(M-1)}{2}$ 个方程才能求得惟一解。而当外部每提供一个信号源，就可以得到 M 个线性方程，所以当阵列为任意几何结构时，所需的最少外部校准源为 $N = \frac{M-1}{2}$ 个。当然，如果阵列结构满足一定的对称性时，由于互耦矩阵中某些项相等，因此可以一定程度上减少所需的校准源数量。

由 3.2.3.2 节可知, 由于 19 元六边形阵具有对称性, 加之舍弃了一些接近 0 的互耦项, 所以互耦矩阵仅有 6 个未知数, 这也就是说采集 6 个不同 DOA 的样本就可以计算得到互耦矩阵 C 了。这 6 个样本可以是不同的 6 个信号源, 或者是同一个信号源在相距一定时间后的样本, 必须等待一定的时间是为了使 DOA 产生较大的差异, 从而避免方程组畸形。6 个地面站都参与校准使得地面联控较复杂, 而仅用一个地面校准源又需要等待较长的时间才能采集 6 个互异的样本, 显然应该取折中, 比如 2 个校准源或 3 个校准源, 分别对应取 3 次样本和 2 次样本。值得注意的是, 如果等待太长时间, 卫星射频通道的状态可能已经发生了变化 (即系统的慢变误差), 使得前后两次采集的样本是基于不同的模型, 这样计算的结果肯定会发生较大的偏移, 因此应该在可能的情况下, 尽量多用地面校准源而将采样时间集中。而校准源则应尽量选择地理跨度较大的源, 避免过于集中。综上, 我们可以得出校准源选择的规律, 就是时域校准源和空域校准源相结合, 时域集中, 空域发散。

3.2.4.4 一种有意义的子阵划分方法

对于一些规模很大的阵列天线, 比如具有上百个单元的大型阵列天线, 对其进行互耦校准时由于耦合矩阵的阶很大, 求解非常困难, 运算压力非常大。对于这样的阵列, 人们提出了子阵划分技术, 即将庞大的阵列天线划分为若干个较小的子阵。划分子阵可以降低所求矩阵的阶, 因此可以有效降低系统分析和仿真时的复杂度。另一种情况是, 某些阵列天线系统需要对入射信号进行来波方向估计, 但是入射信号是相关的, 此时必须将天线阵列划分为若干子阵进行空间均衡^[25], 否则 DOA 估计算法将失效。对于这样的天线阵列, 即使阵列规模很小, 也需要进行子阵划分。

需要说明的是, 子阵划分后互耦校准将分为两步, 首先将各个子阵看作一个天线单元, 进行子阵间的互耦校准和补偿, 然后再对子阵内部的互耦进行校准和补偿。只有当子阵内和子阵间的互耦被同时校准了, 系统的性能才能得到大幅的提高^[45]。

对于本文采用的六边形天线阵列, 一种有意义的划分方法如下所示:

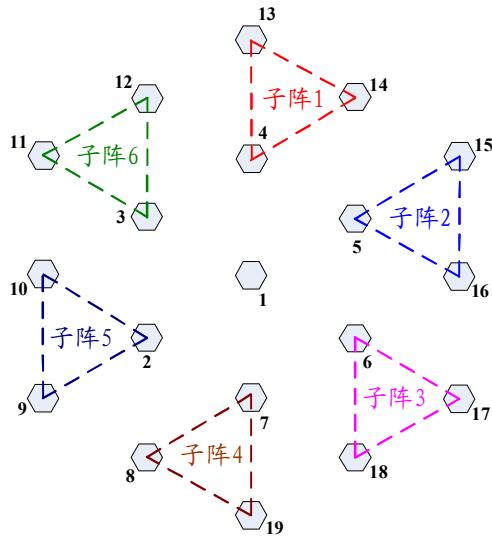


图 30 19 元阵的子阵划分方案

如上图所示，中心单元视作一个独立的阵元，将其他阵元划分为 6 个子阵，这样的划分使子阵之间具有旋转对称的特性，便于某些理论计算，此处不做进一步讨论。如果用这样的子阵划分方法，那么互耦矩阵 C 的未知量就减少到 4 个。若假设相邻子阵的互耦为 B（如子阵 1 和子阵 2 之间），相隔一个的两个子阵的互耦为 D（如子阵 1 和子阵 3 之间），相对的两个子阵之间的互耦为 E（如子阵 1 和子阵 4 之间），阵元 1 与各子阵之间的互耦为 F，则上述子阵之间的互耦矩阵就可以表示成：

阵元1	子阵1	子阵2	子阵3	子阵4	子阵5	子阵6
阵元1	O	F	F	F	F	F
子阵1	F	O	B	D	E	D
子阵2	F	B	O	B	D	E
子阵3	F	D	B	O	B	D
子阵4	F	E	D	B	O	D
子阵5	F	D	E	D	B	O
子阵6	F	B	D	E	D	O

可见，未知数的个数得到了进一步的削减，耦合矩阵得到了降秩。

虽然子阵划分技术可以降低求解问题的规模，也能应用空间均衡技术解决信号相关的问题，但是，如何划分子阵本身也是一个非常复杂的问题。本文研究的天线是小规模的天线阵列（19 元），也不讨论空间均衡技术，因此不采用子阵划分技术，而是直接对所有 19 个阵元进行互耦校准。鉴于此，同时受篇幅限制，对子阵划分技术不进行深入分析。

3.3 阵元位置误差

在互耦校正后，仍然还有一些固定的残留误差，这些误差随信号方位角变化且不能通过固定参数模型来校准，这种误差通常是由阵元差异，如机械精度、材料的不一致性等引起的^[46]。而阵元位置误差就是最主要的这类误差。

因安装误差、测量误差、阵列工作环境的改变及卫星平台的振动引起的天线阵元位置变化，导致实际阵元位置与理想阵元位置总是存在误差，这种误差就称为阵元位置误差^[47]。当阵元的位置存在扰动时，可以等效为阵列导引矢量中引入了方位依赖的相位扰动^[48]，即阵列接收信号由

$$X(t) = A(\theta, \phi) \cdot S(t) + N(t)$$

变为

$$X(t) = B(\theta, \phi) \cdot S(t) + N(t)$$

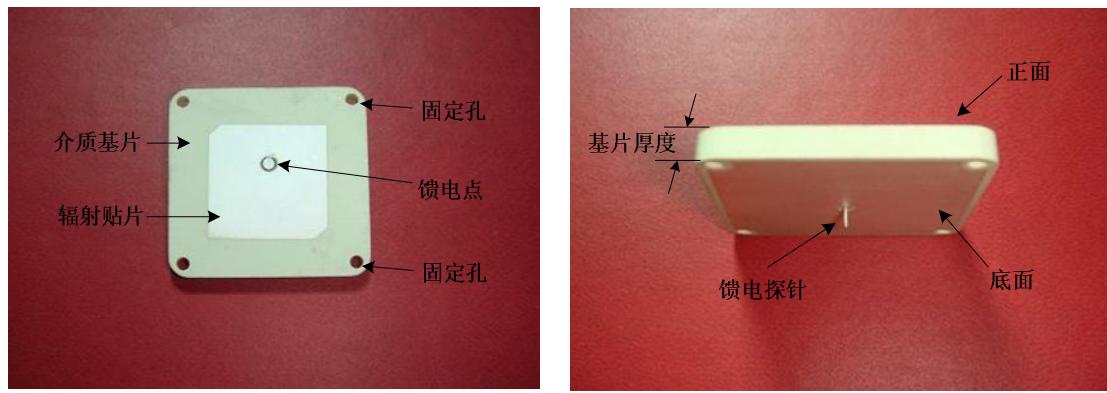
其中， $b_{ij}(\theta_j, \phi_j) = a_{ij}(\theta_j, \phi_j) + \varepsilon_{ij}$ $(1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N)$ 。

可见，由于阵元本身的几何位置误差所引入的接收信号相位误差与来波方向有关，因此不能简单地进行固定相位校正^[49]。

阵元位置误差的来源可以分为两类：加工误差和安装误差。阵列天线在制造过程中受限于加工工艺，其加工精度的有限性决定了产品必然与加工要求(无误差的理想情况)间存在一个尺寸误差，即加工误差。加工误差只能减小，不能消除，天线设计师只能在工艺允许的范围内对加工的尺寸误差提出要求，即给出一个最大允许偏差。合格的天线阵列，其偏差应足够小，从而保证对天线方向图的影响足够细微，不会造成接收信号的严重畸变而导致多波束天线的性能出现无法容忍的退化。另一方面，过于苛刻的加工精度要求将造成加工成本的上升，甚至无法实现，因此，天线系统设计过程中必须留有一定的裕度，也就是系统要能够容忍一定量的加工误差。而安装误差则是在安装过程中由安装螺钉的松紧程度、阵元的摆放位置、安装面的平坦度、甚至安装面的洁净度等决定的。与加工误差相同，这类误差也无法消除，只能给出合理的安装精度要求。

3.3.1 阵元的水平和垂直位置误差

天线阵元采用方形贴片，方形贴片结构对称，易于加工，与圆形贴片相比，方形贴片波瓣宽、效率高且带宽性能也更好，同时，方形贴片可以利用更加精确的设计公式，方便完成初始尺寸估计，方便进一步分析调试。给出天线阵元的实物照片，如下图所示：



(a)正视图

(b)底部侧视图

图 31 天线阵元实物图

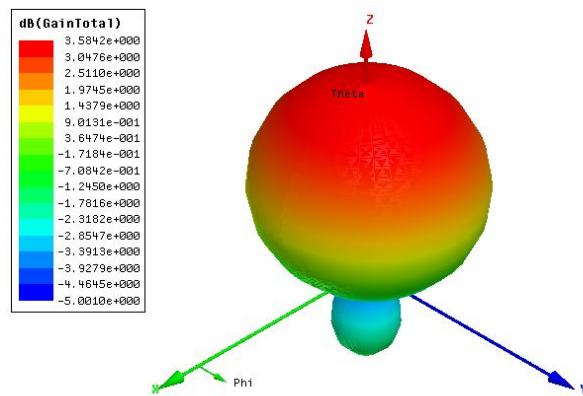


图 32 天线阵元的方向图

图中的天线阵元将按照 3.2 节中所述的正六边形排列的方式安装到卫星对地面上的外表面上。如图所示，天线阵元呈圆角正四边形的形态，其四角各有一个固定孔，以介质螺钉固定在安装面上。显然，安装位置不可能与理想位置完全重合，总会有一个微小的偏差，这就是阵元位置误差。

最常见的位置误差是水平位置误差，即阵元在水平方向上（安装面方向上）的偏移，这是讨论的最多的位置误差。

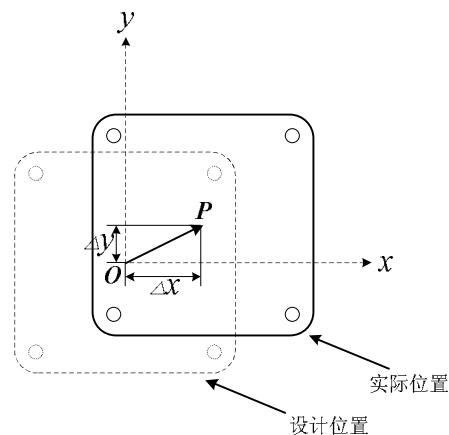


图 33 阵元水平位置误差

如图所示，点 O 和点 P 分别是设计位置的实际位置的阵元几何中心，因此，阵元水平位置误差可以用向量 \overrightarrow{OP} 表示，或者以设计位置为坐标系的 P 点的坐标 $(\Delta x, \Delta y)$ 来表示。

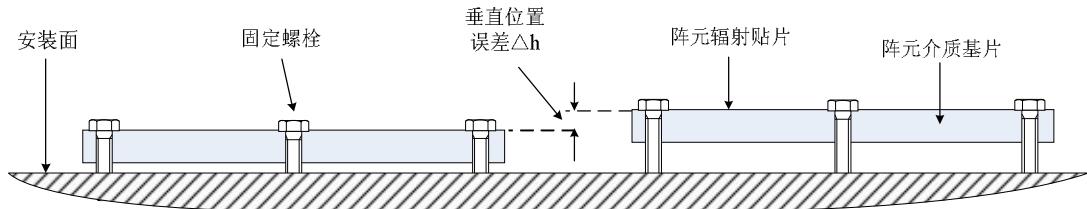


图 34 阵元垂直位置误差

上图表示阵元的垂直位置误差，需要说明的一点是，一般来讲，水平位置误差表示阵元的实际位置和设计位置的水平距离，但垂直位置误差则可以理解为所有阵元的垂直位置的差异。也就是说，理想情况下，所有阵元的垂直位置相同，并没有一个理想垂直位置，而是以实际某个阵元的垂直位置为参考点，其他阵元在垂直方向上偏离这个参考阵元的距离就称为垂直误差。

由于调制在载波上的基带信号码元宽度与波速的乘积远大于天线阵列的尺寸，所以可以认为天线单元接收到的信号在幅度上没有差异，仅在信号相位上不同。信号相位的不同来源于信号的平面波到达阵列内不同位置的路程长短不同，有些系统还要利用这一信息进行距离测量以及方向估计。所以首先对阵元间的波程差进行分析。

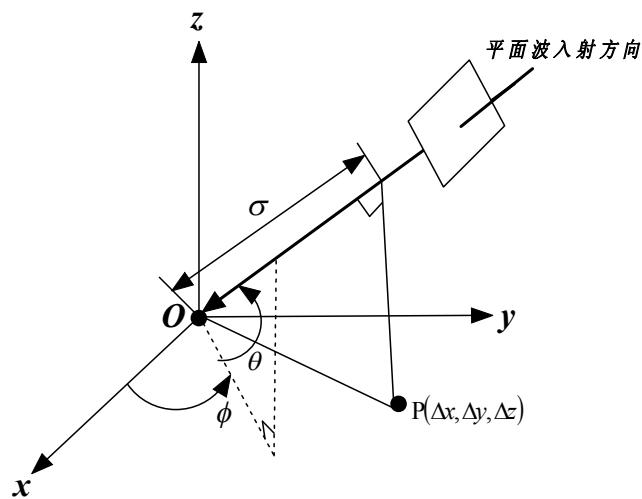


图 35 入射信号的波程差

上图表示一个 DOA 为 (θ, φ) 的平面波入射到阵列中， θ 为方位角， φ 为俯仰角，原点 O 为阵元的设计位置，而点 P 表示阵列的实际位置（偏离 O 的相对距离即为位置误差），点 P 的坐标为 $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ ，那么由于位置误差而引起的路程差为：

$$\sigma = \overline{OP} \bullet \bar{v}(\theta, \varphi)$$

$$= \Delta x \cos \varphi \cos \theta + \Delta y \cos \varphi \sin \theta + \Delta z \sin \varphi$$

其中 \overline{OP} 是 P 点的位置向量， $\hat{n}(\theta, \varphi)$ 是 (θ, φ) 方向上的单位向量，“•”为向量内积运算。

相应的相位偏移为：

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (\Delta x \cos \varphi \cos \theta + \Delta y \cos \varphi \sin \theta + \Delta z \sin \varphi)$$

其中， $\frac{2\pi}{\lambda}$ 为相位传播因子， λ 为载波波长。对于从 (θ, ϕ) 方向入射的信号 $s(t)$ ，经第 r 个阵元接收后的输出信号为：

$$x_r(t) = g_r(\theta, \phi)s(t)e^{-j\Delta\varphi_r}$$

这里， $g_r(\theta, \phi)$ 为第 r 个阵元的方向性函数。令

$$a_r(\theta, \phi) = g_r(\theta, \phi)e^{-j\Delta\varphi_r}$$

则第 r 个阵元的输出可以表示为：

$$x_r(t) = a_r(\theta, \phi)s(t)$$

对于一个 m 元的阵列天线，把各阵元的输出记为向量的形式，有

$$\bar{x} = [x_1(t), \dots, x_m(t)]^T = s(t)a(\theta, \phi)$$

其中， $\bar{a}(\theta, \phi) = [a_1(\theta, \phi), \dots, a_n(\theta, \phi)]^T$ 为导引向量。

可见，阵元位置的误差导致了阵元接收到信号的相位也随之发生了改变，也就是引起了阵元导引向量的改变，而且这个误差还是随信号方位角变化的，不能通过固定参数模型来校准。

如果以阵元设计位置为原点，以垂直于阵元安装面的方向为Z轴，则阵元实际位置 $P(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ 所有可能位置构成了一个空间上的闭区间，根据实际情况的不同，这个位置误差区间可以表征为球体、圆柱体或者立方体，如图36所示。

以球体表示误差范围时，设球体为 $\mathcal{E} = \{(x, y, z) | x^2 + y^2 + z^2 \leq R^2\}$ ，则阵元的实际位置 $P(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ 总是存在于以设计位置为球心，半径为 R 的球体中，即总有 $P \in \mathcal{E}$ ，也就是 $\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2 \leq R^2$ 。

由前面的误差形成机理分析可知，水平位置误差和垂直位置误差其实是独立的。天线阵元的安装位置总会与设计位置有一个小的偏移量，如果设定最大允许水平偏移量为 R ，那么天线阵元的实际水平位置应在以设计位置为圆心， R 为半径的

区域内，否则不合格。同样对于垂直位置误差，阵元的设计位置在 $z=0$ 的平面上，而实际上总是或多或少高于或低于这个平面。若设最大允许垂直偏移量为 L ，则天线阵元就应位于 $z = -L$ 和 $z = L$ 两个平面之间，若超出这个范围，加工也不合格。从而得到，阵元的实际位置应限定在一个以设计位置为原点的圆柱体内，如图 36(b) 所示。

更进一步的，由于铣床在加工天线安装面的过程中，水平面上 X 轴和 Y 轴的加工误差又是相互独立的，有时会单独提出最大加工误差，通常最大误差相等，因此阵元的实际水平范围应为一个正方形，从而阵元的实际位置在空间上又演变为一个立方体，如图 36(c) 所示。

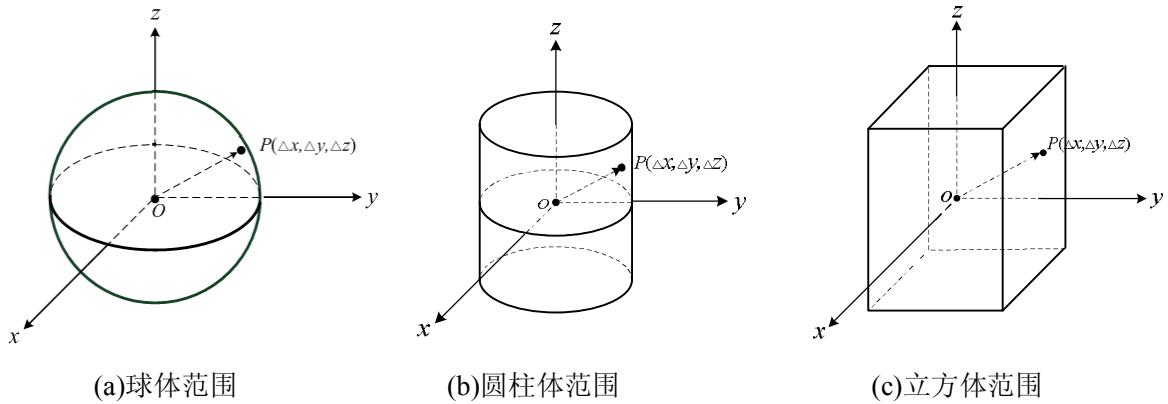


图36 阵元位置误差的3D范围

图37给出了球体范围和圆柱体范围的相对关系，可见，由于球体模型没有应用相关的先验知识（即水平误差与垂直误差独立），因此其范围更大。虽然如此，但球体具有极好的对称性，因此在某些计算中可以大大简化建模的复杂度，所有有实际的应用价值，反观立方体模型，由于相对圆柱体模型更加复杂，丧失了更多的对称性，同时范围并未减少太多，而且有些情况下，仅给出水平误差，并不单独给出X方向和Y方向的独立误差范围，因此，立方体模型的可用性并不高，应重点关注球体模型和圆柱体模型。

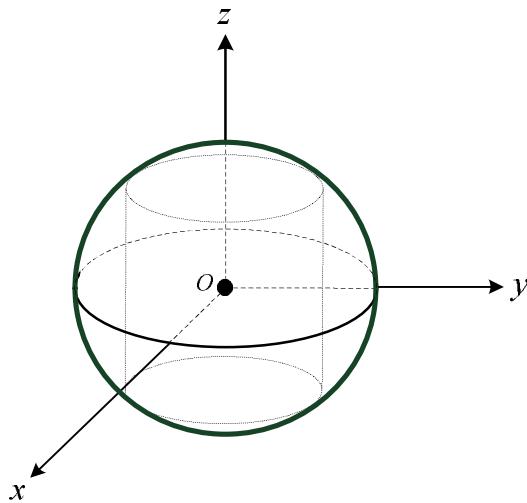


图37 圆柱体范围与球形范围的包含关系

更进一步地，如果有 $|\Delta x| < 1$, $|\Delta y| < 1$, $|\Delta z| < 2$ ，给出所有误差可能出现的点在空间中的分布，如图38，所有点都服从正态分布，图(a)表示俯视图，(b)表示水平视图，从中可以更加清楚的看到误差点的分布状况。从图中可以看出，球体边界比实际的误差点的范围要大很多，而圆柱体边界仅稍大于立方体边界。进一步计算可知，圆柱体的体积比球体缩小了79.6%，立方体的体积比球体缩小了87.0%，可见，相对于球体方案而言，圆柱体方案和立方体方案的误差域体积有了极大的收缩，更加接近真实的误差范围。

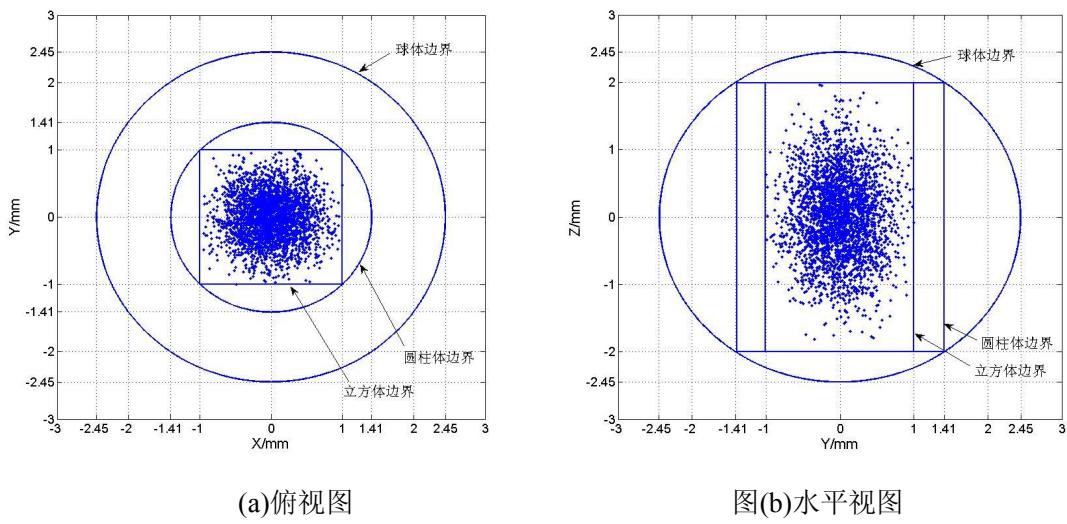


图38 位置误差分布示意图

在所有条件（包括入射信号的仰角）均为最坏的情况下，由阵元位置误差而引起的接收信号的相位误差由3个因素决定，即阵元的水平误差极限 R 、垂直误差极限 L 和期望信号的频率 f 。为了减小相位误差，必须减小 R 和 L 的值或者减小 f 的值，也就是提高天线阵列的阵元位置精度或者降低信号的频率。

3.3.2 阵元的非水平误差

对天线阵元安装面的平坦度，工程上一般要求为：

- 1) 平面度：0.1mm/100mm。
- 2) 粗糙度： $\leq 3.2 \mu\text{m}$ 。

天线尺寸为 $35\text{mm} \times 35\text{mm}$ ，所以由平面度造成的阵元的倾斜不超过 0.035mm ，而由粗糙度造成的阵元倾斜不超过 0.0032mm ，阵元总的倾斜不超过 0.0382mm ，阵元垂直中心线的偏离度最大为 $3.75'$ (即 0.0625°)，即图 42 中圆圈表示的点。所以，由安装平面不平造成的垂直中心线偏离误差是很小的。相比而言，由安装螺钉时的松紧差异造成的误差更大，因此更应关注安装过程。

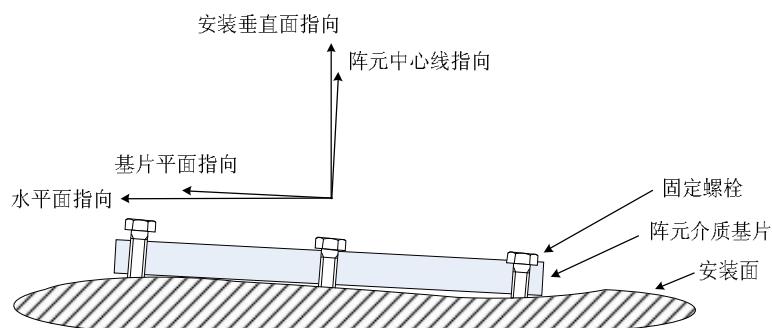


图 39 由安装面不平造成的基片偏离水平面

安装介质螺钉时，应按照卫星固定件安装手册进行安装，并使用专用工具，以保证各个介质螺钉的松紧程度相同。否则，天线阵元一端可能翘起（如图 39 所示），高度可能达到 1mm 甚至更多，从而使阵元垂直中心线偏移到 1.6° （如表中所述）的量级，大大超过加工误差导致的偏移。而这种误差是由错误的安装操作引起的，应该避免。

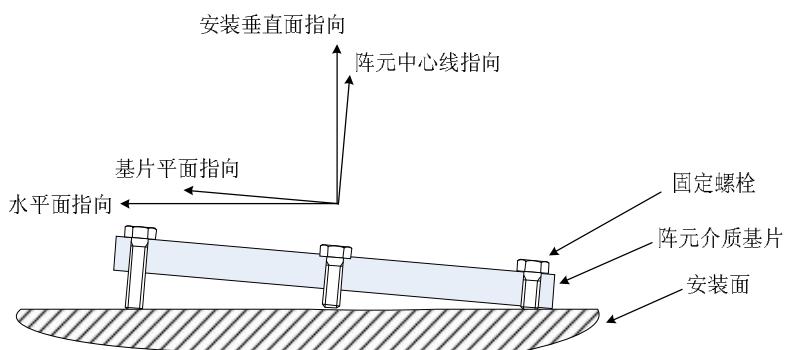


图 40 由安装螺钉松紧差异造成的基片偏离水平面

由此可知，天线阵元可能并不水平，从而其垂直中心线也偏离了竖直方向（即

垂直于天线安装面的方向)。显然,如果以阵元中心为原点,垂直于安装面的方向为Z轴建立坐标系,如图41所示,图中的虚线箭头表示天线阵元的垂直中心线,也就是阵元方向图的主瓣中心线,那么这条主瓣中心线将会在一个以原点为定点,围绕Z轴的一个倒置的圆锥中,如图:

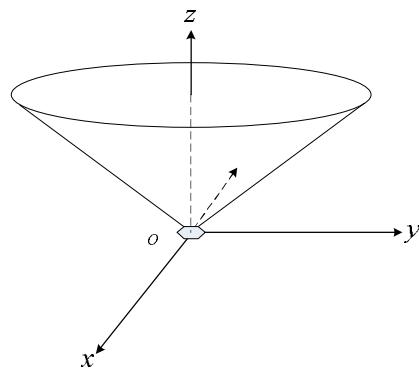


图 41 阵元中心线指向的偏离

也就是说天线阵元的非水平最终引起了阵元方向图的中心偏移,使其处于图41所示的这样的一个倒置的圆锥中。虽然经过上文的计算可知,这个圆锥的口径很小,很多情况下可以忽略,但其是构成阵元位置误差的来源之一,在某些情况下,可能影响最终的天线方向图,因此在可能的条件下,应尽量采取措施减小这种误差,并通过必要的校准对其进行补偿。

由于天线阵元的尺寸为 $35mm \times 35mm$,因此得到平坦度与天线阵元垂直中心线偏离的关系,如图42所示:

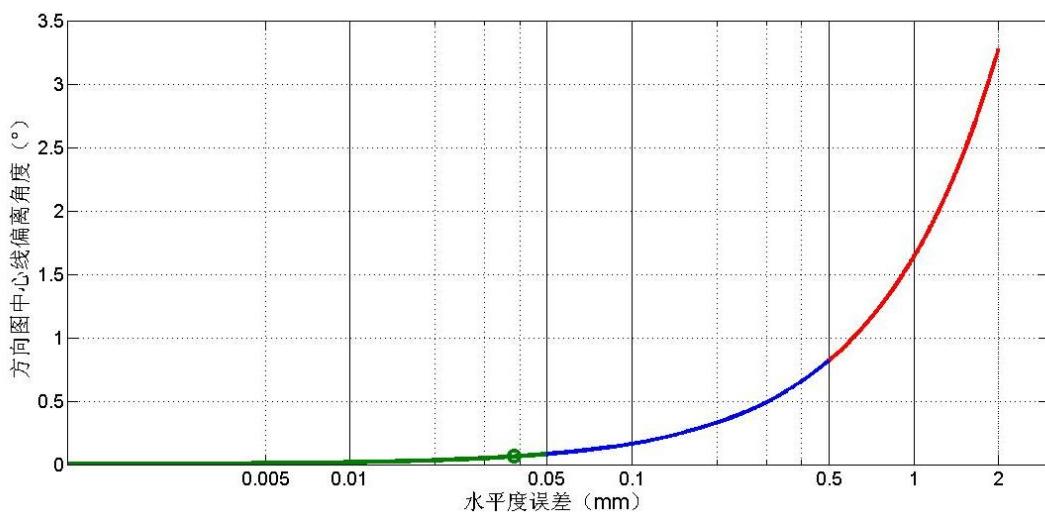


图 42 水平度误差与阵元垂直中心线偏离度的关系

图中横坐标表示阵元的水平度误差(单位为mm),表示阵元偏离水平的最大垂直位移,采用对数坐标。纵坐标表示由此引起的阵元方向图中心线(即阵元垂直中心线)偏离安装面垂直线的角度。图中曲线的绿色部分一般是由加工误差引起的,很小可以忽略。蓝色部分一般是由安装误差导致的,属于应受控制的误差。而一旦

进入红色部分，一般来讲，一定是发生了严重安装错误和其他机械故障而导致的，属于绝对不能出现的误差。

3.3.3 阵元的水平旋转误差

如图 31 所示，天线阵元是一个圆角正方形，因此除了出现上节讨论的非水平误差外，还有水平方向的旋转误差，即安装位置并不是设计位置，而是产生了一个旋转。如果旋转不是以阵元几何中心为旋转轴的，那么这种位置误差可以分解为水平位置误差和以几何中心为旋转轴的旋转误差的和，因此，本节仅讨论以阵元几何中心为旋转轴的水平旋转误差。如图 43 所示：

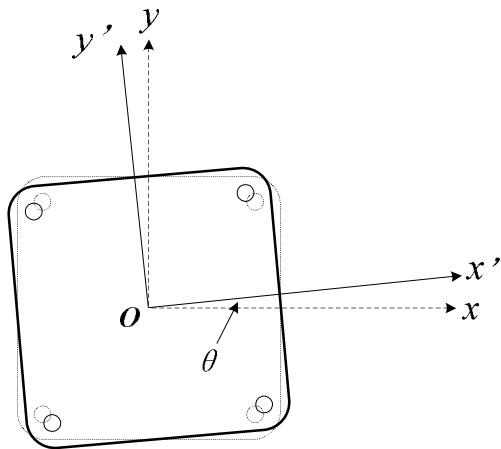


图 43 阵元的水平旋转误差

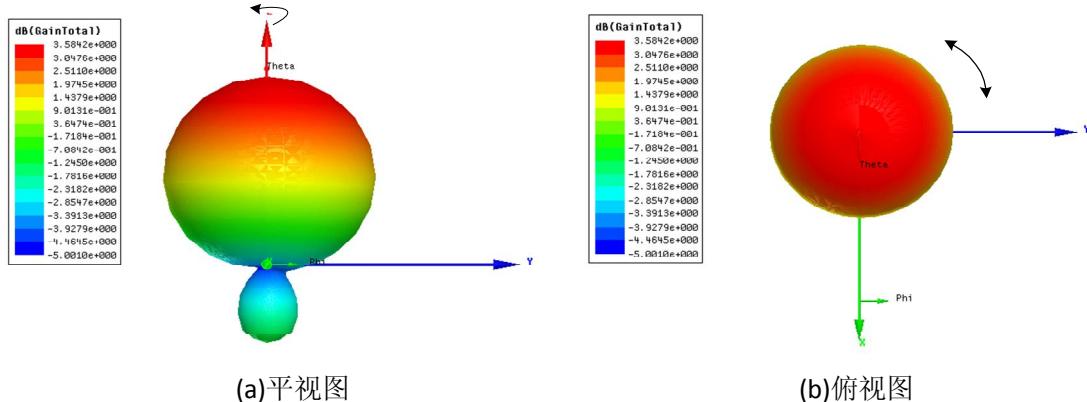


图 44 阵元方向图的轴对称性

图 43 表示实际的天线阵元（实线表示）偏离理想位置（虚线表示）的情况，旋转误差为 θ ，如图中所示。这种旋转角度误差的来源也是加工误差和安装误差，相比较其他位置误差，这种误差更小，因此一般的文献都没有讨论。但这种误差是真实存在的，其直接影响到天线阵元的方向图，也就是说由于阵元的真实位置旋转了一个很小的角度，因此阵元的方向图也随之旋转了这个角度，当然，深入的讨论应涉及这种微小的旋转是否会带来阵元间互耦的影响，限于篇幅以及如下的原因，

本文就这类误差的讨论仅限于此，不进行量化分析：

- (1) 本文讨论的阵元方向图是关于 Z 轴对称的（如图 44 所示），因此阵元方向图旋转后仍然不变。这也是本文采用的阵元的优点之一，可以免除阵元旋转误差的影响。
- (2) 即使阵元固定孔的位置有小的偏移，但转换成旋转角度仍然非常微小，仅在极敏感的微型贴片天线中才需分析其影响，一般来说，这种误差影响十分细微，可忽略不计。
- (3) 在天线暗室校准时，所有的阵元位置误差将不加区分地被校准和补偿。

3.4 通道幅相误差

3.4.1 射频通道的幅相误差

星载多波束天线采用多个高增益窄波束共同覆盖较大的区域，实现了 LEO 卫星大张角高增益覆盖的要求。由于多波束天线整体性能优于宽波束赋形天线，因此得到了广泛的应用。随着数字信号处理技术的飞速发展，众多性能优异的波束形成算法、DOA 算法应用于多波束天线，不仅为多波束天线性能的跃升提供了发展方向，而且进一步拓展了多波束天线的功能。但是，算法理论研究的突破并未直接转化为多波束天线实际性能的提升。这是因为，绝大多数性能出众的高分辨率空间谱估计算法都是基于阵列流形精确已知的假设^[50]，而这显然是不现实的。

在实际中，阵列的幅相误差是最常见也是较为严重的误差，而且在一个不大的角域内，许多误差都可以归结为幅相误差^[51]。众所周知，幅相误差对天线的副瓣电平的影响较大^[52]，还会导致谱估计算法性能恶化。相位误差将导致谱峰偏移，幅度误差会导致谱的高度变化^[53]。文献【54】的研究发现，对星载多波束天线而言，通道幅度误差会造成波束覆盖范围和波束增益发生变化，而相位失配对波束的中心指向和覆盖范围都有明显的影响。本节将通过实验测试通道误差的特性（包括幅度和相位特性），对误差进行校准，并提出针对通道误差特性的星上校准方案。

数字多波束天线的主要组成包括天线部分、射频通道和数字部分。阵列天线经过暗室测量校准后误差较小，也比较稳定，而数字部分由于数字信号具有完全可恢复性，误差无法累积，因此误差也较小。而射频通道由于射频器件受到环境影响（主要是温度）后，特性变化较大，因此通道误差最主要的即是指射频通道的误差，也就是射频通道随温度变化时，其传输特性的幅度和相位变化。

校准算法只能对测量出的误差进行补偿，因此阵列的测量精度就十分重要^[55]。本节对 LEO 卫星多波束发射天线的射频通道进行了测试，以实测的方法确定通道幅相误差随温度变化的规律。

3.4.1.1 测试方法

图 45 是多波束天线射频通道幅相一致性随温度变化的测试原理图。矢网输出端输出点频信号，经过射频模块和下变频模块后回到矢网，通过比对输入输出信号的幅相变化，就可以得到通道的幅相特性了，而温度测试系统则记录同一时刻射频通道的温度。图 46 是测试的射频模块的实物图。各个射频模块的特性就是对应的多波束天线的各个射频通道的特性，并忽略下变频模块的影响。

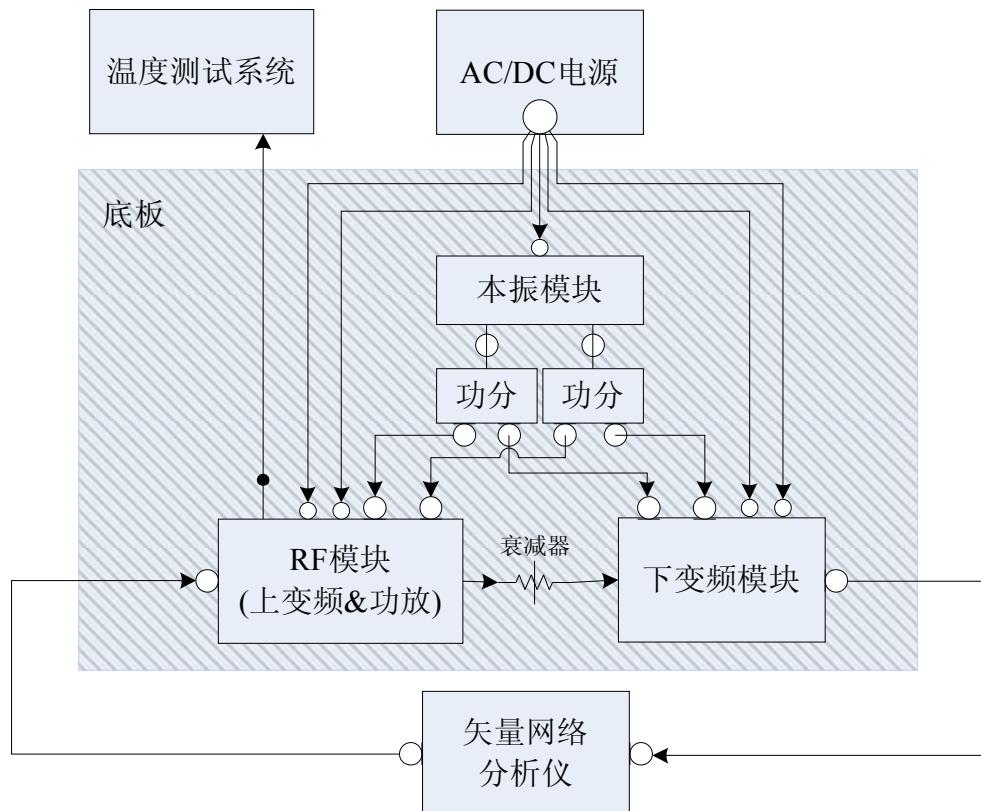


图 45 幅相一致性测试原理框图



图 46 RF 模块实物图

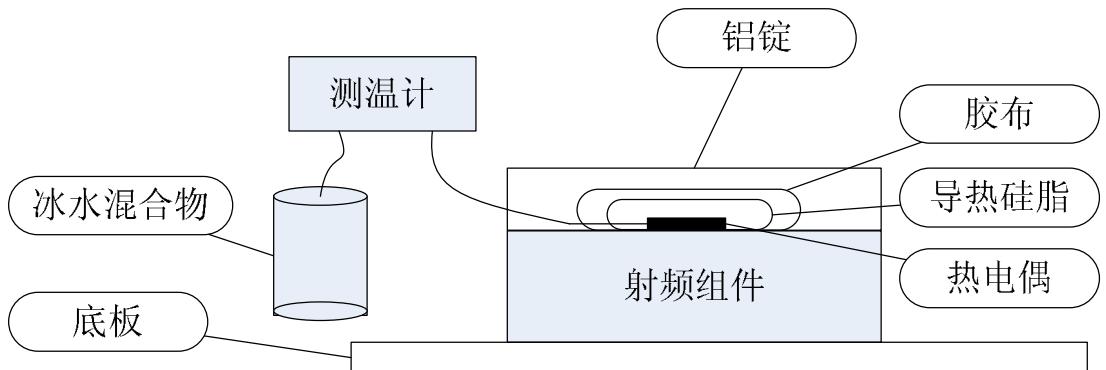


图 47 温度测试示意图

图 47 是温度测试的示意图。由图可见，射频组件上下都有散热性能极好的铝锭进行散热，其中下侧的底板面积较大，更利于散热，上侧的铝锭兼有散热和紧固的作用。由于射频组件的散热良好，测试中设备长时间加电后，最高壳温不超过 36℃。热电偶紧贴射频组件的外表面，并由导热硅脂进行完全覆盖，导热硅脂上覆盖胶布，胶布除了固定热电偶外还具有隔热的作用，使得热电偶测得的是射频组件外壳的温度（壳温）而不是上面铝锭的温度。

3. 4. 1. 2 通道幅度测试

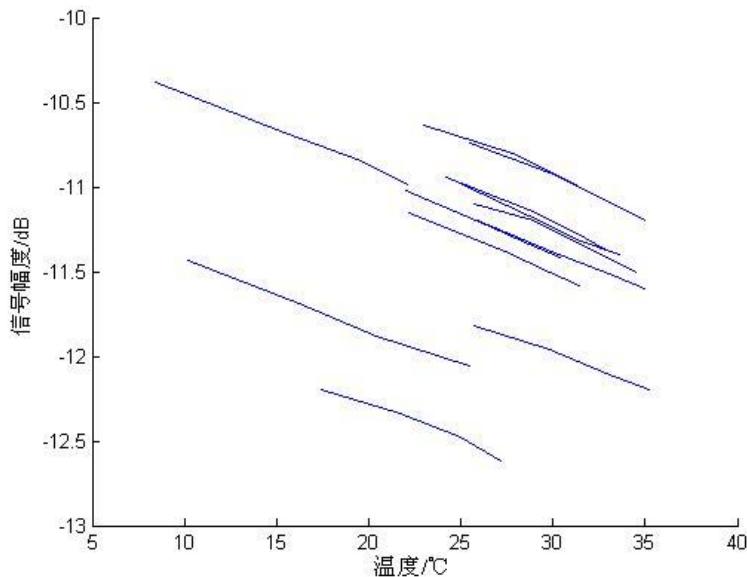


图 48 通道幅度与温度的关系

我们对 64 个射频组件（编号为 X1~X64）进行了抽测，除去个别性能不佳的以外，将其他的射频组件的通道特性绘出。图 48 是得到的通道幅度与温度的对应曲线，对应的设备编号为：X7, X8,X9,X19,X28,X31,X38,X40,X55,X61,X63,X64. 由图可见，这些通道的一致性非常良好，总体上在 10℃~35℃ 的宽温度范围内都保持了几乎相

同的斜率，只是幅度的绝对值有一定的差异，这一点是因为信号放大电路（运放电路）的增益并没有精确校调所致，可以通过校准电路对其进行增益补偿，补偿后的特性见图 49 所示。可见，补偿后的各射频组件的幅度特性曲线基本重合为一条直线，这也就是说，经过补偿后，只要各个射频组件的温度相同，则各通道的幅度增益也相同。对应的各通道初始状态幅度补偿值如表 5 所示。

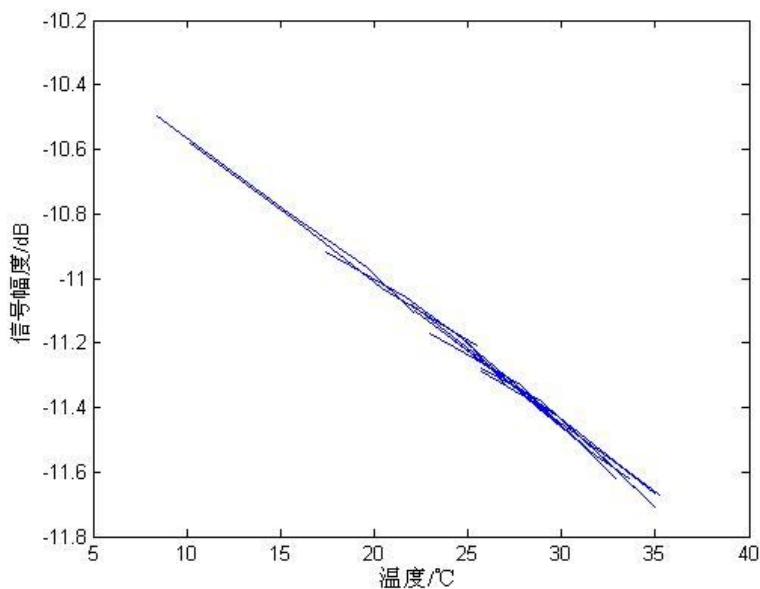


图 49 幅度补偿后的通道幅度与温度的关系

表 5：通道初始状态幅度补偿值

设备号	X7	X8	X9	X19	X28	X31	X38	X40	X55	X61	X63	X64
补偿值(dB)	1.28	-0.06	-0.18	-0.25	0.05	-0.066	-0.218	-0.508	0.85	0.53	-0.53	-0.115

结论：

- 1、通道的幅度（dB 值）随温度呈线性关系，补偿后幅度一致性误差小于 0.1dB；
- 2、对于这一批次的射频产品而言，温度每升高 10°C，通道增益下降大约 0.45dB。

3.4.1.3 通道相位测试

下面分析通道的相位一致性。

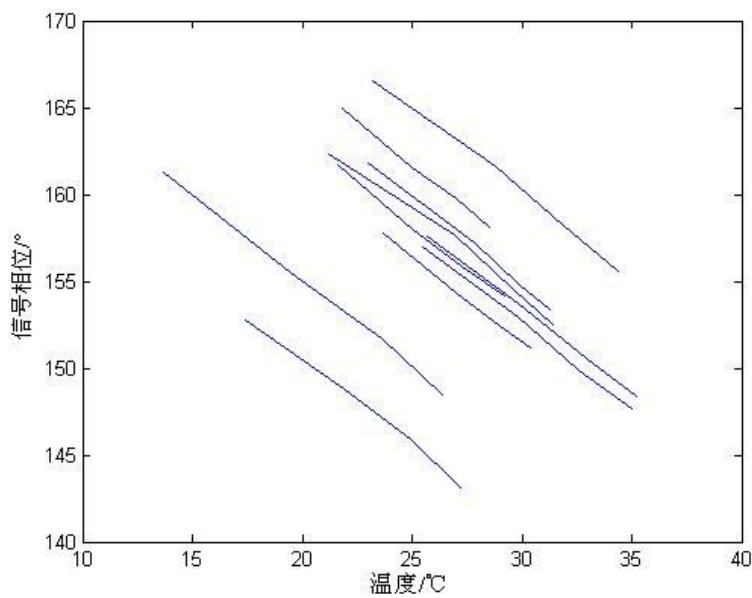


图 50 通道的相位与温度的关系

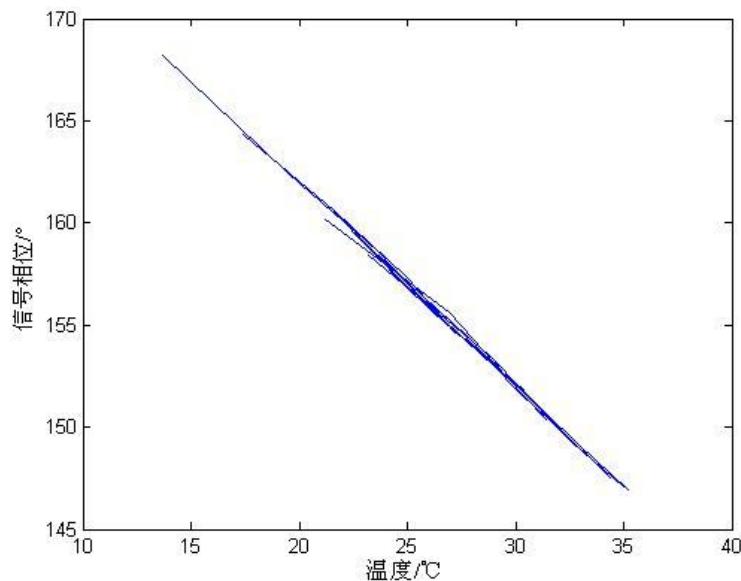


图 51 相位补偿后的通道相位与温度的关系

对 64 个射频组件的相位特性进行了抽测，除去一些性能不佳的以外，将其他的射频组件的相位特性绘出。图 50 是实测的若干射频组件的通道相位与温度的变化关系，对应的通道号分别为 X7,X10,X20,X25,X30,X40,X41,X58,X61,X63，由图可见，这些通道的相位一致性非常良好，总体上在 $15^{\circ}\text{C} \sim 35^{\circ}\text{C}$ 的宽温度范围内都保持了几乎相同的斜率，只是幅度的绝对值有一定的差异，这是因为各个通道的信号路径长短以及不同器件信号通过的时延不同所致，可以通过校准电路对其进行相位补偿，补偿后的图见图 51 所示。可见，补偿后的各射频组件的相位特性曲线基本重

合为一条直线，这也就是说，经过补偿后，只要各个射频组件的温度相同，则通道的相位延时也相同。对应的相位补偿值见表 6，这个表就是对通道初始状态相位的补偿表。

表 6：通道初始状态相位补偿值

设备号	X7	X10	X20	X25	X30	X40	X41	X58	X61	X63
补偿值 (°)	11.5	-0.6	-1.45	-2.8	-1.2	-4.6	0.6	-2.1	-8.1	6.9

结论：

- 1、通道的相位差 (°) 随温度呈线性关系，补偿后幅度一致性误差小于 1°；
- 2、对于这一批次的射频产品而言，温度每升高 10°C，通道相位差下降大约 10°。

3.4.1.4 温度分析

温度分析的目的是为了得到结点温度与上电时间的关系，从而明确应设置多长时间作为校准前的温度稳定阶段。如果上电后等待时间不够就进行校准，那么由于温度没有稳定，幅相特性还会继续漂移，校准的结果就不准确了。而如果等待时间太长，又无疑会增加校准的耗时。所以，我们总是希望，校准前等待的时间刚好使得射频组件达到温度平稳，因为此时进行校准才有意义。

图 52 给出了设备外壳的温度随工作时间的变化规律，是由实测的在刚上电、2 分钟、5 分钟以及 10 分钟时的温度值构成的曲线，由于在测试不同通道时的室温（即图 52 的初始温度）差异较大，因此出现了曲线在纵轴上截距不同，另外，个别曲线可能是因为测量误差以及测试条件不完备出现了一些偏离外，绝大多数曲线的变化规律几乎是一模一样的，这就表明各个通道设备在散热条件相同的情况下，温度变化的规律是一样的。

在测试中的散热条件下，设备在上电时间 10 分钟后壳温就基本稳定不变了。由于地面试验环境与空间环境在散热方式上的差异——地面通过传导、对流和辐射散热，空间仅通过传导和辐射进行散热，因此通过热平衡实验只能测得地面状态的壳温等指标，真空环境下的壳温指标主要通过热分析得到，但必须通过合理的热设计保证射频模块的壳温在设计阈值之内。同时，各个射频模块的温度应尽量一致，这不仅是保证通道误差较小的要求，同时也是射频模块设计、加工以及可靠性等众多方面的要求。

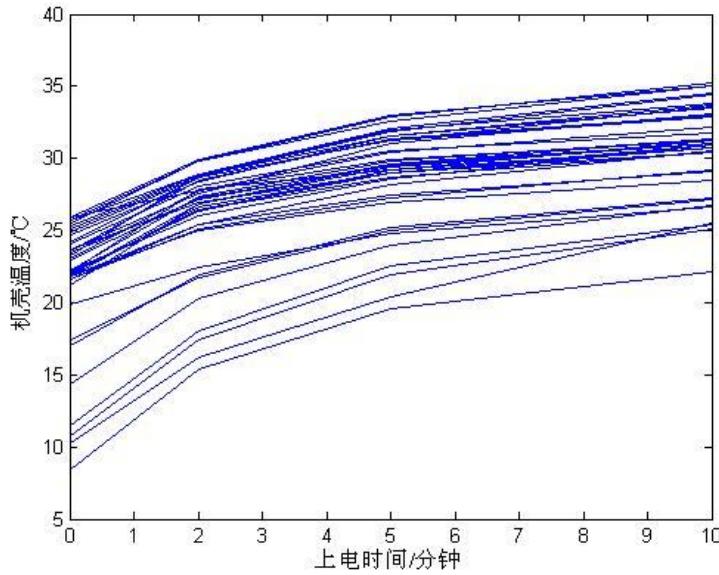


图 52 机壳温度与上电时间的关系

采样点分别是：0, 2, 5, 10 分钟，在测试的散热条件下，设备在上电时间 10 分钟后壳温就基本稳定不变了。由壳温可以推测出结温：

$$T_j = T_c + Q_{jc} \cdot P_j$$

其中， T_j 表示结温；

T_c 表示壳温；

Q_{jc} 表示结到壳的热阻；

P_j 表示功耗。

值得一提的是，元器件的失效率与温度有如下关系：

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = \exp \left\{ -E_a / K \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right\}$$

其中， λ 是温度为 T 时的失效率；

λ_0 是温度为 T_0 时的失效率；

E_a 是失效机理系数，一般为 0.3~1.4eV 之间。

因此，元器件的失效率随温度上升呈指数规律上升，因此，控制温度也是增加设备可靠性的关键。

根据航天器热控分系统的设计，电子产品周围其他设备的壳体温度一般控制在 $-15^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$ 。

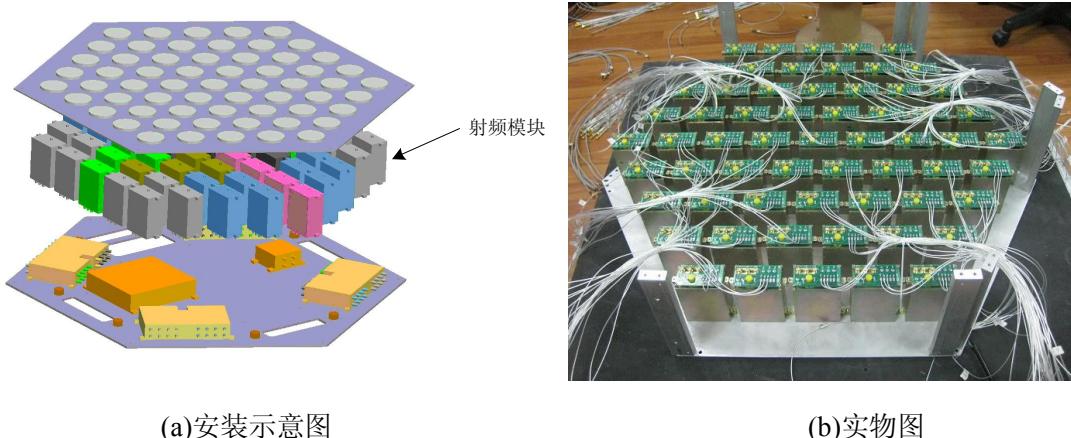


图 53 天线系统各组件安装示意图

图 53 是 61 元阵的多波束天线系统的安装示意图，在天线阵面下排列的立方体就是对应的射频模块。

由于射频模块是有源组件，热耗很大，因此由图可知，在最中心的射频模块散热最困难。如何加强中心射频模块的散热，使所有射频模块在温度稳定后的壳温基本相同是热控系统的最大困难，也是整个天线系统工程设计和研制的主要难点之一。

多波束天线系统热控方案基本采用以被动热控为主辅以主动热控加热片控温的方案。以天线结构基板作为基板上安装的各模块导热散热的主要通道，通过基板扩热板的导热，将各模块工作中所产生的热量导出，通过基板向空间冷黑热沉环境辐射散热，控制天线温度水平。在天线处于低温状况时，采用主动热控加热片，维持天线温度水平。

为进一步提高射频组件的散热性能，还应从以下几方面进行考虑：

- (1)、提高射频模块（功放）的效率。提高效率不仅降低了功耗，使散热量降低，减小了热控系统的压力，同时也节约了星上宝贵的功率资源；
- (2)、改进系统结构。这包括两方面的内容，即射频模块本身的结构和系统的安装结构。分离的射频模块虽然有利于分别进行调试，但系统重量更重，同时散热更难处理。因此射频模块的结构改进应朝着一体化的方向发展，同时应在进行整体设计时即融入热控的思想。而系统结构的改进应努力增加射频模块传导散热的热通道；
- (3)、热控系统的设计。由于多波束天线射频模块的功耗非常大，无论是接收天线的低噪放还是发射天线的功放，其热量都无法依靠自身的热传导有效导出，必须借助于热控系统的主动散热装置。热控系统应重点对中心温度较高的区域加强散热，使各个射频模块的温度不至于出现较大的差异。

当然，即使采用了较好的温控措施仍然难以确保各个射频组件的温度完全一致，这就导致了经过采用表 5 和表 6 中的幅相初始补偿后的各个通道仍然因温度的差异而产生幅相的偏移。然而，经过真空热分析可以得到在轨工作状态下各个模块

壳温的估计值。由上节测试的结果知道，对于这一批次的射频组件而言，温度每升高 10°C ，通道增益下降大约 0.45dB ，通道相位差下降大约 10° 。可以按此标准，结合各个射频模块壳温的估计值对各个通道进行温度补偿，也就是对初始状态的幅相补偿表进行温度修正。另一方面，我们也曾设想在一些关键点加装测温装置，对入轨后的多波束天线的内部温度进行测量，由遥测发回地面。这些温度数据可以用来对通道进行温度修正，一般来讲，其准确性高于热分析得到的温度估计值。

3.4.2 基带通道的幅相误差

接收到的信号进入基带处理后，需要进行隔离、放大、滤波的处理过程。虽然切比雪夫滤波更接近于理想的矩形通带特性，但其相频特性比巴特沃斯滤波电路差，所以此处选择巴特沃斯滤波电路进行基带信号的滤波。图 54 所示为采用的 4 阶巴特沃斯低通滤波电路，两端为同相比例放大电路， Π 网的作用是调节阻抗匹配。

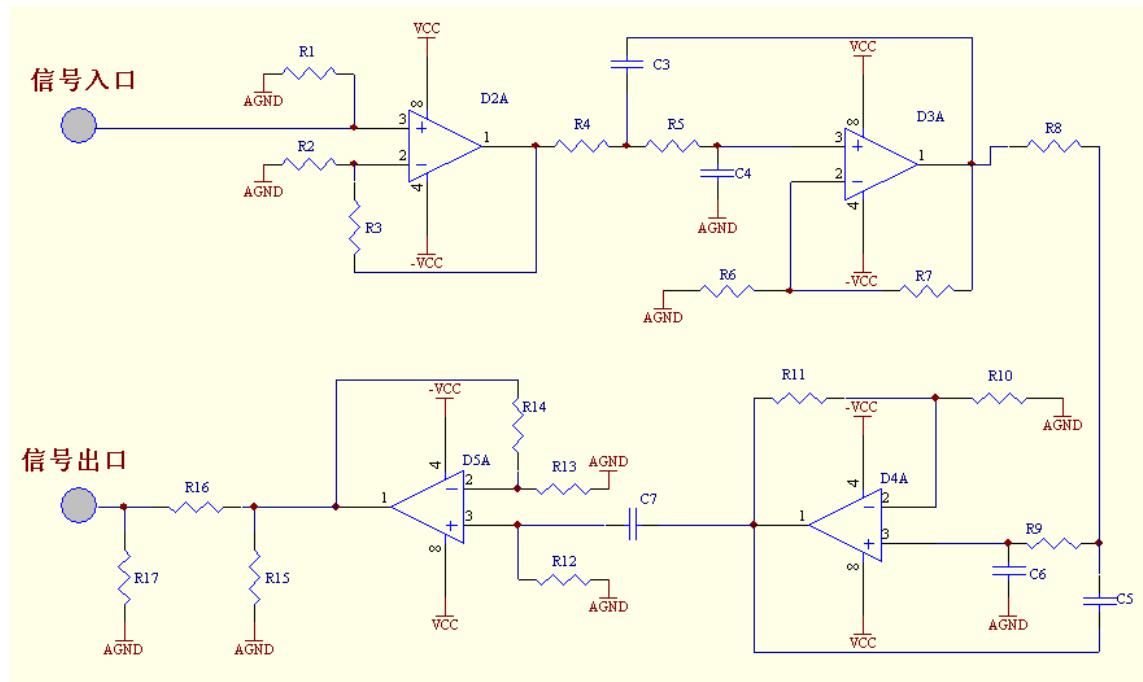


图 54 基带信号的处理流程

由于电阻阻值的漂移，整个通道的放大幅度也会随着发生变化。相比射频通道而言，基带的幅相误差较小，也更容易进行建模仿真和估计。

四阶巴特沃斯滤波电路要求阻容元件最大只能有 5% 的误差，否则将影响电路的稳定性。巴特沃斯滤波器的增益选 1，此时由信号滤波器设计带宽决定电阻和电容的取值，但往往这些理想值并不是标称值，特别是器件选择限定在“七专”目录之内，元器件选择的余地更小，此时由于采用的电阻电容值

对于图 54 中的基带处理电路，则信号的放大增益为：

$$A = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{14}}{R_{13}}\right)$$

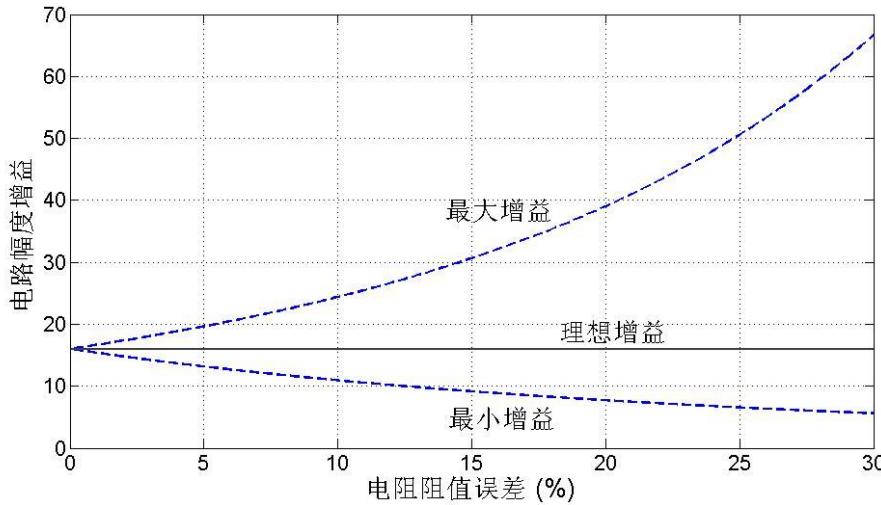
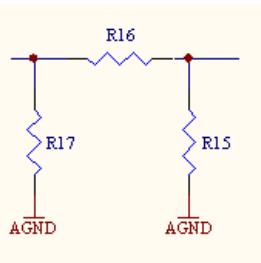


图 55 电阻值漂移造成的运放电路增益变化

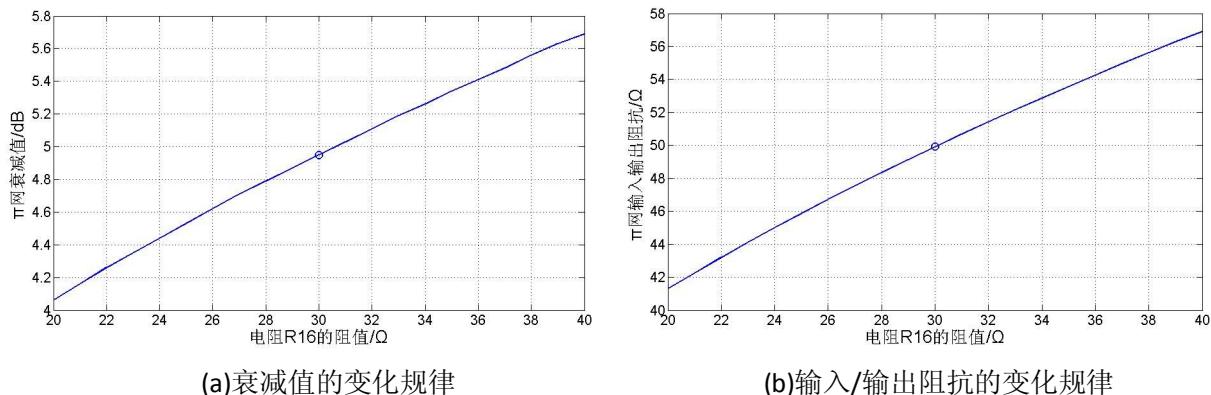
在设计中应尽量将电路整体增益平均的分配给四个运放，即降低各阶运放的增益方差，这样可以有效降低增益偏差的风险，但即使这样，电阻阻值发生偏移后，电路的整体增益误差也非常大。这是因为，运放电路的增益大小直接决定于电阻相对阻值的大小。图 55 表示在均匀分配增益的情况下，当电阻阻值与设计值有误差时，电路整体增益的变化范围。横坐标表示电阻阻值的误差占标称值的百分比，纵坐标表示电路的实际增益。中间的实线表示设计增益，两条虚线表示可能的最大增益和最小增益，也就是说在发生电阻阻值偏移后，实际电路的增益介于图中两条虚线之间。由图可见，随着阻值误差的增加，增益的可能偏差越来越大，特别是最大增益增加的非常快（图中仅给出了误差在 30% 以内的曲线）。即使误差只占标称值的 5%，电路的增益也由原来的 16 变为介于 13.16~19.64 之间的任意数值。值得注意的是，电阻阻值的变化不仅会导致电路增益的变化，而且会造成滤波性能的变化，比如改变截止频率，甚至造成滤波器出现自激现象，从而使电路失效的严重后果。

对于输出端的 Π 网而言，电阻阻值的改变也会造成输出衰减的变化，这种变化还同时伴随着输入和输出阻抗的改变。比如，对于图 56 中的 Π 网，假设设计值为 $R_{16}=30 \Omega$, $R_{15}=R_{17}=180 \Omega$ ，则 Π 网的衰减值为 4.95 dB ，输入阻抗和输出阻抗为 49.92Ω 。这组设计值的优点在于： 30Ω 和 180Ω 的电阻都是标准阻值，而 49.92Ω 的输入输出阻抗非常接近理想的 50Ω 。

图 56 π 网

下面分两种情况说明电阻阻值的改变对 π 网性能——特别是衰减值的影响。

1、当 $R_{15}=R_{17}=180\Omega$ 的标准值不变时，有

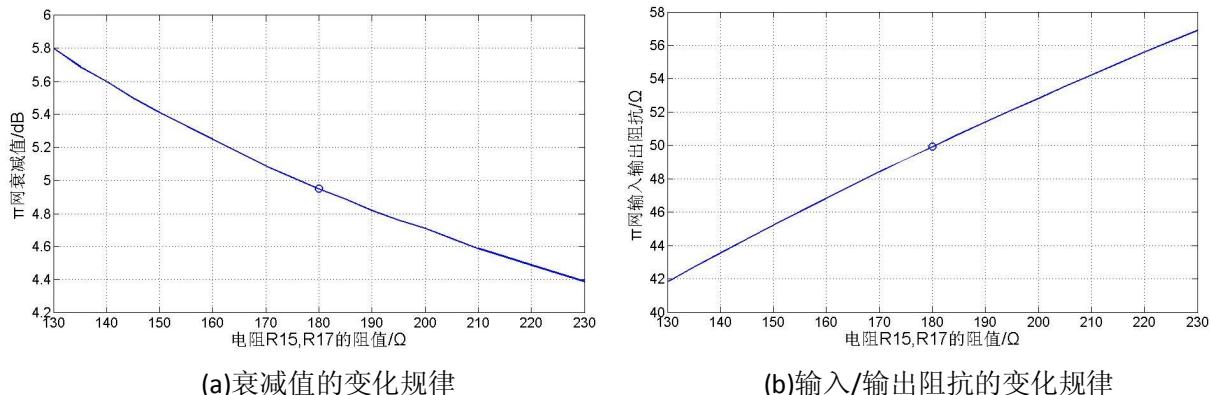


(a)衰减值的变化规律

(b)输入/输出阻抗的变化规律

图 57 π 网的指标随 R16 阻值的变化规律 (R15 和 R17 均为 180Ω)

2、当 R16 保持 30Ω 的标准值不变时，有



(a)衰减值的变化规律

(b)输入/输出阻抗的变化规律

图 58 π 网的指标随 R15、R17 阻值的变化规律 (R16 为 30Ω)

由图 57、58 可以看出，当电阻阻值发生改变时， π 网的衰减值会发生较大的变化，从而造成信号通道增益的改变，同时伴随的输入输出阻抗的变化会造成前后通道的阻抗不匹配引起信号失真。

在工程实践中，一般在电路设计中仅对涉及运放配置的电阻和电容给出取值范围同时标定“阻值(容值)待定”，而通过后续实际电路调试才确定具体的电阻电容值，这样可以确保电路的实际性能满足要求。由于采用的是实际器件调试，所以电阻本身阻值与标称值之间的误差就没有影响。

根据上述情况，给出应对基带电路电阻阻值漂移带来的通道误差的应对原则，包含以下四点：

- (1) 电路设计中，应充分考虑到运放电路发生自激的可能性，尽量避免接近自激点，这种考虑应包含电阻阻值在卫星寿命期内可能的变化范围；
- (2) 电路设计中，应尽量选择阻值偏移对电路输入输出阻抗影响较小的电阻，因为阻抗失配是无法通过校准进行补偿的；
- (3) 应尽量选择标准阻值的电阻，同时不应盲目选择高精度电阻，因为即使是高精度电阻，其阻值发生偏移的可能性和大小不会比标准精度的电阻小；
- (4) 只要电路没有发生自激或者阻抗严重失配的情况，通道增益的缓慢偏移应通过在轨通道校准进行补偿，校准频度可以非常低。

3.5 其他误差

噪声调制、热噪声、时钟、定时分配电路产生的抖动，都会引起系统误差^{【56】}。引起数字波束形成系统性能恶化的误差很多，除了阵元物理位置的误差以外，还包括射频通道的幅相一致性、A/D 量化误差等等。这些误差都有各自的形成机理，对系统的影响也各不相同，但有一点是相同的，那就是它们都无法完全消除。克服误差的方法除了在硬件设计上多做考虑以外（比如天线的结构设计、提高加工精度、提高幅相一致性、增加量化阶数等），对于数字波束形成系统还应更多的在算法上寻找出路。

3.5.1 通道时钟误差

对于接收天线而言，各通道的信号在下变频到基带后，必须进行 AD 变换成数字信号才能进行后续处理，而 AD 采样是在采样时钟的上升沿（也有的是下降沿）采样一次数据，所以，如果各个通道的采样时钟没有严格对准，则意味着各个通道不是同一时间进行的采样，这就相当于各个通道的数据出现了时延差，因此必须对通道的时钟进行精确对准，才能降低由此引起的通道时延误差。而要消除时钟误差，必须注意以下两点：

- 1、各个通道的采样时钟必须是同源时钟，否则采样点将会出现前后偏移，而且由不同时钟源造成的这种时钟误差还是累积性的，经过一段时间后，各个通道的采样时间将完全偏离；
- 2、同源时钟保证了各个通道间的时延误差是固定值，此时只要对这个固定值进行校准就可以保证各个通道完全同步采样了。

图 59 为时钟电路的示意图，通过两级时钟分路器将一路时钟信号分为 20 路，包括 19 个通道的采样时钟和 1 路备用时钟，备用时钟将在后续信号处理中应用。

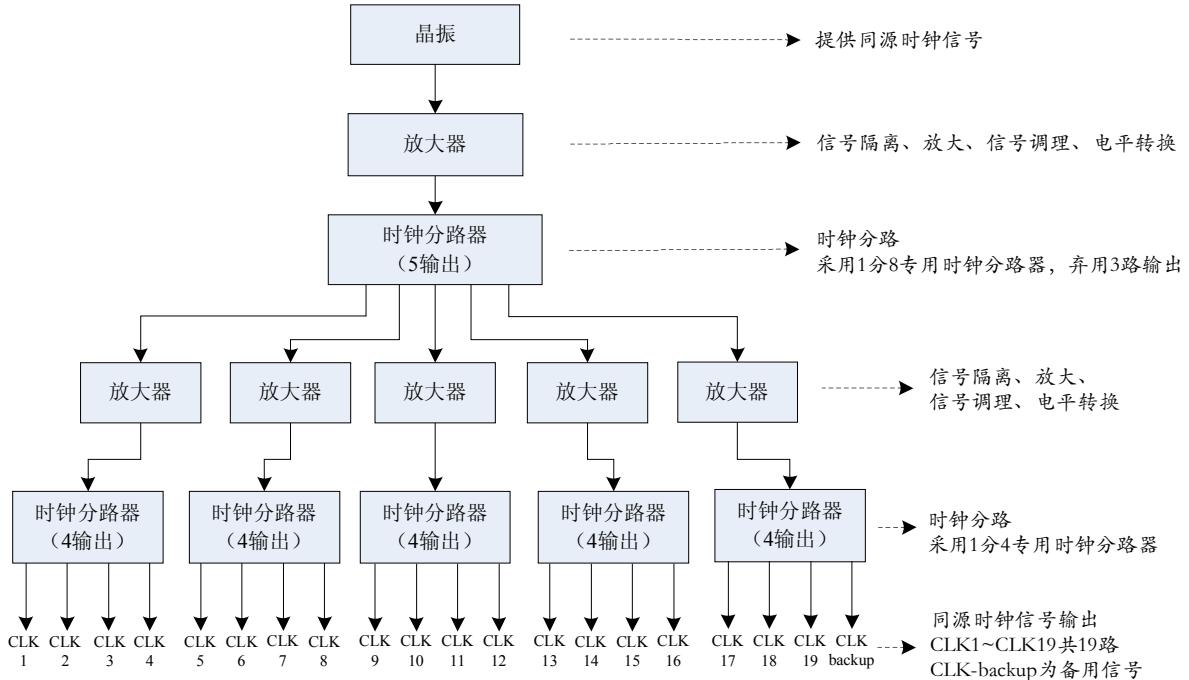


图 59 时钟分路电路

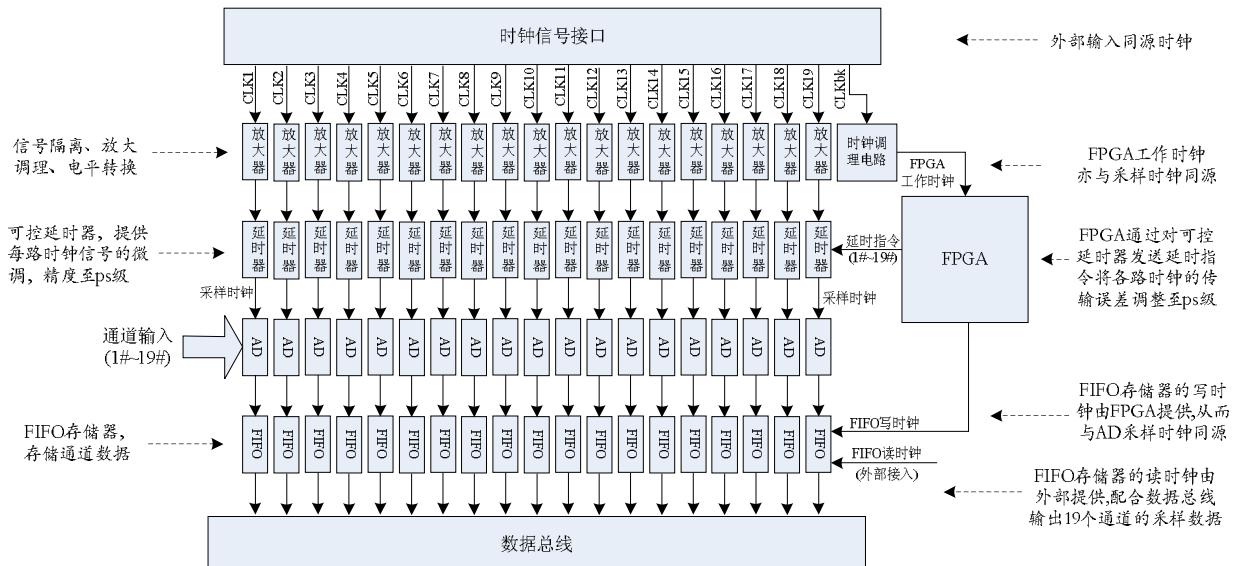


图 60 数据采样电路（包括采样时钟微调）

图 60 表示的就是数据采集电路中时钟信号的处理流程。采用可控延时器对各路时钟信号进行对准，可将时钟精确对准至 ps 级。延时长短由校准电路确定后发送给 FPGA，再由 FPGA 给 19 路延时器发送对应的延时指令实现延时。图 59 的时钟信号处理流程中多出来的一路时钟信号在这里经过时钟调理电路后送给 FPGA，作为 FPGA 的工作时钟，而 FIFO 存储器的写时钟是由 FPGA 提供的，因此 FPGA 和 FIFO 都是 AD 的同源时钟，从而实现所有数据处理的同步。图 60 中所示 FIFO 的读时钟

为外部送入，这也取决于系统的工作方式，如果 AD 一直处于采样的状态，则 FIFO 的读时钟也应与 AD 同源，否则读写时钟的微小偏差将在一段时间后造成 FIFO 空或溢出的故障，如果 AD 是间歇式采样，那么只要 FIFO 足够大，读写时钟不同源也是可以的。

3.5.2 传输线间的互耦误差

在波束形成网络的内部，传输线间密度的增加将引起互耦效应，引发阵列激励误差，从而使天线性能退化。而对近距离排布的传输线进行隔离的方法对减小互耦并不非常有效，这是因为波束形成网络内部的耦合机理十分复杂，另外，增加隔离装置也会造成系统的复杂度增加^[57]。

传输线的间距、基板的材料、电子部件的摆放、数字波束形成网络的结构和尺寸等因素都会影响互耦的大小，因此很难通过对实际结构的数值计算或者分析估计来得到互耦的值^[57]。

然而，一般来讲，硬件信道之间的互耦非常小，互耦主要还是来自于天线阵列单元^[58]。

3.5.4 空间环境引起的误差

卫星的轨道摄动对阵列天线的影响并不大，因为一般来讲，这种轨道误差是很小的。但姿态的变化对阵列天线的影响就比较敏感了，因为卫星姿态的变化直接转化为入射信号 DOA 的变化，或者说导致了阵列天线阵列流形的偏移，因此需要加以注意。姿态的摄动情况取决于卫星平台的稳定度，当然空间环境的变化（如太阳风等）也会造成卫星姿态的突然变化。

卫星在轨期间，天线阵列受到重力场、陨石撞击等各种摄动力矩的作用，振动与形变都会对天线方向性造成影响。对于低轨近地情况，大气阻力明显，动力学特性更为复杂^[59]。

热力的变化主要是由每天在相控阵面上太阳辐照度的改变而引起的^[60]。卫星在轨期间，天线阵列平面受到日照影响引起的物理扭曲变形，以及阵列内部器件由于日照、温度影响和老化等因素，各单元的幅度和相位会有所改变^[61]。

由发射振动或轨道上热力变化而导致的机械形变，可能导致卫星相控阵列天线的电性能发生严重退化^[16]。

3.6 误差指标分解

实际中，无误差的阵列响应的假设是不满足的，因此，检验对这些误差的敏感

性就显得十分重要^[62]。误差分解是具有工程意义的误差分析，即将产品（系统）的最终额定性能转化成对误差的最大容忍度，并分类归入各种不同类型误差或各个不同组件的误差，以此做好误差的统筹规划。

工程实际中，幅相误差是一类主要的误差类型，而且已知的很多类型误差都可以归入幅相误差的范畴，因此对幅相误差进行误差指标分解是有工程意义的。本节即对通道幅相误差进行误差指标分析。

来波方向估计即DOA（Direction of Arrival）估计，它是数字波束形成系统的关键技术之一。美国人R.O.Schmidt在1979年提出的著名的MUSIC(Multiple Signal Classification)算法是利用输入协方差矩阵的特征结构的一种具有高分辨能力的多重信号分类技术。MUSIC是一种信号参数估计算法，给出的信息包括入射信号的数目、各个信号的波达方向（DOA）、强度以及入射信号和噪声间的互相关，等等。MUSIC算法虽然具有很高的分辨能力，但它需要十分精确的阵列校准。MUSIC算法已经得到实现，性能也已得到了实验验证。当信号不相干时，MUSIC算法的信号到达方向的估计值是渐进无偏差的。^[63] MUSIC算法是一种成熟的子空间算法，算法相对简单有效，在实际中得到了广泛的应用。测向算法本身的精度决定了一个系统所能达到的最高精度，因此算法的精度在确定选择何种算法时是非常重要的指标。MUSIC算法测量精度高（理论上限可达0.001°）。

MUSIC算法的基本思想是：将数据采样协方差矩阵做特征分解，根据大特征值对应的特征向量生成信号子空间，小特征值对应的特征向量生成噪声子空间；然后用不同方向上的导引向量向噪声子空间投影，若该向量属于信号子空间，则投影为零，根据投影结果即可判断信号的波达方向。下面给出算法的实现过程^[63]：

(1) 收集输入样本 u_k , $k = 0, \dots, K - 1$, 估计输入协方差矩阵

$$\hat{R}_{uu} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} u_k u_k^H$$

(2) 对 \hat{R}_{uu} 进行特征分解：

$$\hat{R}_{uu} V = V \Lambda$$

式中， $\Lambda = diag\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$, $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{M-1}$ 为特征值， $V = [q_0 q_1 \dots q_{M-1}]$ 是 \hat{R}_{uu} 相应的特征向量。

(3) 利用最小特征值 λ_{min} 的重数 K 估计信号数 \bar{D}

$$\bar{D} = M - K$$

(4) 计算 MUSIC 谱

$$\hat{P}_{MUSIC}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)V_nV_n^H\mathbf{a}(\phi)}$$

式中, $V_n = [q_D q_{D+1} \cdots q_{M-1}]$ 。 $\mathbf{a}(\phi)$ 为阵列导引向量, 它是波达方向 ϕ 的函数。

(5) 找出 $\hat{P}_{MUSIC}(\phi)$ 的 \hat{D} 个最大峰值, 得到波达方向的估计。

3.6.1 幅相误差对 DOA 估计的影响

由于 DOA 估计精度更通用, 因此采用对 DOA 估计的影响来定量的分析幅相误差的影响。幅相误差所导致的空域谱误差和扰动方差成正比, 其比例系数和理想情况下的特征值以及特征向量有关。从统计上来说, 幅相误差降低了空域谱的峰值, 从而也降低了 DOA 估计的分辨率^[64]。

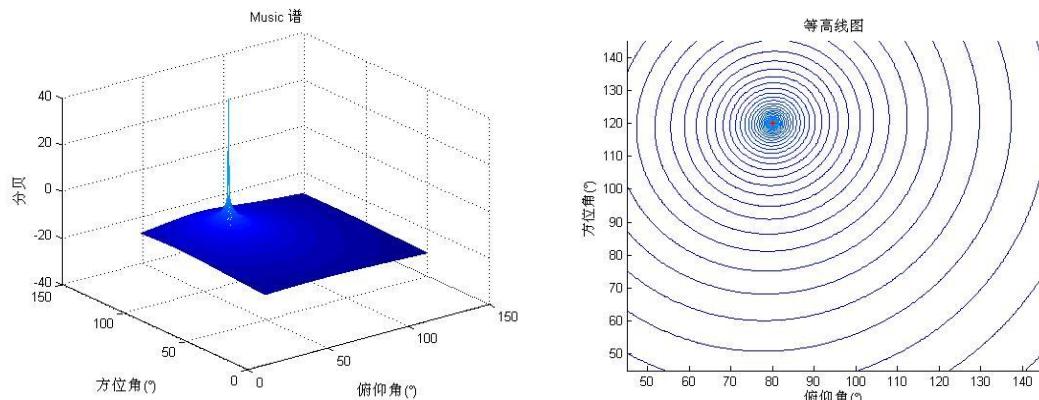


图61 理想情况下的MUSIC谱和对应的等高线图

图61为无误差的情况下, MUSIC谱和对应的的等高线图。可见, 在理想情况下, MUSIC谱非常尖锐, DOA估计精度极高。

3.6.1.1 仅有幅度误差

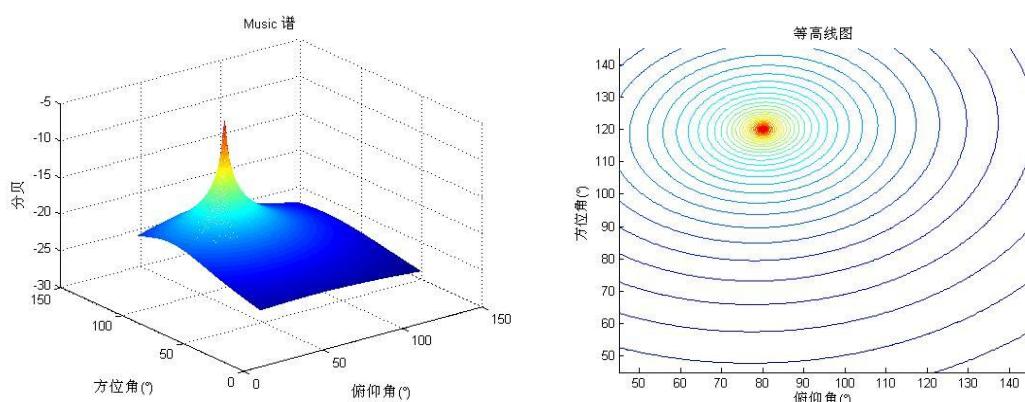


图62 有幅度误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.01dB)

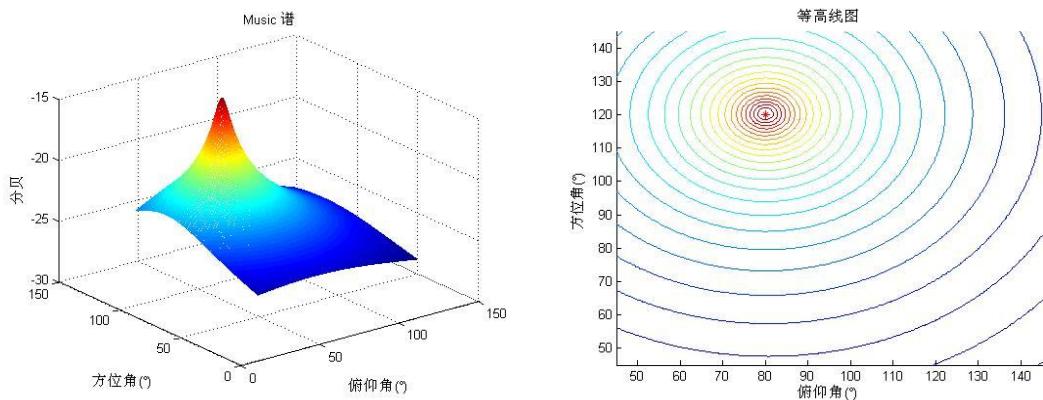


图63 有幅度误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.1dB)

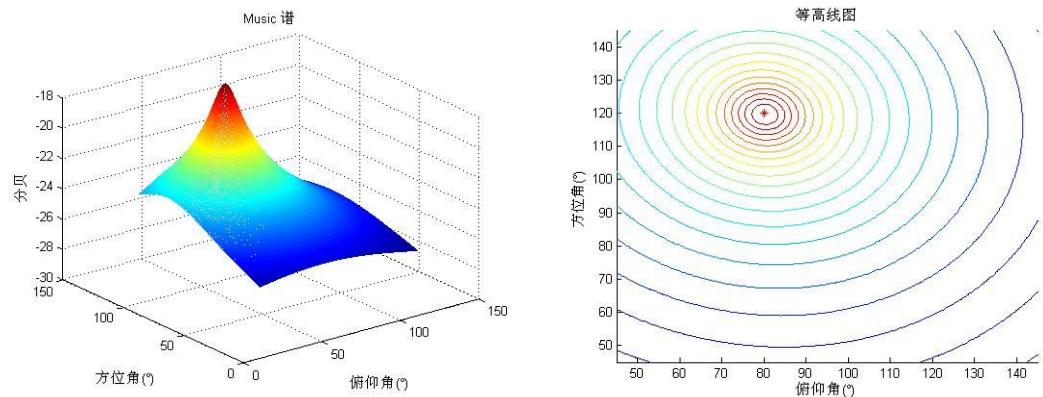


图64 有幅度误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.2dB)

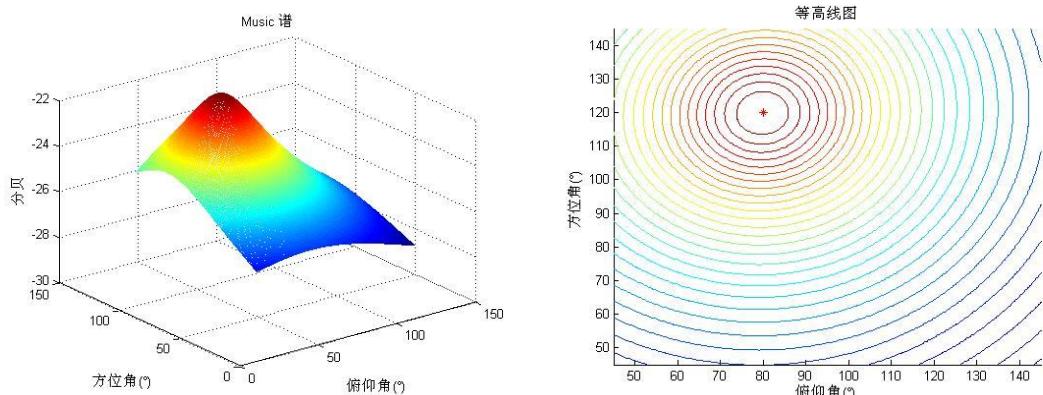


图65 有幅度误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.5dB)

结论：通道幅度误差会导致MUSIC谱变得平坦，从而导致DOA估计精度下降。由等高线图可见，信号入射点($80^\circ, 120^\circ$)始终处于等高线的圆心，可见虽然MUSIC谱峰高度随误差的增加逐渐下降，当谱峰指向不变。当误差为0.5dB时，仍有较明显的谱峰。

3.6.1.2 仅有相位误差

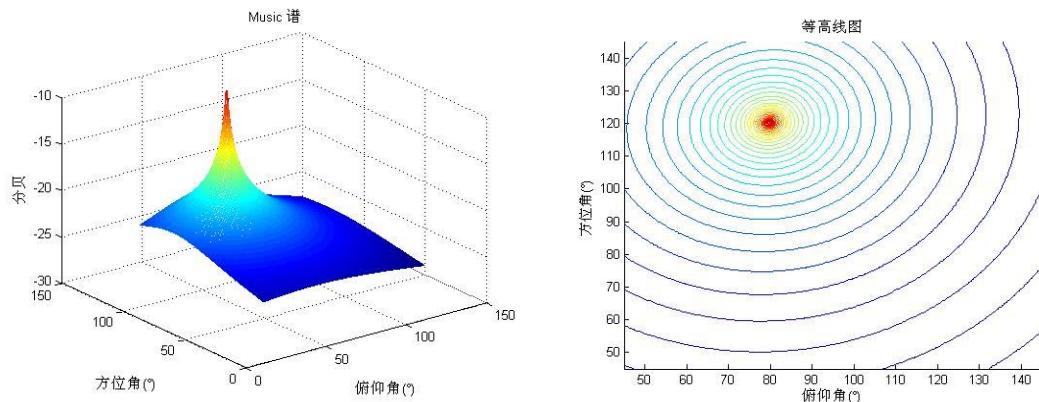


图66 有相位误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.1°)

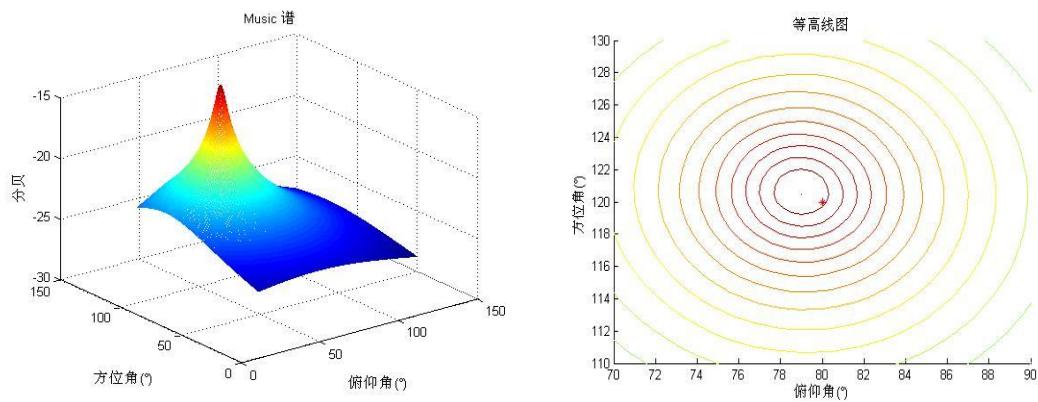


图67 有相位误差的MUSIC谱和对应的等高线图(0.5°)

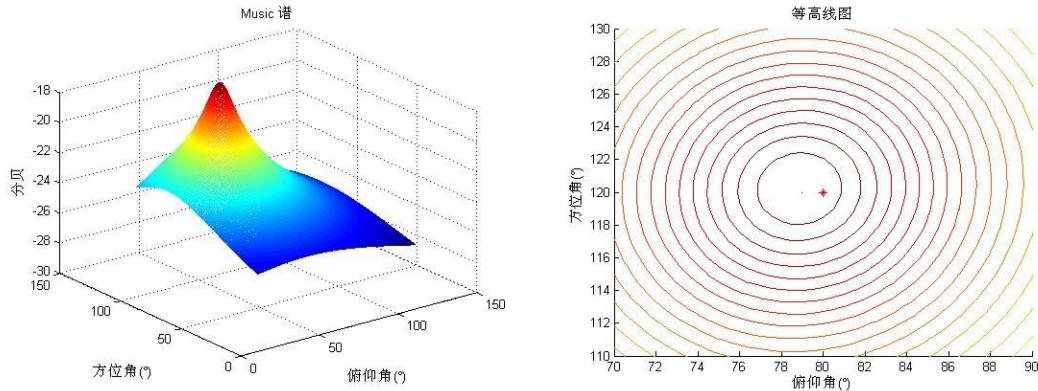
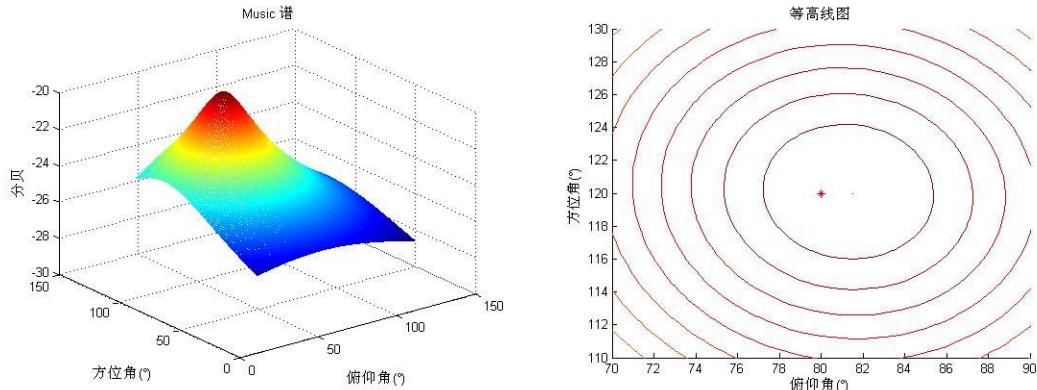


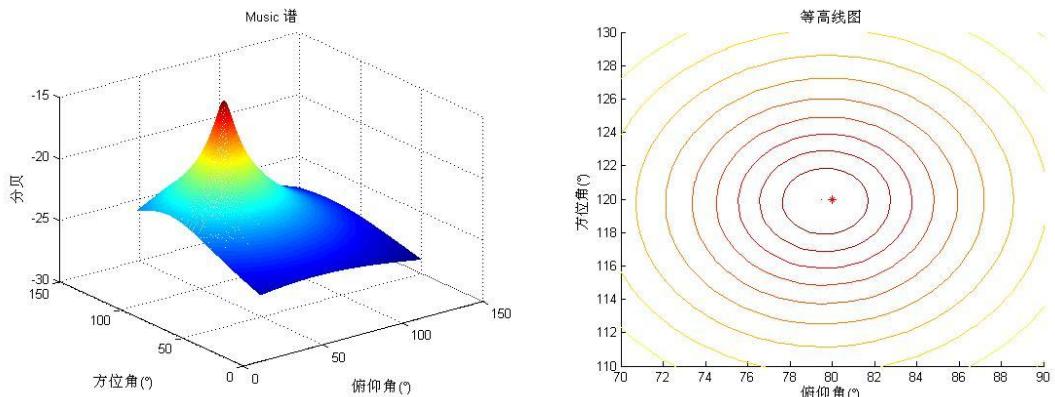
图68 有相位误差的MUSIC谱和对应的等高线图(1°)

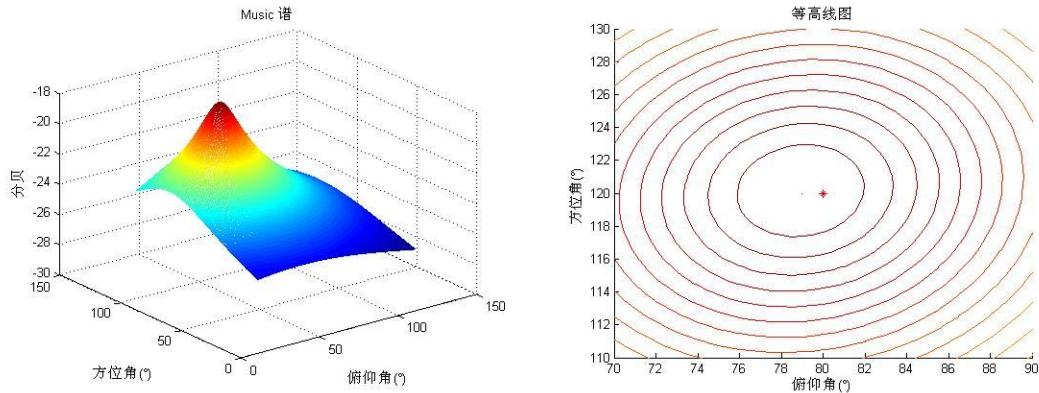
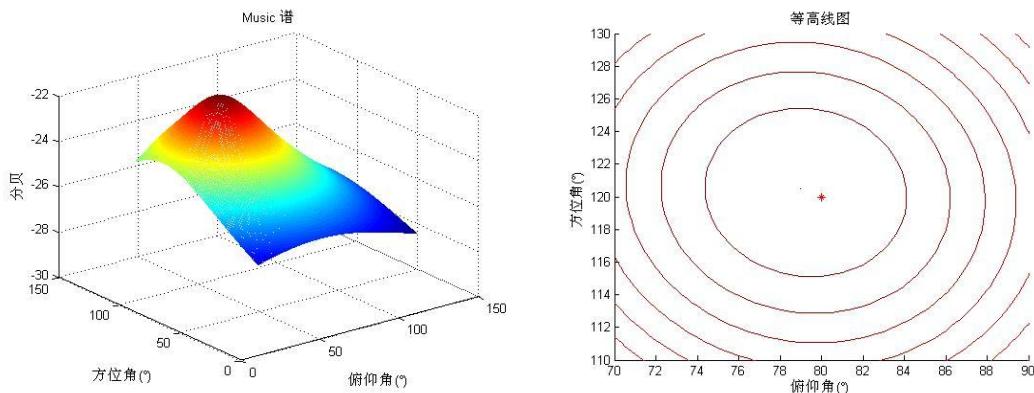
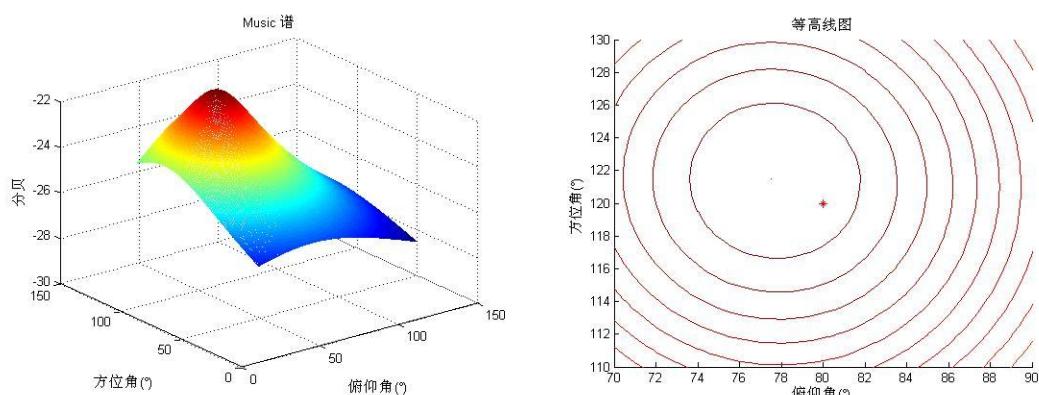
图69 有相位误差的MUSIC谱和对应的等高线图(2°)

结论：通道相位误差会导致MUSIC谱变得平坦，从而导致DOA估计精度下降，但影响不及幅度误差大。由等高线图可见，随着误差的增加，等高线中心逐渐偏离了信号入射点($80^\circ, 120^\circ$)，即谱峰指向偏移。当相位误差小于 1° 时，谱峰偏移小于 1° 。

3.6.1.3 幅相误差同时存在

通道增益误差不会造成 MUSIC 谱的谱峰位置发生偏移，但是会造成谱峰幅度的降低。通道相位误差则会造成 MUSIC 谱峰发生偏移，从而造成 DOA 估计的偏差。而当两种误差同时存在时，作用会相互叠加，图 70~73 是幅度误差和相位误差同时存在时的 MUSIC 谱和对应的等高线图。

图70 幅度误差(0.1dB)相位误差(0.1°)的MUSIC谱和对应的等高线图

图71 幅度误差(0.2dB)相位误差(0.5°)的MUSIC谱和对应的等高线图图72 幅度误差(0.5dB)相位误差(0.5°)的MUSIC谱和对应的等高线图图73 幅度误差(0.5dB)相位误差(1°)的MUSIC谱和对应的等高线图

由图可见，当同时存在幅度误差和相位误差时，MUSIC谱不仅表现出了谱峰幅度的下降，而且同时也出现了谱峰偏移的现象。将图70~73与3.6.2.1节和3.6.2.2节的图比较可以发现，当同时具有幅度和相位误差时，其误差影响比仅存在幅度或相位一种误差时的影响要大，也就是说两种误差相互叠加，放大了各自本来的误差效应。这也就意味着，当两种误差都存在时，系统对校准要求的指标更高。当幅度误差小于0.5dB，且相位误差小于 0.5° 时，MUSIC谱才具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1° 。

3.6.2 误差指标分析

(1) 阵元位置误差的要求:

阵元位置误差折算成幅相误差后, 仅带来相位的变化, 并且这种变化是随入射角而变化的。设阵元水平位置偏离了 l , 则信号路径将变化 $\Delta L = l \cos \theta$, 其中 θ 是信号波阵面与天线阵的夹角, 由于有 $0 < \theta < 180^\circ$, 所以有 $\Delta L \in (-l, l)$, 折算为相位差为

$$\Delta P = \frac{\Delta L}{\lambda} \cdot 360^\circ = \frac{\Delta L \cdot f}{c} \cdot 360^\circ, \text{ 其中 } f \text{ 为信号频率, } c \text{ 为光速。}$$

令

$$\Delta P = \frac{\Delta L \cdot f}{c} \cdot 360^\circ < 0.5^\circ$$

则有

$$\Delta L < \frac{c}{720f}$$

对于频率 $f = 1000MHz$, 有 $\Delta L < 417\mu m$.

同理, 阵元垂直误差 ΔH 有, $\Delta H < 417\mu m$

可见, 只要位置偏移了 $417\mu m$, 就会造成通道相位 0.5° 的误差, 而引起 DOA 估计失败。由于误差的多源性, 所以位置偏移实际上必须要远小于 $417\mu m$ 才能够忽略。从 3.3.2 节已知, 一般工程加工天线阵面的精度要求为粗糙度 $\leq 3.2\mu m$, 所以对于 DOA 应用来说, 只要按照现有加工精度进行加工就不需要进行阵列位置误差的校准。

图 74 为信号频率为 $1000MHz$ 时, 位置误差与相位误差的关系, 可见, 随着位置误差的增加, 相位误差呈线性增加。图 75 为位置误差为 $3.2\mu m$ 时, 信号频率与相位误差的关系, 随着频率的增加, 相位误差也呈线性增加。

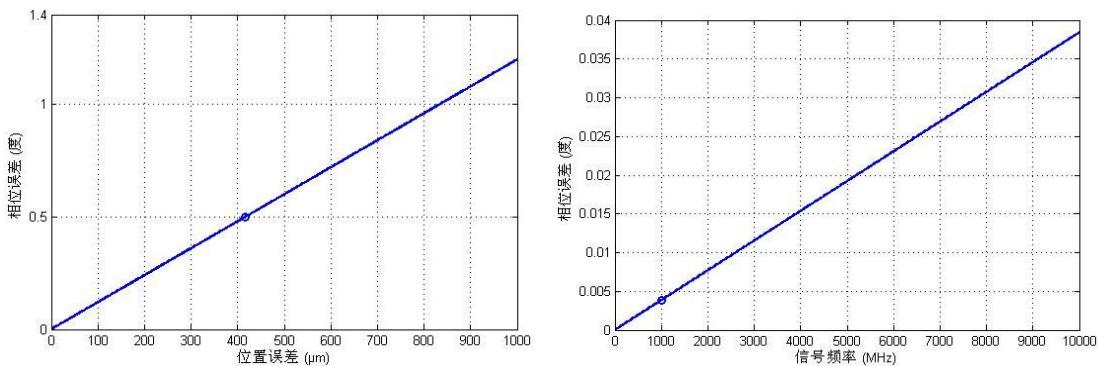


图 74 位置误差与相位误差的关系($f=1000MHz$) 图 75 频率与相位误差的关系(位置误差 $3.2\mu m$)

由图 74 可见, 当频率为 $1000MHz$ 时, 位置误差远小于 $417\mu m$ 所引起的相位误差就小于 0.5° , 即不需要进行校准。由图 75 可见, 当位置误差为 $3.2\mu m$ 时, 信号频率即使达到 $10GHz$, 相位误差仍小于 0.04° , 非常小, 不需要进行校准。

(2) 通道时钟误差的要求:

如 3.5.1 节所述，通道时钟误差是可能是由时钟非同源引起的，也可能是由时钟信号本身的抖动引起的，但时钟误差必须在设计时即进行弱化考虑，因为这类误差为快变误差，无法进行校准。时钟误差将引起信号延迟，等效于相位误差，这种相对关系可以表示为

$$\Delta P = 360^\circ \tau \cdot f$$

其中， ΔP 表示等效相位误差， τ 表示时钟误差，需要说明的是，由于通道时钟误差是发生在基带信号的阶段，所以 f 表示的是基带的频率，而不是射频频率。图 76 为基带频率为 10MHz 时，时钟误差与相位误差的关系。由图可见，只要时钟误差小于 139ps，则引起的相位误差就小于 0.5°。

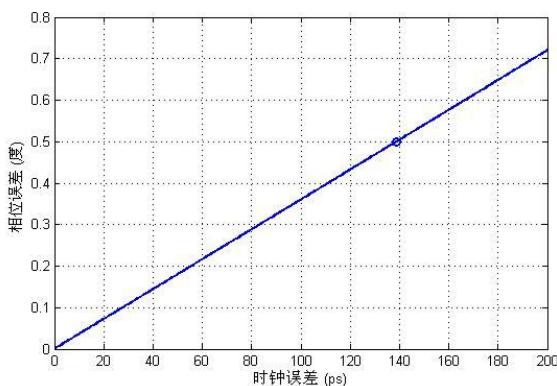


图 76 时钟误差与相位误差的关系($f=10\text{MHz}$)

通道间时钟的不同步主要是由时钟传输线长度不同造成的，139ps 对应于 PCB 板的时钟线路长度为 41.7mm，由 Cadence 软件进行 PCB 设计时可以设定时钟信号等长，软件将以蛇形线的走线形式保证时钟线路的长度相同，误差可达微米级。所以，只要按照 3.5.1 节进行同源设计，时钟误差将远小于 0.5° 的等效相位误差，因此，一般不需要再进行特别的校准。

(3) 量化误差的要求：

由于信号是在数字域进行处理的，因此所有信号都需要 AD 采样转化为数字信号。由于采样位数是有限的，因此模拟信号在转化为数字信号时将会引入量化误差，量化误差表现为信号幅度的误差。量化误差无法消除，只能通过增加采样位数来减小。

经过下变频到基带的模拟信号，有时增加一个固定的偏置电压，从而成为直流信号。即进入 AD 前有 $s(t) > 0$ ，此时对信号 $s(t)$ 进行采样，采样位数为 L，则采样后得到的信号 $s[n]$ 最大为 $2^L - 1$ ，超过即会溢出，最小为 0，最小分辨率为 1，也就是说量化误差为 ± 0.5 ，所以由量化误差导致的幅度误差为 $20 \lg \frac{(2^L - 1) + 0.5}{2^L - 1}$ ，图 77 即由量化误差引起的幅度误差的对应曲线：

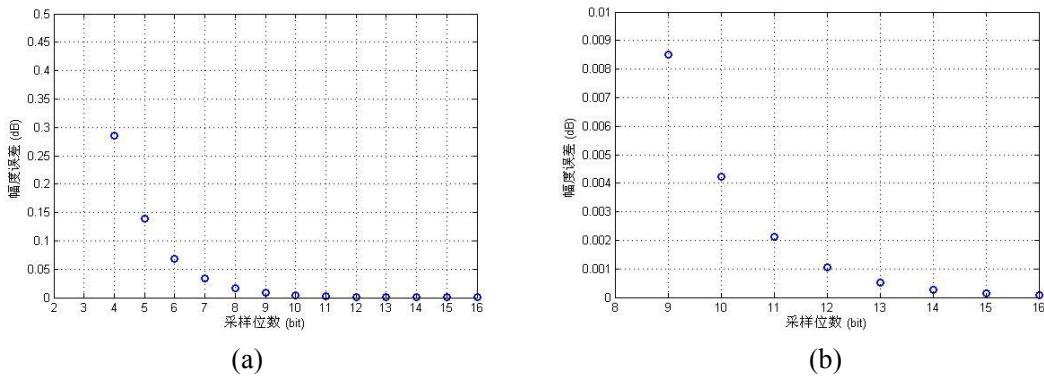


图 77 量化误差引起的幅度误差曲线

由 3.6.2 节已知，幅度误差应小于 0.5dB，从图 77(a)可以看出当采样位数大于 4 时，由采样误差引起的幅度误差就小于 0.5dB 了。考虑到误差的多源性，由量化误差引起的幅度误差应远小于 0.5dB。由图 77(b)可以看到，当采样位数大于 10bit 时，误差小于 0.005dB，远小于 0.5dB。因此，采样位数应大于 10bit。

实际中，AD 采样还有最低有效位数（LSB）的概念。这是因为 AD 采样得到的数字信号的最低位对应的并不是真实的信号，而是噪声。在设计合理的采样系统中，采样信号的最低 1~2 位为噪声，也就是说对于需要 10bit 有效位的系统，AD 采样应保证在 12bit 以上。

以上分析是基于采样信号达到 AD 满量程的假设，一般采用调整基带信号调理电路的运放放大倍数和偏置电压来达到这一目标，如果实际信号并没有达到满量程，那么采样的有效位数就会下降，量化误差就会随之增加。

3.7 小结

本章主要讨论了阵列天线的三种主要误差：阵元互耦误差、阵元位置误差和通道幅相误差。对阵元互耦误差进行了理论分析，提出了星载阵列天线的互耦校准流程和策略；对阵元位置误差进行了全面分析，不仅包含了通常的水平和垂直误差，而且首次提出非水平误差、水平旋转误差的概念，给出了数学模型，对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析；对通道幅相误差进行了实验测定，给出了量化指标，通过对幅相误差特性的分析，提出了针对接收天线和发射天线的通道幅相误差的校准系统和校准流程；对通道时钟误差的控制策略进行了分析，提出了基于 19 元阵列天线的时钟误差控制电路的设计，可以有效的保证时钟电路的误差精度。

幅相误差是多波束天线系统主要的误差类型之一，而且已知的很多类型误差都可以归入幅相误差的范畴，因此对幅相误差进行误差指标分解是具有工程意义的。由于 DOA 估计精度更通用，因此采用对 DOA 估计的影响来定量的分析幅相误差的影响，发现当幅度误差小于 0.5dB，且相位误差小于 0.5° 时，MUSIC 谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1°。根据这一指标，对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响

进行了量化分析，得到了相应的误差指标要求。

校准是消除已有误差的有效手段，但仍需从误差产生的机理进行分析，尽量减小误差的产生，比如在高频线路板中，若线路板介电常数和厚度不均都将严重影响信号的相位精度^{【65】}，因此高频电路设计必须考虑这些因素的影响；再比如，各个射频组件间的连接电缆应选择高性能的航天专用电缆，因其具备阻抗稳定、衰减小、屏蔽效果好的特点，在地面测试过程中不能更换电缆，如果电缆出现问题必须更换，则应重新测试；文献【66】指出有源集成天线将无源天线与有源设备集成在同一块基板上，从而不再需要馈电电缆，由此引入的幅相误差也就减少了。以上这些旨在减小误差的设计方法被工程证明是非常有效的，本文限于篇幅不再赘述。包括数字电路、射频电路以及辅助组件等的设计思路和工程化要求能够从源头减小误差，因此必须严格按照降低误差的方法进行工程化设计。

第四章 阵列天线校准算法及策略

4.1 引言

误差的存在是客观的，也是无法完全消除的。对付误差造成的影响应该从两个方面来考虑：首先，必须搞清楚误差的成因，从其产生机理上采取措施尽量减小误差，上节已经对此进行了讨论；其次，如果误差已经产生并无法再减小时，应采取其他措施克服已有误差对系统性能的影响。

(1) 阵列校准

对天线系统进行校准的目的是通过对阵列天线进行测试，得到阵列天线各单元的实际导引向量，从而对受到阵元位置误差以及其他误差影响而出现失配的阵列导引矩阵进行修正。阵列校准分有源校准和无源校准两种，有源校准必须离线进行。从阶段来分，第一阶段：天线加工完成后需进行远场校准或紧缩场校准，或者进行暗室校准等；第二阶段：卫星发射后，在有效载荷未工作前进行阵列校准，此时从地面发射标准信号，或者卫星自带标准信号源，进行离线校准；第三阶段：卫星服役期间，定期进行离线或在线校准，消除累计误差的影响。

阵元位置的误差会造成阵列接收信号的相位误差，如果知道了阵元相对于设计位置的具体位置，那么就可以得到路程差，进而得到具体的相位误差值。知道了具体的相位误差值，就可以在数字波束形成网络中对其进行补偿，以抵消误差造成的相位变化。值得一提的是，数字波束形成系统能够在有限馈源损坏的情况下继续工作。实时掌握天线各阵元的工作状态，可以在发生个别馈源损坏时，将故障阵元剔除，以剩余阵元继续保证系统工作，这也要求对天线阵进行经常的校准测试。

(2) 天线的设计

虽然理论上来说，在阵列天线阵元位置的水平误差极限和垂直误差极限以及卫星采用的工作频率都确定的情况下，阵元接收信号的最大相位误差就已经确定了，但是同样大小的相位误差对于几何配置不同的阵列天线的影响程度却并不相同。有些具有对称结构的阵列天线，能够有效对抗较小的相位误差。比如，在位置误差相同的情况下，双环形阵列天线性能恶化的程度就比单环形阵列天线小^[67]，测向误差对阵元位置误差的敏感度是衡量阵列结构优劣的一个重要指标^[68]。实际工程中还应尽量选择对相位误差具有鲁棒性的天线阵列结构，这不仅可以保证系统的稳健性更强，同时也相应地降低了对天线加工精度的要求。

(3) 算法的选择

除了在天线结构上进行优化外，稳健的数字波束形成算法也层出不穷，其中有

一些算法能够有效减弱由阵元位置误差引起的系统性能的恶化。但是大多数的算法都只能有效对抗某一种误差，在面对多种误差同时出现的情况时，算法的性能往往急剧恶化。所以，在进行系统设计时，应该对系统整体的误差有一个详细的分析，判断占主导地位的误差类型，从而选择适当的算法，达到最佳的效果。另外，有一些算法可以实现阵元位置误差的在线校准，或称自校准^[69]。

为了使自适应波束形成器对于阵列导引矩阵误差（包含但不限于阵元位置误差引起的导引矩阵误差）不过分敏感，传统的方法是选择使用那些与导引矩阵的不确定度（包含误差的指标）不直接相关的一些参数。也就是回避一些误差较大的参数。随着对波束形成误差理论的深入研究，最近几年，有一种与传统方法完全不同的思路被提出来，这类方法明确地使用那些阵列导引矩阵的不确定度，将阵列流形的可能取值由描述不确定度的椭球逼近或者覆盖。建立一个对应已知误差范围的不确定度椭球（uncertainty ellipsoid），再在这个椭球内寻找性能最佳的算法^[70]。这种新的思路开辟了稳健波束形成的新天地，只要能够将各种类型的误差范围确定下来，就可以计算出相应的阵列流形的不确定度椭球，从而寻找到在误差条件下能够稳健工作的波束形成算法。

近年来，大部分校准方法的研究主要集中在将阵列信号的校准转化为模型误差参数估计问题，这种阵列信号校准理论的研究自八十年代开始，至今已有二十多年的历史。这些方法大体上可分为有源校准方法和自校准方法。

有源校准是指在已知校准源的个数、方向等先验知识的前提下进行的阵列误差校准。目前有源校准方法主要有两类，一类是传统的校准方法，另一类是利用子空间的相关理论进行校准的方法。

4.2 算法分类及分析指标

4.2.1 校准算法的分类

离线校准是指在系统调试和上电初始化阶段所采取的校准措施，主要针对非时变误差。在线校准，即实时校准，是指系统正常工作时所采取的通道校准措施，主要针对时变误差^[71]。离线校正在系统调试阶段或实施阶段是必备的一种校正手段^[17]。

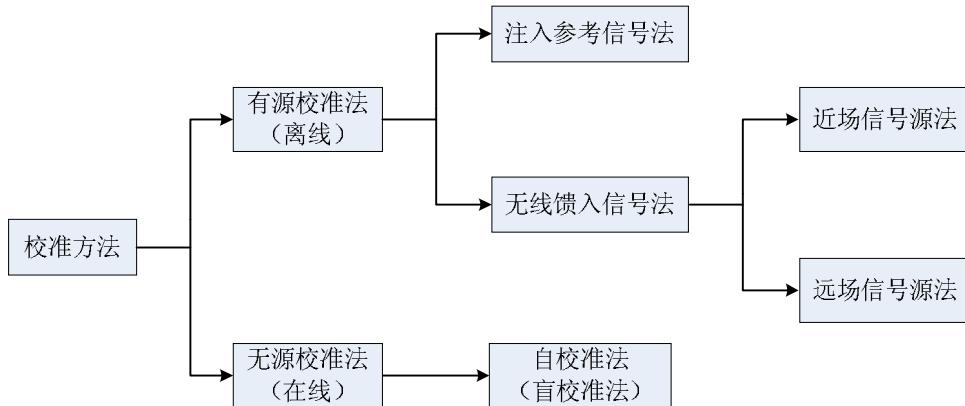


图78 校准算法的分类

已有的校准算法要么实现起来代价太高，要么受限于特定结构的阵列，要么必须在很严格的环境条件下才能使用^[72]。

传统的校准方法，一般还可以分为两种，一种被称为远场信号源法，另一种被称为标准模拟信号源法。远场信号源法一般需要在阵列天线的远场放置一校准源，通过对各个通道接收的信号进行简单分析，就可以估计出阵列幅相误差和通道的幅相误差，并进而实现对通道和阵元幅相的校准。理想情况下，远程在线校准具有最小的附加硬件，除了不可避免的传播和接收噪声外没有其他误差，并且必须在很短的时间内进行可靠的校准测量以保证获得的校准参数是平稳的^[73]。

标准信号源法一般是将用于校准的标准模拟信号通过功分器从接收通道的射频端注入，利用和远场校准源法相似的方法，就能对通道的幅相不一致进行校准了。不过这种校准方法不能校准阵元的幅相不一致性。但是这种方法也有好处，就是不需要校准源满足远场条件，因此可以将校准源与接收装置做在一起，校准起来比较方便。这类有源校准方法有一个很大的弊端就是在校准的时候，需要中断正常的工作，而且随着时间的推移，也需要隔一段时间重新对系统进行校准。

利用子空间相关理论的有源校准方法，一般需要一个或者两个已知信号源，根据对阵列接收信号的相关矩阵进行特征分解，得到噪声子空间，然后利用信号子空间的相关理论进行求解，可以得到阵列和通道的幅相误差，从而可以对阵列进行校准。

有源校准通过在空间设置方位精确已知的辅助源对阵列扰动参数进行离线估计^[74]。有源校准的优点是不增加算法的复杂度和运算量，校准效果要比自校准方法好。有源校准的缺点是需要系统自身设置校准源，而且大部分有源校准方法还需要在人工干预下进行校准，校准时需要系统停止正常的工作，这些都是有源校准方法的缺点。

自校准方法是在没有或者很少有校准源先验信息的情况下对系统误差进行校准。自校准方法通常是根据某种优化函数对空间信源的方位与阵列扰动参数进行联合估计^[74]。目前的自校准方法主要有三种，一种是针对等距直线阵的校准方法，这是利用直线阵接收信号的相关矩阵的特殊结构进行校准的方法，但由于直线阵的特殊结构，不可能对它的相位进行准确的自校准。第二种自校准方法是由 Benjamin

Friedlander 提出的对 DOA 方向和幅相误差进行联合迭代估计的方法，这种方法的影响最大，是一种典型的自校准方法。第三种自校准方法是利用阵列旋转进行误差估计的方法。这种校准方法需要一个校准源，但无需确切知道校准源的波达方向，在校准过程中通过旋转天线阵来对误差进行校准。这种方法不需要迭代，因此校准简单快速。严格说来这不完全算是一种自校准方法。由于这种方法需要旋转阵列天线，在很多时候不现实（比如星上），因此限制了这种方法的应用。

目标参数和误差参数联合估计的迭代算法涉及矩阵求逆运算，在阵元数增加时计算量会随之急剧增加，导致算法收敛速度变慢^{【75】}。

除了有源校准和自校准以外，还有一种称为预处理校准的方法。预处理校准是根据理想情况下阵列模型应具有的特性，在方位估计前对阵列模型做一定的处理来进行校准的^{【76】}。

4. 2. 2 校准效果的衡量指标

传统上，对于阵元位置误差和幅相误差，校准结果可以用更简单的指标表示：

(1) 阵元位置校正均方根误差为^{【77】}：

$$\Delta = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N [(\tilde{x}_i - x_i)^2 + (\tilde{y}_i - y_i)^2]}}{d}$$

(2) 幅度校正误差和相位校正误差分别为：

$$\Delta_1 = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\tilde{g}_i - g_i)^2}$$

$$\Delta_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\tilde{\theta}_i - \theta_i)^2}$$

$$\Delta_3 = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\tilde{\phi}_i - \phi_i)^2}$$

(3) 互耦校正误差为^{【78】}：

$$\varepsilon = \frac{\|Z - \hat{Z}\|}{\|Z\|}$$

其中，Z 为互阻抗矩阵，而 \hat{Z} 为互阻抗矩阵的估计值。

4.2.3 应用型指标分析

然而，校准后的误差到底小到多少合适呢？显然应该给出有实际意义的误差影响程度的度量标准。

误差对多波束天线性能影响的仿真：提出衡量多波束天线性能恶化的度量标准，对各种误差对多波束天线性能的综合影响进行仿真比对；

(1) 波束指向误差：定义波束增益最大点为波束指向中心，定义存在误差时的波束指向中心与理论中心的距离为波束指向误差^[4]；

(2) 波束覆盖范围误差^[4]：

$$\text{波束覆盖范围误差} = \frac{3\text{dB波束覆盖面积(实际)} - 3\text{dB波束覆盖范围(理想)}}{3\text{dB波束覆盖范围(理想)}}$$

(3) 波束变形指数(Beam deformation index)：定义为阵列天线无误差时（理想情况）与存在误差时（实际情况）的波束变形的程度。波束变形从直观上来看，不仅包括覆盖区域的改变，也包括覆盖区域内信号强度的改变。量化的表征方法可以采用如下公式表达：

$$\Delta = \iint_{\theta, \varphi} \|A(\theta, \varphi) - A'(\theta, \varphi)\| d\theta d\varphi$$

这个表示类似于求两个方向图曲面包围的体积，但对应的为俯仰角和增益，因此只能算是抽象意义上的体积。

(4) 平坦度恶化指数(Flatness deterioration index)：平坦度是波束覆盖性能的重要指标之一，在系统性能要求中一般都有平坦度的要求，它表示在覆盖区域内信号电平起伏的剧烈程度。显然，在阵列天线出现误差的情况下，方向图的平坦度会有一定程度的恶化，但一般来讲，平坦度恶化指数的重要性不及波束变形指数。在覆盖区内信号电平应随位置移动保持足够的稳定，这在移动通信中是很常见的要求，有利于系统的功率控制。定义为信号电平的二次导数在有误差和理想情况下的差的归一化值。

(5) 等通量指数(isoflux index)：等通量覆盖是提高多波束相控阵天线覆盖效率、保证最大系统容量的关键技术。为了对整个覆盖区域提供最佳的服务，要求多波束相控阵天线能够克服从低轨卫星到地面的不同传播路径差所引起的远近效应，即达到覆盖区域各位置增益相同，在范围内增益平坦的目标。实际上，由于低轨卫星“星地”路径差异引起的传播损耗差别能够达到 5dB 甚至更多，为了实现“等通量”覆盖，就必须要求天线产生的波束增益特性能够补偿这种损耗差异。等同量指数定义为：在覆盖区内落地信号的最大值与最小值的差与最大值的比值，即

$$E = \frac{|S_{\max} - S_{\min}|}{|S_{\max}|}$$

这一指标能够很好的表征多波束天线等通量指标的优劣。

(6) 平均 DOA 估计误差(Average error of DOA estimation): 以 DOA 估计结果的误差表征阵列天线的误差是非常直观的指标, 但相同的误差情况在对不同入射方向的信号进行 DOA 估计时的误差结果不同, 因此必须采用取平均的办法。简单表示如下:

$$\Delta = \frac{1}{2mn} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (\theta_{ij} - \theta'_{ij}) + (\varphi_{ij} - \varphi'_{ij})$$

注意: 由于 DOA 估计是针对接收天线而言的, 因此这个指标只有接收天线才有。

(7) 空间响应校准系数 (Spatial Response Correlation Coefficient, SRCC)^[38]: 用于表示阵列导引矩阵受到误差影响的程度。SRCC 定义为:

$$SRCC(\%) = \left| \frac{\mathbf{a}_c^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{a}(\theta, \phi)}{\|\mathbf{a}_c^H(\theta, \phi)\| \cdot \|\mathbf{a}(\theta, \phi)\|} \right| \times 100$$

其中, $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 表示理想的(无误差的)阵列导引矩阵, 而 $\mathbf{a}_c(\theta, \phi)$ 表示实际的(有误差的)阵列导引矩阵。

注意, SRCC 并不是一个固定值, 而是一个随入射角度 (θ, ϕ) 而变化的值, 表示在确定的入射角度下, 阵列响应受到误差影响的程度。特别用来比较误差对不同规模的阵列的影响程度。

4.2.4 校准效果分析

校准技术分为导引校准(pilot calibration)和自校准(self calibration)两种。导引校准是用已知参数的入射信号来估计阵列参数的, 而自校准则是用迭代最小化算法同时对阵列和信号源参数进行估计^[15]。一般来讲, 阵列规模越大, 迭代算法越容易陷入假的极小值^[79]。

对不同类型的校准方法进行比较, 如表7所示。

实际中最好的校准策略就是在系统工作间隙先对系统进行有源校准, 然后在系统正常工作时, 利用自校准方法进行校准, 自校准的误差初值就取为有源校准得到的误差估计值。这样充分发挥有源校准和自校准的优点, 能最大限度的满足实际需要。

多波束天线校准算法仿真: 针对适合工程的校准算法进行性能仿真验证, 并分析算法的实时性、计算量、针对误差的类型、限制条件等, 在可能的情况下, 对算法进行改进。

表 7 校准方法比较

校准方法		是否需要校准源	硬件复杂程度	运算量	校准精度	特点
有源校正	传统法	是	很复杂	很小	很高	需要人工参与
	子空间法	是	较复杂	较小	很高	需要2个以上校准源
自校正	基于阵列结构法	否	很小	较大	较高	仅适用于直线阵
	联合估计法	否	很小	很大	较高	适用于多种阵型

4.3 三音校准法

一般来讲，单音信号总是最常采用的校准信号，这是因为单音信号的频域图非常简单，易于识别，通过 FFT 运算可以方便的得到信号的功率和相位，易于进行通道间幅相误差的比对校准。对于窄带系统，校准应在系统的中心频率处进行^[80]，也就是采用频率为系统中心频率的单音信号作为校准信号。当信号带宽扩展时，则需适当增加校准的频点数。

通过对星载天线射频通道的幅相特性进行测试分析，发现射频通道的幅相特性随频率发生明显的变化，因此常规单点的测量方法将无法有效对整个工作频带进行补偿，将出现低频端过度补偿而高频端补偿不足的情况。对于这种情况，一般的想法是多频点测量加分段补偿的方法，而这在实际中也出现了问题：

首先，增加测试的频率点将造成测试时间的成倍增加，这不仅是时间成本的问题，而且由于测试时间加长，通道特性发生漂移的概率大大增加，这是超越时间成本本身更为严重的问题；

其次，增加测试的频率点将造成测试设备复杂度的增加；

第三，分段补偿虽然大大减少了单频补偿的校准后误差，但在每一段内仍然存在低频端过度补偿而高频端补偿不足的情况。另外，由于是分段补偿，因此在段间的频率点左右将出现补偿值不同的情况，从而造成补偿后通道特性出现阶跃，即通道特性不连续，这对于某些通信系统来说是严重的失真，可能比通道误差本身更难处理。

综合以上问题，我们提出了三音校准法(Triple-toned Calibration Method)，即在系统的中心频率以及最高和最低频率处进行校准，由于射频电路幅相特性的变化规律与二次函数非常接近，所以用二次拟合法得到各个通道的幅相曲线与实际特性曲线基本一致。而且，二次拟合本身仅需三个测试点，三音校准法刚好满足，因此可

以得到固定的解析表达式，不仅计算量小，而且没有冗余，实现了成本的最低化。三音校准法仅对三个频率点进行测量，有效的控制了测试成本，不仅解决了单音校准无法兼顾整个频带的问题，而且完全避免了补偿特性出现阶跃的情况。

4.3.1 算法设计及实现

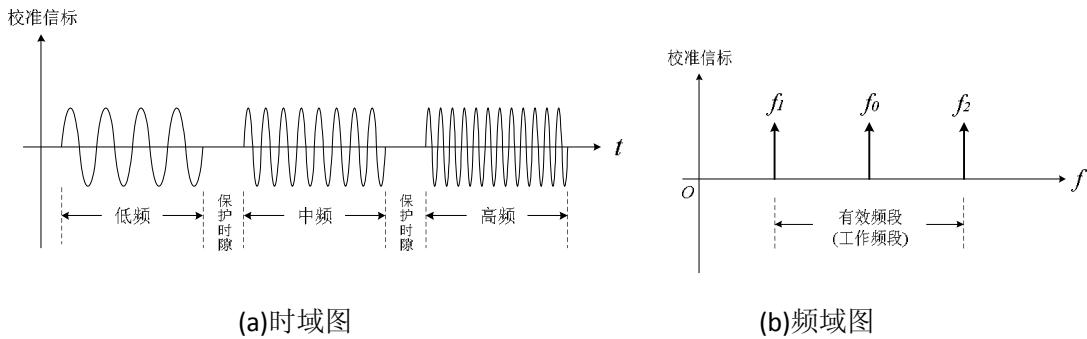


图 79 校准信号

图 79 是校准信标的信号图，(a) 为时域图，(b) 为频域图。采用三个单音信号进行校准，即频域图中的 f_1, f_0 和 f_2 。其中， f_0 为工作频段的中心频率， f_1 和 f_2 分别是工作频段内的最低频率和最高频率。如果工作频带非常宽，则应考虑增加校准频点，划分子带进行子带内校准，见下节宽带系统的校准。采用二次拟合法得到各个通道的幅相曲线。设通道的幅度增益函数为 $F(f)$ ，则有

$$F(f) = af^2 + bf + c \quad (f_1 < f < f_2)$$

其中 f 为信号频率， a, b, c 为对应项的系数。设在 f_0, f_1 和 f_2 处测得的通道增益分别为 A_0, A_1 和 A_2 ，则带入方程即可求得 a, b, c 的值为：

$$\begin{cases} a = \frac{A_1 - A_2}{(f_1 - f_2)(f_2 - f_0)} + \frac{A_1 - A_0}{(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \\ b = \frac{(A_0 - A_2)f_1^2 + (A_1 - A_0)f_2^2 + (A_2 - A_1)f_0^2}{(f_1 - f_2)(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \\ c = -\frac{A_1 f_0 f_2}{(f_1 - f_2)(f_0 - f_1)} - \frac{A_2 f_0 f_1}{(f_1 - f_2)(f_2 - f_0)} - \frac{A_0 f_1 f_2}{(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \end{cases}$$

拟合曲线见图 80 所示。

同理，设通道的相移函数为 $G(f) = mf^2 + nf + l$ ，其中 f 为信号频率， m, n, l 为对应项的系数。若在 f_0, f_1 和 f_2 处测得的相移分别为 $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$ ，则有：

$$\begin{cases} m = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{(f_1 - f_2)(f_2 - f_0)} + \frac{\varphi_1 - \varphi_0}{(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \\ n = \frac{(\varphi_0 - \varphi_2)f_1^2 + (\varphi_1 - \varphi_0)f_2^2 + (\varphi_2 - \varphi_1)f_0^2}{(f_1 - f_2)(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \\ l = -\frac{\varphi_1 f_0 f_2}{(f_1 - f_2)(f_0 - f_1)} - \frac{\varphi_2 f_0 f_1}{(f_1 - f_2)(f_2 - f_0)} - \frac{\varphi_0 f_1 f_2}{(f_0 - f_1)(f_2 - f_0)} \end{cases}$$

拟合曲线见图 81 所示。

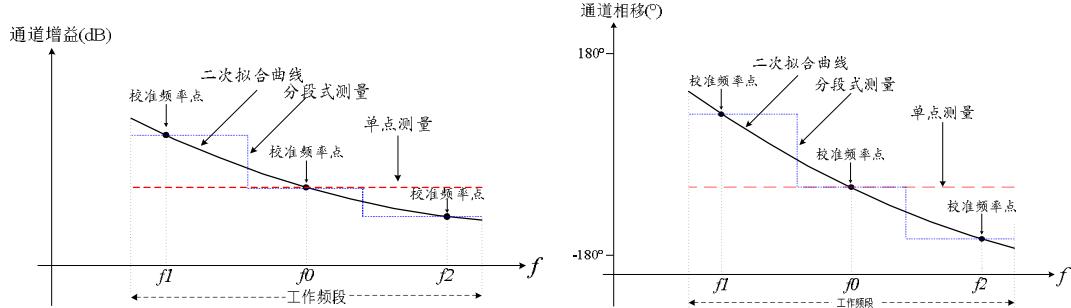


图 80 通道的幅度增益曲线

图 81 通道的相移曲线

得到通道的幅度增益函数 $F(f)$ 和通道的相移函数 $G(f)$ 后，补偿函数即为 $F^{-1}(f)$ 和 $G^{-1}(f)$ 。

可见，二次拟合曲线能够较好的反映通道的幅相特性，确保对工作频段内全带宽通道特性的补偿效果。三音校准法比常规的单音校准更加可靠，校准误差更小，可适用于带宽较宽的系统。

4.3.2 多次测量的拟合

一般来讲，单次测量的可靠性和准确度均不高，由于校准精度直接决定校准后天线系统的关键性能，因此应采用多次测量比较可靠。由于测量误差的存在，同一频率的多次测量点并不重合，应采用拟合点代替实测点进行二次曲线拟合，拟合点满足统计最优，即到所有实测点距离的平方和最小。

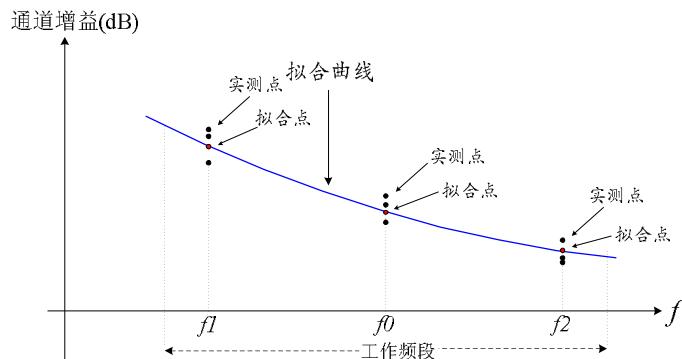


图 82 多次测量的曲线拟合

图 82 为测量次数为 3 次时二次曲线拟合的示意图，图中黑色点为实测点，红色点为拟合点。对于频率 f_0 ，实际测得的通道增益为 A_{01} ， A_{02} 和 A_{03} ，拟合点为 A_0 ，则应满足下面的要求：

$$\min_{A_0} \left(|A_0 - A_{01}|^2 + |A_0 - A_{02}|^2 + |A_0 - A_{03}|^2 \right)$$

对于通道相移的多次测量，需要明确的是相移具有瞬变性^[81]，多次测量的值仅考虑其相对值，而忽略其绝对值。也就是说对于相移函数 $G(f) = mf^2 + nf + l$ ，每次测量得到的 l 的值可能并不相等。

具体的校准次数可以考虑 3 次或更多次，校准次数的设置应综合考虑可靠性要求和系统代价，寻求两者的平衡。如果校准时测量次数多于三次，则可以考虑进行数据筛选，筛选原则以设定的实测点公差为阈值，公差超过阈值的为不合格数据，进行舍弃。这种数据筛选比简单的舍弃最大最小值的方法更加可靠，并有利于发现校准系统的异常。但是，时间窗口要足够短以使测量过程中参数保持稳定不变^[82]。需要指出的是，所有以上讨论都是基于校准系统本身是平稳、可靠的前提。

4.4 宽带系统的校准

4.4.1 宽带系统的定义

随着技术的发展，人们对卫星通信业务的需求已由原来单一的电话、电视、窄带数据，发展为包括话音、图像、文本、视频和数据等多媒体业务。宽带多媒体卫星通信成为当前通信领域的一个重要发展方向^[83]。由于低频段的频率资源十分紧张，宽带通信卫星的工作频段有逐渐向高频段发展的趋势。同时，高频段的设备外型尺寸较小，易于实现设备小型化。鉴于星上安装空间有限，低频段的大天线往往难以在小型卫星平台上应用。因此，卫星的工作频率逐渐向Ku、Ka甚至更高频发展，高频段的频率资源十分丰富，能够提供较大的可用带宽，从而解决系统容量扩展的瓶颈。

但是宽带化在提高系统容量的同时也带来了新的问题：首先，信号带宽过宽会破坏数字波束形成的窄带假设，从而严重恶化波束形成的性能；其次，下变频到基带后的信号如果带宽过大，根据信号采样定律，需要的 ADC 的采样率也就相应较高，这给航天级器件的选择增加了困难。

关于第一点，宽带信号会导致调零分辨率、零陷深度等重要指标的严重恶化，因此数字波束形成算法一般都基于窄带信号的假设，而所谓“窄带”有两种具体的定义：

- 1、相对带宽 $\frac{B}{f_0} \ll 1$, 一般 $\frac{B}{f_0} \ll 0.1$;
- 2、 $\frac{(M-1)d}{c} \ll \frac{1}{B}$, 其中 M 是阵元数, d 是阵元间距。

上式中, B 为信号带宽, f_0 为中央频率。

工程中一般采用相对带宽的定义。显然, 频率越高, 满足“窄带”定义的可用带宽就越宽。

关于第二点, 涉及到器件选型的问题。如果信号下变频到基带后为 0~10MHz (带宽为 10MHz), 根据采样定律, 需要 ADC 的采样率最少为 20MHz (2 倍), 工业标准则要求达到 4 倍, 即 40MHz, 而航天应用还需考虑相应降额, 采样率还要高 (具体根据降额指标计算)。而目前航天级的 ADC 高采样率可选的余地并不大, 从而成为数字波束形成航天应用的一个瓶颈。

4.4.2 宽带系统的窄带化处理

一方面系统容量的扩充要求采用宽带化系统, 另一方面算法的理论要求和器件的现实情况又难以实现宽带化, 解决这个矛盾的方法只有一个, 即对宽带系统进行窄带化处理, 然后对通道进行校准补偿。校准使阵列天线能够容忍更大的误差, 从而也就潜在的降低了天线阵列的制造成本^[84]。

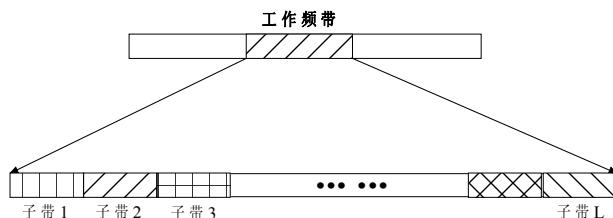


图 83 子带的划分

如果系统的工作频带宽度超过了 4.6.1 节关于窄带系统的定义, 那么就必须进行窄带化处理。所谓窄带化, 直观的来讲就是将较宽的工作频段划分为若干子带 (如图 83 所示), 每个子带都是一个独立的窄带系统, 可以按照窄带波束形成的方法进行处理。最后, 可以根据需要将处理完的窄带信号再合成宽带信号, 如下图 84(a) 所示, 虚线内为窄带化处理过程, 可以将其视作一个黑盒子, 输入是宽带信号, 内部将其划分为窄带处理, 处理完成后又恢复成宽带信号输出。当后端接收机要求完整的宽带信号时, 必须采用这种拆而又合的方式, 对每一个子带进行单独的幅相补偿, 即图中的因子 w_{ij}

($1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq L$)。最后再将分别补偿后的窄带信号重新合成宽带信号。而有些时候, 原始宽带信号本身就是由若干窄带信道构成的, 后端接收机并不需要完整的宽

带信号，此时就没有必要进行宽带合成，直接将处理完的窄带信号按子带输出即可，如图84(b)所示。值得注意的是，此时的子带划分必须按照信道的划分来进行，不能将一个信道割裂成两个子带。本文即采用后一种方案，关于信道划分的内容见2.5节。

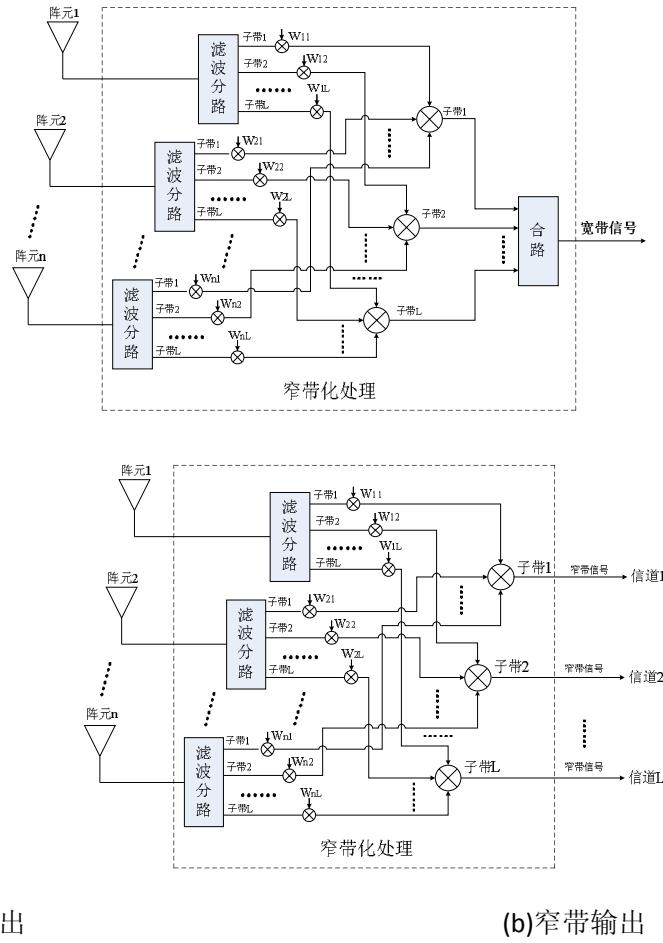


图 84 宽带系统窄带化处理框图

宽带信号的处理会使系统资源消耗量成倍增长，因为只有少数硬件资源能够实现复用。另外，数字信号处理的数据量也会大量增加，带来系统处理的压力。对于很多宽带系统，采用数字波束形成带来的系统复杂度以及由此引入的可靠性的下降使得系统设计师改而考虑用模拟波束形成的方法来实现多波束的功能，但模拟波束形成并不代表技术的发展方向。为了解决数字化和宽带化的矛盾，一方面，应推进微电子技术的进步，提高AD芯片和数字处理器的主频；另一方面，应研究适合实时阵列信号处理的系统组成结构，以满足大容量数字信号的采集和传输、大运算量阵列信号处理的要求。

4.4.3 折线式拟合和补偿算法

宽带系统的校准与窄带系统相比而言，不仅要对通道间的幅相误差进行补偿，而且要对同一通道在不同频率下的幅相误差——即同一通道不同子带间的幅相误

差进行补偿。本节提出折线式拟合和补偿算法，能够完成对宽带系统的校准，校准误差相比传统的阶梯式补偿大大缩小，同时更加有利于进行通道间的误差补偿，对误差参数存储器的容量要求也很低。下面就具体介绍折线式拟合和补偿算法：

(一) 对通道的幅相特性进行测量

首先，必须对通道的幅相特性进行测量。通道实际的特性曲线是无法得到的，我们仅能通过测试得到有限的频率点的响应，所以需要用有限的点去拟合真实的特性曲线。虽然测试点越多得到的拟合曲线越接近真实曲线，但测试点的增加会造成如下的问题：

- (1) 频率点的增加会造成硬件设备复杂度的增加，比如校准用的信号源（主要指星载信号源）、校准电路等都需要为适应更多频点而增加复杂度；
- (2) 增加测试频点会直接导致校准过程所需的时间增加，造成时间成本，同时时间的延长将造成系统特性的漂移，所测数据的稳定性受到影响；

同时，实际的通道特性曲线变化较慢，过多的测试点也是没有必要的，可以通过拟合来得到。众所周知，窄带系统的校准应在系统的中心频率处进行^[80]，因此我们选择对每个子带的中心频率进行测量，如图85、86：

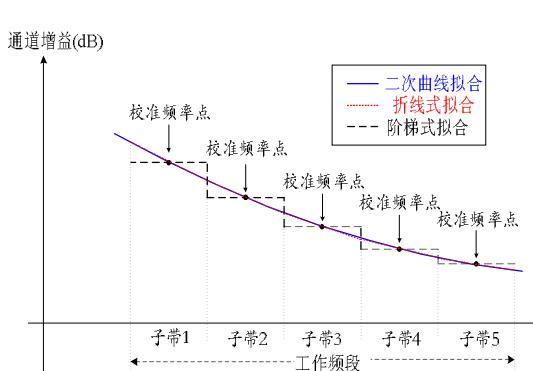


图 85 通道的增益特性曲线

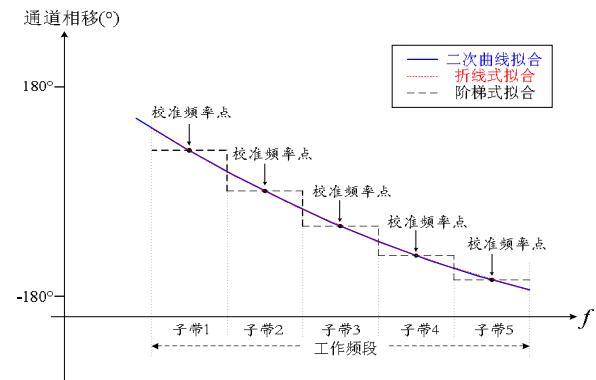


图 86 通道的相移特性曲线

(二) 对特性曲线进行折线式拟合

图 85、86 为特性曲线的拟合，图 85 为增益特性曲线图，图 86 为相移特性曲线图。图中标出了所有校准测试点的位置，也就是每个子带的中心频率点。由于射频器件的特性基本呈现二次变化的规律，更高次的项系数都很小，因此图中蓝色实线表示的二次拟合的曲线可以认为是真实的特性曲线。图中的黑色虚线表示的是阶梯式拟合，这是以往最常采用的特性曲线，即认为在一个子带内所有频点的增益和相移都相等。这种方法的好处显而易见，即补偿时仅需对每个子带内的信号乘以相同的系数即可完成补偿，计算量小且补偿函数的存储量小。但缺点也是明显的，如图 85、86 中所示，阶梯式拟合明显偏离了实际的特性曲线，在图 89、90 中还可以看出，阶梯式补偿仅仅使子带中心点的误差得到了良好的补偿，而子带的低频端和高频端分别出现了过度补偿和补偿不足的情况。

鉴于传统的阶梯式拟合的上述缺点，我们提出折线式拟合，也就是采用过测试点的一组折线来拟合通道的特性曲线。图 85、86 所示为 5 个子带的系统，假设子带宽度为 2Δ ，各子带的中心点频率分别为 f_1, f_2, f_3, f_4, f_5 ，那么子带 1~子带 5 的频率范围即为 $[f_1 - \Delta, f_1 + \Delta], [f_2 - \Delta, f_2 + \Delta], [f_3 - \Delta, f_3 + \Delta], [f_4 - \Delta, f_4 + \Delta], [f_5 - \Delta, f_5 + \Delta]$ ，校准点测得的通道增益为 A_1, A_2, A_3, A_4, A_5 ，相移为 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4, \varphi_5$ ，那么过测试点的特征曲线就是：

$$\text{增益曲线: } y - A_i = k_i(f - f_i), \quad (i = 1, 2, 3, 4, 5)$$

$$\text{相移曲线: } y - \varphi_i = h_i(f - f_i), \quad (i = 1, 2, 3, 4, 5)$$

其中， k_i 和 h_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$) 分别为两组折线的斜率， f 表示频率。如果用 $F(f)$ 和 $G(f)$ 来表示通道的增益函数和相移函数，则上述曲线函数可以写成：

子带增益函数: $F_i(f) = k_i(f - f_i) + A_i, \quad (f_i - \Delta \leq f \leq f_i + \Delta, i = 1, 2, 3, 4, 5)$

子带相移函数: $G_i(f) = h_i(f - f_i) + \varphi_i, \quad (f_i - \Delta \leq f \leq f_i + \Delta, i = 1, 2, 3, 4, 5)$

那么就有，

$$\text{通道增益函数: } F(f) = \sum_i F_i(f)$$

$$\text{通道相移函数: } G(f) = \sum_i G_i(f)$$

由于假定真实的特性曲线为二次函数，而二次曲线的斜率为线性函数，因此横坐标（即频率）相差 2Δ 的 5 个测试点，其斜率应为一组等差数列。

$$\text{令 } k_{i+1} = k_i + \xi \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

$$\text{同时有 } \frac{k_i + k_{i+1}}{2} = \frac{A_{i+1} - A_i}{2\Delta} \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

解方程组，不难得到

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = \frac{4A_2 - 3A_1 - A_3}{4\Delta} \\ k_2 = \frac{A_3 - A_1}{4\Delta} \\ k_3 = \frac{A_4 - A_2}{4\Delta} \\ k_4 = \frac{A_5 - A_3}{4\Delta} \\ k_5 = \frac{3A_5 - 4A_4 + A_3}{4\Delta} \end{array} \right.$$

同理，可以得到

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = \frac{4\varphi_2 - 3\varphi_1 - \varphi_3}{4\Delta} \\ h_2 = \frac{\varphi_3 - \varphi_1}{4\Delta} \\ h_3 = \frac{\varphi_4 - \varphi_2}{4\Delta} \\ h_4 = \frac{\varphi_5 - \varphi_3}{4\Delta} \\ h_5 = \frac{3\varphi_5 - 4\varphi_4 + \varphi_3}{4\Delta} \end{array} \right.$$

(三) 对特性曲线进行折线式补偿

得到通道的特性函数（增益函数 $F(f)$ 和相移函数 $G(f)$ ）后，对由频率引起的通道内幅相失衡应进行补偿，这是补偿的第一步，即通道内补偿。补偿函数显然应该是特性函数的反函数，因此对增益特性函数和相移特性函数求反函数，得到 $F^{-1}(f)$ 和 $G^{-1}(f)$ 即为补偿函数，见图 87、88 所示。

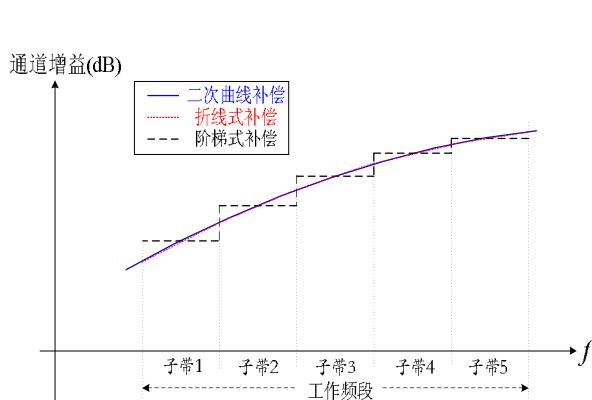


图 87 通道的增益补偿曲线

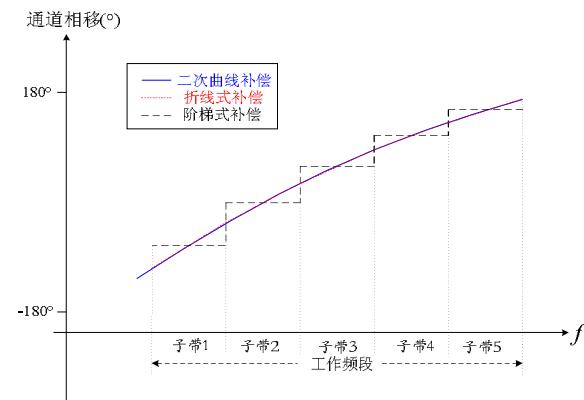


图 88 通道的相移补偿曲线

(四) 确定通道间幅相补偿项

通过 $F^{-1}(f)$ 和 $G^{-1}(f)$ 补偿后，每个通道的幅相特性曲线基本成为水平，见图 89 所示，但通道间的幅度增益和相移并不相等，这就需要确定一个补偿项，使得补偿后所有通道的特性曲线垂直移动到重合的位置。由于采用折线式拟合补偿后的通道幅相特性基本水平，因此以一个通道的补偿后的幅度相位的绝对值为参考，其他通道补齐绝对误差即可。如果通道的补偿函数用 $\mathcal{A}_j(f)$ 和 $\mathcal{B}_j(f)$ 来表示，则有

$$\mathcal{A}_j(f) = F_j^{-1}(f) + m_j \quad (j=1, \dots, n)$$

$$\mathcal{B}_j(f) = G_j^{-1}(f) + n_j \quad (j=1, \dots, n)$$

$\mathcal{A}_j(f)$ 和 $\mathcal{B}_j(f)$ 表示第 j 个通道的幅度补偿函数和相位补偿函数， m_j 和 n_j 表示第 j 个通道的补偿项， n 为通道数。

至此完成折线式拟合及补偿算法的全部过程。

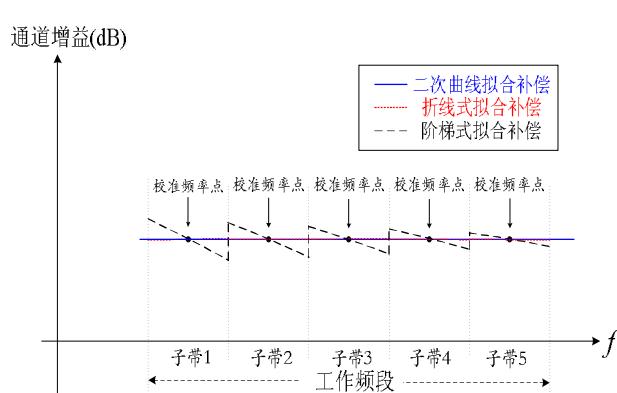


图 89 补偿后通道增益特性

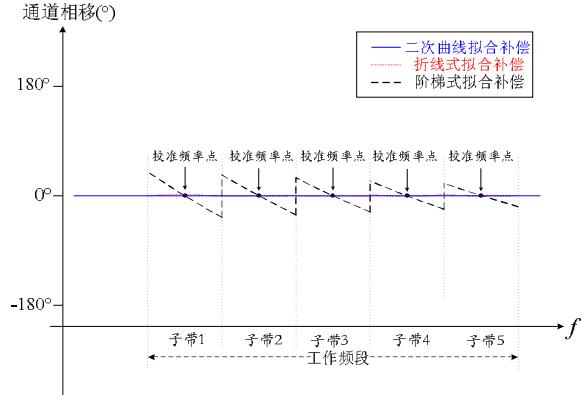


图 90 补偿后通道相移特性

从上图可以看到，采用折线式拟合补偿算法进行补偿后，通道的幅相特性基本与二次拟合法的曲线重合，为一条水平直线，也就是说基本消除了通道内的幅相不平衡。而采用常规的阶梯式补偿后通道的幅相特性曲线为锯齿状（如图 89、90），引入了新的不平衡，不仅如此，锯齿状的幅相特性表明子带间出现了阶跃函数，这使得采用 4.4.2 节图 84(a)的宽带输出方案成为不可能，因为某些处于子带边缘的信号被扭曲了。值得说明的是，通道误差的补偿意味着对所有的方向进行了补偿^[85]。

采用折线式拟合补偿法的另一个好处是，在进行通道间补偿前，通道内的幅相特性已经被补偿为一条水平直线，因此只需要对通道的补偿函数整体平移，即增加一个补偿项（ m_j 和 n_j ）就可以完成通道间补偿。而采用传统阶梯式补偿则需要对每个子带单独进行通道间补偿，运算量和存储量都更大。

4.4.4 一个宽带校准系统的设计

在一个通信系统中，系统可用带宽为 50MHz，采用频率捷变技术躲避干扰，实际工作带宽为 7MHz，射频中心频率为 1.5GHz，中频中心频率为 70MHz。根据 4.4.1

节关于窄带系统的定义，有 $\frac{B}{f_0} \ll 0.1$ ，其中“ \ll ”表示远小于，若认为小于 2 个数

量级才能满足远小于的要求，则有 $\frac{B}{f_0} < 0.001$ ，所以

$B \ll 0.001 f_0 = 0.001 \times 1.5\text{GHz} = 1.5\text{MHz}$ 。就是说工作带宽应该小于 1.5MHz 才能认为是窄带系统，显然本系统无论以 50MHz 还是 7MHz 来看都属于宽带系统。

下面给出了两种通道误差校准方案。

4.4.4.1 全频带校准方案

由于系统可用带宽为 50MHz，所以应在系统工作前，对 50MHz 带宽一次性全部校准。信号流程图如图 91 所示：

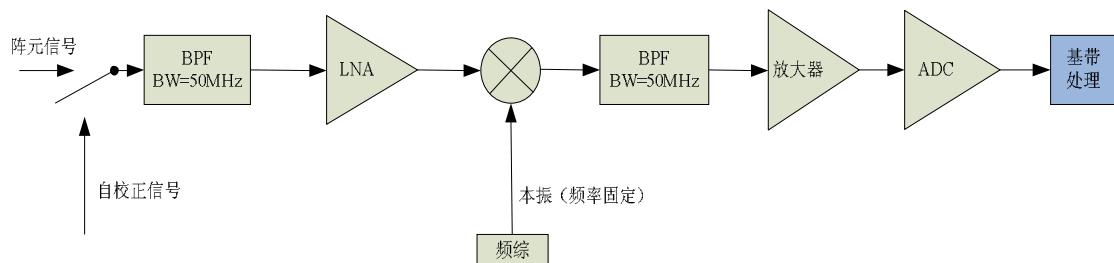


图 91 信号流程图

如图 91 所示，输入信号经带宽为 50MHz 的带通滤波器抑制带外干扰，然后经过 LNA 放大，接着经过混频，中频滤波器选出差频项，放大后送给 ADC。所要校准的即前端信号馈入点到 ADC 之后的通道幅相误差，校准信号从前端信号馈入点馈入，在 ADC 之后的数字域进行校准。

正如 4.4.1 节所述，AD 的采样率是宽带系统的一个主要问题。根据奈奎斯特带通采样定律，采样频率为

$$f_s = 2(f_H - f_L) \left(1 + \frac{M}{N}\right) = 2B \left(1 + \frac{M}{N}\right)$$

其中， f_H 为上截止频率， f_L 为下截止频率， B 为系统带宽， $M = \frac{f_H}{f_H - f_L} - N$ ， N

为不超过 $\frac{f_H}{f_H - f_L}$ 的最大正整数。

由于系统中心频率为 70MHz，带宽为 50MHz，即 $f_H = 95MHz$, $f_L = 45MHz$ ，所以有 $N=1$, $M=0.9$, $f_s = 2 \times 50 \times 1.9 = 190MHz$. 工程上采样率一般为奈奎斯特采样率的 2 倍，因此 AD 的采样频率应取 380MHz.

由于系统带宽 50MHz 远大于窄带定义的 1.5MHz，不宜采用三音校准，应采用 4.4.3 节的折线式拟合和补偿算法。表 8 给出了可选择的校准频点方案，频率最小分辨率率为 0.1MHz。

表 8 可选择的校准频点方案

频点间隔(MHz)	0.1	0.2	0.4	1	2	2.5	5	10	12.5	25	50	
总频点数	501	251	126	51	26	21	11	6	5	3	2	1
7MHz 内频点数	71	35~36	17~18	7~8	3~4	2~3	1~2	0~1	0~1	0~1	0~1	0~1
采样时间(ms)	1504.3	753.7	378.3	153.1	78.1	63.1	33.0	18.0	15.0	9.0	6.0	3.0

由于采用了频率捷变技术，某一时刻实际使用的带宽为 7MHz，为保证对这 7MHz 的校准效果，任意 7MHz 内应确保有三个频率校准点，由表 8 可知，采用 2MHz 为间隔进行校准，则任意 7MHz 内将有 3~4 个校准点。此时，50MHz 系统带宽内校准频率点为 $50/2+1=26$ ，校准频率点分布如图 92 所示。

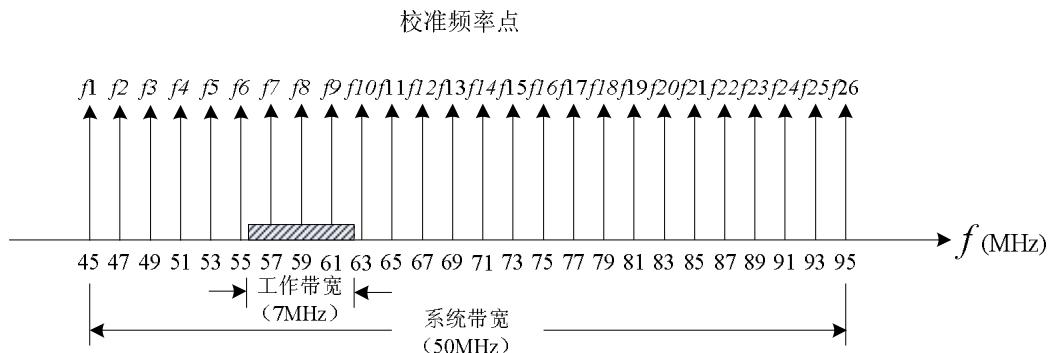


图 92 校准频点示意图

目前，ADI 和 Minicircuits 都有可编程的 PLL 芯片实现频率跳变，其步长为 100KHz，稳定时间为 3ms，可以满足图 92 所示的频率输出。由此可以计算完成 50MHz 带宽校准所需的时间。由于采样频率为 380MHz，如果在每个校准频率点上采样 1024 个点，则需要 $\frac{1}{380 \times 10^6} \times 1024 = 2.69 \times 10^{-6} s = 2.69 \mu s$ ，而每次的频率稳定时间为 3ms，因此完成 26 个频点的全部采样需时：

$$(2.69 \times 10^{-3} + 3) \times 26 = 78.06ms$$

也可以增加频率校准点的密度，但由表 8 可见，增加频率点将增加校准采样时间，同时过多的校准点也没有必要。

显然，这种校准方案实现简单，在系统工作前或工作间隙一次性完成全部 50MHz 的校准，校准系统并不关心某一时刻具体使用的是哪个频段。但这种方案也具有较明显的缺点：首先，一次性完成 50MHz 宽带校准，校准难度较大，对 AD 的采样率(380MHz)和线性度要求较高，数据量大，数据处理压力大，校准耗时较长；其次，也许系统一直使用某个固定的 7MHz 带宽，那么对全部 50MHz 带宽的校准就意味着进行了 43MHz 校准的无用功，浪费了系统处理能力和处理时间。于是，有了改进型的方案，见下节。

4.4.4.2 工作频带校准方案

由于系统某一时刻仅使用 7MHz 带宽，因此只需要在每次频率捷变前对将要使用的 7MHz 带宽进行校准即可。图 93 是信号流程图。

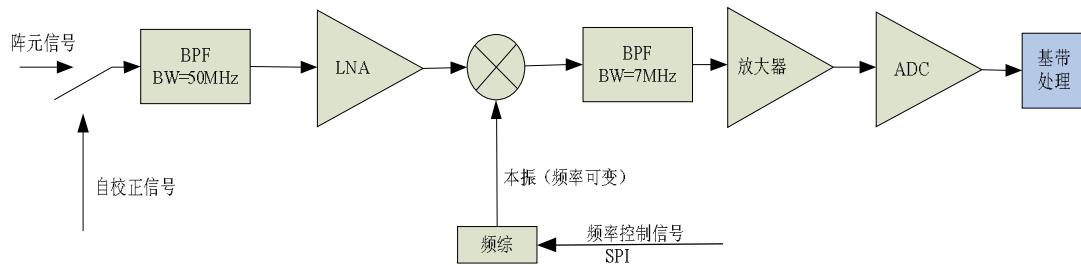


图 93 信号流程图

由图可见，频率控制信号（频谱感知模块产生）控制频综输出频率，将 50MHz 带宽内不同频段的信号混频到中频，然后通过带宽为 7MHz 的带通滤波器，经放大后送给 ADC。

由于系统的中心频率为 70MHz，带宽为 7MHz，即 $f_H = 73.5\text{MHz}$ ，
 $f_L = 66.5\text{MHz}$ ，所以有 $N=10, M=0.5$ ，奈奎斯特采样率 $f_s = 2 \times 7 \times 1.05 = 14.7\text{MHz}$ ，工程上采样率一般为奈奎斯特采样率的 2 倍，因此 AD 的采样频率应取 29.4MHz。

由于系统带宽 7MHz 稍大于窄带定义的 1.5MHz，因此采用 4.3 节的三音校准法即可较好地完成通道校准。图 94 给出了校准频点方案， f_0 为 7MHz 工作带宽的中心频点， f_1 和 f_2 分别是对应的最低和最高频率，最小分辨率仍为 0.1MHz。

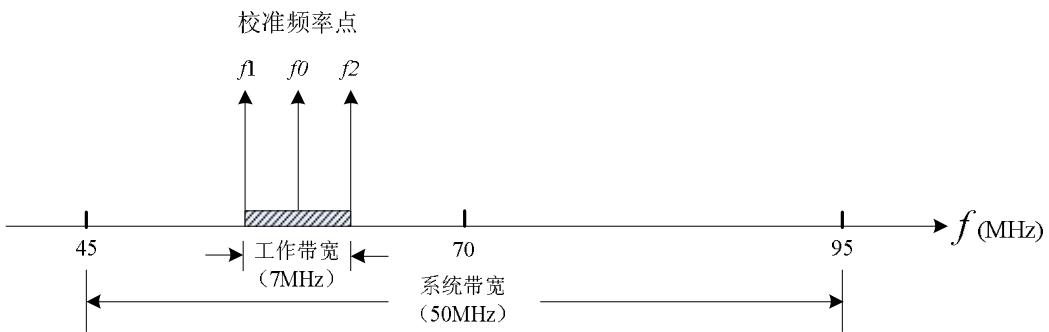


图 94 校准频点示意图

由此可以计算完成 7MHz 带宽校准所需的时间。由于采样频率为 29.4MHz，如果在每个校准频率点上采样 1024 个点，则需要

$\frac{1}{29.4 \times 10^6} \times 1024 = 34.8 \times 10^{-6} \text{ s} = 34.8 \mu\text{s}$ ，而每次的频率稳定时间为 3ms，因此完成 3 个频点的全部采样需时：

$$(34.8 \times 10^{-3} + 3) \times 3 = 9.1 \text{ ms}$$

显然，方案二比方案一的耗时明显下降。

由于仅对 7MHz 进行校准，所以方案二校准难度较小，对 AD 的采样率和线性度要求大幅下降，采样率从 380MHz 下降到 29.4MHz，大大降低了 AD 芯片选型难度和采集电路的设计难度，数据量仅为方案一的 $\frac{3}{26} \approx 11.5\%$ ，数据处理压力小，校准耗时小，采样时间仅为方案一的 $\frac{9.1}{78.06} \approx 11.7\%$ 。同时，由于采用的是三音校准的二次拟合，所以校准精度也比方案一的折线式拟合更高。当然，方案二为此付出的代价是每次频率捷变时都需要对将要使用的频段进行一次校准。

表 9 给出了两种方案的性能比较。

表 9 两种校准方案的性能比较

	校准带宽	采样频率	校准频点	采样时间	数据量	校准方法	说明
方案一	系统带宽 (50MHz)	380MHz	26	63.06ms	26K	折线式拟合和 补偿	使用前校准，频率捷变 时不需要再次进行校准
方案二	工作带宽 (7MHz)	29.4MHz	3	9.1ms	3K	三音校准，二次 拟合，误差更小	每次频率捷变时校准一 次

4.4.5 小结

星载阵列天线采用数字波束形成技术后可以形成多功能、高分辨率的智能天线，满足通信卫星的不同任务需求，但宽带化造成的通道误差是数字波束形成技术

难以大量应用的瓶颈，采用宽带系统窄带化能够实现分段处理，解决了宽带系统无法直接应用数字波束形成技术的问题。折线式拟合和补偿算法的提出，避免了简单但误差极大的阶梯式补偿和误差小但计算量大的二次曲线式补偿两种常规思路，采用分段式直线进行通道幅相补偿，既实现了线性化补偿，又满足计算量小的要求，同时与窄带化的系统结构相结合，是一种实用性较强的算法，符合工程化的要求。

4.5 校准策略分析

4.5.1 校准方法分类

4.5.1.1 远场校准

从系统控制来说，地面校准（即远场校准）所涉及的问题最复杂。远场校准要求校准信号源处于阵列的远场，即远离阵列的菲涅尔(Fresnel)区域，此时信号具有平面波前^[86]。

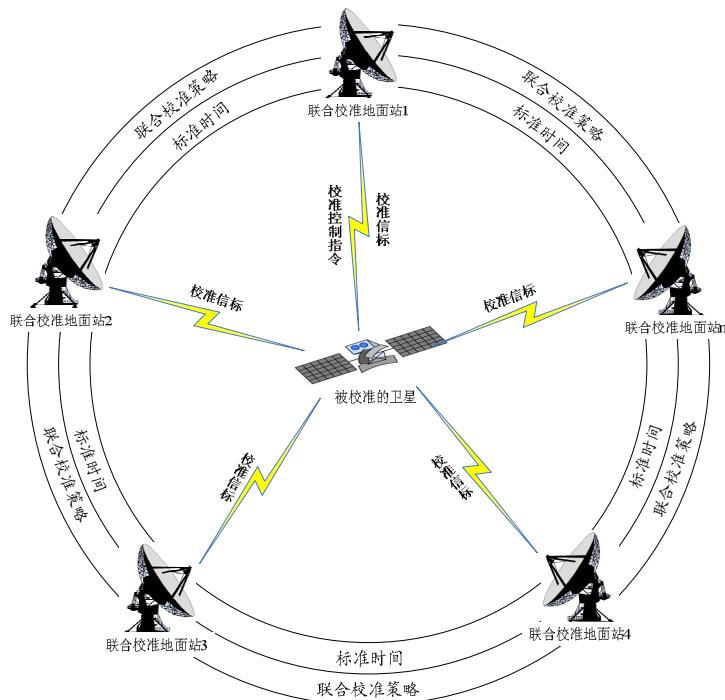


图 95 远场校准示意图

通过地面测控站发送标准校准信号对轨道上卫星的天线进行校准是远场校准通常的做法。由于大功率信号具有较好的识别性，所以采用地面发送大功率信号标定地面站位置，由于实际的地面站位置是固定的也是已知的，因而测定的信号 DOA 与实际的差异就是卫星轨道、姿态的偏差以及天线通道误差而造成的了。正如很多文献中所说的那样，大功率信号虽然识别容易、测向误差小，但大功率信号使得星

上射频通道进入与正常情况下不同的状态，即使没有进入非线性区，这种由于器件特别是功放工作区域的差异导致幅频特性已经发生了变化，此时如果进行幅频特性测量，那么测得的结果与正常工作状态下的幅频误差已经很不相同了。因此我们提出进行短时大功率测向，之后正常功率测量幅频误差的方法。大功率测向时测得的信号位置较为准确，之后的 DOA 可以根据卫星的移动速度和轨道高度进行估计，一般短时内误差极小，可以认为是真实的 DOA，根据这个 DOA 值再进行正常功率下的远场校准，由于实现了大小功率优势的兼顾，其校准效果就非常好了。

如果两个地面站同时发出校准信号，当两个地面站距离较近时，或者说两个地面站与卫星的夹角较小时，DOA 估计的 MUSIC 谱将在两个信号的方向变得平坦而无法分辨，一般定义目标方向上的谱值等于两目标方向中点上的谱值时，为算法的临界分辨状态^[64]。因此，如果采用多个地面站同时发校准信标的方案，那么各个地面站之间的距离应远大于算法的临界状态，这与采用的算法的分辨率有关。

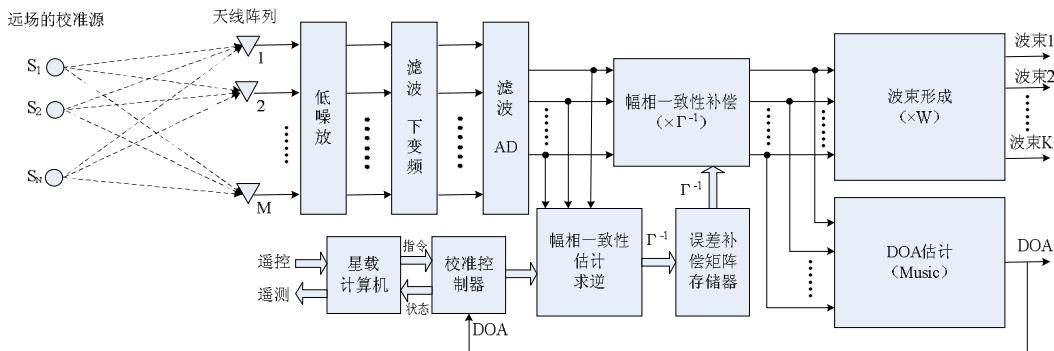


图 96 远场校准方案系统框图

采用地面发射校准信号，由于卫星轨道高度非常高，因此校准信号到达天线阵列时可以认为是理想的平面波。校准信号与数据信号具有相同的发射功率，因此校准的精度就不会受到终端的功率依赖型模拟器件或非线性放大器的影响了^[87]。还有一点需要注意，由于误差会影响波束形成的性能，因此校准应在波束形成之前进行^[88]。

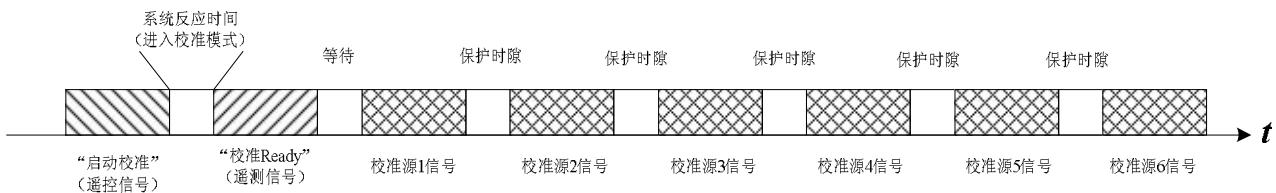


图 97 信号时序图

图 97 是校准信号的时序图。为了在短时间内完成校准，地面多个校准源时序配合应非常严格，为避免因传播路径不同而造成的校准信号重叠现象，保护时隙应

尽量大。设地球半径为 $R_e = 6378km$ ，卫星轨道高度选择 $h = 900km$ ，终端对卫星的最小仰角 $e = 20^\circ$ ，则星下点最近距离为 $900km$ ，最远点为 $1947km$ ，路程差为 $1047km$ ，相当于 $\Delta t = 3.49ms$ 。理论上保护时隙应远大于这个值。工程上一般取秒量级的值，否则将会增加地面控制端的压力。

有一点非常重要，一般认为远场有源校准的缺点是必须离线进行。而我们知道，卫星一旦开始服役，频繁以系统调试为理由中断服务是令人无法接受的，即使将校准时间选择在夜间，也仍然会影响到特殊用户的使用。因此，既能有有源校准的高精度和低计算量的优点，又能避免影响正常通信，即可以在线进行的校准才是最佳的。而本节提出的方法是可以在线进行的。理由是：开始进行的校准信号虽然是功率比较大的，但是仍然会严格控制其功率，只要达到测向精度较高就满足要求了，不会使系统进入到非线性区等，所以系统各部分功能工作仍然正常。其次，包括之后的正常功率的校准信号在内，通信系统会将其视为单音干扰进行滤除，所以并不会影响到其他用户的通信。

理想情况下，远程在线校准具有最小的附加硬件，除了不可避免的传播和接收噪声外没有其他误差^[73]。

4.5.1.2 近场校准

近场校准是采用近场内的辅助天线或通过天线面上的精密耦合将测试信号注入到阵面的一种校准方法^[89]。本文采用在天线阵面外侧架设辅助天线的方案，见图 98 所示。

传统上的近场校准指的是校准源处于被校准天线阵列的菲涅尔区域内。对线天线而言，即校准源与被测天线的距离满足： $L \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ ，对于信号频率为 $1000MHz$ 的系统则有 $L \ll 4.8cm$ 。显然，在天线阵旁边架设的校准源其实并不满足近场的要求，因此并不是严格意义上的近场校准，只是相对于地面远场校准而言，这种在天线阵列旁边架设的校准源相对距离要近的多，因此称为近场校准。

由于微带天线阵与卫星星体具有共形性，因此支撑喇叭的支架是可折叠的，否则可能很难装入整流罩内。而折叠式支架不仅带来了结构设计上的困难，而且在卫星入轨后支架打开的定位精度也是工程难题，这是因为，为了保证距离天线阵列一定的距离，支架应有一定的高度，而支架在由倒伏状态变为直立状态的过程中，是由其底部的机械电机控制并进行机械锁死的，底部的微小角度误差可能被支架的高度放大，具体到喇叭口的位置其定位误差已经放大若干倍了。近场校准对校准源的位置精度要求很高，这就造成了工程上的难题。更进一步的，支架可能不能完全竖起，此时喇叭口的位置不可知，也就是校准源的位置不可知，由天线校准的一般知

识可知，校准源位置不确知时，需要多个校准源才能实现阵列校准，而近场校准源的设计难度非常大，多个校准源在设计上基本不可行。除了以上问题，由喇叭和支架引起的孔径遮挡对系统性能的影响是很大的^[13]，因此校准天线与阵列天线之间的结构布局是具体实施设计的关键^[90]。另外，支架属于大型活动部件，其动力学特性必须与整星姿态控制的稳定性相容。所以，近场校准的最大困难在于如何合理的进行机械设计，这是近场校准方案最大的困难，也是近场校准难以工程应用的主要原因。

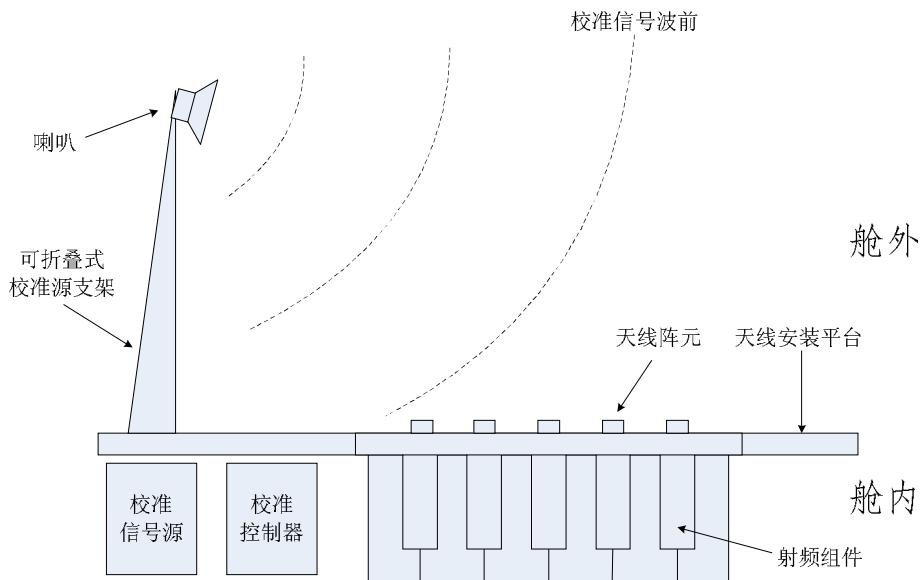


图 98 近场校准系统示意图

近场校准时，喇叭口的信号功率一般远大于正常工作信号，因此一般都是进行离线校准。值得一提的是，为防止校准源出现故障而一直发射校准信号影响正常信号的接收，应对校准源设置单独的电源开关，方便出现故障时对其进行断电关机，见图 99 所示。

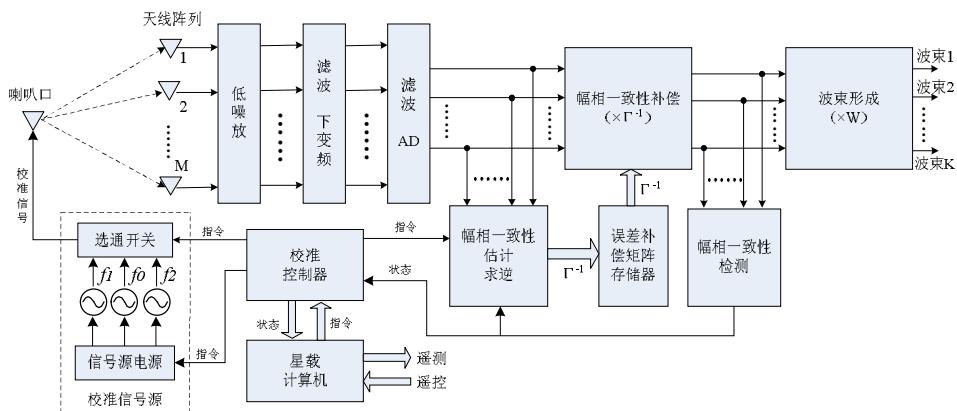


图 99 近场校准方案系统框图

4.5.1.3 内部校准

由于近场校准的工程实现难度较大，实际中更多的系统采用的是内部校准法。内部校准法是在天线阵元后射频单元前端以耦合的方式将校准信号注入到射频通道内，对射频通道的实际状态进行测量，并根据测量得到的结果在后续的数据处理过程中进行补偿^[91]的校准方法。这种注入参考信号的校准方法的最大优点是：性能稳定，容易工程实现^[90]。

与近场校准相比，由于校准信号没有经过自由空间，因此内部校准也称为无辐射校准(non-radiative calibration)，内部校准法不能校准天线的互耦误差^[92]，这是一类专门校准通道幅相误差的方法。

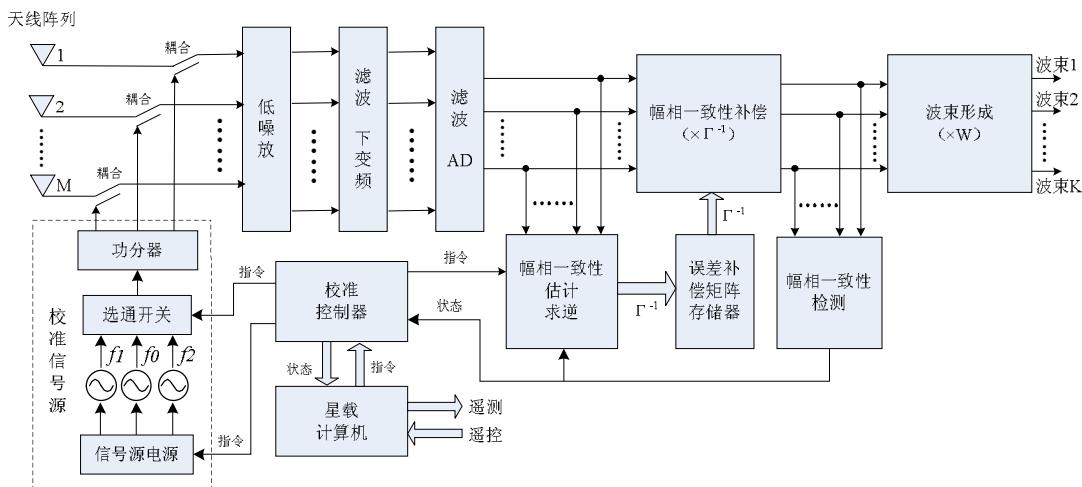


图 100 内部校准方案系统框图

图 100 为内部校准方案的系统框图。校准信号源采用三音校准方案，并具有地面可控的独立电源，如图所示。校准控制器控制三个频率 f_0, f_1, f_2 的校准信号分时进入功分器分路成为等幅同相的信号后经过耦合器同时进入各路射频通道，在射频通道后端进行 AD 采样，对采样数据进行 FFT 后比对幅度和相位，即可得到通道的幅相误差矩阵，或者称为通道一致性矩阵。通道一致性矩阵和通道一致性补偿矩阵互为逆矩阵。

由于所有的一致性检测和补偿都是在数字域里完成的，因此这里的幅相一致性补偿效果检测并不是一个单一的设备，通常情况下它只是一个软件模块，数据在进行幅相一致性估计后就直接进行补偿效果检测了，所以它实际上是一个虚拟模块。值得注意的是，由于使用了定向耦合器，因此校准的精度还受到耦合器的幅相不平衡性的影响^[92]。

另外，通道的线性是非常重要的，如果系统过驱动而进入到非线性区，则此时

的校准将没有任何实际意义^{【80】}。

4.5.2 校准策略分析

校准按照内部校准到近场校准到远场校准的次序频度逐渐降低，内部校准指在射频通道入口耦合标准校准信号进行校准，近场校准指在天线口面架设校准源进行校准，远场校准指通过地面发射的校准信号进行校准。

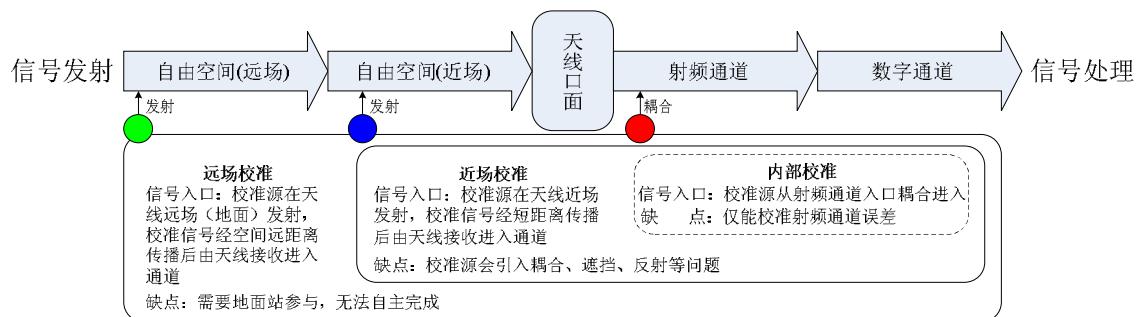


图 101 校准方案示意图

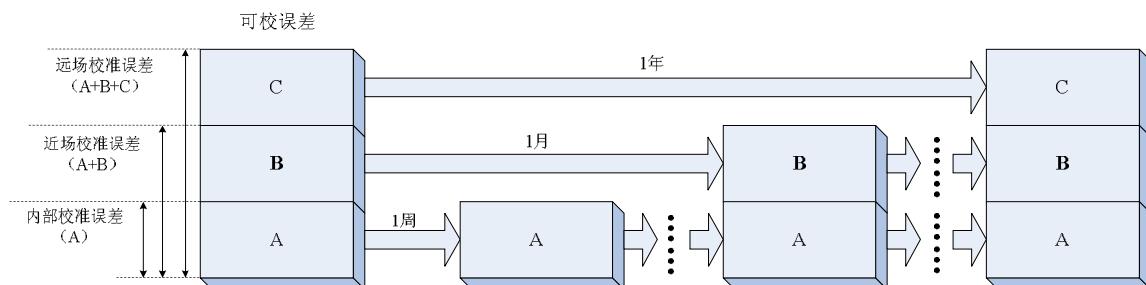


图 102 校准频度示意图

如果将可以通过校准措施消除掉的误差分为三个部分，内部校准校准消除误差 A，近场校准校准消除误差 A+B，远场校准误差校准消除 A+B+C。可以简单的认为，误差 A 主要是通道幅相误差，误差 B 主要是阵元位置误差和互耦误差（近场测定），误差 C 理论上主要是空间传播误差，实际上由于它是通过远场测定的，因此还包含小循环和中循环校准后的误差。那么，显然误差 A 是变化最快的，而误差 C 是变化最慢的，B 则是变化速度居中的。将校准误差分为三部分存储，卫星发射升空后，初始校准三个校准流程都应进行，从而得到 A、B、C 三个部分的误差，此后每周进行一次内部校准，得到误差 A 的最新值，每月进行一次近场校准，得到误差 A+B 的最新值，减去 A，则得到 B 的最新值，每年进行一次远场校准，得到 A+B+C 的最新值，减去 A 和 B，就是 C 的最新值，如图 102 所示。即每周更新一次 A，每月更新一次 B，每年更新一次 C，从而将不同的校准方法应用于不同变化速率的误差，实现有针对性的校准。当然，这里的一周、一月和一年仅是示意，实际需根据具体的系统要求综合考虑确定。

4.5.3 校准策略的可裁剪性

前述的综合校准方案根据天线误差的特点，采用了远场校准、近场校准和内部校准三位一体的综合方案，发挥了不同校准方法各自的优势，三种校准方法互为补充，可以较为科学合理的校准包含阵元位置误差、阵元互耦误差和通道幅相误差在内的绝大多数误差类型，但工程实践中常常受制于系统复杂度的限制，也就是重量、功耗、安装空间、甚至成本的限制，特别是 LEO 卫星，采用大型复杂的校准设备有时不太可能，这就需要对综合校准方案进行裁剪，简化校准系统，以满足系统整体要求。当然，校准系统的简化一定会带来校准能力的下降，这就需要在系统复杂度和系统校准能力间寻找平衡。

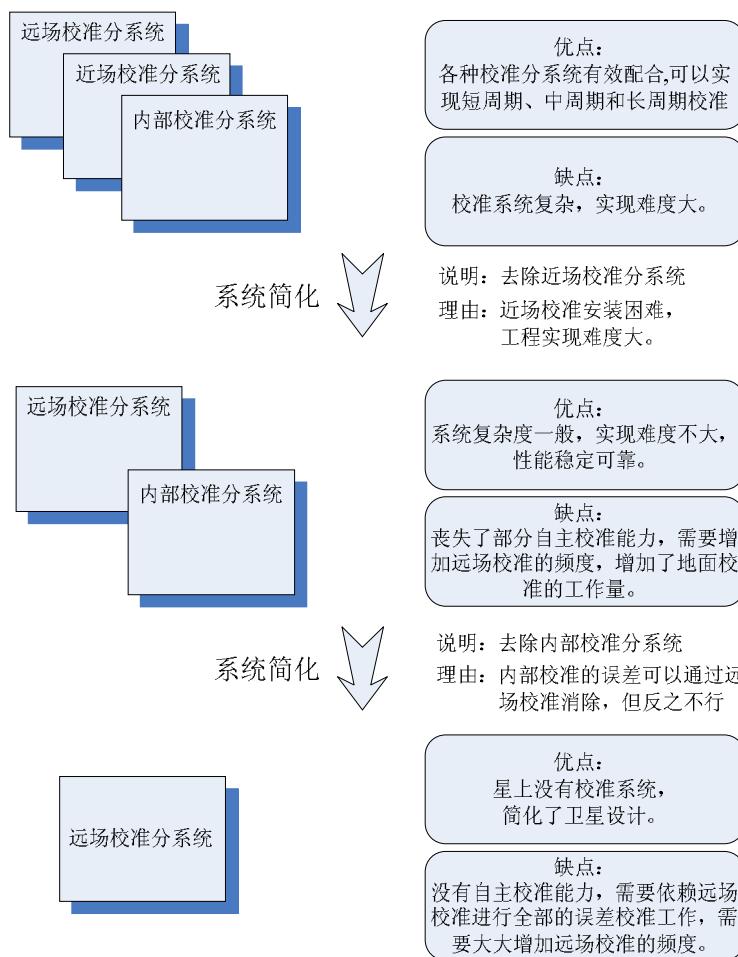


图 103 校准系统的可裁剪性

4.6 小结

本章对校准系统进行了综合阐述和分析，在传统的校准效果衡量指标的基础上，增加了应用型指标，首次提出了波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等多个概念，作为对校准效果的更加客观实用的量化指标。提

出了综合校准策略，结合远场校准、近场校准、内部校准的特点和优势，形成了完善的校准体系网络，特别对远场校准系统进行了信标设计、控制模式设计等。提出了三音校准法，采用二次拟合的方法对通道幅相误差进行补偿，并给出了相应的理论推导。

第五章 阵列天线校准方案设计

5.1 引言

所谓校准方案，是包含了具体的校准算法，并考虑工程可实现性的系统级方案，能够对所有关心的误差进行校准并与卫星其他系统有效融合。一个校准方案可以包含不仅一种具体的校准算法，对于多种误差同时存在的情况，校准应遵循一定的次序，同时配合特定的误差校准方法，从而形成一个完整的校准流程。

文献【77】给出的校准流程如图 104 所示：

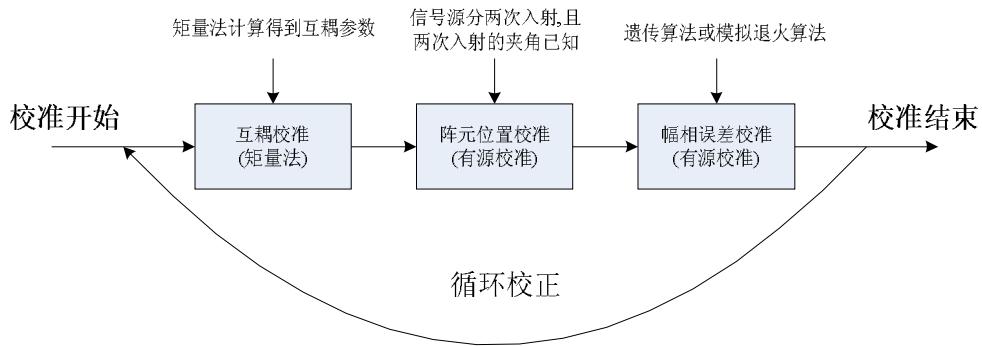


图 104 多种误差的校准流程图

其缺点在于：

- (1) 以矩量法计算互耦参数的精度取决于所建立天线模型的准确度，而这种计算得到的互耦参数往往不及暗室测量得到的准确可信，因此一般在卫星总装前，由暗室测量其天线阵的互耦参数即可。另一方面，在卫星的整个服役期间内，互耦参数虽然变化非常缓慢，但仍会有一定的改变，因此也就要求卫星在太空中时进行互耦校准，此时显然矩量法已经无法做到，只能用在轨实测的技术来确定；
- (2) 以遗传算法或模拟退火算法结合远场信号源计算幅相误差时，由于需要一定的收敛时间，而在段时间内信号源是否稳定成为影响校准效果的难以确定的因素；
- (3) 循环校准虽然能够以逐渐逼近的方式消除各类误差，但每次循环都需要消耗相当的时间，不仅耗时而且何时退出循环也是一个难题。

循环校准是一个值得关注的技术，虽然其有着耗时的缺点，但对于各种纠缠在一起的无法直接分离的误差进行校准，可能是一种有效的方法。

文献【93】中的校准算法是基于单信号源的盲校准算法，所谓“盲”，是校准源的位置并不可知，这有时是为了避免信号源位置误差引入新的校准误差。为了弥补盲的缺点，该方法假设信号源是可移动的。这代表了一种广泛的校准思想，在地

面测试时，特别是在暗室进行校准时，这种基于可移动的单信号源盲校准方法是可行的，但对于在轨卫星而言，一个可移动的信号源是无法在结构上实现的，因此就不具有可实现性。但是，这种思想给了我们启示，在随着卫星的运动中相对位置不断变动的这个信号源如果看作是可移动的单一信号源的话，该文献代表的这一类算法就可以变通应用于远场校准了。

针对已有文献所述校准方案的问题，下节规划了一种实用性强，合理可靠的校准方案，能够实现对卫星天线校准的高效控制。

5.1.1 远场校准的系统规划

文献【94】提出一个校准系统应具有：1、对网络和空中接口操作是透明的；2、在初始化时能够对系统进行校准，在系统工作时能够实时校准；3、能够在覆盖工作带宽下将系统校准到所需的精度；4、校准系统的应用应该仅对现有系统进行较小的改动。

针对这一要求，我们提出校准系统分为4种工作模式，即初始模式、校准模式、保持模式和故障模式，各种工作模式的定义见表10。

表 10 远场校准时的系统工作模式

模式状态字	工作模式	工作特点
00	初始模式	卫星发射进入轨道后，天线系统开机，尚未进行校准，使用初始的导引矩阵(steering matrix)
01	保持模式	经过校准后，系统误差降低到设计的阈值内，系统工作正常，在设定的周期内一直保持校准后的状态不变
10	异常模式	任何异常状况都将导致系统进入异常模式，比如：校准过程无法进行（比如校准源无法开机、无法收到地面校准信号等），校准后误差没有修正到设计阈值内。进入异常模式后启动异常模式处理机制进行处理。
11	校准模式	接收到地面校准指令后启动校准流程，系统进入校准模式

各种工作模式在条件满足时互相转换，从而完成不同工作状态下的系统要求。

图105给出了各工作模式之间转换的示意图。

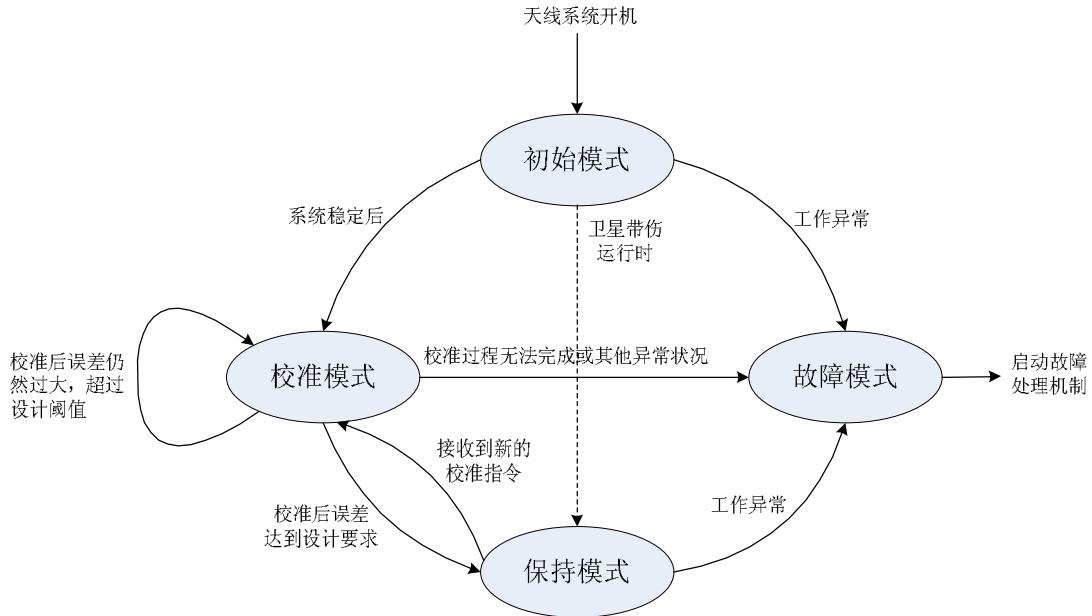


图 105 远场校准的系统模式转换示意图

故障模式是非常重要的一种工作状态，因为校准系统是一个非常复杂的系统，一旦出现异常状况系统应能够进行适当的反应。系统进入故障模式后，根据出现故障的原因生成故障模式字，故障处理机制根据故障模式字代表的故障信息就能够进行相应的处理了，故障模式字的下发也有利于地面站进行故障排查。表 11 给出了故障模式字的定义。

表 11 故障模式字定义

故障模式字	定义	说明
000	无故障	校准流程完成，未发现明显故障。
001	校准源 1 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 1
010	校准源 2 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 2
011	校准源 3 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 3
100	校准源 4 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 4
101	校准源 5 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 5
110	校准源 6 超时	规定时间内未捕获到合法的校准源 6
111	定位精度差	DOA 模块反馈的信号源位置与实际位置偏差较大

5.1.2 内部校准的系统规划

5.1.2.1 发射天线校准流程

为了对多波束天线的通道误差进行校准，首先应在通道温度达到平衡之后测量

得到各个通道的幅相特性，然后再对各个通道进行补偿。而常用的校准方法即是用已知强度的测试信号来测量系统的通道增益^[95]。图 106 是多波束发射天线通道幅相误差校准的原理图，这是一种采用了内部校准源的闭环校准方案，校准和补偿都是在数字域完成的。内部校准，通常也称之为无辐射校准，是专门用来校准阵列天线通道差异的方法^[92]。同时，闭环校准无论是在功率消耗上还是处理精度上，都符合卫星阵列天线的应用条件^[96]。

校准过程需要确定阵列中每个单元的幅度相位关系，对于发射天线而言，必须知道每个单元的幅度或功率的绝对值，因为要以此调节单元的驱动电平以满足 EIRP 和 C/I 的要求^[13]。

传统上，校准被认为是纯粹的天线工程的内容，但对于数字波束形成阵列，校准又是由数字信号处理单元来完成的^[84]。如图 106 所示，采用的是数字校准信号源，补偿也是在数字域完成的。同时，对发射阵列的校准过程实际上是预失真校准过程，在获得幅相误差矩阵的估计后，对激励信号进行预失真处理^[97]，即图中的“幅相一致性补偿”模块。另外，通道误差可以同时对所有的方向进行补偿^[85]，这与依赖方向的位置误差的补偿是不同的。因此，图中的幅相误差补偿矩阵是 $1 \times M$ 维的(M 是天线阵元数)，与信号入射方向无关。

而校准信号源的设置应满足两点要求：

(1)校准信号频率：对于通常的窄带系统而言，校准信号应在系统的中心频率处进行校准，这对相位校准是最有效的方法^[80]。如果是宽带系统，则需分段进行校准。

5.4 节采用的三频测量即是考虑了频率较宽的情况。

(2)校准信号功率：校准信号的功率应与正常工作时通道的信号功率一致，因为通道的线性是非常重要的，如果系统过驱动而进入到非线性区，则此时的校准将没有任何实际意义^[80]。

值得注意的是，这类校准方法的校准精度还受到耦合器的幅相不平衡性的影响。

离线的预校准是非常有效的校准方法，但是，通道的幅相误差初始补偿和温度修正又是必须的。因为对于相位误差而言，如果误差超过 360° 将出现相位模糊，这对于仅以中心频率作为校准频率的单频校准方法来说是致命的缺陷，只有先将大部分的误差补偿后才能防止出现相位模糊。而对于幅度误差而言，过大的幅度差异将使校准电路中的 AD 难以工作在满量程状态下，从而降低了校准电路中幅度误差估计的精度，继而降低幅度校准精度。所以，应该先对通道的幅度误差进行初始补偿后，将误差降低到较小的程度后再进行校准。

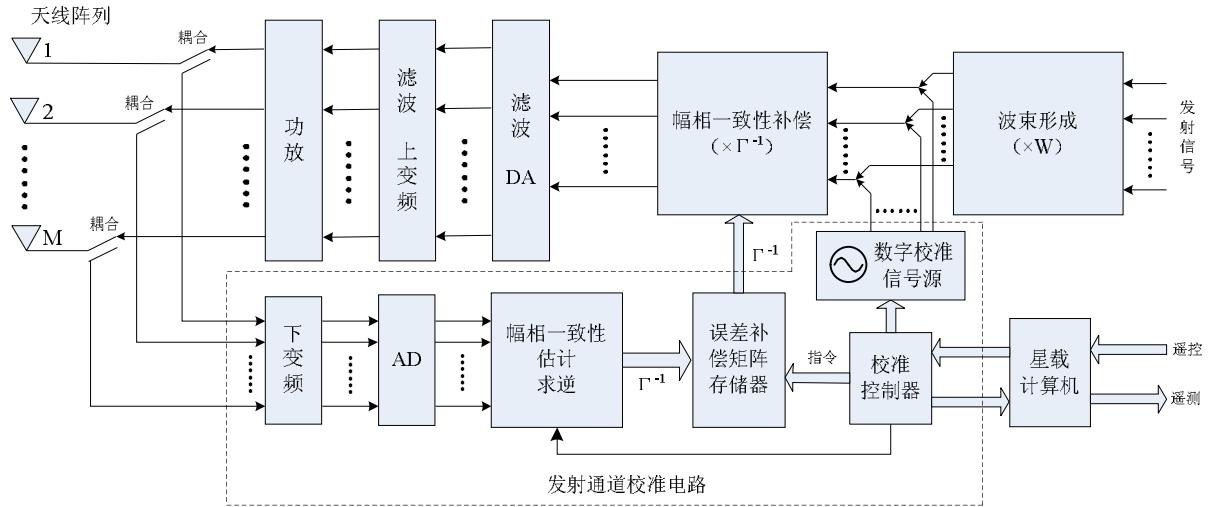


图 106 内部校准源校准发射天线通道幅相误差原理图

校准流程：卫星发射正常入轨后，即可逐步对星上各部分开机，多波束天线的发射通道幅相误差在轨校准流程从天线分系统开机开始，具体如下：

- (1) 校准流程开始：由地面卫星测控中心对卫星发送多波束天线系统开机指令和启动幅相一致性校准指令，星载计算机接收到指令后打开天线分系统电源，然后等待校准控制器程序初始化后发出启动校准指令；
- (2) 校准控制器收到启动校准指令后打开校准电路的电源，对误差补偿矩阵存储器进行初始化（调入初始补偿值）；
- (3) 关闭波束形成网络输出，打开数字校准源信号输出，将校准信号接入信号通路，之后等待设定时间 T，这是为了让射频电路的温度进入稳定状态，防止由于温度波动造成的校准误差；
- (4) 数字校准信号源输出的校准信号经幅相一致性补偿网络（此时不进行任何补偿）、滤波放大、滤波上变频、功放后经耦合进入校准电路部分的下变频，之后进行 AD 采样；
- (5) 对采样数据进行幅相一致性估计，计算补偿矩阵；
- (6) 将补偿矩阵送入误差补偿矩阵存储器，对通道信号进行一致性补偿；
- (7) 补偿后的各个通道的信号仍然经过环路到达校准部分的 AD 进行采样，并估计幅相一致性，如果一致性满足要求，则校准完成，否则返回 (5)；
- (8) 从开始校准即进入计时，如果在规定时间内无法完成校准（没有收到校准结束标志），则校准失败；
- (9) 校准完成则由校准控制器发送“校准完成”信号（Cal Done）给星载计算机，再由遥测转发给地面控制中心；校准失败由校准控制器根据失败原因生成故障模式字，发送“校准失败+故障模式字”（Cal Fail + Err Code）给星载计算机，再由遥测转发给地面控制中心；
- (10) 退出校准模式。

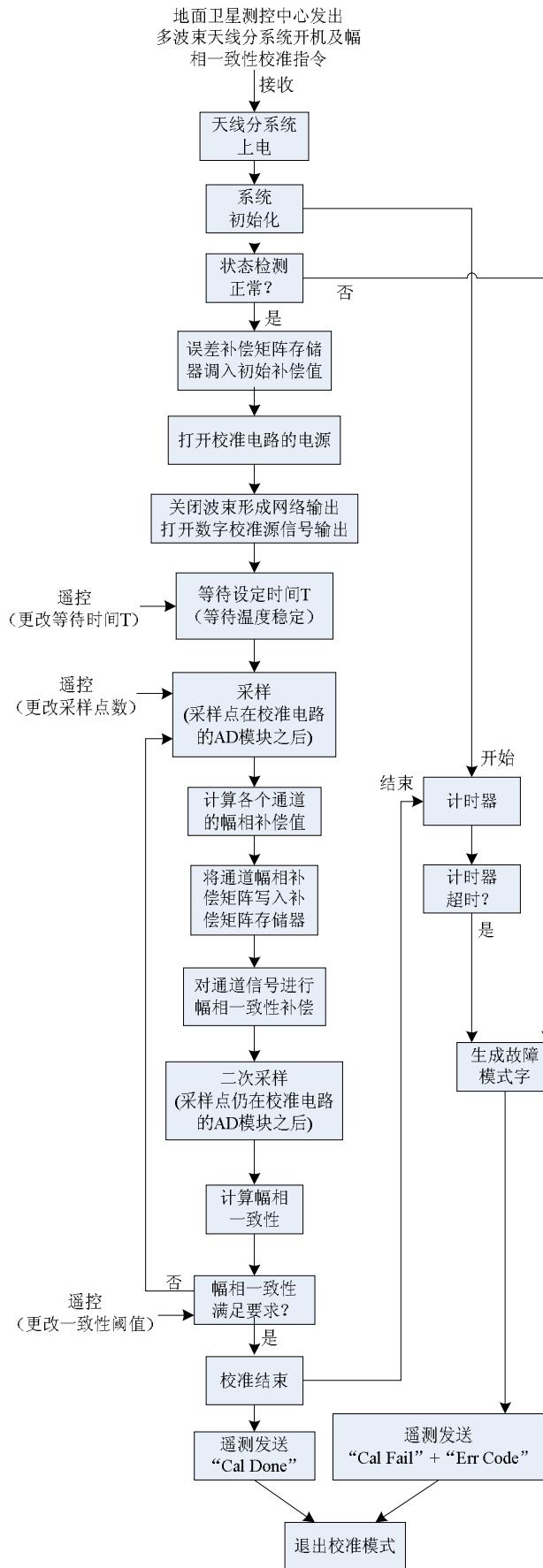


图 107 发射天线内部校准流程

要使星载多波束天线发挥出较高的性能，确保高分辨率的算法能够得以应用，通道误差校准是必需的环节。另一方面，校准使天线能够容忍更大的误差，从而也就潜在的降低了天线阵列的制造成本^[84]。射频通道的幅相特性随着温度呈现线性变化的趋势，一致性非常高，采用内部校准源的闭环校准方法可以对多波束天线各个通道间的幅相差异进行有效测量，从而对通道一致性误差进行补偿。

由于不同系统的射频组件(上变频及功放)的设计原理基本相同，所以绝大多数多波束发射天线的射频通道特性应与本文测试得到的特性相近（与温度呈线性关系），也就是说本文的结果具有相当的通用性，但不排除有的系统具有特殊的通道特性，因此对于具体的系统仍应进行实物测量，以实际得到的通道特性曲线确定校准方案。

另外，多波束天线校准仍需进行两方面的研究：

- (1) 阵元数较多的大型阵列系统的校准需要较长的时间和较大的工作量^[98]。因此，未来仍需研究更加高效的校准算法；
- (2) 内部校准必须与外部校准相结合，才能实现对整个系统的完全校准^[14]。所以，内部校准与外部校准相统一的整星校准策略应是重点关注的天线校准问题。

5.1.2.2 接收天线校准流程

图 108 为接收天线的校准原理框图：

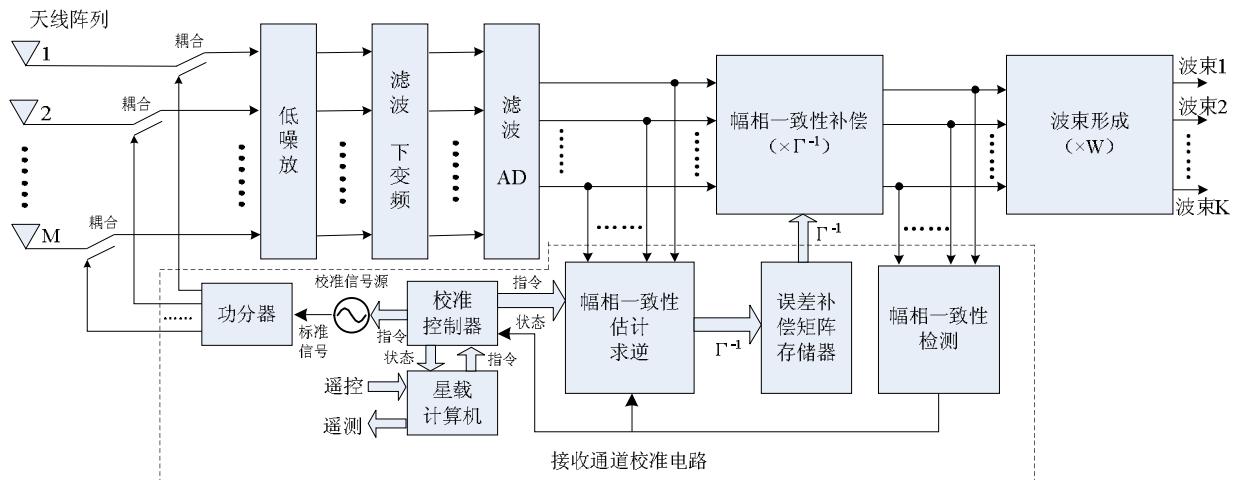


图 108 内部校准源校准接收天线通道幅相误差原理图

校准流程：卫星发射正常入轨后，即可逐步对星上各部分开机，多波束天线的接收通道幅相误差在轨校准流程从天线分系统开机开始，具体如下：

- (1) 校准流程开始：由地面卫星测控中心对卫星发送多波束天线系统开机指令和启动幅相一致性校准指令，星载计算机接收到指令后打开天线分系统电源，然后等待校准控制器程序初始化后发出启动校准指令；

- (2) 校准控制器收到启动校准指令后打开校准信号源电源，校准信号源开始输出标准信号；
- (3) 校准控制器将功分器后的耦合开关接通，将校准信号接入信号通路，之后等待设定时间 T，这是为了让射频电路的温度进入稳定状态，防止由于温度波动造成的校准误差；
- (4) 对各个通道的信号进行采样，注意此时的信号已经是数字信号了；
- (5) 对采样数据进行幅相一致性估计，计算补偿矩阵；
- (6) 将补偿矩阵送入误差补偿矩阵存储器，对通道信号进行一致性补偿；
- (7) 对补偿后的各个通道的信号进行采样，并估计幅相一致性，如果一致性满足要求，则校准完成，否则返回 (4)；
- (8) 从开始校准即进入计时，如果在规定时间内无法完成校准（没有收到校准结束标志），则校准失败；
- (9) 校准完成则由校准控制器发送“校准完成”信号（Cal Done）给星载计算机，再由遥测转发给地面控制中心；校准失败由校准控制器根据失败原因生成故障模式字，发送“校准失败+故障模式字”（Cal Fail + Err Code）给星载计算机，再由遥测转发给地面控制中心；
- (10) 退出校准模式。

几点说明：

- 1、为保证射频通道工作状态与正常工作时相同，耦合进入通道的校准信号的功率应等于正常工作时的通道信号功率。更进一步的，正常工作时，由于接收天线接收的信号路数不同（同一时间用户数不同），通道功率处于一个范围之内，为降低噪声的影响，校准信号应足够大，因此取上限值。即耦合进入通道的校准信号的功率应等于正常工作时的通道信号功率的最大值；
- 2、进入校准模式后，由于无法切断阵列天线与射频通道的连接，因此天线仍然会将接收到的信号送入射频通道，为保证通道中仅有校准信号，即保证校准信号的纯度，应禁止地面用户在此时发送信号给卫星。解决方法就是，一旦卫星进入校准模式，则发射天线停止下发导频信号，使得依赖导频信号的地面用户无法发射信号；
- 3、幅相一致性估计时对通道数据进行采样是在通道 AD 模块之后，也就是说此时信号已经是数字信号了，这样做可以简化系统复杂度。
- 4、校准信号一般采用频率为系统带宽中心频率的单载波，但也可使用其他类型的信号；
- 5、为防止校准无法达到要求精度而出现无限循环校准的情况，采用时间限定的方法，超过预设时间则强制退出校准流程（如流程图 109 中所示）。当然，也可以采用校准次数进行限定的方法，但一般来说，时间限定的方法更加可靠。

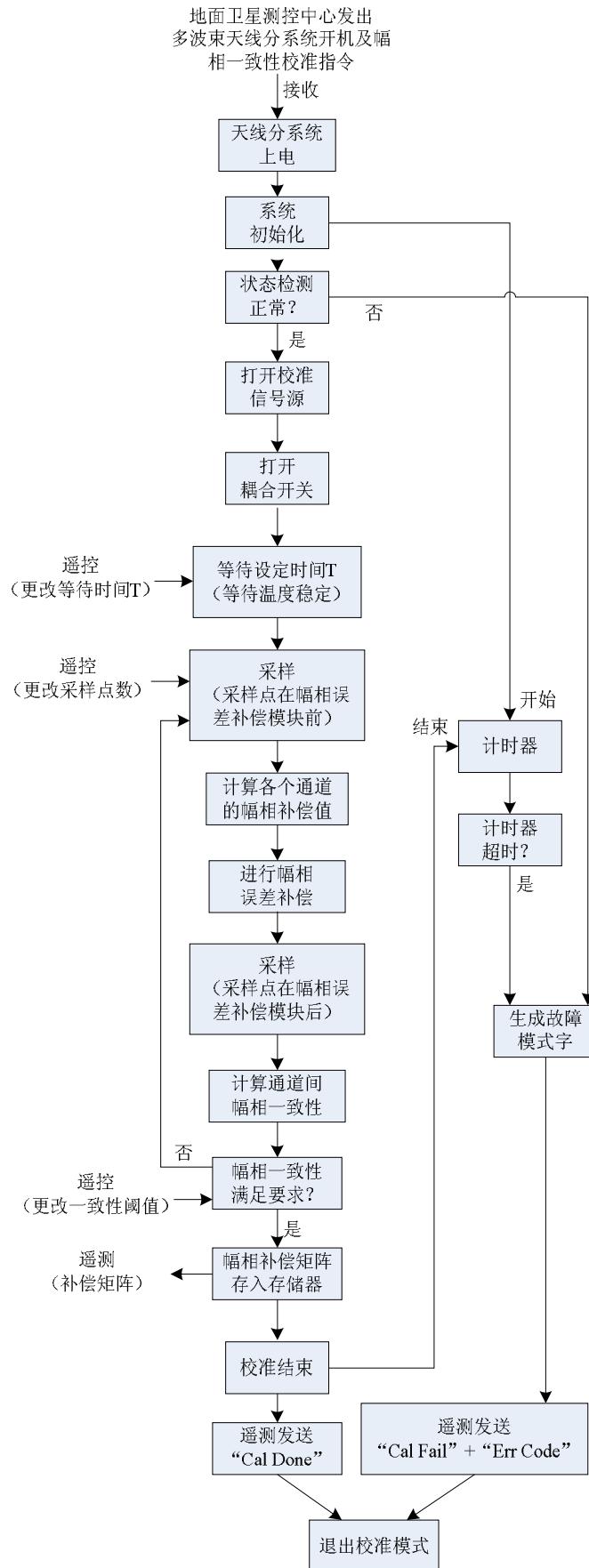


图 109 接收天线内部校准流程

5.2 地面一体化校准平台设计

本节设计了一种针对低轨卫星星载阵列天线的一体化校准平台。该平台是以Labview为设计环境，基于相应的校准策略开发的集控制和数据分析为一体的校准平台，可以完成对校准信标的设定、触发源的多重选择、可靠性分析以及实时误差分析，反馈的数据可以验证校准的有效性并能为设计更合理的校准策略提供数据支持。该平台的提出，解决了校准系统和卫星仿真系统的联试问题，为校准技术的工程化进行了初步的工作。

校准平台包括两个软件，即“卫星星载多波束接收天线校准系统地面控制终端”和“卫星星载多波束接收天线校准系统地面处理终端”（以下分别简称“控制终端软件”和“处理终端软件”），以可视化的地面终端软件整合校准方案中的各项具体指标。软件是以工程化要求设计，结合相应的硬件电路和辅助设置，如信号发生器、功放、合路器、天线、控制器、接收机等，即能实现在轨卫星多波束天线远场校准的各项功能并能够对误差进行系统分析。

5.2.1 控制终端设计



图 110 校准系统地面终端控制界面

图 110 为“控制终端软件”的操作界面。控制终端软件的主要功能是控制地面远场校准信号的发射，包含了时钟同步和校准参数的设置等功能，如图所示，该软件是 4.4 节校准方案的集中体现。

根据 4.4 节的远场校准方案，采用三音校准法进行校准。从图中可见，系统时钟同步方式、校准信标的方案、三个信号的频率和功率、保护时隙的大小以及导引数据和触发方式等都可以进行选择，同时界面包含了系统开关和电源指示。该程序配合相应的硬件设备即可作为星载接收天线远场校准的地面控制端，能够实现常见的校准系统的控制功能。该控制界面根据校准系统的应用环境进行设计，并充分考虑了工程控制的要求和系统调试的方便。

下面对界面的各个部分进行功能介绍，为方便起见，将整个控制界面划分为左侧、中间和右侧三个部分分别进行阐述：

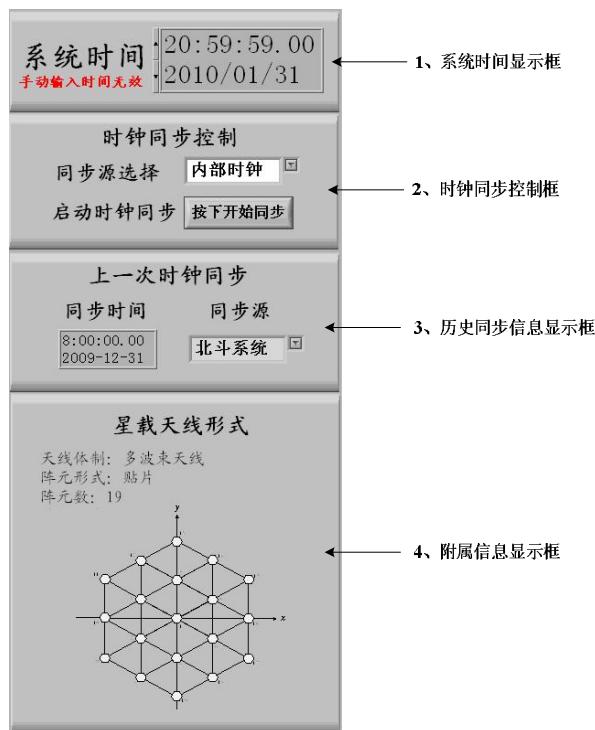
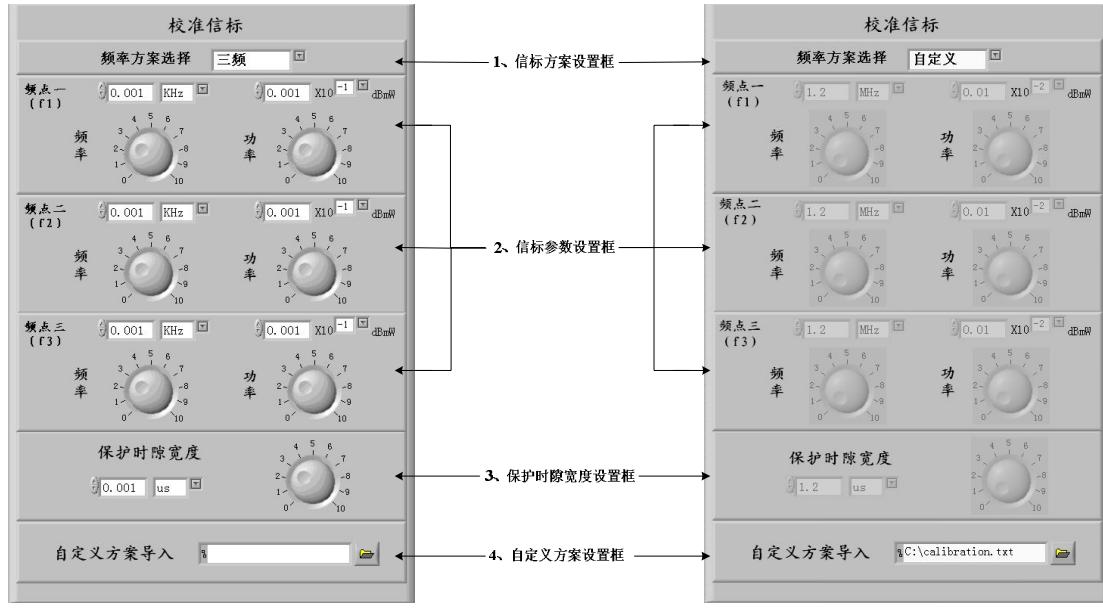


图 111 控制界面的左侧窗口

控制界面的左侧窗口包括：

- 1、系统时间显示框：为显示窗口，在界面左侧上方。显示系统目前的时间和日期，软件调试时可以手动输入时间，正式工作时此处不能自行更改系统时间；
- 2、时间同步控制框：可以对同步源进行选择，如调试时可选择内部时钟源，联试时可选择联网时钟等。具有同步按钮，按下即可进行同步；
- 3、历史同步信息显示框：对上一次进行同步的时间和同步源进行记录；
- 4、附属信息显示框：给出星载天线的形式和简要介绍。



(a)原始界面

(b)部分功能禁用

图 112 控制界面的中间窗口

控制界面的中间窗口包括：

- 1、信标方案设置框：可以根据需要在下拉菜单中选择三频校准、双频校准、单频校准等，或者选择自定义方案等。相关细节可见 4.4.1.3 节的“信标设计”；
- 2、信标参数设置框：对各个频点的信号频率和功率进行定义，可通过数据窗口输入参数大小并用下拉菜单选择单位，调试时也可采用旋钮，方便调试。如果在“信标方案”中选择了单频，则频点二和频点三两个框将呈现灰色禁止设置，如果选择自定义方案，则所有参数都禁止设置，如图 112(b)所示。图(a)为三频方案，所以三个框都为可选状态；
- 3、保护时隙宽度设置框：对保护时隙的宽度进行设置，相关细节可见 4.4.1.3 节的“信标设计”。同样可以选择数据框输入或者旋钮输入两种方式。如果信标方案设置中选择“自定义”，则此处也呈灰色禁止设置，如图 112(b)所示；
- 4、自定义方案设置框：将自定义方案设置文件导入，右侧的按钮为“打开文件”。自定义方案文件应符合系统约定的格式和文件类型，否则系统不可识别。

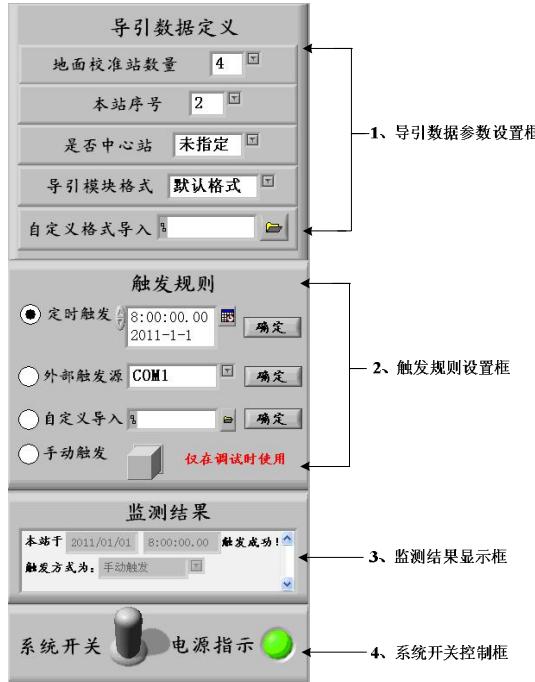


图 113 控制界面的右侧窗口

控制界面的右侧窗口包括：

- 1、导引数据参数设置框：导引数据即校准信号的导引头，导引头应包含校准地面站的相关信息，并以约定格式进行数据封装，相关信息包括：地面校准站的数量、本站的序号、本站是否是中心站等，这些信息都通过下拉菜单进行选择，如图 113 所示。数据格式一般选择约定的默认格式，但调试时可以自行定义，方便调试，因此有“自定义格式导入”，右侧的按钮可以打开格式文件，格式文件本身应该符合系统约定的文件类型和格式要求；
- 2、触发规则设置框：校准信号定义好以后何时发送则要看触发规则，这一部分的触发规则提供了四种方式：定时触发、外部触发源触发、自定义触发和手动触发，通过各项左侧的单选框进行选择。定时触发，顾名思义就是按照设定的时间触发一次，右侧的时间框可以进行触发时间的设置；外部触发源触发则需要定义外部源的位置(接口)，相关接口送入符合电气要求的信号后，系统捕获上升沿后即触发；自定义触发可以通过导入符合格式要求的自定义触发文件，设置更加个性化的触发要求，比如多次触发或不同触发源的协同触发等；手动触发是为方便调试时使用，设置了一个方形按键，按下后即进行触发，由于是手动控制时间精度差，因此仅限调试时使用；
- 3、监测结果显示框：记录历次触发的时间和触发方式；
- 4、系统开关控制框：在整体界面的右下角，设置了系统电源软开关以及电源指示灯，控制系统的开关。

5.2.2 处理终端设计

经过内部校准、近场校准和远场校准后的校准数据以及相关时间信息会保留在星载校准系统的存储器中，同时这些校准信息也会通过遥测信道下传给地面控制终端，供地面进行数据分析。图 114 为“处理终端软件”的操作界面。软件是以工程化要求设计，结合相应的硬件电路和辅助设置，如接收天线、控制器、接收机等，即能够对星载阵列天线的误差进行系统分析。回传的校准数据有利于分析得到星载天线的误差构成、变化规律、误差范围等指标，为合理设置校准参数提供依据。

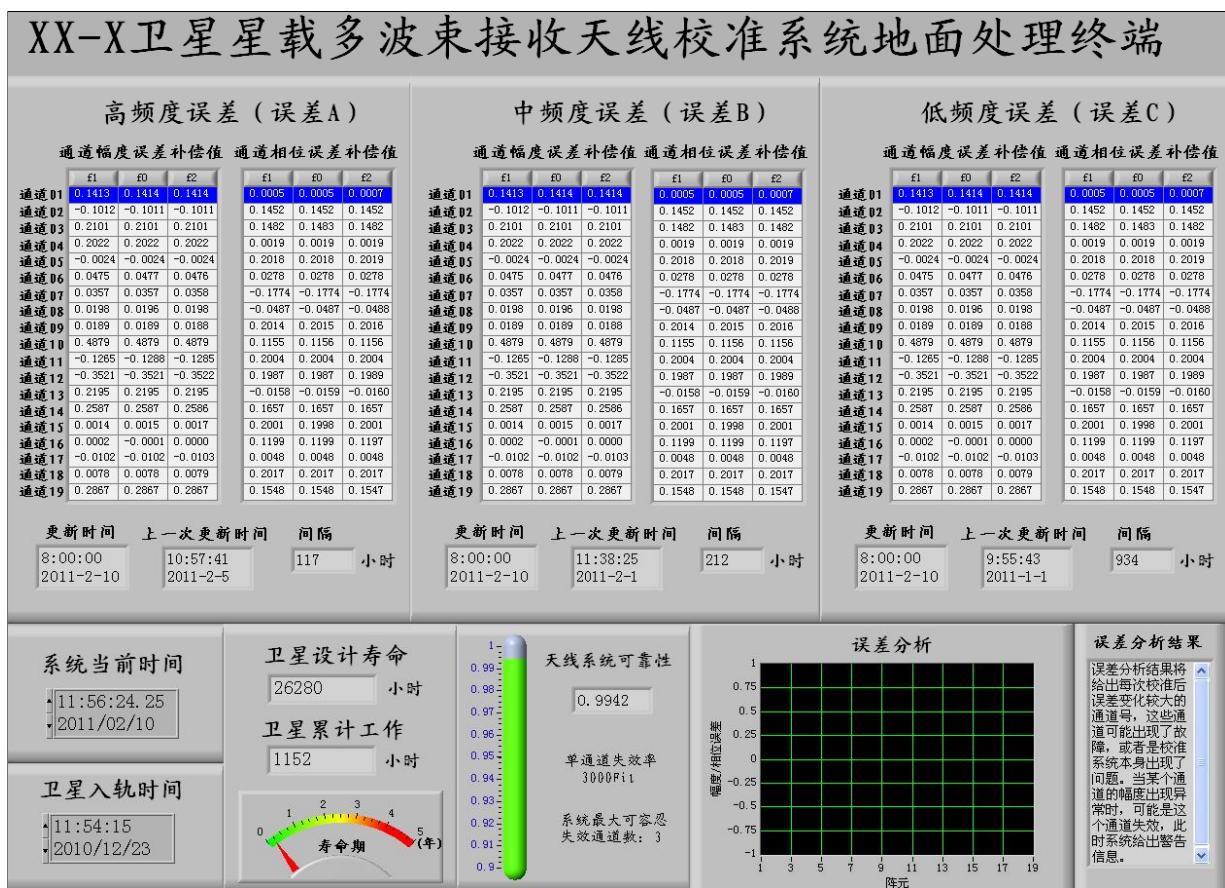


图 114 地面数据处理终端界面

由图可见，多波束天线的 19 个通道的幅相误差将高频率误差(误差 A)、中频率误差(误差 B)和低频率误差(误差 C)分别进行显示，有关误差频度分类的内容见第 4.4.4 节“校准策略”。误差分为三个频点给出，即 f_1, f_0 和 f_2 ，分别为低频、中心频率和高频，相关定义见第 4.4.1.3 节“信标设计”。每一类误差都给出了更新时间和上一次更新时间以及两次更新（即两次校准）的相隔时间。

界面下半部分的左侧给出了卫星天线系统实时的可靠度指标，以图标和数字双重显示，可靠度的相关讨论见下节。

界面下半部分的右侧给出了误差分析的图形显示框，见图 114。横坐标对应 19

个通道，纵坐标表示相关通道的幅相误差，图形化的界面方便对通道误差进行更直观的观察。最右侧的误差分析结果框以文字的形式给出每次误差校准后数据的分析结果，比如某些通道的误差突然增大意味着这个通道可能出现了故障或者是校准系统本身出现了故障，而某个通道的信号幅度异常低则可能意味着该通道已经失效，系统对这些异常现象进行判断和分析，并给出简要的结论。

5.2.3 可靠性分析

本文所设计的校准系统不仅能够对预期内的幅相偏移进行测量和补偿，而且能够对通道幅相特性的异常现象进行反应，包括故障分析、容错工作以及故障告警等。校准系统对幅度相位的误差可以进行测量，同样对单元失效可以监测^[99]。如果在校准过程中发现某个通道的幅度值接近 0，那么这个通道可能存在问题^[27]，可能是通道失效。对于阵列天线来说，个别通道失效并不影响天线阵的整体性能，也就是说阵列天线系统具有一定的故障容忍度。这首先是设备冗余性的问题，其次就是设计环节的通道可靠性设计了。而通道可靠性设计首先要做的就是可靠性的计算。

卫星系统对可靠性要求非常高，应从方案设计阶段就落实可靠性设计的思想。一般来讲，应尽量使用已经验证的设计方法，并最大程度地采用现有的产品和技术，以降低整个系统方案的风险。航天技术中非常看重的“飞行经验”不仅针对元器件，而且也针对设计——包括电路设计和系统设计。

可靠性设计准则包括：

- (1) 简化设计：尽量简化系统配置，减少硬件的数量和规模；
- (2) 元器件选用：选用满足卫星任务质量等级要求的元器件，努力减少元器件型号、规格和生产厂家；
- (3) 冗余设计：采用充分、合理的硬件冗余设计；尽量消除单点故障；对技术上确难消除的单点故障必须通过设计降低其失效率，使之达到可接受的程度；
- (4) 耐环境设计：实施硬件的环境分析和环境防护设计；
- (5) 余量和降额设计：按照标准和规范的要求开展非电产品的安全裕度设计、元器件的降额使用、电路的容差和抗瞬态的分析和设计；
- (6) 不以牺牲系统可靠性利益去实现非必要的产品性能要求。

可靠性的数学模型为： $R(t) = e^{-\lambda t}$

其中， $R(t)$ ——设备的可靠度；

λ ——设备的失效率；

t ——工作时间。

根据航天产品可靠性设计要求，一般产品的失效率应小于 3000Fit，这里取

3000Fit，卫星服役时间以3年和5年计，即26280小时和43800小时，则有

表 12 多波束天线分系统可靠性指标

设备名称	失效率 λ (10^{-6})	工作时间 h	$R = e^{-\lambda t}$ 设备可靠度	冷备份后可靠度 $R(t) = e^{-\lambda t}(2 - e^{-\lambda t})$	备注
多波束天线分系统	3	26280	0.924187782	0.994252507	3 年
	3	43800	0.876866957	0.984838253	5 年

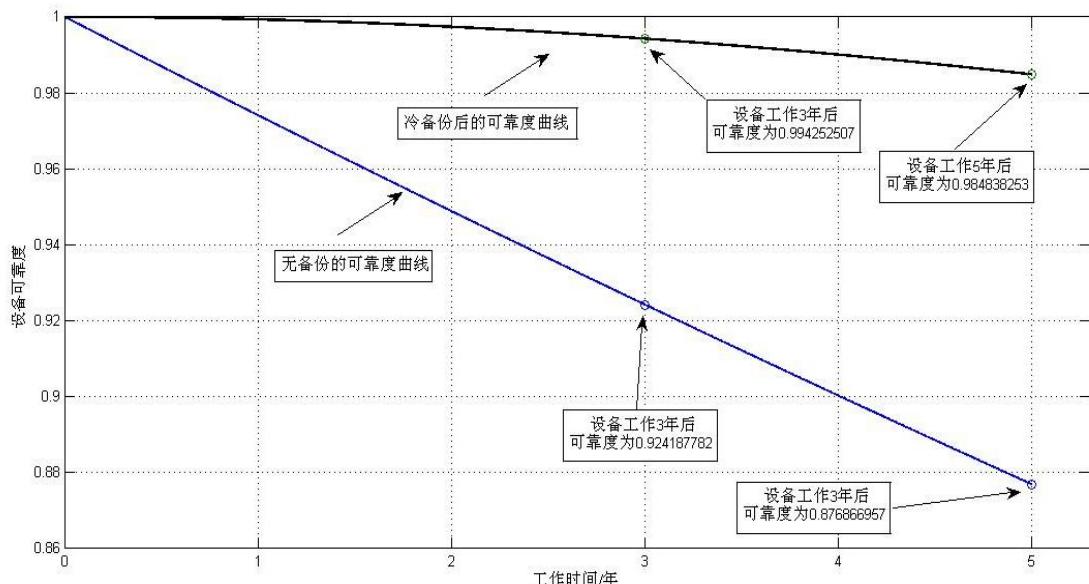


图 115 设备可靠性曲线

由图 115 可见，采用冷备份后系统的可靠性下降变慢了很多，可见备份是提高设备可靠性的有效手段。但是，实际上多波束天线系统不可能实现整套备份，只能是部分备份，同时，以整个分系统的可靠性来进行分析不能体现多波束天线的特点，因此，有下面的方法。

以另一种方法来考察整个系统的可靠性，即若将 19 个信号通道（每个通道包括天线阵元以及对应的后端射频、数字通道）分开考虑，通道的可靠性相互独立，则若每个通道的失效率也为 3000Fit，系统最大容忍 3 个通道失效，则有

表 13 信号通道可靠性指标

设备名称	失效率 λ (10^{-6})	工作时间 h	$R = e^{-\lambda t}$ 设备可靠度	天线系统的可靠度 (最多 3 路失效)	备注
信号通道 (阵元、射频、数字)	3	26280	0.924187782	0.948933108	3 年
	3	43800	0.876866957	0.800841881	5 年

(1) 工作 3 年时, 单一通道的可靠度为 $R = 0.924187782$, 有

$$\text{所有通道正常的可靠度为: } R^{19} = 0.223585810$$

$$1 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^1 R^{18}(1-R) = 0.34847916$$

$$2 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^2 R^{17}(1-R)^2 = 0.257275423$$

$$3 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^3 R^{16}(1-R)^3 = 0.119592775$$

因此, 能够容忍 3 路失效的系统总的可靠度为: 0.948933171

(2) 工作 5 年时, 单一通道的可靠度为 $R = 0.876866957$, 有

$$\text{所有通道正常的可靠度为: } R^{19} = 0.082364563$$

$$1 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^1 R^{18}(1-R) = 0.219753046$$

$$2 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^2 R^{17}(1-R)^2 = 0.27772714$$

$$3 \text{ 个通道失效的可靠度为: } C_{19}^3 R^{16}(1-R)^3 = 0.220997261$$

因此, 能够容忍 3 路失效的系统总的可靠度为: 0.800842007

这种可靠性计算方法体现了阵列天线的特点, 即能够容忍一些通道故障。同时, 将可靠性指标分配给各个通道的做法也更加符合物理实际。由图 116 可见, 在以 3 个通道失效为故障的前提下, 阵列天线在工作 5 年后的可靠度下降为 0.8 左右, 这个可靠性是不符合整星关键件可靠度要求的。显然, 解决的方法应是提高单一通道的可靠度指标, 如对通道内部分功能实行备份等。

这里, 我们进行反推, 即给出通道可靠度与多波束系统可靠度间的对应关系, 由于卫星设计是自顶向下的设计思路, 可靠度指标也是逐层分解的, 因此以系统可靠度为自变量, 给出对应的通道可靠度曲线如图 117 所示。

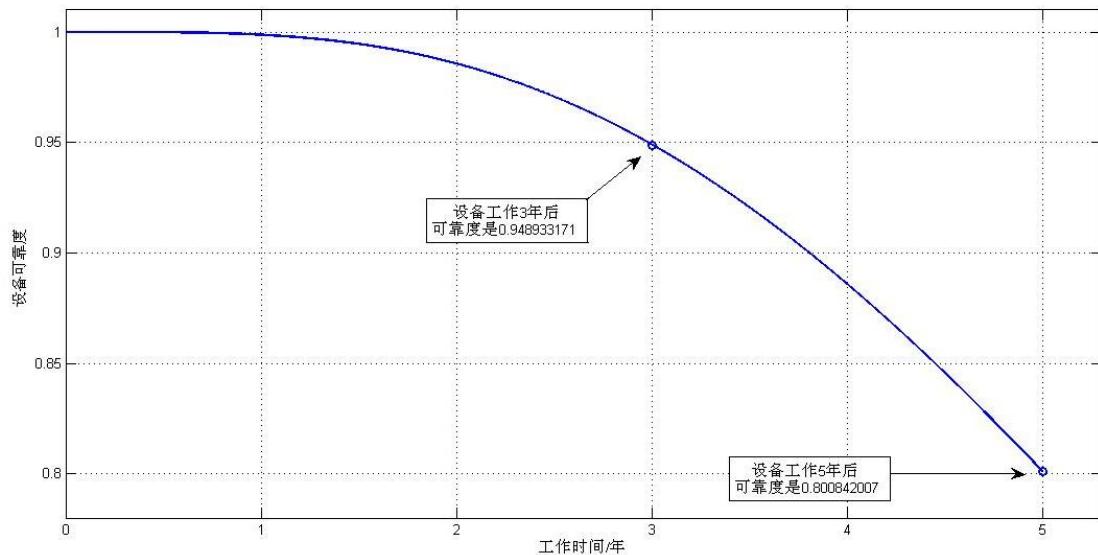


图 116 设备可靠性曲线

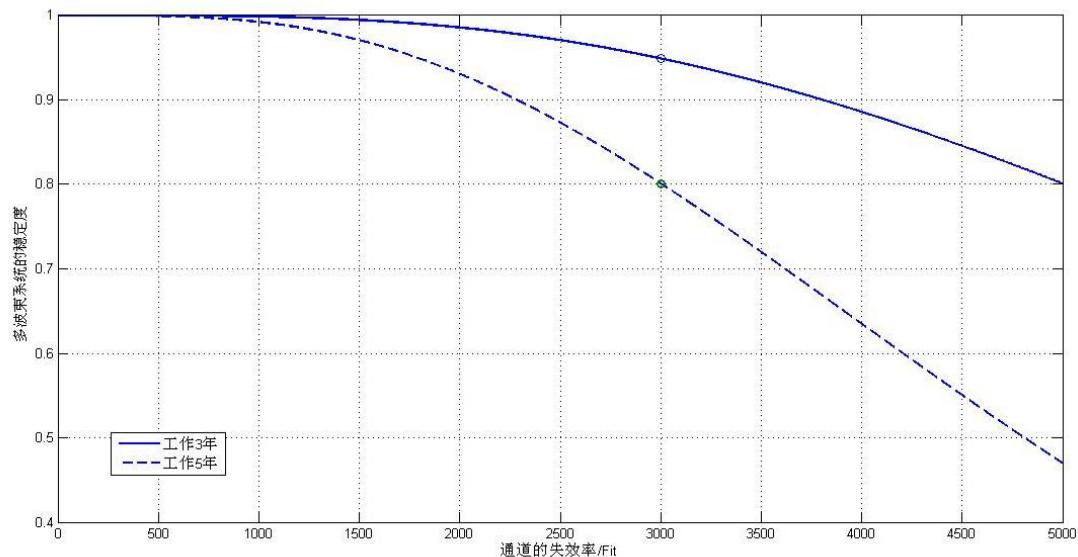


图 117 通道失效率与系统可靠度的关系

在设计阶段采用更加科学合理的设计流程会极大地提高单机的可靠性指标，一般包括：

- (1) 对采用的技术、部件进行系统级仿真验证；
- (2) 在电路设计阶段即采用硬件仿真软件对硬件设计进行仿真和验证，采用降额设计思想；
- (3) 采用开发板（面包板、开发平台或模佯件）对基本电路、技术、算法进行硬件验证；

- (4) 对环境适应性进行分析、仿真、验证，包括力学设计、抗静电设计、抗辐射设计、电磁兼容性设计等；
- (5) 进行 FMEA（故障模式影响分析），即通过对各部分设计的系统分析，识别所有可能的故障模式及其影响，发现设计中潜在的薄弱环节，提出可能采取的预防改进措施，以消除或减少故障发生的可能性，保证产品的可靠性；
- (6) 采用层次化的测试方法对产品进行验证，并进行测试覆盖性分析。

可靠性的变化规律有助于科学合理地确定校准频度。随着工作时间越来越长，天线系统的通道可靠性逐渐下降，也就是说通道出现失效的可能性越来越高，此时应逐渐上调校准系统的校准频度以使系统对可能出现的故障具有较快的响应速度，不至于太过迟钝。而这种为应对通道失效的校准以内部校准为主，因为作为无源系统的天线阵元出现失效的可能性相对较低。因此，为了使设计的校准方案更加合理，内部校准的频度不应为固定值，而应随着通道可靠性曲线的下降相应的提高。

5.3 小结

本章设计了具有控制功能和数据分析功能的一体化校准平台，为校准技术的工程化应用进行了有益的尝试。对宽带系统的窄带化进行了分析，提出了折线式拟合和补偿算法，相比传统的阶梯式补偿法，不仅降低了补偿误差，而且保证了幅相曲线的连续性。最后，对关系到校准策略合理性的可靠性指标进行了分析，将可靠性设计纳入到校准系统设计中，作为校准系统重要的输入条件考虑。

第六章 总结和展望

6.1 工作总结

本文以上海微小卫星工程中心的某国防重点预研项目为依托，主要对低轨卫星移动通信系统建设中亟需突破的星载多波束阵列天线校准技术进行了深入研究，内容包含阵列天线的主要误差类型以及校准手段，对校准算法、校准策略、校准技术工程化等问题都进行了详尽的分析和论证，研究结论对校准技术的理论发展以及工程化应用具有推动作用。

本课题主要完成了以下研究内容：

- 1、设计了 19 元星载多波束天线系统，对阵列天线的形式、天线体制、波束覆盖方案、信道方案等关键点进行了设计；
- 2、对阵元互耦误差进行了理论分析，分别对接收天线和发射天线提出了星载阵列天线的互耦校准流程和策略；
- 3、对阵元位置误差进行了全面分析，不仅包含了通常的水平和垂直误差，而且首次提出非水平误差、水平旋转误差的概念，给出了数学模型，对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析；
- 4、对通道幅相误差进行了实验测定，给出了量化指标，通过对幅相误差特性的分析，提出了针对接收天线和发射天线的通道幅相误差的校准系统和校准流程；对通道时钟误差的控制策略进行了分析，提出了基于 19 元阵列天线的时钟误差控制电路的设计，可以有效的保证时钟电路的误差精度；
- 5、采用对 DOA 估计的影响来定量的分析幅相误差的影响，发现当幅度误差小于 0.5dB，且相位误差小于 0.5° 时，MUSIC 谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于 1°。根据这一指标，对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响进行了量化分析，得到了相应的误差指标要求；
- 6、以传统阵列天线校准效果衡量指标为基础上提出了与实际应用更加紧密的若干指标体系，如：波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等，给出了各种校准效果指数的数学定义，并进行了适用性分析；
- 7、提出了三音校准法，对通道误差进行三音测试和二次拟合，能够对通道的全带宽进行幅相校准，计算量小且校准误差更小。对宽带系统进一步提出了折线式拟合和补偿算法，能够在不提高计算复杂度的前提下，大大降低校准误差。两种算法均给出了解析表达式；

- 8、提出了综合校准方案，对星载多波束天线系统进行多个地面站联合的校准，方案综合了远场校准、近场校准和内部校准，形成多层次、高可靠性和高精度的综合校准，方案具有可实现性，是校准技术工程化应用的有益尝试；
- 9、提出了一种针对低轨卫星星载阵列天线的一体化校准平台技术。该平台是以Labview为设计环境，基于相应的校准策略开发的集控制和数据分析为一体的校准平台，可以完成对校准信标的设定、触发源的多重选择、可靠性分析以及实时误差分析，反馈的数据可以验证校准的有效性并能为设计更合理的校准策略提供数据支持。该平台的提出，解决了校准系统和卫星仿真系统的联试问题，为校准技术的工程化进行了初步的工作；
- 10、针对19元多波束天线系统，进行了有针对性的天线多通道可靠性分析，从通道可靠度的角度考虑天线系统的可靠性，为多波束天线系统可靠性设计提出了更加合理的分析思路。

6.2 论文创新点

论文的创新点包括：

- 1、对阵列天线的系统误差进行了全面详细的分析，为工程上误差指标的分解提供了依据：提出了非水平误差、水平旋转误差的概念，并建立了数学模型；对各类位置误差进行了误差机理分析和量化分析；对通道时钟误差的控制策略进行了分析，提出了基于19元阵列天线的时钟误差控制电路的设计，从而有效地保证时钟电路的误差精度；
- 2、给出了确定系统误差指标要求的分析方法，通过定量分析各种幅相误差组合对性能的影响程度，综合考虑系统性能要求确定误差要求：DOA估计仿真分析表明当幅度误差小于0.5dB，且相位误差小于0.5°时，MUSIC谱具有较尖锐的谱峰且谱峰偏移小于1°；根据这一指标，对阵元位置误差、通道时钟误差和量化误差的影响进行了量化分析，得到了相应的误差指标要求；
- 3、提出了等通量赋形多波束阵列天线的校准效果评估指标体系，包含波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均DOA估计误差等与实际应用更加紧密的指标，并给出了各种校准效果指标的数学定义及适用性分析；
- 4、针对宽带阵列天线提出了三音幅相一致校准法，对通道误差进行三音测量和二次拟合，能够对通道的全带宽进行幅相校准，与传统的单点校准和分段式校准相比，极大地降低了校准误差；针对宽带DBF系统进一步提出了折线式拟合和补偿算法，理论分析和仿真表明，该算法能够在不增加计算复杂度的前提下，大大降低校准误差。两种算法均给出了解析表达式，并在一个实际系统设计中应用了两种校准方法；
- 5、提出了一种针对低轨卫星星载阵列天线的一体化校准平台技术，该平台是是以

Labview 为设计环境，基于相应的校准策略开发的集控制和数据分析为一体的校准平台，可以完成对校准信标的设定、触发源的多重选择、可靠性分析以及实时误差分析，反馈的数据可以验证校准的有效性并能为设计更合理的校准策略提供数据支持。可作为校准系统和卫星仿真系统的联试平台以及校准算法和校准策略的验证平台 3、提出了校准算法评价指标：波束变形指数、平坦度恶化指数、等通量指数、平均 DOA 估计误差等，能够对校准算法的优劣进行参数化衡量。

6.3 后续工作

星载多波束天线校准技术是关系到多波束天线技术应用前景的关键点和重大难点之一。本课题在相关校准技术方面进行了大量的研究，取得了一些有意义的成果，给出了一些研究结论，很多内容还是结合工程实际，而非纯粹的理论性结果。但正如文中一再说明的那样，星载多波束天线校准技术是一项复杂的系统工程，校准系统本身就是一个复杂庞大的系统，全面验证需要结合工程研究，同时离不开相应的硬件系统的支持，虽然文中进行了大量基础性的研究和分析，但星载多波束天线校准技术离实用还有相当的差距，需要解决的理论问题还有很多，很多研究还需要进一步深入和细化。结合本文的研究工作，需要进一步深化或展开的工作包括：

- 1、为适应星上工作要求，校准系统的设计应进行结构、热控、电路、原材料、器件、工艺等相关的工作，增加结构稳定性，增强电磁兼容性、抗辐射能力及可靠性，提高整体性能以满足卫星产品的要求。
- 2、实践是检验真理的惟一标准，校准理论最终需要在工程实际中进行检验，而且还得经过时间的检验，从而验证相关校准理论是否能够适用于卫星天线的整个寿命周期，特别是在卫星天线工作初期和寿命末期，能否保障多波束天线的正常工作。
- 3、建立阵列天线校准技术验证平台(testbed)，能够模拟不同形式的天线，并形成多种形式的阵列误差，从而验证校准算法在实际电磁环境下的性能，解决校准技术实用化的技术问题。

参考文献

- 1 Schmidt R.O, Multiple emitter location and signal parameter estimation, IEEE Trans A.P, 1986, 34(3), 276-280;
- 2 Ömer Korçak, Fatih Alagöz, Virtual topology dynamics and handover mechanisms in Earth-fixed LEO satellite systems , Computer Networks, 2009, 53(9), 1497-1511;
- 3 Lan Yao, Yiping Qiu, Design and fabrication of microstrip antennas integrated in three dimensional orthogonal woven composites , Composites Science and Technology, 2009, 69, 1004–1008;
- 4 朱丽, 星载多波束天线校正技术研究 , 硕士论文, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2007 年 6 月;
- 5 王家勇, 刘光壮, 梁旭文 等, LEO短数据通信小卫星天线系统设计, 无线通信技术, 2004, 1, 29-32;
- 6 梁涛, 俞石云, 陆锐敏, 军用星座卫星通信抗干扰技术体制, 卫星与网络, 2008, 09, 44-47;
- 7 刘刚, 吴诗其, 卫星蜂窝通信系统中的点波束设计, 系统工程与电子技术, 2004, 02, 157-159;
- 8 Bo Xiang, Minmin He, Hongfu Meng, et al. Multi-beam Antenna at Q Band, 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2009. IRMMW-THz 2009. 1-2;
- 9 Wei Hong, Peng Chen, Yujian Cheng, et al. MULTIBEAM ANTENNAS FOR NEXT GENERATION MOBILE COMMUNICATIONS AND MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS, 2008 Loughborough Antennas & Propagation Conference, 17-18 March 2008, Loughborough, UK, 58-61;
- 10 林锦顺, 蒋春山, 陈永其 等, 多波束自适应天线阵列对抗技术研究, 通信对抗, No.1, 2009, 37-40;
- 11 张旭, 吴潜, 低轨卫星系统星载多波束天线点波束设计及优化, 电讯技术, Vol.49, No.7, 2009, 31-35;
- 12 杨巧丽, 陆锐敏, 马刈非, GEO多波束卫星通信网络关键技术研究, 通信技术, Vol.42, No.5, 2009, 158-160;
- 13 Erik Lier, Daniel Purdy, Jeff Ashe, et al. An On-Board Integrated Beam Conditioning System for Active Phased Array Satellite Antennas, 2000 IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, 21-25 May, 2000, 509-512;
- 14 Shuo Wang, Haiming Qi, Weidong Yu, Polarimetric SAR Internal Calibration Scheme

Based on T/R Module Orthogonal Phase Coding, IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, VOL.47, NO.12, DECEMBER 2009, 3969-3980;

15 A.M.Mengot, A.Manikas, GLOBAL CALIBRATION OF CDMA-BASED ARRAYS, Proceedings of EUSIPCO, September 2006;

16 T. Takahshi, N. Nahamoto, M. Ohtsuka, et al. A SIMPLE ON-BOARD CALIBRATION METHOD AND ITS ACCURACY FOR MECHANICAL DISTORTIONS OF SATELLITE PHASED ARRAY ANTENNAS, 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009, EuCAP2009, 23-27 March 2009, 1573-1577;

17 向麟海, TD-SCDMA 中的智能天线校正技术研究, 硕士论文, 西安电子科技大学, 2005 年 1 月;

18 Gu Jinghua, Liang Guang, Yu Jinpei, et al. Channel calibration of amplitude-phase errors of DBF transmitter based on maximum likelihood estimation, 2009 International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing, 378-381;

19 David F.Kelley, Warren L.Stutzman, Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effects , IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL.41, NO.12, DECEMBER 1993, 1625-1632;

20 崔金辉, 超低副瓣阵列天线互耦及幅相误差影响的研究, 博士论文, 哈尔滨工程大学, 2004 年 6 月;

21 李杰, 高火涛, 郑霞, 相控阵天线的互耦和近场校准, 电子学报, 2005 年 1 月, 第 33 卷 (第 1 期), 119-122;

22 H.Wang, D.G.Fang, Y.P.Xi, et al. On the Mutual Coupling of the Finite Microstrip Antenna Arrays, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 23-26 Oct, 2007, 10-14;

23 Benjamin Friedlander, Anthony J.Weiss, Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling, IEEE TRANSACTION ON ANTENNAS AND PROPAGATION, MARCH 1991, VOL.39, NO.3, 273-284;

24 Gao Huotao, Zheng Xia, Li Jie, Estimation of Mutual Coupling Coefficient By Simulated Annealing Algorithm, 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, 28 Oct – 1 Nov, 2003, 275-278;

25 Takayuki Inaba, Teijiro Sakamoto, Ryu Miura, et al. A Study on Mutual Coupling Compensation Method of Array Antennas[J], Electronics and Communications in Japan, Part I, Vol.87, No.3, 2004, 59-73;

- 26 Cheng Chunyue, Lv Yinghua, Mutual Coupling Calibration Algorithm of Array Antennas and its Error Estimation, 7th International Conference on Signal Processing, Volume 1, 31 Aug – 4 Sept 2004, 487-490;
- 27 张云, 相控阵天线近场幅相校准, 中国电子科学研究院学报, 2007 年 12 月, 第 2 卷 (第 6 期), 611-614;
- 28 崔金辉, 杨莘元, 超低副瓣阵列天线不同扫描角度幅相误差影响的研究, 哈尔滨工程大学学报, 2004 年 12 月, 第 25 卷 (第 6 期), 786-788;
- 29 王布宏, 侯青松, 郭英, 等, 共形阵列天线互耦校正的辅助阵元法, 电子学报, 2009 年 6 月, 第 36 卷 (第 6 期), 1283-1288;
- 30 Thomas Svantesson, MUTUAL COUPLING COMPENSATION USING SUBSPACE FITTING , Proceeding of the 2000 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, 16-17 March 2000, 494-498;
- 31 Akimichi Hirota, Takehiro Miyamoto, Masayki Nakano, et al. Modified Calibration Method for MUSIC Method with an Array Antenna , Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.90, No.10, 2007, 1-13;
- 32 Gerd Sommerkorn, Dirk Hampicke, Ralf Klukas, et al. Uniform Rectangular Antenna Array Design and Calibration Issues for 2-D ESPRIT Application[C], 4th European Personal Mobile Communications Conference, Vienna, Austria, Vol.paper105, 20-22 February, 2001, 8pp;
- 33 刘章孟, 黄知涛, 于红旗, 等, 宽带阵列互耦建模及其对 DOA 估计的影响, 系统工程与电子技术, 31 (8), 2009, 1856-1860;
- 34 Edward M.Friel, Krishna M.Pasala, Effects of Mutual Coupling on the Performance of STAP Antenna Arrays, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, VOL.36, NO.2, April 2000, 518-527;
- 35 贾永康, 保铮, 吴洹, 一种阵列天线阵元位置、幅度及相位误差的有源校正方法, 电子学报, 1996 年 3 月, 第 24 卷 (第 3 期), 47-52;
- 36 Kentaro Nishimori, Keizo Cho, Toshikazu Hori, Automatic Calibration Method of Adaptive Array with Linear Array Utilizing Signal Circulation among Antennas (ACT-FL), Electronics and Communications in Japan, Part2, Vol.87, No.8, 2004, 20-31;
- 37 于晓乐, SCDMA 圆形智能天线阵列与校正技术的研究, 硕士论文, 西安电子科技大学, 2006 年 2 月;
- 38 Min Lin, Luxi Yang, Effect and Calibration of Mutual Coupling in Circular Smart Antenna Applications, Microwave Conference Proceedings, 2005, APMC2005, Asia-Pacific Conference Proceedings, Volume 3, 4-7 Dec, 2005, 4pp;
- 39 廖斌, 阵列校正与非均匀噪声环境下 DOA 估计方法研究, 硕士论文, 西安电

- 子科技大学, 2009 年 1 月;
- 40 Karsten Kuhlmann, Dirk Jalas, Arne F.Jacob, Mutual Coupling in Ka-Band Antenna Array with Polarization Multiplexing, Proceeding of the 2nd European Wireless Technology Conference, 28-29 September 2009, Rome, Italy, 152-155;
- 41 林敏, 龚铮权, 基于改进型点匹配技术的阵列误差校正方法, 解放军理工大学学报(自然科学版), 2005 年 4 月, 第 6 卷(第 2 期), 114-117;
- 42 高火涛, 柯亨玉, 侯杰昌, 等, 阵列天线间互耦系数的单辅助源估计, 武汉大学学报(理学版), 2001 年 10 月, 第 47 卷(第 5 期), 550-553;
- 43 S.Henault, Y.M.M.Antar, S.Rajan, et al. IMPACT OF EXPERIMENTAL CALIBRATION ON THE PERFORMANCE OF CONVENTIONAL DIRECTION FINDERS, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 3-6 May, 2009, 1123-1128;
- 44 Yan Wang, Shanjia Xu, Mutual Coupling Calibration of Transmitting Array, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 3, 22-27 June 2003, 928-931;
- 45 Wu Biao, Chen Hui, DOA estimation and self-calibration algorithm for Y-shaped array in the presence of mutual coupling, 2nd International Congress on Image and Signal Processing, 2009, CISIP'09, 17-19 Oct, 2009, 1-5;
- 46 Yan Wang, Shanjia Xu, Mutual Coupling Calibration of DBF Array With Combined Optimization Method, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL.51, NO.10, OCTOBER 2003, 2947-2952;
- 47 王鼎, 林四川, 李长胜, 一种新的阵元位置误差有源校正算法, 雷达科学与技术, 2008 年 6 月, 第 6 卷(第 3 期), 226-230;
- 48 齐静明, 复杂噪声背景下基于阵列误差校正的 DOA 估计的方法研究, 硕士论文, 吉林大学, 2008 年 5 月;
- 49 于斌, 尹成友, 黄怡, 基于模拟退火算法校正天线阵列位置误差, 现代雷达, 2007 年 10 月, 第 29 卷(第 10 期), 31-34;
- 50 Wu Rui, Wen Bi-yang, Zhong Zhi-feng, et al. Research on Self-Calibration of HF Ground Wave Radar Antenna Arrays, 10th IET International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques, London, UK, 18-21 July, 2006, 222-225;
- 51 贾永康, 保铮, 李有明, 线性阵相位误差校正约束条件性能分析, 电子学报, 1998 年 4 月, 第 26 卷(第 4 期), 104-106;
- 52 倪晋麟, 苏为民, 储晓彬, 幅相不一致性对自适应阵列性能的影响, 应用科学学报, 2000 年 9 月, 第 18 卷(第 3 期), 223-226;
- 53 俄广西, 蒋谷峰, 阵列天线通道误差的盲校正, 系统工程与电子技术, 2005 年

- 3月, 第27卷(第3期), 410-412;
- 54 朱丽, 贾铂奇, 龚文斌, 等, 通道响应失配对星载平面阵列多波束天线波束成形的影响, 无线通信技术, 2007年, 第1期, 45-49;
- 55 L.Barrandon, J.McCormack, T.S.Cooper, et al. ON THE ACCURACY AND HARDWARE REQUIREMENTS OF CORDIC-BASED PHASED ARRAY CALIBRATION, The Second European Conference on Antennas and Propagation, 11-16 Nov, 2007, 1-5;
- 56 左平, 有源相控阵雷达多通道副相校准研究, 现代雷达, 第31卷, 第10期, 2009年10月, 14-16;
- 57 Yasushi Matsumoto, Ichiro Yamazaki, Shin'ichi Hama, Calibration Method of Mutual Coupling in Beam Forming Network for Phased-Array Antennas, Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol.84, No.1, 2001, 40-47;
- 58 MATTAS WENNSTROM, TOMMY OBERG, ANDERS RYDBERG, Effects of Finite Weight Resolution and Calibration Errors on the Performance of Adaptive Array Antennas, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, VOL.37, NO.2, APRIL 2001, 549-562;
- 59 王乐宁, 于文震, 基于DPCA与NN联合处理的智能天线方向性补偿, 信号处理, 2005年8月, 第21卷(第4A期), 415-418;
- 60 Seth D. Silverstein, Application of Orthogonal Codes to the Calibration of Active Phased Array Antennas for Communication Satellites, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL.45, NO.1, JANUARY 1997, 206-218;
- 61 方敏, 星载相控阵天线波束校正, 硕士论文, 电子科技大学, 2007年1月;
- 62 Ridha Hamza, Kevin Buckley, An Analysis of Weighted Eigenspace Methods in the Presence of Sensor Errors, IEEE TRANSACTION ON SIGNAL PROCESSING, MAY 1995, VOL.43, NO.5, 1140-1150;
- 63 Joseph C.Liberti, Theodore S.Rappaport, 马凉等译, 无线通信中的智能天线, 机械工业出版社, 2002.8;
- 64 苏卫红, 顾红, 倪晋麟, 等, 多通道幅相误差对空域谱及分辨性能影响的分析, 自然科学进展, 2001年5月, 第11卷(第5期), 557-560;
- 65 何亚军, 汪茂稳, 朱光喜, 等, TD-SCDMA智能天线校准网络设计, 深圳大学学报理工版, 2009年1月, 第26卷(第1期), 47-50;
- 66 Kohei Mori, Hiroyuki Arai, Study of Active Antenna Receivers and Calibration Method for Digital Beamforming, Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.86, No.11, 2003, 20-29;
- 67 Shutao Zhang, Ian Li-Jin Thng, Robust Presteering Derivative Constraints for

- Broadband Antenna Arrays, IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(1):1-10;
- 68 刘洪盛, 肖先赐, 线阵阵元位置误差造成的测向误差估算, 电波科学学报, 2006, 21(5): 717;
- 69 王鼎, 张莉等, 改进的阵列幅相差和阵元位置误差自校正算法, 数据采集与处理, 2008, 23(2): 176-181;
- 70 Jian Li , Petre Stoica ,Robust Adaptive Beamforming, Hoboken, New Jersey, USA, John Wiley & Sons, Inc., 2006;
- 71 谢玉堂, 李景毅, 秦洪峰, 无线通信系统通道校准算法研究, 电波科学学报, 2006年2月, 第21卷(第1期), 89-93;
- 72 Boon Poh Ng, Joni Polili Lie, Meng Hwa Er, A Practical Simple Geometry and Gain/Phase Calibration Technique for Antenna Array Processing, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL.57, NO.7, JULY 2009, 1963-1972;
- 73 赵红梅, 王华力, 牟善祥, 基于 m/WH 复合码 DBF 发射系统通道误差校正, 南京理工大学学报(自然科学版), 2009 年 4 月, 第 33 卷(第 2 期), 252-257;
- 74 穆永忠, 顾杰, 马洪, 一种新的阵列天线幅相误差校正算法, 中国电子科学研究院学报, 2007 年 4 月, 第 2 卷(第 2 期), 158-161;
- 75 刘春波, 陈伯孝, 陈多芳, 等, 双基地高频地波 SIAR 通道幅相误差的自校准方法, 电子与信息学报, 2009 年 3 月, 第 31 卷(第 3 期), 614-618;
- 76 刘颖, 基于遗传算法的阵列相位误差校正, 天津工程师范学院学报, 2007 年 9 月, 第 17 卷(第 3 期), 26-28;
- 77 于斌, 尹成友, 黄怡, 阵列天线互耦、阵元位置误差和通道不一致性的校正, 微波学报, 2008 年 8 月, 第 24 卷(第 4 期), 56-59;
- 78 林敏, 龚铮权, 基于子空间的阵元间互耦校正方法, 电子学报, 2001 年 9 月, 第 29 卷(第 9 期), 1176-1178;
- 79 Brian P.Flanagan, Self Calibration of Antenna Arrays with Large Perturbation Errors, Ph.D Dissertation, George Mason University, Fairfax, Virginia, USA, 2000;
- 80 N.Tyler, B.Allen, A.H.Aghvami, Calibration of smart antenna systems: measurements and results[J], IET Microwave, Antennas & Propagation, Volume 1, Issue 3, June 2007, 629-638;
- 81 冯成燕, 吴援明, 刘刚, 基于改进 NLMS 算法的通道校正技术研究, 信号处理, 2005 年 12 月, 第 21 卷(第 6 期), 649-652;
- 82 Seth D. Silverstein, Algorithms for Remote Calibration of Active Phased Array Antennas for Communication Satellites, 1996 Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol.2, 3-6 Nov. 1996, 1181-1185;
- 83 秦勇, 张军, 张涛, 基于带宽按需分配的 DVB-RCS 宽带卫星 MAC 协议, 宇

- 航学报, 2010, 31(3):838-844;
- 84 Maria Lanne, Mats Viberg, Astrid Lundgren, Adaptive Beamforming Using Calibration Vectors with Unknown Gain and Phase, IEEE Antennas and Propagation International Symposium, 9-15 June 2007, 4208-4211;
- 85 Maria Lanne, Astrid Lundgren, Mats Viberg, OPTIMIZED BEAMFORMING CALIBRATION IN THE PRESENCE OF ARRAY IMPERFECTIONS, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Volume 2, 15-20 April 2007, II-973-II976;
- 86 王洪洋, 欠采样环境下的参数估计及阵列校正方法研究, 博士论文, 西安电子科技大学, 2004 年 10 月;
- 87 Yoshitaka Hara, Yasuhiro Yano, Hiroshi Kubo, Cooperative Control for Antenna Array Calibration in OFDMA/TDD Systems, IEEE 69th Vehicular Technology Conference 2009, 26-29 April 2009, 1-5;
- 88 Jaehyun Park, Joohwan Chun, Calibration Algorithm for An Array Antenna in DTV Beamforming Receivers, 2010 Digest of Technical Papers International Conference on Consumer Electronics (ICCE), 2010, 159-160;
- 89 Huaining Liang, SAR Internal Calibration Technology Study, 2009 Fourth International Conference on Computer Sciences and Convergence Information Technology, 24-26 Nov, 2009, 1457-1460;
- 90 谢玉堂, 宽带无线通信系统中的载波同步及天线校准研究, 博士论文, 中国科学技术大学, 2006 年 4 月;
- 91 Markus Bachmann, Marco Schwerdt, Benjamin Brautigam, TerraSAR-X Antenna Calibration and Monitoring Based on a Precise Antenna Model, IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING VOL.48, NO.2, FEBRUARY, 2010, 690-701;
- 92 Lukasz Lengier, Ronan Farrell, Amplitude and Phase Mismatch Calibration Testbed for 2x2 Tower-Top Antenna Array System, China-Ireland International Conference on Information and Communications Technologies, 2007, CIICT2007;
- 93 Georgios Efstathopoulos, Athanassios Manikas, A BLIND ARRAY CALIBRATION ALGORITHM USING A MOVING SOURCE, Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, 2008, SAM2008, 5th IEEE, 21-23 July 2008, 455-458;
- 94 K.A.Morris, C.M.Simmonds, M.A.Beach, Calibration Architectures for Use in UTRA Adaptive Antenna Basestations, IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, Volume3, 19-22 Sept 1999, 1934-1938;
- 95 Alan E.E.Rogers, Preethi Pratap, Eric Kratzenberg, et al. Calibration of Active

- Antenna Arrays Using A Sky Brightness Model, Radio Science, 2004, 39(2), RS2023;
- 96 Bratchikov A.N., Dobychina E.M. DIGITAL ANTENNA ARRAY CALIBRATION, 2009 19th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2009), 14-18 September ,Sevastopol, Crimea, Ukraine, 401-402;
- 97 苏洪涛, 张守宏, 保铮, 发射阵列互耦及幅相误差校正, 电子与信息学报, 2006 年 5 月, 第 28 卷 (第 5 期), 941-944;
- 98 Seong Ho Son, Soon Ik Jeon, Woonbong Hwang, AUTOMATIC CALIBRATION METHOD FOR PHASED ARRAYS WITH ARBITRARY APERTURE SHAPE, MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS, Vol.50, No.6, June 2008, 1590-1592;
- 99 Changhai Shi, Zhanbo Lu, A Transmission Double-Line for the Calibration System of X-Band Active Phased-Array Antennas, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL.56, NO.12, DECEMBER 2008, 3876-3878;

攻读博士学位期间发表的学术论文目录

第一作者：

1. 赵星惟, 吕源, 龚文斌, 梁旭文, 对抗星载调零天线的闪烁型干扰的分析, 电波科学学报, 2010, Vol.25, Sup, 52-56;
2. 赵星惟, 吕源, 龚文斌, 梁旭文, 星载数字调零天线调零策略的研究, 计算机工程, 2011, Vol.37, No.6, 12-14;
3. 赵星惟, 龚文斌, 梁旭文, 采用三音校准法的星载多波束天线校准系统, 江苏大学学报(自然科学版), 已录用;
4. 赵星惟, 吕源, 刘会杰, 梁旭文, LEO 通信卫星多波束天线构型方案设计, 中国科学院研究生院学报, 2011, Vol.28, No.5, 636-641;
5. Zhao Xing-wei, Lv Yuan, Liu Hui-jie, Liang Xu-wen, The Difference of Nulling Antenna Technology Between GEO and LEO Satellites, IEEE 2010 International Conference on Information Security and Artificial Intelligence (ISAI2010), Dec 17-19, 2010, Chengdu, China, Vol.2, 182-187;
6. 赵星惟, 吕源, 龚文斌, 梁旭文, 星载数字波束形成系统中阵元位置误差的分析, 通信技术, 2010, Vol.43, No.8, 63-66;
7. 赵星惟, 吕源, 刘会杰, 梁旭文, 星载自适应调零天线在 LEO 卫星中的应用研究, 通信技术, 2010, Vol.43, No.6, 60-63;
8. 赵星惟, 吕源, 龚文斌, 梁旭文, LEO 卫星地面干扰站的设计, 微计算机信息, 2010, Vol.26, No. 8-3, 20-22;
9. 赵星惟, 吕源, 刘会杰, 梁旭文, 星载调零天线抗干扰能力分析, 2010军事电子信息学术会议论文集(上册), 2010.11.10-11.11, 天津, 602-605;
10. 赵星惟, 龚文斌, 梁旭文, 星载多波束天线通道误差特性分析及校准, 江苏大学学报(自然科学版), 已投;
11. 赵星惟, 龚文斌, 梁旭文, 星载阵列天线宽带系统的折线式拟合和补偿算法, 南京理工大学学报, 已投;

第二作者：

1. 吕源, 赵星惟, 姜兴龙, 刘会杰, 沈学民, 基于复合技术的新型星载天线设计策略, 2009卫星导航系统安全与导航站专题研讨会, 2009年6月, 长沙, 261-269;
2. 吕源, 赵星惟, 龚文斌, 沈学民, 星载宽波束WACP微带天线设计, 微计算机信息,

- 2010, 11(3), 16–19;
3. 吕源, 赵星惟, 刘会杰, 沈学民, 基于分形优化技术的小卫星新型星载天线设计, 2009 战术微小卫星发展战略与技术研讨会, 2009 年 12 月, 北京; 150–156;
4. Lv Yuan, Zhao Xing-wei, Liu Hui-jie, Shen Xue-min, A Novel Printed UWB Antenna Using Spline-fit Fractal Boundary, IEEE ICUWB, 2010, 293-296 ;
5. Lv Yuan, Zhao Xing-wei, Liu Hui-jie, Shen Xue-min, A Novel Compact HIS-EBG Structure and Its Application in Reduction of Printed Antenna Mutual Coupling, Journal of Electronics, Accepted.

致 谢

四年多的博士研究生生涯即将结束。我的课题能够顺利完成与导师的辛勤指导、领导的长期关心、同学的热情帮助以及家人的理解和大力支持是分不开的。我的妻子金卓女士和儿子赵翊辰是我努力奋斗的最大精神支柱；感谢我的父母、岳父母、哥哥赵星宇、妻妹金硕对我学业的关心和支持，感谢我的亲人们！

感谢我的导师——梁旭文研究员。梁老师学识渊博、治学严谨、一丝不苟。在我攻读博士学位期间，尽管梁老师工作繁忙，但仍然在我的课题方向、研究内容、论文结构等方面层层把关，花费了大量时间和心血。在论文定稿阶段，对论文质量严格把关，一次次的细心审阅，体现了导师的严谨作风。在此，谨向梁老师表示我最衷心的感谢！

感谢我的副导师——龚文斌研究员。龚老师无论在平时审阅小论文，还是在最后审阅毕业论文时，总是能够一针见血的指出问题所在，给我指点迷津，他的很多想法对我启发很大，他的意见和建议对我完善论文有决定性的帮助。

感谢我的领导——刘会杰主任。刘老师在百忙之中仍然经常关心论文的进展情况，提出了宝贵的意见建议，刘老师对论文的内容字斟句酌、细心审阅，严谨的科研作风和处事风格给我留下了深刻的印象。

感谢我的硕士导师——中国空间技术研究院西安分院的老专家陈豪研究员，十年前是陈老师将我领上航天之路，使我成为一名光荣的航天人，对此我没齿难忘，感谢陈老师多年来的教导和帮助！

感谢中国科学院上海技术物理研究所的陈雨良研究员，陈老师的教导我时刻铭记在心！

感谢上海体育学院的孟莲芬教授给我的帮助！

感谢中国空间技术研究院西安分院通信导航所的刘宁宁高工和项目办的周治宇博士！

感谢中国空间技术研究院西安分院微波技术研究所的韩国俊书记！

他山之石，可以攻玉。在一起工作学习的四年中，同学们给予了我很大的帮助，大家曾多次在一起探讨问题，研究论文，互相交流，互通有无。同时，同学们刻苦学习、潜心钻研的精神也深深地触动和影响了我。在此，谨向吕源、贾铂奇、马陆、丁晟、胡泽鑫、姜兴龙、任前义、梁广、陈晓挺、许陪陪、顾菁华等表示感谢！

感谢项目部余舜京部长的支持和帮助！感谢项目部同仁——程凯、张传鑫、程睿、吴昊、刘希宁、吴逸舟、沈苑、张诚的帮助和支持！

感谢人教处余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师提供的热情帮助！

感谢未能提及但同样给予了我莫大支持的老师、同学以及朋友们！

感谢四年里所有关心和支持我的人们，谢谢！

作者简历

姓 名：赵星惟

性 别：男

出 生 地：陕西•西安

出生年月：公历 1978 年 9 月 6 日

学习经历：

2007.09~2011.06：中国科学院上海微系统与信息技术研究所——上海微小卫星工程中心 通信与信息系统 博士

2001.09~2004.07：中国空间技术研究院西安分院（航天 504 所）
通信与信息系统 硕士

1997.09~2001.07：西安交通大学•电子与信息工程学院•信息与控制工程系
信息工程专业 学士

1994.09~1997.07：陕西师范大学附属中学

1991.09~1994.07：西安市育才中学

工作经历：

2004.08~2007.09：

中国空间技术研究院西安分院（航天 504 所）——数字信号处理研究室
电子对抗组副组长 电子对抗工程师

攻读博士学位期间参加的课题：

2007.09~2009.04 通信装备预先研究项目-多波束相控阵天线技术

参与了硬件电路的辅助设计、配套电路的设计、数字基带处理部分机箱结构设计、接口电路及调试电路焊接组装、微波射频电路调试测量、天线紧缩场测试以及项目验收报告的撰写等工作。

2009.05~2009.08 某数据通信卫星方案论证

参与了某数据通信卫星的方案论证工作，撰写了某频段通信技术体制论证报告、关键技术论证报告等。

2011.06~目前 某数据通信卫星现役改项目
项目主管。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学 位 论 文 独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：_____日期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学 位 论 文 使 用 授 权 声 明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布（包括刊登）授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____ 导师签名：_____ 日期：_____