

雷达技术丛书
<http://www.phel.com.cn>

“十一五”国家重点图书出版规划项目

制导雷达 技术

黄 槐 编著
齐润东
文树梁



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

“十一五”国家重点图书出版规划项目
雷达技术丛书

制 导 雷 达 技 术

黄 槐 齐润东 文树梁 编著

電 子 工 業 出 版 社

Publishing House of Electronics Industry

北京 · BEIJING

内 容 简 介

制导雷达是武器系统的重要组成设备,负责完成对来袭目标的探测、跟踪和识别,同时对拦截导弹实施全过程控制,直至摧毁来袭目标。

本书从制导雷达系统工程设计要求出发,提出了制导雷达系统的设计方法,讨论了选择雷达工作体制、确定系统组成、分析计算系统性能、确定系统各部分的技术指标等关键问题。本书还专门讨论了制导雷达系统的精度分析、总体设计、可靠性维修性设计和系统试验技术等内容。作为应用实例,本书针对两种典型的中近程防空导弹武器系统的制导雷达和中远程防空导弹武器系统的多功能相控阵跟踪制导雷达,介绍了它们的设计原理、系统组成,系统工作过程和各主要分系统的关键技术,并讨论了固态有源相控阵技术和新一代防空导弹武器系统研制过程中的主要关键技术问题。

本书总结了作者多年制导雷达研究工作中的工程设计经验,对于从事该雷达研究工作的工程技术人员具有很高的实用价值,本书也可以作为高等学校相关专业高年级本科生和研究生的教材或参考书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

制导雷达技术/黄槐,齐润东,文树梁编著. —北京:电子工业出版社,2006.10
(雷达技术丛书)
ISBN 7-121-03290-2

I. 制… II. ①黄… ②齐… ③文… III. 制导雷达 IV. TN959.2

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 121121 号

责任编辑:刘宪兰 张濮 特约编辑:李玉兰

印 刷:北京市天竺颖华印刷厂

装 订:三河市金马印装有限公司

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本:787×960 1/16 印张:24.25 字数:421 千字

印 次:2006 年 10 月第 1 次印刷

印 数:4 000 册 定价:68.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系电话:(010)68279077;邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

出版说明

“雷达技术丛书”是由中国工程院王小谟院士和张光义院士倡导并担任主编、中国电子科技集团公司负责组织、电子工业出版社负责出版的一套大型设计性系列丛书。这套“雷达技术丛书”（以下简称“丛书”）共 16 册，是我国雷达界多个单位的知名专家学者集体智慧的结晶，是他们长期实践经验的总结，是一套理论与实践相结合的佳作。

这套“丛书”的内容十分丰富，概括地说包括了 3 个主要方面的内容：一是介绍了影响雷达性能的目标特性和环境特性，包括目标（含隐身目标）的频率特性、散射特性、极化特性和起伏特性，地杂波、海杂波和气象杂波特性和噪声与干扰特性，大气与电离层传播特性等；二是介绍了雷达各分系统的设计，包括面天线与阵列天线、微波网络与微波传输线、固态与电子管发射机、频率源与模数接收机、信号处理与数据处理的基本原理、技术指标、设计方法和性能测试，还介绍了雷达系统与分系统的结构设计与制造工艺，包括微组装与柔性制造工艺，可靠性、可维性、环境适应性设计以及传动、架拆与运输规范的设计等；三是介绍了典型雷达系统的设计，包括各种二坐标与三坐标防空雷达、有源与无源相控阵雷达、机载预警与火控雷达、多普勒与相控阵制导雷达、脉冲与连续波精密跟踪测量雷达、合成孔径与逆合成孔径成像雷达、天波与地波超视距雷达等的基本原理、技术体制、战技性能、设计方法和联试与试飞等。

这套“丛书”的定义准确，原理清晰，语言简练，图文并茂，公式齐全，数据丰富，集设计性、实用性、新颖性于一体，是雷达科技工作者的设计指南，是雷达部队培训的良好教材，是高校电子工程专业及相关专业师生不可多得的教材和参考书。

“雷达技术丛书”编辑委员会编辑部

2004 年 12 月 29 日

序

雷达在第二次世界大战中得到迅速发展，为适应战争需要，交战各方研制出从米波到微波的各种雷达装备。战后美国麻省理工学院辐射实验室集合各方面的专家，总结二战期间的经验，于 1950 年前后出版了雷达丛书共 28 本，大幅度推动了雷达技术的发展。我刚参加工作时，就从这套书中得益不少。随着雷达技术的进步，28 本书的内容已趋陈旧。20 世纪后期，美国 Skolnik 编写了雷达手册，其版本和内容不断更新，在雷达界有着较大的影响，但它仍不及麻省理工学院辐射实验室众多专家撰写的 28 本书的内容详尽。

我国的雷达事业，经过几代人 40 余年的努力，从无到有，从小到大，从弱到强，许多领域的技术已经进入了国际先进行列。总结这些成果，为我国今后的雷达事业发展做点贡献是我长期以来的一个心愿，在出版社的鼓励下，我和张光义院士倡导并担任主编，由中国电子科技集团公司负责组织编写了这套“雷达技术丛书”（以下简称“丛书”）。它是我国众多专家、学者长期从事雷达科研的经验总结，具有较好的系统性、新颖性和实用性。

雷达技术发展之快，使得传统的雷达观念、体系结构不断更新，在 20 世纪 50 年代的接收、发射、天线、显示典型的分机基础上，又发展到现在的雷达数据处理和信号处理分系统。本“丛书”就是按此体系进行了分册。随着微电子技术的发展，数字化还在不断前移，天线收发已经并继续不断引入了数字处理内容，信号和数据处理的界限越来越模糊，雷达体系正从流程型向网络型转变，由于目前其技术都尚未成熟，本“丛书”只在现有的体系中把这些新的内容进行了分别叙述。

“丛书”内容共分 3 个部分 16 分册：第一部分主要介绍雷达的目标特性和环境，第二部分介绍了雷达各组成部分的原理和设计，第三部分按典型应用雷达系统的分类对各雷达系统作了深入浅出的介绍。“丛书”各册著者不同，写作风格各异，但其内容的科学性和完整性是不容置疑的，通过对各分册结构和内容的审定，使各分册之间既具有较好的衔接性，又保持了各分册的独立性，读者可按需

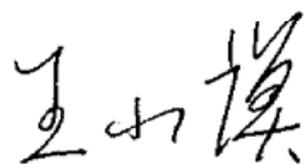
要读取其中一册或数册。希望此次出版的“丛书”能对从事雷达设计、制造的工程技术人员，雷达部队的干部、战士以及高校电子工程专业及相关专业的师生有所帮助。

“丛书”是从事雷达技术领域各项工作专家们集体智慧的结晶，是他们长期工作成果的总结与展示，专家们既要完成繁重的科研任务，又要在百忙中抽出时间保质保量地完成书稿，工作十分辛苦，在此，我代表“丛书”编委会向各分册作者和审稿专家表示深深的敬意！

“丛书”的出版，得到了中国电子科技集团公司、电子科学研究院、南京电子技术研究所、华东电子工程研究所等各参与单位领导的大力支持，得到了电子工业出版社领导和参与编辑们的积极推动，得到了“丛书”编辑部各同志的热情帮助，借此机会，一并表示衷心的感谢！

中国工程院院士

中国电子科技集团公司科技委副主任

Handwritten signature in black ink, appearing to read '王书标' (Wang Shuobiao).

前 言

防空导弹武器系统发展到今天已经过了半个多世纪，制导雷达是武器系统的重要组成设备。制导雷达的主要任务是：完成对来袭目标的探测、跟踪和识别，同时对拦截导弹实施全过程控制，直至摧毁来袭目标。本书从制导雷达系统的工程设计要求出发，根据防空导弹武器系统的作战对象和各种组成结构，提出了制导雷达的系统设计方法。

制导雷达技术研究的主要内容包括：根据武器系统的作战要求选择雷达的工作体制，确定系统的组成，分析计算系统的性能，提出系统中各组成部分的技术指标和制导雷达系统的试验方法，还包括研究针对雷达可靠性、维修性和电磁兼容性的设计方法。

按照近代防空导弹武器系统的功能及特点，制导雷达可分为中远程防空导弹武器系统和近程防空导弹武器系统。中远程防空导弹武器系统用于区域防空，近程防空导弹武器系统用于重要地点的防御。作为制导雷达系统设计的应用实例，本书介绍两种典型的近程防空导弹武器系统的制导雷达，以及中远程防空导弹武器系统的多功能相控阵跟踪制导雷达的设计原理、系统组成、系统工作的过程和各主要分系统的关键技术。本书最后讨论了固态有源相控阵技术在未来的防空导弹武器系统中的应用前景，提出了新一代防空导弹武器系统研制过程中的主要关键技术问题。

全书由黄槐统稿，匡勇、罗中省、郭世岭、秦忠宇、文树梁、严荣祥、周永清、蔡庆宇参加了第 3 章、第 4 章的编写，杨旗、齐润东研究员完成了第 6 章、第 7 章的编写。齐润东研究员和文树梁研究员负责了本书的审定工作。参加编著本书的人员都从事过制导雷达的研制，有着丰富的工程设计经验。因此，相信本书作为从事该领域工作的工程技术人员和高等学校研究生的参考书将是有益的。

在本书撰写过程中，雷达技术丛书的主编王小谟院士和张光义院士对本书的主要章节内容给予了指导。陆林根研究员和吴顺君教授在百忙中承担了本书的审

校工作，安洁在本书编著过程中负责了大量的组织工作，电子科学研究院的邱荣钦高级工程师、电子工业出版社的刘宪兰高级策划编辑和张濮编辑为本书的编辑出版付出了辛勤的劳动，特此表示感谢。

黄 槐
2006年9月

目 录

第 1 章 概论	(1)
1.1 概述	(2)
1.2 制导雷达发展回顾	(2)
1.3 武器系统的工作体制	(7)
1.3.1 指令制导	(7)
1.3.2 寻的制导	(8)
1.3.3 复合制导	(10)
1.4 防空导弹武器系统的任务及组成	(10)
1.4.1 目标指示雷达	(11)
1.4.2 跟踪制导雷达	(13)
1.4.3 指挥控制中心	(13)
1.4.4 数字通信系统	(14)
1.4.5 导弹发射控制车	(15)
1.4.6 导弹及其制导控制系统	(16)
1.5 防空导弹武器系统对制导雷达的要求	(22)
1.5.1 作战对象	(22)
1.5.2 雷达目标的散射特性	(26)
1.5.3 作战空域	(29)
1.5.4 作用距离	(30)
1.5.5 目标容量	(32)
1.5.6 精度	(32)
1.5.7 分辨率	(33)
1.5.8 反应时间	(33)
1.5.9 工作环境	(33)
1.5.10 可靠性	(35)
1.5.11 维修性	(36)
1.5.12 机动性	(37)
1.5.13 其他特殊要求	(37)

1.6 新一代制导雷达的展望	(38)
1.6.1 未来防空导弹武器系统对制导雷达的要求	(38)
1.6.2 新一代制导雷达的设计途径	(39)
参考文献	(41)
第2章 制导雷达系统的设计	(43)
2.1 概述	(44)
2.2 制导雷达系统的组成及设计特点	(44)
2.2.1 制导雷达系统体制的选择	(44)
2.2.2 雷达主要性能参数的选择	(45)
2.3 制导雷达系统对各主要分系统的要求	(51)
2.3.1 天线的参数要求	(51)
2.3.2 发射机的参数要求	(54)
2.3.3 接收机的参数要求	(57)
2.3.4 信号处理器的参数要求	(61)
2.3.5 雷达数据的处理	(77)
2.3.6 控制指令的计算 ^[6]	(81)
2.4 制导雷达的抗干扰性设计	(87)
2.4.1 无源杂波干扰	(88)
2.4.2 制导雷达的抗干扰技术	(96)
2.5 制导雷达的电磁兼容性设计	(108)
2.5.1 机内电磁兼容性设计	(108)
2.5.2 多雷达组成的制导雷达系统的电磁兼容性考虑	(110)
2.6 制导雷达性能的估算	(112)
2.7 制导雷达系统的仿真设计技术	(113)
2.7.1 制导雷达的数字式仿真技术	(113)
2.7.2 制导雷达的半实物仿真技术	(115)
参考文献	(117)
第3章 中近程防空导弹武器系统中的雷达	(119)
3.1 概述	(120)
3.2 目标指示雷达	(120)
3.2.1 目标指示雷达系统的技术性能指标	(120)
3.2.2 系统工作体制的选择及系统组成	(121)
3.2.3 系统性能的计算与分析	(128)
3.3 跟踪制导雷达	(132)

3.3.1	跟踪制导雷达系统的技术性能指标	(132)
3.3.2	跟踪制导雷达系统的组成及功能	(134)
3.3.3	跟踪制导雷达系统的工作过程	(138)
3.3.4	跟踪制导雷达的系统软件	(144)
3.3.5	主要分系统的组成及技术要求	(149)
	参考文献	(177)
第 4 章	中远程防空导弹武器系统中的跟踪制导雷达	(179)
4.1	概述	(180)
4.2	多目标相控阵跟踪制导雷达	(180)
4.2.1	任务及技术指标要求	(180)
4.2.2	多功能相控阵跟踪制导雷达的组成	(181)
4.2.3	工作过程	(182)
4.2.4	相控阵雷达的全空域工作	(185)
4.3	相控阵跟踪制导雷达主要分系统的设计	(187)
4.3.1	相控阵天线	(187)
4.3.2	相控阵雷达的波束控制	(201)
4.3.3	发射机	(203)
4.3.4	接收机	(212)
4.3.5	信号处理器	(212)
4.3.6	雷达显示控制系统	(219)
4.3.7	相控阵制导雷达的软件	(220)
4.4	新型固态有源相控阵跟踪制导雷达	(228)
4.4.1	固态有源相控阵雷达	(228)
4.4.2	反导技术中的关键问题	(231)
	参考文献	(242)
第 5 章	制导雷达系统的精度分析	(243)
5.1	概述	(244)
5.2	基本概念及定义	(244)
5.2.1	精度的定义	(244)
5.2.2	潜在精度	(244)
5.2.3	雷达精度分析中常用的概率分布函数	(246)
5.2.4	平稳随机过程	(249)
5.3	跟踪制导雷达的角度测量	(249)
5.3.1	相位比较单脉冲雷达的测角原理	(249)

5.3.2	幅度比较单脉冲雷达的测角原理	(250)
5.3.3	幅度比较单脉冲雷达的角误差信号提取	(251)
5.3.4	单脉冲雷达的角误差信号提取模型	(254)
5.3.5	单脉冲跟踪制导雷达的偏轴测量方法	(256)
5.3.6	单脉冲天线在角度测量中的特性	(258)
5.4	单脉冲跟踪制导雷达的角度测量精度	(261)
5.4.1	与雷达设备有关的误差	(261)
5.4.2	与目标有关的误差	(263)
5.4.3	坐标传递和工具方法误差	(265)
5.4.4	多路径误差	(266)
5.4.5	与电磁波传播有关的误差	(270)
5.4.6	干扰条件下的精度	(272)
5.4.7	角度测量误差的综合估计	(273)
5.5	多功能相控阵跟踪制导雷达的角度测量精度	(276)
5.5.1	天线单元的幅度和相位误差对指向精度的影响	(276)
5.5.2	数字式移相器的量化误差对指向精度的影响	(277)
5.5.3	移相器的频率和温度特性、驱动电路电压不稳定等因素的影响	(278)
5.5.4	相控阵雷达的角跟踪算法	(279)
5.6	跟踪制导雷达的距离测量精度	(279)
5.6.1	与雷达设备有关的误差	(281)
5.6.2	与目标有关的误差	(283)
5.6.3	与电磁波传播有关的误差	(284)
5.6.4	与雷达有关的传递误差	(285)
5.6.5	距离测量误差的综合估计	(286)
5.7	跟踪制导雷达的速度测量精度	(287)
5.7.1	与雷达设备有关的误差	(290)
5.7.2	与目标有关的误差	(291)
5.7.3	与电磁波传播有关的误差	(292)
5.7.4	工具方法引起的误差	(293)
5.7.5	速度测量误差综合估计	(293)
	参考文献	(294)
第6章	制导雷达结构的总体设计	(295)
6.1	概述	(296)
6.2	系统总体对雷达结构的要求	(296)

6.3	车载制导雷达的结构设计	(299)
6.3.1	电子设备的装载设计	(299)
6.3.2	装载设计的特点	(299)
6.3.3	总体布局设计	(300)
6.4	制导雷达系统的热设计	(301)
6.4.1	热设计的目的与定义	(301)
6.4.2	冷却方式的分类	(302)
6.4.3	冷却方案的选择	(303)
6.4.4	热设计的基本原则	(304)
6.4.5	设计方法及参数选择	(304)
6.5	结构设计中的仿真技术	(309)
6.5.1	三维动态仿真技术	(310)
6.5.2	CIMS 在结构设计中的应用	(311)
	参考文献	(312)
第 7 章	制导雷达的可靠性与维修性设计	(313)
7.1	概述	(314)
7.2	制导雷达的可靠性设计	(314)
7.2.1	可靠性模型	(314)
7.2.2	可靠性指标的分配	(317)
7.2.3	可靠性预计	(320)
7.3	制导雷达的维修性设计	(321)
7.3.1	维修性的定量指标要求	(322)
7.3.2	维修性指标的分配	(323)
7.3.3	维修性预计	(325)
7.3.4	维修性设计的基本准则	(326)
7.4	制导雷达的可靠性试验	(327)
	参考文献	(330)
第 8 章	制导雷达系统的试验技术	(331)
8.1	概述	(332)
8.2	制导雷达系统的性能测试及标定	(332)
8.2.1	主要分系统的性能测试	(332)
8.2.2	系统性能的标定	(336)
8.2.3	角跟踪系统的性能测试	(337)
8.2.4	控制指令的测试	(340)

8.2.5	数据传输系统的性能检查	(340)
8.2.6	红外位标器的性能测试	(340)
8.2.7	其他辅助功能的测试	(341)
8.3	精度检验飞行试验	(341)
8.3.1	雷达威力检查	(341)
8.3.2	跟踪典型目标的精度检验飞行试验	(342)
8.3.3	跟踪制导雷达的精度检验飞行试验	(346)
8.3.4	跟踪制导雷达试验的数据处理	(348)
8.4	跟踪制导雷达的可靠性评估	(356)
8.4.1	定时截尾试验法	(356)
8.4.2	序贯试验法	(357)
8.4.3	可靠性试验结果的处理方法	(359)
8.5	跟踪制导雷达的其他性能试验	(359)
	参考文献	(362)
附录 A	常用符号说明	(363)
附录 B	外文名词缩写对照表	(367)

第1章

概 论

1.1 概述

制导雷达系统是一种由各类探测、控制、数据传输、通信等设备集成的防空导弹武器系统中的地面设备。它的主要任务是：完成对来袭目标的探测、跟踪和识别，同时对拦截导弹实施全过程控制，直至摧毁来袭目标。制导雷达是防空导弹武器系统中的重要组成设备之一。防空导弹武器系统的工作体制决定了制导雷达的工作体制和组成，制导雷达可以由各种体制的雷达设备和光电设备组成。本章回顾了制导雷达的发展历史，介绍了防空导弹武器系统的制导方法及其组成，明确了制导雷达在武器系统中的地位和作用；然后提出了武器系统对制导雷达的设计要求，它是设计制导雷达时的依据；最后讨论了新一代制导雷达的作战对象和发展方向。

1.2 制导雷达发展回顾

防空导弹武器系统的发展已经历了 50 多年的历史。第二次世界大战结束后，中高空突防成为军事进攻的主要手段。为了解决反突防问题，美、苏两国开始研制拦截战略轰炸机、高空侦察机的防空导弹武器系统。苏联的 C-25 系统，作战高度为 1~32 km，作战半径为 3~24 km，目标速度为 420 m/s，其主要设计目的就是对付这一类目标。该系统采用指令制导体制。早期的 C-25 A/B 型系统的制导雷达有三个天线，其中的两个天线工作在 S 波段，波束宽度为 $2^{\circ} \times 10^{\circ}$ ，相互垂直安装，通过机电扫描方式获得 $10^{\circ} \times 10^{\circ}$ 的空域，波束扫描频率为 25 Hz；另一个工作在 L 波段，采用抛物面天线，发射控制导弹飞行所需的指令。为了改善系统的抗干扰性能，发展了多种型号的 C-25 系统。图 1.1(a) 所示为改进后的 C-25 D/E 型系统。它的制导雷达在 C-25 A/B 型的基础上加装了两个抛物面天线，用于发射两种频率的照射信号，在跟踪状态下能隐蔽波束扫描的频率，有“抗角度欺骗”干扰的能力；安装在侧旁的抛物面天线用于发射控制导弹的指令。图 1.1(b) 所示为另一种改进型 C-75 系统。该系统用于中低空防空，它的制导雷达工作在 X 波段，能拦截散射截面为 2 m^2 、飞行速度为 700 m/s 的各种飞机，其作战半径为 3~25 km，作战高度小于 20 km；该系统增加了电视跟踪设备，用于探测仰角低于 1° 的目标，系统有多种制导方式，能适应不同作战空域；和 C-25 系统相比，该系统主要改善了制导雷达的低空性能。



(a) 苏联的C-25 D/E系统



(b) 苏联的C-75系统



(c) 美国“霍克”系统的目标指示雷达



(d) 美国“霍克”系统的照射雷达

图 1.1 典型的防空导弹武器系统

美国研制的“霍克”防空导弹武器系统,采用全程被动寻的制导体制,由一部目标指示雷达(见图 1.1(c))、一部跟踪雷达和一部大功率连续波照射雷达(见图 1.1(d))组成。目标指示雷达原型机 AN/MPQ35 工作在 D 波段,对散射截面为 1 m^2 的目标的作用距离约为 70 km ,信号处理具有运动目标显示(Moving Target Indicator, MTI)的功能。为了改善低空性能,还采用了一部工作在 J 波段的连续波雷达 AN/MPQ39,它的作用距离为 $55\sim 65\text{ km}$ 。该系统作战高度为 $30\text{ m}\sim 18\text{ km}$,作战半径为 $2\sim 40\text{ km}$,能拦截速度小于 700 m/s 的中低空飞机。表 1.1 所示为 20 世纪 50 年代典型的防空导弹武器系统中的雷达。

20 世纪 60 年代末期,利用地形掩护实施低空、超低空突防成为了空袭兵器的主要手段;与此同时,西方各国开展了低空、超低空防空导弹武器系统的研制。到 20 世纪 70 年代,出现了一些先进的低空近程防空导弹武器系统,典型的代表有法国的“响尾蛇”系统、德国的“Roland”系统。它们的作战半径为 $1\sim 8.5\text{ km}$,作战高度为 3 km 。在这些系统中,制导雷达采用了多传感器的光电复合制导体制。例

如,“响尾蛇”2000型系统的制导雷达工作在Ku波段,该系统采用单脉冲体制的跟踪制导雷达和电视跟踪设备,雷达采用频率分集等技术来提高系统的抗干扰能力,对散射面积为 1 m^2 的目标,雷达的跟踪距离为18 km。为了对付多批次多目标的攻击,系统用一部搜索/目标指示雷达提供目标信息。该雷达采用脉冲多普勒体制,工作在S波段,可同时监视30个空中目标,精跟踪12个目标;能自动进行威胁判断,将要拦截的目标指定给3~4部跟踪制导雷达,对多方向来袭的目标实施拦截;目标指示雷达的输出数据率为 1 s^{-1} ,雷达对散射截面为 1 m^2 的的目标的作用距离为20 km,改善因子可达55 dB,能在强地杂波的背景中检测出目标。

表 1.1 20世纪50年代典型的防空导弹武器系统中的雷达

性 能	C-25	C-75	AN/MPQ35	AN/MPQ39
作用距离(km)	75	30	70	55
目标散射截面(m^2)	10	2	1	1
工作频段	S	X	D	J
工作体制	机电扫描	机电扫描	两坐标	连续波
天线增益(dB)	32	2	—	—
波束宽度($^\circ$)	1.5×7.5	1×7	..	-
发射机功率(kW)	600	100	—	—
重复频率(Hz)	900,2070	800,3600
脉冲宽度(μs)	0,2,1,2	—	—	..
信号处理	—	MTI	MTI	MTI
测角精度($'$)	1~2	1~2	—	—
目标数	1	1
用途	跟踪制导	跟踪制导	目标指示	照射目标
研制国别	苏联	苏联	美国	美国

在“响尾蛇”2000型的基础上,法国汤姆逊公司又研制了“响尾蛇”3000型系统,其中的跟踪制导雷达,增加了对运动目标跟踪的功能。图1.2(a)和图1.2(b)所示为“响尾蛇”2000型系统,图1.2(c)所示为改进后“响尾蛇”3000型系统的目标指示雷达,测距精度由200 m提高到80 m。图1.2(d)所示为20世纪90年代中期研制的“响尾蛇”NG(5000)型系统,该系统将目标指示雷达和跟踪制导雷达集成在一台车上,可在行进中完成对目标的捕获、跟踪和导弹发射,大大地缩短了系统的反应时间,提高了作战效率。同类的产品有俄罗斯的Top-M1系统(见图1.3)。

该系统的目标指示雷达工作在 C 波段,仰角采用频率扫描多波束体制,对散射截面为 1 m^2 的目标的作用距离为 35 km ,改善因子可达 45 dB ,能在强杂波背景下检测出目标。该系统的跟踪制导雷达采用有限扫描相控阵技术,电扫描空域为 $\pm 7.5^\circ$,对散射截面为 0.1 m^2 的目标的作用距离为 19 km ,可以同时制导 2 枚导弹射击 2 个目标;跟踪制导雷达具有 4 维坐标测量的能力。



(a) 2000 型系统



(b) 2000 型系统



(c) 3000 型系统中的目标指示雷达



(d) NG (5000) 型系统

图 1.2 法国的“响尾蛇”系统



图 1.3 俄罗斯的 Top-M1 系统

20世纪80年代初期,隐身飞行器的出现大大地降低了防空导弹武器系统的作战效能。为此,美国和苏联研制了新的防空导弹武器系统:“爱国者”PAC-1和C-300 ПМВ。在这些系统中,制导雷达采用了多功能相控阵技术,提高了武器系统对付多目标的能力。

美国的PAC-1系统,作战距离为80~100 km,作战高度为300 m~24 km,采用程序加指令和TVM(Track Via Missile)复合制导。PAC-1系统中的制导雷达AN/MPQ53工作在C波段,雷达对散射截面为 10 m^2 的目标的作用距离为150~160 km,发射功率为600 kW,天线增益为38 dB,波束宽为 2° ,在方位角上的电扫描范围为 120° ,仰角的电扫描范围为 82.5° ,阵面架设倾角为 22.5° (法向)。雷达的抗干扰技术主要有:频率捷变、运动目标检测(Moving Target Detection, MTD)、副瓣对消、恒虚警率(Constant False Alarm Rate, CFAR)等。据报道,在海湾战争中该系统成功地拦截了伊拉克的“飞毛腿”近程地-地战术导弹。和以上相似的系统还有美国的舰载防空导弹武器系统“宙斯盾”,其雷达工作在S波段,作用距离为320 km,发射机输出功率为3.5 MW,天线有4480个单元,信号处理采用MTI/MTD技术。

苏联研制的C-300 ПМВ-1系统也采用了TVM的制导方法,对飞机目标的作战半径为5~150 km,对地-地弹道导弹的最大拦截距离为40 km,目标飞行高度为100 m~27 km,目标最大飞行速度为10000 km/h;系统可同时跟踪6个目标,制导12枚导弹同时拦截6个目标。系统中的雷达工作在X波段,发射机采用了“多注速调管”,可发射高重复频率波形,相控阵天线单元总数约为10000个,波束控制采用圆极化互易式铁氧体移相器;雷达有优良的抗地物杂波能力,系统的改善因子可达70 dB。

以上系统的共同特点是采用了相控阵技术,具有多目标作战能力,代表了20世纪80年代初期防空导弹武器系统的水平。

海湾战争后,人们注意到在未来战争中地-地战术导弹的攻击将是最大的威胁,因此,对以上系统进行了改进,发展了能拦截各类飞机并兼有拦截地-地战术导弹功能的系统。这些系统对雷达的主要改进是增加了威力,使其具有拦截近程地-地战术导弹的能力,代表型号是俄罗斯的C-300 ПМВ-2系统和美国的“爱国者”PAC-2系统,它们能够拦截各类空中目标,包括隐身飞行器、巡航导弹和射程在500 km以内的地-地战术导弹。其中,C-300 ПМВ-2的拦截距离为40 km,PAC-2的拦截距离为20 km。这些系统代表了20世纪90年代防空导弹武器系统的水平,图1.4所示为这些系统中的制导雷达。



(a) 俄罗斯的 C-300 系统



(b) 俄罗斯的 C-300 ПИМВ-2 系统



(c) 美国的“爱国者” PAC-2 系统



(d) 美国的“爱国者” PAC-3 系统

图 1.4 20 世纪 90 年代典型防空导弹武器系统中的制导雷达

1.3 武器系统的工作体制

防空导弹武器系统采用的制导控制方法和制导雷达的设计有十分重要的关系,常用的制导方法有波束制导、指令制导、寻的制导和复合制导。波束制导是一些早期的防空导弹武器系统采用的方法,如美国的“小猎犬”、“黄铜骑士”等型号。它通过地面雷达向目标发射一个调制信号,当导弹发射进入雷达波束后,弹上接收设备解调该信号获得偏离波束中心的角误差信息,导弹利用这一信息控制导弹飞向目标。这种方法的优点是设备简单,但波束制导的导引方法采用三点法,因此导弹的机动性能受到限制。此外,波束制导的抗干扰能力差,很容易被敌人干扰而导致拦截失败,因此现在的防空导弹武器系统已不采用该方法。

1.3.1 指令制导

指令制导是防空导弹武器系统常用的一种制导技术,它的特点是弹上设备配

置比较简单,但要求地面雷达有较高的相对偏差测量精度,因此它比较适合应用于射程小于 50 km 的防空导弹武器系统。举例来说,如果制导雷达测量目标与导弹相对角偏差的精度为 0.2 mrad,那么制导导弹在遭遇点的线偏差将是 10 m,当导弹的战斗部杀伤半径为 30 m 时还能保证有效的拦截。随着作战距离的增加,要求制导精度成比例地提高,因此指令制导不适合用于中远程的防空导弹武器系统。根据被拦截目标的距离和导弹允许的过载能力,指令制导通常采用不同的导引方法,一般包括三点法、前置法、半前置法,不同的方法要求雷达提供不同的测量参数。当采用前置法或半前置法制导时,要求雷达输出目标的角速度,用来计算制导指令的前置量。采用指令制导的典型系统有苏联的 C-25 系统,它的制导雷达有 $10^{\circ} \times 10^{\circ}$ 的电扫描空域,通过顺序波瓣扫描能同时测量目标与导弹的相对角度偏差,利用测量到的目标与导弹相对角偏差形成制导指令,引导导弹拦截目标。法国的“响尾蛇”系列和德国的“Roland”等中近程防空导弹武器系统也采用了指令制导方式对导弹进行控制。图 1.5 所示为我国的低空近程防空导弹武器系统,它由 1 部目标指示雷达和 3 部跟踪制导雷达组成,跟踪制导雷达采用无线电指令制导方法,每部跟踪制导雷达车可携带 4 枚导弹,在拦截目标时可同时发射两枚导弹攻击同一目标,以便获得高命中概率。



图 1.5 我国的低空近程防空导弹武器系统

1.3.2 寻的制导

寻的制导由安装在弹上的“导引头”、指令形成装置和控制执行装置组成。在地面雷达给出目标的指示信息后,安装在弹上的导引头能够自动完成对目标

的跟踪、测量,形成制导控制指令,控制导弹飞向目标。这种制导方法的主要特点是制导精度高,且与射程无关。但是,由于弹上空间和重量的限制,导引头的作用距离不可能太远。对于中远程防空导弹武器系统,还必须和中段指令制导相配合,当导弹与目标的距离满足导引头截获距离时再转入寻的末制导。根据弹上导引头接收信号的特点,寻的制导分为主动寻的制导和被动寻的制导。主动寻的制导的导引头是一部安装在导弹上的制导雷达,因此,当导弹上的制导雷达完成截获目标后,就能自主控制导弹飞向目标。被动寻的制导在整个拦截过程中需要地面照射雷达向目标发射信号,使导引头接收到目标的回波,以形成控制指令控制导弹飞向目标。

1. 被动寻的制导

被动寻的制导体制由于制导精度高,设备相对简单,在防空导弹武器系统中得到了广泛应用。例如美国的“海麻雀”、改进型“霍克”,苏联的 SA-6 和 SA-11,以及意大利的“Aspide”等系统都采用了雷达被动寻的体制。这种体制的特点是:地面制导雷达系统中除了目标跟踪雷达之外,还需配备大功率的照射雷达;目标跟踪雷达指示照射雷达向目标发射信号,安装在弹上的导引头接收到目标散射的回波后锁定目标,对导弹进行制导。为了解决多目标环境下的作战问题,美国的“宙斯盾”武器系统采用了相控阵雷达完成对多目标的跟踪测量,由多部大功率的照射雷达对目标进行照射。在设计上有时也可以将跟踪系统与照射器合在一起,成为一部对目标进行跟踪、照射的雷达;但在波形设计上要满足导引头的需求,如俄罗斯的 C-300系统和美国的“爱国者”系统。

2. 主动寻的制导

主动寻的制导在导弹发射后,导引头截获目标并转入正常跟踪状态,不需要地面制导雷达提供目标信息。它的主要特点是:地面制导雷达简单,能拦截多目标,但由于弹上空间体积的限制,末制导雷达的作用距离受到限制,要和其他制导方式复合使用。典型的系统是美国的 PAC-3 系统,它采用毫米波导引头,能直接命中目标,并具有拦截近程地-地战术弹道导弹的功能;地面雷达采用一部多功能相控阵雷达,完成多目标搜索、跟踪、导弹截获和中制导的任务。

1.3.3 复合制导

对于中远程的防空导弹武器系统,由于要求的作战空域大、射程远,如果采用指令制导方法将不能满足制导精度的要求。虽然寻的制导精度不受距离的限制,但导弹上制导雷达的作用距离不能满足远程作战的要求,因此不能单独使用。复合制导将导弹的拦截过程分为3个阶段:初制导、中制导和末制导。初制导和中制导一般采用指令制导,末制导采用主动寻的制导或被动寻的制导。究竟选用什么方案,要根据武器系统的具体情况和技术的可行性来决定。复合制导综合了指令制导和寻的制导的优点,但这种组合的方法并不是简单地相加。

新型防空导弹武器系统将现代雷达技术、信息技术、计算机技术和现代导弹自动控制技术集成起来,实现了高效率、对抗多目标、大空域的作战。20世纪80年代装备的中远程防空导弹系统有两种复合制导体制:一种是将指令修正的捷联惯性导航作为中制导的制导系统,美国的“宙斯盾”舰载防空系统采用“标准-2”中程导弹就属于此类系统;另一种体制是遥控指令中制导加上TVM制导。TVM实际上也是一种被动寻的制导,它通过弹上导引头接收目标反射的制导雷达照射信号,然后将获得的目标信息发回地面,经过地面站将这些信息与地面雷达直接测量的目标和导弹的信息综合处理,形成制导修正指令后再发到导弹上,控制导弹飞向目标。这种复合体制解决了远射程指令制导对雷达测量精度要求过高的难题,同时通过综合利用弹上和地面的测量信息改善了制导系统性能,使系统有较好的抗干扰能力。

1.4 防空导弹武器系统的任务及组成

防空导弹武器系统的组成与其要完成的任务有关,按照它们的防御空域可分为中近程防空导弹武器系统和远程防空导弹武器系统。远程防空导弹武器系统的典型代表有美国的“爱国者”系统和俄罗斯的C-300系统。“爱国者”系统的每个火力单元由1部相控阵雷达(AN/MPQ53),1个指挥控制站和8个装有4枚导弹的导弹发射车组成。在发射车上共有32枚导弹可供发射以同时拦截多个目标,采用TVM制导可同时制导6枚导弹拦截3个目标,射程为70 km。图1.6所示为“爱国者”PAC-3防空导弹武器系统的组成。

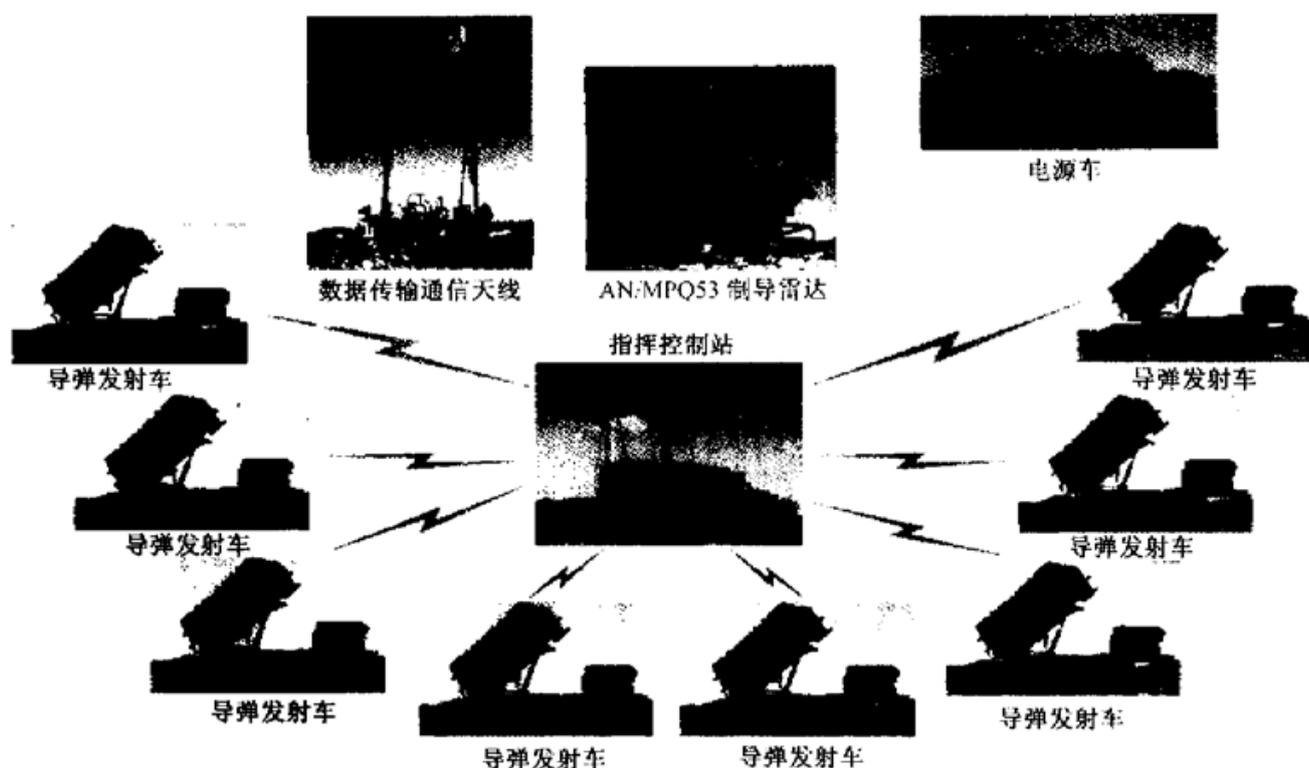


图 1.6 “爱国者”PAC-3 防空导弹武器系统

俄罗斯的 C-300 ПМУ 系统的每个火力单元包括 1 部相控阵雷达,负责完成探测、照射和制导功能,同时配置 1 部目标指示雷达 83M6E(见图 1.7(f)),负责向制导雷达提供对来袭战术地-地导弹的目标指示。在与制导雷达同一辆车的底盘上,还装备有作战指挥设备和供电设备,可控制 8~12 辆导弹运输发射车,每辆车上装有 4 个发射筒,每个筒内装有 1 枚导弹。系统可同时制导 12 枚导弹拦截 6 个目标,最大射程达 70~90 km。图 1.7 所示为 C-300 武器系统的各组成部分。为了有效地拦截低空突防目标,制导雷达可以通过升降塔升高到离地面 20 m 的高度上,图 1.7(e)所示为雷达架设在升降塔上的情况。

1.4.1 目标指示雷达

目标指示雷达的功能是在较大的作战空域内监测目标,尽早发现来袭目标,并向拦截作战火力单元提供警报信息和目标指示,以便后者能及时做好战斗准备。制导雷达在有目标指示的情况下可以更快地截获并跟踪目标,缩短作战反应时间。在对付密集攻击的多批目标的作战情况下,要求目标搜索指示系统具有边搜索边跟踪目标的能力,向多个火力单元分配目标指示信息,组织火力协同,提高防空作



(a) 多功能制导、照射雷达



(b) 制导雷达升降塔



(c) 指挥控制中心



(d) 勤务车



(e) 装有4枚导弹的发射架



(f) 目标指示雷达 83M6E

图 1.7 C-300 防空导弹武器系统

战效率。目标搜索指示系统可由一部或多部雷达组成,也可以由防空体系的预警雷达网通过指挥控制中心直接提供预警和目标指示信息,但必须满足跟踪制导雷达要求的指定精度和数据率。典型的例子有美国改进型“霍克”地空导弹系统,它配有一部脉冲目标指示雷达 AN/MPQ50 和一部连续波目标指示雷达 AN/MPQ48。前者用于探测中高空目标,工作在J波段,能在严重地物杂波干扰环境下探测低空飞行目标。它们在搜索发现目标后,将目标信息经信息协调中心处理后传送给跟踪制导雷达。法国的“响尾蛇”低空近程地-空导弹系统配有搜索

指挥车,采用 E 波段脉冲多普勒雷达,能边搜索边跟踪,可以监视 30 个目标,并对其中的 12 个目标进行跟踪,为 4 部发射制导雷达车提供目标指示信息。

1.4.2 跟踪制导雷达

根据武器系统不同的要求组成跟踪制导雷达系统。例如,“响尾蛇”、“Roland”等近程地-空导弹系统采用单脉冲跟踪雷达,“长剑”地-空导弹的基本型采用光学瞄准跟踪系统,改进型也增加了单脉冲跟踪雷达。苏联的 C-25 中程地-空导弹系统的制导雷达采用机电扫描体制,在 $10^{\circ} \times 10^{\circ}$ 的空域内可同时跟踪目标与导弹,测量它们的相对坐标,测量角度的精度可达到 $1' \sim 2'$ 。20 世纪 80 年代的新一代中远程防空导弹系统采用相控阵雷达,能够在大的作战空域内同时制导多枚导弹,拦截多个目标,大大提高了系统的作战效能,美国的“爱国者”系统和俄罗斯的 C-300 ПМУ系统都采取了这种体制。在这种系统中,雷达测量通常采用绝对坐标制。跟踪制导雷达除了完成对导弹的制导外,还要完成拦截效果的评估任务。

1.4.3 指挥控制中心

指挥控制中心的主要任务是完成武器系统的状态控制及空情分析,对武器系统的状态进行监视和对武器系统的作战方案进行决策。

1. 状态控制

防空导弹武器系统的状态通常分为展开、战斗准备、战斗、撤收和行军 5 种。战斗准备状态又可分为三等准备、二等准备、一等准备(或紧急准备)状态。防空导弹武器系统平时一般处于三等或二等准备状态。在预警雷达发现入侵的空中目标,认定危险目标可能进入预定的防空导弹武器系统的作战空域时,由上级指挥系统的指挥员宣布进入一等战斗准备状态。防空导弹武器系统进入一等战斗准备状态后,目标指示雷达应开机,制导雷达(或其他搜索和制导设备)处于可以随时开机的状态,开机时间取决于对首批目标的射击条件。从目标指示雷达(或其他搜索设备)发现目标开始,武器系统就进入战斗状态。在战斗状态下,一部分导弹处于待发状态,另外一部分导弹根据空情态势可以处于不同状态。防空导弹武器系统战斗准备状态等级的划分,以及导弹状态的划分,对于不同型号的系统并不完全相同,但都需要根据空情态势进行控制。

2. 空情分析

空情分析的结果是决策指挥的依据,决策指挥的正确性在很大程度上决定于空情分析的正确性。空情分析的主要内容是:对各种不同途径获得的目标信息进行相关处理后形成航迹,用敌我识别器对目标进行询问,对目标属性进行识别,判断入侵目标的性质和攻击的意图,用雷达测量结果对目标类型(直升机、飞航式导弹、弹道导弹)进行识别判断,判断威胁程度的等级,如紧急目标、非紧急目标,根据判断对目标的危险程度进行排序处理,分析的结果在显示控制台上显示,提供给指挥员做出决策。

3. 状态监视

武器系统的状态监视用于表征武器系统在不同工作状态下运行的情况,它可以显示各分系统的工作是否正常、制导雷达的工作状态、发射装置中导弹的数量和待发导弹的序号等。状态监视是指挥员进行作战指挥的重要手段之一。

4. 决策指挥

决策指挥包括:拦截排序、火力分配、拦截方案(作战方案)、决策支援、态势显示等。重大决策一般由人工干预,指挥控制设备只提供不同方案的比较,作为决策支援。表 1.2 所示为“爱国者”系统拦截来袭飞机的作战过程,其中, $T_0, T_1, T_2, \dots, T_8$ 表示完成每一个任务阶段所需要的时间。

表 1.2 “爱国者”系统执行任务的过程

6 枚导弹拦截 6 个目标						制导雷达截获、跟踪		
杀伤评估	引信启动	制导 2	制导 1	自主导引	发射导弹	AN/MPQ53 跟踪	AN/MPQ53 搜索	雷达 预警
T_8	T_7	T_6	T_5	T_4	T_3	T_2	T_1	T_0
10s	5s	10s	—	3s	10s	5s	20s	150s

1.4.4 数字通信系统

防空导弹武器系统中的通信系统由设在各作战车上的通信终端设备和有线、无线信道组成,包括语音通信和数据传输。它既要满足系统内各组成设备安全可靠、不

间断地传递指挥命令和控制指令的需要,也要考虑与友邻和上级指挥控制中心沟通联络的需要。防空导弹火力单元内部的通信信道一般是有线与无线通信并用,有线通信采用电缆或光缆传输,信道质量和保密性好,但存在着布线费事、易损坏等缺点,不利于机动作战。无线通信采用 VHF、UHF 电台,便于机动转移,并且在采用跳频、扩频、保密数字化通信等技术后,在保密和抗干扰方面性能也有很大提高。

1. 通信与信息传输的基本内容

准备状态的通信主要包括:武器系统内部的语音通信,武器系统与外部的语音通信和与上级指挥中心的信息传输;战斗状态的通信主要包括:武器系统内部各种设备及各作战分系统之间的语音通信,数字或模拟信号的传输,武器系统与外部的语音通信,防空信息的双向传输等。

2. 对通信和信息传输能力的要求

在防空导弹武器系统中,对发射阵地设备内部的通信和信息传输的基本要求是:适时、可靠、保密和抗干扰,指挥控制和制导控制的信息传输要实时准确,数据格式要符合系统的需要,并应具有自动纠错的能力。

由于防空导弹武器系统发射阵地设备之间的距离比较近,为了通信可靠,通常语音通信和信息传输不使用同一信道。武器系统内部的语音通信通常采用有线电话和无线电话。武器系统内部的信息传输、武器系统与外部的信息传输,广泛应用数字通信,以适应组网的需要。

1.4.5 导弹发射控制车

导弹由设计的发射程序自动控制发射,导弹的发射过程包括导弹进入发射准备直到导弹飞离发射装置的整个过程。发射控制系统的设计必须保证导弹能在规定的时间内按预定的逻辑程序完成各项准备动作,使导弹按给定的发射条件准确、安全地发射出去。发射控制系统的设计还要考虑到出现发射故障时的应急处理程序,以确保阵地设备和人员的安全,满足连续作战的需要(例如自动转入另一枚导弹的发射等)。

发射装置是用于支撑和发射导弹的专用设备,它的主要功能是:发射前和其他设备一起完成对导弹的检查、测试、参数设置、调转和瞄准等发射准备工作,发射后与运输装填车一起迅速完成再装填任务。

防空导弹的发射装置类型很多,因发射方式不同设计各异,有的称为发射架、发射器或者发射车。就其功能部件的组成来说,一般要有支撑导向部件(发射臂、发射筒)、瞄准机构、回转基座、发射控制设备和行驶装置(自行或拖挂)等几个部分。

按导弹发射时的姿态划分,典型的发射设备有倾斜发射和垂直发射两类。倾斜发射装置,如美国“爱国者”系统的发射车,每辆发射车上装有4枚导弹,导弹的储运箱(即发射箱)在发射时采取仰角为 38° 的固定角度发射,在方位上可进行 360° 的随动回转,全车重量为30吨。垂直发射装置,如美国为“宙斯盾”系统研制的MK41发射装置,它是由8个导弹发射筒组成一组的单元式垂直发射装置,具有自己的一套发射控制和安全保障系统,可根据需要进行组装,用于“标准-2”舰空导弹的垂直发射。俄罗斯C-300系统的“四联装”发射车(见图1.7(c))也采用导弹储运发射筒垂直发射方案,它的特点是冷发射,导弹推出筒后再点火,发射箱可以多次使用。

有的防空导弹武器为实现高机动性能,将导弹、制导雷达、导弹发射架集成在一辆发射车上,例如,法国“响尾蛇”系统的轮式制导发射车装有4枚导弹,法国“Shahine/Sica”系统的履带式制导发射车装有6枚导弹。这种自行式“多联装”导弹发射车使系统具备快速反应能力,并且能连续发射多枚导弹。

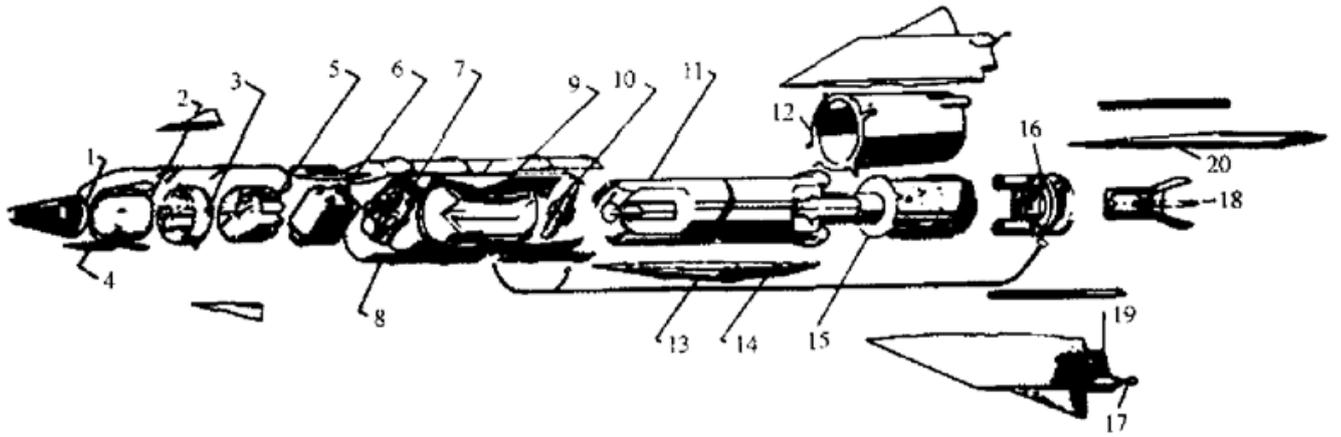
1.4.6 导弹及其制导控制系统

导弹由动力系统、制导控制系统、稳定控制系统、引信战斗部系统、弹上供电系统组成,图1.8所示为“响尾蛇”系统中的导弹结构。在这些设备中,和制导有关的部分主要是制导控制系统,下面讨论导弹上制导控制系统的组成和作用。

1. 遥控指令制导系统

遥控指令制导系统由地面制导雷达系统和弹上制导控制设备组成。典型的无线电遥控指令制导系统有苏联的C-25系统和法国的“响尾蛇”系统。“响尾蛇”系统的作用原理图如图1.9所示。

当地面制导雷达系统的制导雷达测出目标和导弹的位置及运动参数后,送入指令形成装置,按选定的制导方法形成控制指令,通过地面指令发射机发射,并经无线通道传送到导弹上的接收机;接收机接收后再经译码器译码处理形成相应的



- 1—近炸引信 2—换流器 3—偏航俯仰伺服机构 4—偏航俯仰控制翼 5—电池
 6—自动驾驶仪控制组合 7—仪表组合 8—舱体 9—战斗部标准 10—安全引爆机构
 11—固体火箭发动机 12—尾段 13—伸缩翼 14—滚动控制副翼 15—遥控接收应答机
 16—滚动伺服电动机 17—天线 18—喷管 19—带天线的尾翼 20—带滚动控制翼的尾翼

图 1.8 “响尾蛇”系统中的导弹结构

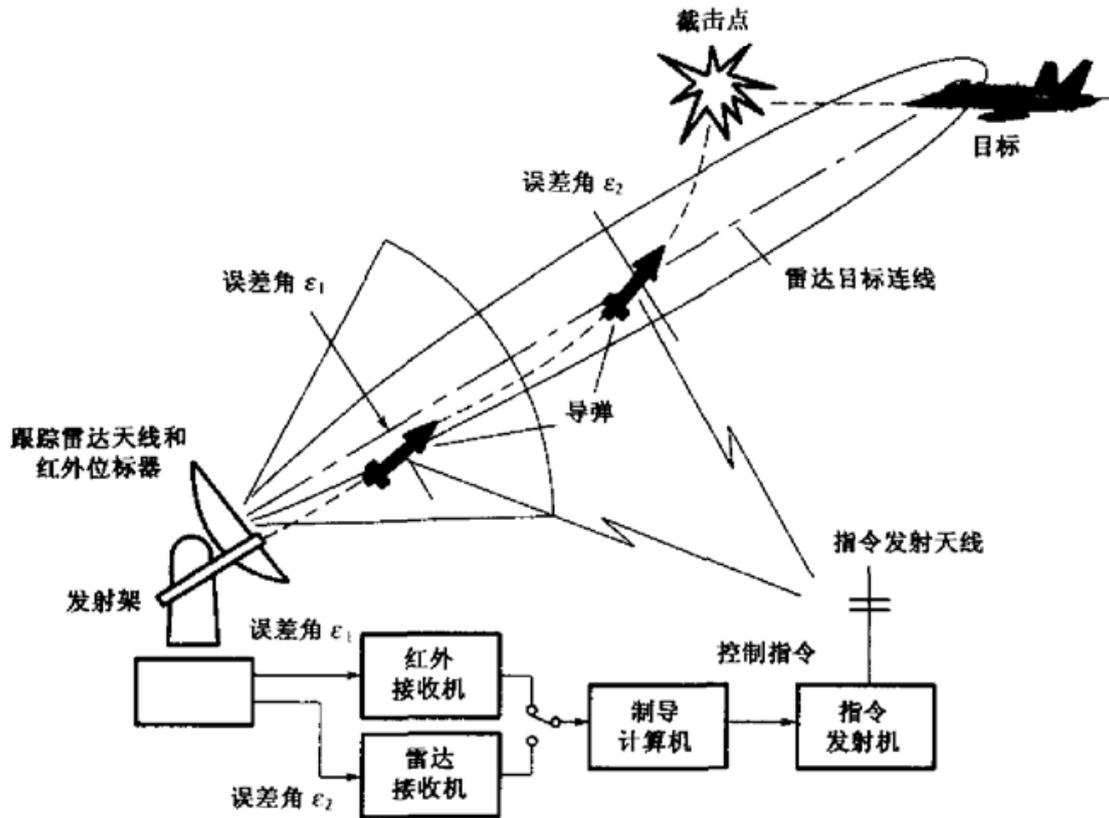


图 1.9 法国“响尾蛇”系统的遥控指令制导系统作用原理图

控制信号,送入稳定控制系统;稳定控制系统接收控制信号控制导弹沿选定的弹道飞行。制导系统的功能原理如图 1.10 所示。

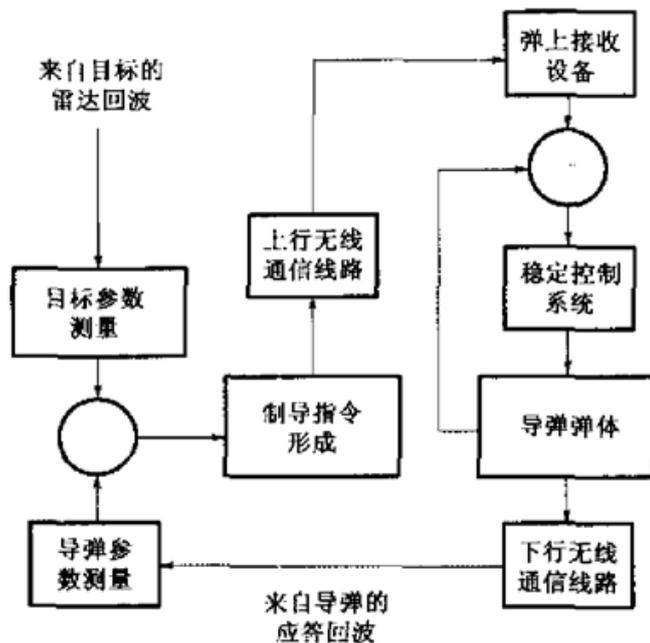


图 1.10 制导系统功能原理图

遥控应答系统与地面制导雷达、遥控发射机、稳定控制系统共同完成导弹识别、定位、制导等功能。遥控应答系统的作用是：接收地面遥控发射机发送来的导弹地址码，并与导弹预置地址码进行比较，以达到识别导弹的目的。当接收到的导弹地址码与预置的地址码相同时，由导弹地址译码器输出脉冲触发应答发射机，发回应答信号，完成应答任务。地面制导雷达接收到应答信号后，测出导弹距离、角偏差信号，在地面计算机中形成指令码，由遥控发射机发送微波指令码，弹上接收机接收到指令码后进行译码和数模转换，形成俯仰、偏航指令值，送到稳定控制系统，完成制导任务。

遥控应答系统由遥控接收机、译码器、应答机、接收天线和应答天线组成。遥控应答系统的主要技术指标有：接收机灵敏度，接收机动态范围，自动增益控制电路的反应时间，接收机、中频放大器和视频放大器的带宽和接收机的噪声系数等。导弹上的接收机灵敏度表示能接收最小信号的能力，为了保证导弹遥控指令通路有良好的抗干扰性，接收机灵敏度不能太高，一般不超过 -65 dBm 。接收机的动态范围主要由询问距离范围，中频放大器及视频放大器的增益变化，以及弹体姿态变化引起遥控接收天线的增益变化等因素确定。接收机自动增益控制通常采用简单的负反馈电路，时间常数一般在 $0.1 \sim 0.36 \text{ s}$ 之间。

应答机的主要技术指标包括：应答功率、应答信号频率稳定度、应答脉冲波形参数的分布等。

2. TVM 制导系统

TVM 制导系统是通过导弹跟踪目标并获得目标信息,从而实现制导的系统。典型代表是美国的“爱国者”系统,其工作原理如图 1.11 所示^[3]。地面相控阵雷达发射线性调频脉冲对目标进行跟踪照射。为了提高系统的抗干扰能力,雷达发射用于跟踪目标的信号的频率与用于照射导弹的信号频率是不同的。目标反射的相控阵雷达发射的照射信号,一路直接到达相控阵雷达,由相控阵雷达主天线接收,通过处理获得目标的坐标位置参数;另一路被弹上导引头接收,获得目标的坐标位置参数后通过 TVM 下行线转发到地面,由相控阵雷达 TVM 接收天线接收,在地面进行处理,提取导引头测量的目标有关信息。地面信息处理系统将相控阵雷达直接测得的目标坐标位置参数与通过导引头转发下来间接测得的目标信息进行相关处理,按照选定的制导规律,形成导弹控制指令,再由相控阵雷达天线主阵,通过 TVM 上行线送给导弹,由弹上接收机接收处理后送给稳定控制系统,控制导弹按期望的弹道飞向目标。

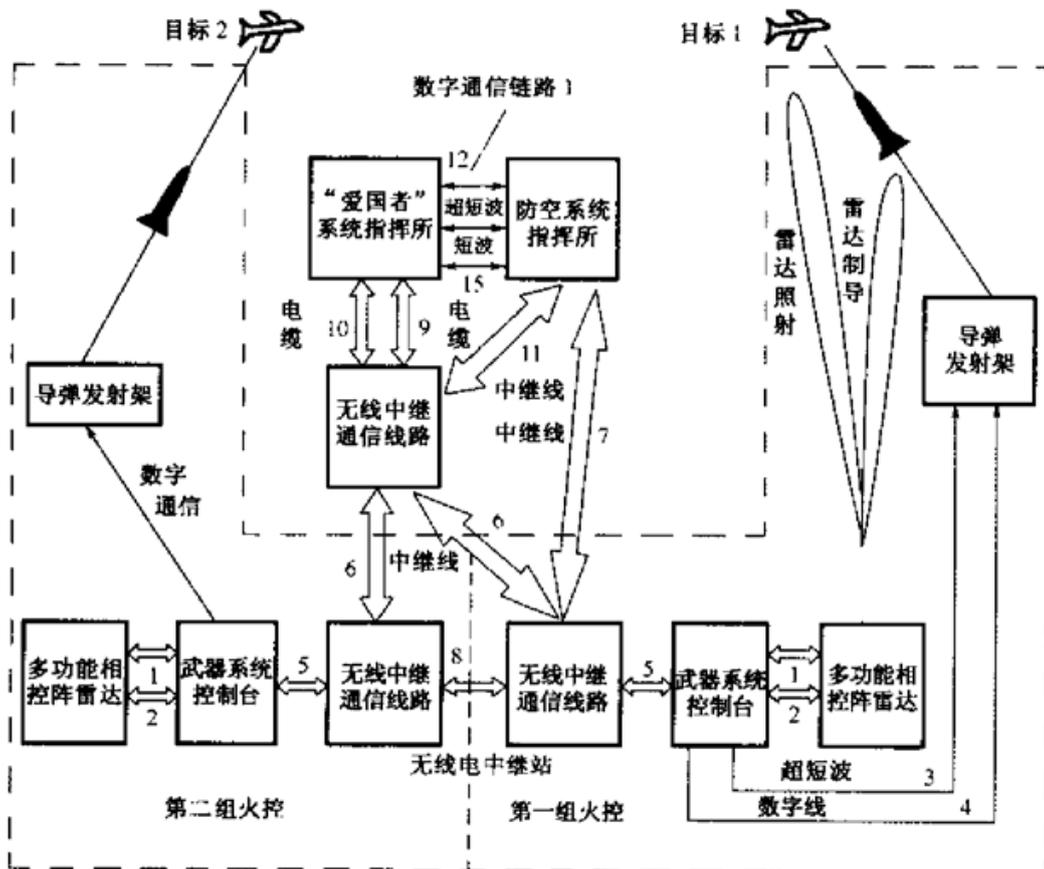


图 1.11 “爱国者”系统的组成和信息流程

地面设备包括相控阵雷达的主天线阵、TVM 阵、TVM 接收机、TVM 信号处理器、控制指令形成装置、指令发射装置等部分。相控阵雷达主天线阵在作战时有 4 种功能：在作战空域内进行搜索监视、跟踪来袭目标和导弹、向导弹发射控制指令、在 TVM 制导段对目标进行照射。TVM 阵用来接收 TVM 下行线的信号，在下行线信号中，有导引头的信号、目标相对弹上惯性基准的“俯仰”和“偏航”信号及测角误差信号。根据 TVM 下行线导引头测得的目标信息和主天线直接测得的目标信号，以及导弹信息，按制导规律形成导弹控制指令，再经相控阵雷达主天线阵，发射给导弹，实现控制导弹飞行。

TVM 制导系统的弹上部分主要由导引头、弹载发射机、指令接收机等设备组成，导引头由天线、惯性稳定基座、带有速率陀螺与力矩马达的万向支架，以及负责控制与信号处理的各种电子设备组成。上行线包括电源、发射机和 4 个上行线天线。上行线在弹上部分由 2 个指令接收天线和 1 个指令接收机组成，2 个指令接收天线安装在导弹尾部。

TVM 制导系统是“半主动”寻的制导方式的变型，它保持了半主动寻的制导的优点，但也没有根本克服半主动寻的制导系统的缺点。TVM 制导具有寻的制导精度高的特点，而且不随武器系统作用距离的增加而降低。TVM 制导系统的控制指令是由相控阵雷达直接测得的目标坐标位置参数与通过导引头转发下来间接测得的目标信息进行相关处理后形成的，因此有较强的抗干扰能力。

3. 寻的制导系统

寻的制导系统是用弹上设备形成控制指令实现制导的系统。弹上导引头提供目标运动参数，形成控制指令，控制导弹飞向目标。寻的制导系统有主动寻的和被动寻的（即半主动寻的）两大类。寻的制导系统具有“发射后不管”的能力，这种特性使得它在防空导弹上被广泛采用。由于导弹结构尺寸和重量的限制，寻的制导系统的作用距离也受到了限制。因此，在中远程防空导弹武器系统中常常与其他系统联合使用，例如，“爱国者”PAC-3 系统在中段飞行阶段仍采用 TVM 指令制导，它的末制导导引头（见图 1.12）工作在毫米波段。寻的制导系统与其他制导方法不同，在寻的制导时，制导雷达系统只起辅助作用，保证导弹的发射和目标的选择，在半主动寻的时作为照射目标的能源。寻的制导系统具有制导精度高，而且不受作用距离限制的特点，PAC-3 系统的末制导导引头能控制导弹直接碰撞目标，具有较好的杀伤效果。

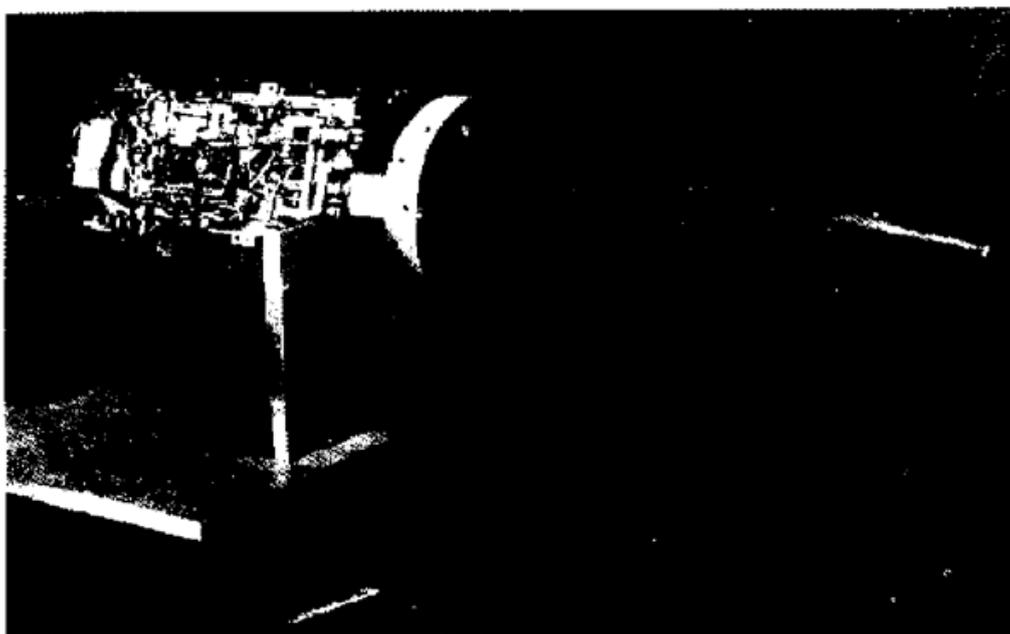


图 1.12 PAC-3 系统的毫米波末制导导引头

1) 寻的制导系统的组成和原理

寻的制导系统主要由导引头和稳定控制系统两大部分组成。导引头由收发天线、角跟踪稳定回路、速度跟踪回路、指令形成装置和天线罩组成。导引头的主要功能是实现对来袭目标的截获、跟踪和连续输出控制指令。为实现这些功能必须解决弹体扰动的隔离、天线的空间稳定、天线罩引起的导引误差补偿、抑制天线罩折射和弹体振荡运动的附加耦合等问题。寻的制导系统可分为主动寻的和半主动寻的制导系统。半主动寻的制导系统需要地面雷达提供照射目标的能量,同时为了防止来自制导雷达系统的无线电信号的直接辐射,还必须有保护导引头接收机的装置。

导引头的工作波形可以是脉冲或者是连续波。当采用脉冲波形时,距离选择借助于选通脉冲来实现,在预定距离上,目标反射脉冲到来的瞬间,选通脉冲打开接收机。当工作波形为连续波时,可以利用速度进行选择。采用主动寻的导引头时,目标运动产生的多普勒频率的偏移值由导弹和目标的相对接近速度确定。半主动寻的导引头为了提取出多普勒频率,在弹上应当将由制导雷达系统发送来的直接测量信号与目标反射信号进行比较。

2) 导引头的设计要求

导引头的设计和武器系统的要求有关,武器系统给出要对付的目标类型及其主要特性(反射面积)和最大作用距离。影响导引头设计指标的导弹特性是结构尺

寸、质量、天线罩结构,导弹相对目标的速度比值;而作战空域会影响导引头相对弹体的跟踪限制角(或称为框架角)活动范围。导引头设计首先从制导系统的制导精度要求出发,确定导引头的功能和导引头的体制,确定是采用主动型还是半主动型。此外,导引头的制式要从成本、复杂程度和实现的可能性综合考虑。导引头的设计需要考虑的因素有:功能与任务、对目标的发现距离、截获目标的距离与稳定自动跟踪距离、导引头的跟踪限制角范围、跟踪角速度(最大值和最小值)、有效视场角、工作波段、接收机灵敏度、测角精度、测距精度、角跟踪回路稳定性、动态品质、跟踪精度、去耦合系数等。此外,还要考虑形成控制指令要求、抗干扰要求、盲区要求、结构质量和尺寸要求、连续工作时间要求、工作环境条件要求、可靠性设计指标要求、弹上安装位置要求等。

1.5 防空导弹武器系统对制导雷达的要求

1.5.1 作战对象

在未来军事冲突中,防空导弹武器是最重要的装备之一。近年来,各种高性能飞行器的出现大大加强了进攻一方的突防能力,因此,防空导弹的主要作战对象将是各种类型的作战飞机、无人驾驶飞行器、精确制导武器,而地-地弹道导弹是防空导弹武器必须认真考虑的重要作战对象。

1. 高性能飞机^[1]

1) 中远程轰炸机

中远程轰炸机的主要任务是对敌战略后方的军事目标进行空袭。美国现役的主力战略轰炸机是 20 世纪 50 年代研制的 B-52 重型轰炸机,历经多次改进,现主要装备的为 D,G,H 型。新装备的 B-1B 战略轰炸机,其雷达散射截面约为 1 m^2 ,仅为 B-52 雷达散射截面的百分之一,具有很好的突防能力,已在海湾战争中应用。从飞行性能看,现装备的战略轰炸机多数仍为高亚音速,其速度为 $0.8\sim 0.9$ 马赫(Ma),最大实用升限为 15000 m 。某些新的机型,如 FB-111A, B-1B, Tu-26, Tu-160,采用了可变后掠翼机型,在高空可以 $2\sim 2.2$ 马赫的速度超音速飞行,但在低空飞行时,其最大飞行速度仍为 0.95 马赫(如 B-1B)。

美国新研制的 B-3 隐身战略轰炸机有高超音速远程飞行能力,可在一小时之

内飞越大西洋。它的雷达散射截面约为 0.3 m^2 。它既能像 B-52 那样实施地毯式轰炸,又能像 B-2 隐身轰炸机那样突施冷箭地作战,其载弹量将会达到或超过 B-52,具有强大的攻击能力。

2) 战斗轰炸机和攻击机

战斗轰炸机和攻击机的主要任务是攻击敌方作战飞机,夺取空中优势。新研制成功的战斗轰炸机和攻击机具有隐身能力,如俄罗斯正在研制的隐身战斗机 MiG-35。美国现装备的 F-117A 飞机,已在入侵巴拿马和海湾战争中应用。具有隐身能力的 F-22“猛禽”战斗机采用平滑流线型机身外形,大大降低了雷达后向散射和红外、可见光辐射,目前它的雷达散射截面已减小到 F-5 的百分之一。美国在 2000 年末提出的联合攻击机,采用了一系列先进的技术,其雷达散射截面和 F-22 相当,发动机采用矢量推力控制技术可实现垂直起降,机上装备的电子设备有导弹接近告警装置、电子侦察识别设备和先进的光电传感器。联合攻击机是当代先进军事技术的大汇总,这些高技术的新装备将在未来的高科技战争中发挥作用。

从飞行性能看,一些资料上提到的 Su-17, MiG-27, Su-24, F-16, F-111 等飞机的飞行升限为 $15000 \sim 18000 \text{ m}$,最大马赫数在高空为 $1.7 \sim 2.5$,在低空为 $0.9 \sim 1.2$ 。但在实战情况下,它们“任务飞行”的升限不超过 15000 m ,战斗轰炸机发射空-地(舰)导弹时高度一般不超过 12000 m 。

3) 高超音速飞行器

高超音速飞机是指飞行速度超过 5 倍音速(马赫数为 5)的飞机。美国正研制的 X43-A 是 NASA“高速 X”(Hyper X)计划的一部分。虽然 X43-A 的飞行速度远低于航天飞机,但它可巡航、可重复使用的设计,使其具有极高的军事和经济价值,在军事上将给防空导弹武器系统带来很大的威胁,使防空导弹武器系统的作战效能大大下降。

4) 武装直升机

武装直升机能在空中悬停,其悬停高度可低至几米,因而雷达很难发现它。武装直升机在必要时可以跃升发动攻击,对敌方探测设施的暴露时间可缩短到 $10 \sim 20 \text{ s}$ 。武装直升机的最大飞行速度目前不超过 110 m/s ,实用升限为 $4000 \sim 6500 \text{ m}$,最大机动过载为 $3.5g$ 。RAH-66 直升机是美国陆军为适应 21 世纪的战场环境要求而设计的新一代轻型武装侦察和空战直升机,有很好的隐身性能。它的雷达散射截面仅为一般直升机的百分之一,同时,它还采取了降低噪声的措施,可被探测到的距离仅为“阿帕奇”直升机的 70%。

5) 高性能无人机

近年来,无人机的性能和作战能力有了很大的发展。在未来的战争中将用来完成电子侦察、反辐射攻击、电子对抗、战场目标杀伤评估、诱惑和骚扰等任务。新型无人机都有隐身特性,“全球鹰”就是其代表之一。“全球鹰”可以逗留在某个目标的上空长达 42 小时,以便连续不断地进行监视,成为美国最新的战略侦察工具。“全球鹰”最大起飞重量为 11622 kg,装备了最先进的侦察设备。安装在机头里的合成孔径雷达,通过特殊的方法扫描地面目标,能区分固定目标和运动目标,可穿透掩盖物识别目标,能获得近似光学照片效果的图像。此外,“掠夺者”RQ-1 无人机的续航时间可达 32 小时,装备全球卫星定位系统,采用惯性复合导航,能携带武器作战。在对阿富汗塔利班的作战中,RQ-1 无人机向塔利班的目标发射了数枚导弹,获得了很好的效果。

2. 地-地导弹

地-地导弹突防的特点是:飞行速度大、飞行时间短、高度高、突防能力强。在 20 世纪 80 年代,美国和苏联采用的突防技术有再入诱饵、轻诱饵、轻重箔条云团、电子干扰、弹道机动处理等技术。20 世纪 90 年代发展了机动变轨技术,采用机动变轨的弹头同时有抗核加固和雷达红外隐身一体化的功能。战术弹道导弹的射程通常小于 1000 km,可以装备核弹头和常规弹头,用以攻击敌方战区纵深的重要目标。为了提高制导精度,它进一步采用惯性+卫星定位复合制导、被动段弹道修正、末段寻的制导技术。为了提高常规弹头的有效性,针对不同目标发展了多种弹头。

目前国际上已有近 40 个国家拥有了地-地战术导弹,因而反导防御成为了防空导弹武器系统研究的重点问题。典型的战术弹道导弹有美国的潘兴-1 和潘兴-2,后者射程范围为 160~1800 km,采用雷达区域相关末制导技术,“公算偏差”达到几十米。苏联研制的战术弹道导弹有 SS-1b(“飞毛腿”),SS-12,SS-21,SS-22,SS-23 等型号,后三者采用固体火箭发动机。

战术弹道导弹进入大气层的速度可近似表示为

$$V_M \approx 100 \times \sqrt{R}$$

式中, V_M 的单位是 m/s, R 为导弹射程,单位是 km。

表 1.3 所示为典型的地-地近程战术导弹的射程、速度和再入角的关系。

表 1.3 典型的地-地近程战术导弹的射程、速度和再入角的关系

射程(km)	100	300	600	900
速度(m/s)	1100	1600	2300	2900
再入角(°)	48	46	44	42

3. 战术导弹^[1]

战术导弹的特点是:速度快(3~4 马赫)、体积小、雷达散射截面小、不易被发现和拦截。由于它的出现往往具有突然性,发射以后留空时间又比较短,对防空系统构成很大的威胁,因此它是新一代防空导弹必须对付的一类目标。

1) 空-地导弹

空-地导弹可在飞机上发射来攻击地面目标,它是防空导弹面对的主要威胁。按其任务和性能可以分为战略空-地导弹和战术空-地导弹两类。

战略中程空-地导弹的射程为 150~1000 km,多数装有核弹头,主要用于压制或摧毁雷达,也可用于攻击战略目标。代表型号有美国的短程攻击导弹(Short Range Attack Missile, SRAM)AGM-69 A/B 及其改进型 AGM-131A,苏联研制的 AS-4, AS-6, AS-11, AS-16,法国的 ASMP 中程空-地导弹。

战术空-地导弹装备在战斗轰炸机或直升飞机上,射程为几千米至数十千米,最大速度自高亚音速至 2~3 马赫。它采用程序控制,无线电指令制导,电视、图像传输,半主动激光、红外成像寻的,毫米波寻的等多种制导体制。

与空-地导弹相近的还有制导炸弹,其区别在于弹上无动力装置,而是依靠重力获得加速度。这种炸弹采用激光半主动制导,通过飞机上或地面的激光照射器照射目标,炸弹头上的激光接收器接收目标散射的激光信号,将炸弹导向目标。

2) 反舰导弹

反舰导弹可以从空中、舰上、陆上或水下发射,采用寻的制导方式攻击舰船。目前多数反舰导弹能在超低空以极低的高度和高亚音速掠海接近目标,因此不易被雷达发现,对水面舰船构成极大的威胁。典型的反舰导弹有法国的“飞鱼”MM-38(舰-舰、岸-舰)、AM-39(空-舰)、MM-40(岸-舰)、AS-15,西德研制的“鸿鹤”,美国的“捕鲸叉”AGM-84A(空-舰)、RGM-84A(舰-舰)、“战斧”BGM-109B,苏联研制的 AS-5、SS-N-11、SS-N-12 等。

反舰导弹正在向超音速、超视距发展。为了达到 2 马赫以上的超音速攻击,其

动力装置采用固体或液体冲压发动机,如德法合作研制的超音速反舰导弹 ANS、苏联研制的 SS-N-19。为了达到超视距攻击,采用以直升机为中继站的中继制导方式,用机载雷达发现并跟踪目标,中继传播中制导指令。

3) 反辐射导弹

反辐射导弹的特点是:导引头接收敌方雷达辐射的电磁波进行被动寻的制导,达到摧毁敌方雷达的目的。据报道,苏联研制装备的反辐射导弹有 AS-5,AS-9,AS-12,它们的最大射程约为 250 km,飞行速度为 3 马赫,采用被动雷达寻的比例导引制导。反辐射导弹上的导引头由宽带固定式螺旋天线阵、微波电路插件和视频处理器组成,频率覆盖范围为 0.5 GHz~20 GHz,能探测并锁定各种脉冲和连续波信号。导弹控制系统装有捷联式惯性导航系统,采用激光引信和预成形的破片杀伤战斗部。

西方各国正在规划用于 21 世纪的新型反辐射导弹,其设想可能采用被动微波与红外成像双模方案,或被动微波与主动毫米波双模方案,并将被动寻的导引头工作频段延伸到毫米波段,以用来对抗敌方可能采用的诱骗反辐射导弹的措施。

美国研制的“沉默的彩虹”AGM-136A 可以从飞机上发射,其改进型也可以从地面多管火箭系统 MI-RS 发射器上发射,留在空中的时间可长达数小时。一旦接收到雷达信号,便将无人驾驶飞行器导向雷达,将其摧毁。AGM-136A 的弹体用吸波材料制成,发动机进气道位于弹体中央的背上,弹翼、弹尾翼在发射前均处于折叠状态,因而具有良好的隐身性能。

4) 巡航导弹

巡航导弹可以从轰炸机、舰船、陆地等多种载体上发射,最大射程可达 1000~4000 km,飞行速度为 0.7 马赫左右,飞行高度为 50~100 m,有超低空贴地或掠海飞行等多种突防措施,它采用惯性导航加地形匹配修正、图像匹配、末段寻的制导或 GPS 卫星定位等技术,制导精度可达到几米。新型巡航导弹还具有在接近目标区时进行机动规避飞行的能力,并采用多种弹载光电对抗措施,使突防能力得到很大的增强。典型的巡航导弹有美国的“战斧”BGM-109,它随发射载体和攻击目标的不同而划分为 A, B, C, G 4 种。在海湾战争中,美军首次使用了“战斧”BGM-109C,获得了较高的打击效果。新研制的巡航导弹具有尺寸小、质量轻、精度高、突防能力强、机动性强、适合于多种载体使用等优点。

1.5.2 雷达目标的散射特性

雷达目标的电磁场散射特性影响到武器系统的拦截效果,它是系统设计时的

重要参数之一。雷达目标的后向散射特性研究,包括目标的平均散射截面和目标回波起伏的统计规律等。这些特性影响到雷达发现目标的能力和测量目标运动轨迹的精度,因此在系统设计时应明确其要求。

1. 雷达目标的后向散射截面

表 1.4 所示为典型飞行器的雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)的估计值。可以看到,现代军事装备力求通过减小后向散射能量来达到有效突防的措施,特别是对工作波长在厘米以内的雷达,这是十分有效的。表 1.5 所示为典型地-地战术导弹的雷达散射截面的估计值,其中 P 是对应估计值的发生概率。

表 1.4 典型飞行器的 RCS^[2]

隐身飞行器	RCS 估计值(m ²)	非隐身飞行器	RCS 估计值(m ²)	相对于非隐身飞行器的隐身水平(dB)
F-16S	0.2~0.5	F-16	3	8~12
B1-B	1	B-52	100	20
F-117A	0.02	F-15	4	30
ATF(YF-22)	0.1	B-52	100	18
ATA(A-10)	0.05	F-16	3	19
ATA(A-12)	0.05	F-15	4	19
ACM(AGM-129A)	0.001	AGM-86A	1	30

表 1.5 典型地-地战术导弹的 RCS(m²)

目标类别	$\lambda=0.1\text{ m}$		$\lambda=0.4\text{ m}$		$\lambda=1.0\text{ m}$		$\lambda=2.0\text{ m}$	
	$P=0.5$	$P=0.8$	$P=0.5$	$P=0.8$	$P=0.5$	$P=0.8$	$P=0.5$	$P=0.8$
潘兴-1(美)	0.068	0.044	0.19	0.11	0.9	0.55	0.5	1.5
长矛-1(美)	0.04	0.015	0.15	0.08	0.4	0.18	2.0	1.2
长矛-2(美)	0.4	0.15	0.6	0.3	0.8	0.4	1.6	0.95
哈德斯(法)	0.05	0.02	0.15	0.08	0.5	0.15	1.6	1.3
TACMS(美)	0.03	0.007	0.1	0.03	0.4	0.1	2.0	—

战术弹道导弹的锥形弹头在迎头方向上的微波段的雷达散射截面仅为 0.1~0.4 m²,因此不易被雷达在远距发现和跟踪。由表 1.5 可以看到,在厘米波段内,地-地战术导弹的雷达 RCS 是很小的,基本上和 F-117A 相当。由于弹头的雷达等效散射面积小,给导弹引信的起动作带来问题,使作战效能下降。

2. 雷达目标的幅度统计特性

目标的幅度统计特性是指目标回波幅度起伏的概率分布规律。对于一个复杂的目标(有多个散射源),目标的等效散射截面 σ 是指对所有可能的方位上的平均值。雷达的检测概率和目标的统计特性有关。在雷达设计时,一种情况可以假设目标的等效散射截面 σ 服从指数分布。这一假设的理由是:一个复杂目标常由许多同样的散射单元组成,其中的散射单元没有一个显得突出,而且每个散射单元的相位在时间上是一随机变量,这类目标称为“瑞利目标”,它的概率密度函数可以表示为

$$f(\sigma) = \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{x}{\sigma}\right) \quad (1.1)$$

由上式可以计算出平均散射截面的概率近似为 69%,在微波频率下许多飞机都近似具备这种特性。

另一种情况是,复杂目标是由许多散射单元组成的,其中只有少数几个散射单元的散射是十分突出的。此时,目标回波幅度起伏的概率密度函数为

$$f(\sigma) = \frac{4x^2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{2x}{\sigma}\right) \quad (1.2)$$

根据目标回波幅度起伏的快慢,斯威林(Swerling)把起伏目标的统计特性归纳为以下 4 种情况:

- SW I型,目标回波幅度变化较缓慢,回波起伏的概率密度函数满足式(1.1);
- SW II型,目标回波幅度变化快,回波起伏的概率密度函数满足式(1.1);
- SW III型,目标回波幅度变化较缓慢,回波起伏的概率密度函数满足式(1.2);
- SW IV型,目标回波幅度变化快,回波起伏的概率密度函数满足式(1.2)。

3. 雷达目标的幅度起伏谱

回波的幅度起伏通常称为“闪光效应”。一般而言,雷达目标的幅度起伏特性是平稳随机过程,它的起伏谱模型可用马尔可夫过程来描述,即

$$W(f) = \frac{W_0 f_n^2}{f^2 + f_n^2} \quad (1.3)$$

式中, f_n 是对应于半功率点的频率, W_0 是零频处的频谱密度。

对于 SW I 和 SW III 型的目标, $f_n = 1/t_n$, t_n 是相关时间。起伏频率的最高分量 f_{\max} 和目标的尺寸 L 、工作波长 λ 有关,即 $f_{\max} = 2\pi f_n L/\lambda$ 。对于 SW II 和 SW IV 型

的目标, f_a 将高于目标的重复频率 f_r 。

4. 雷达目标的角噪声

雷达目标的角噪声来源于回波相位波前的变化, 有时称为“闪烁”现象, 它可以认为是目标反射中心的漂移, 严重时可使反射中心落到目标的实体尺寸之外, 给雷达的跟踪带来很大的误差。在近距离上, 目标角噪声成为限制跟踪精度的主要因素。因此, 对于近程雷达, 研究减小角噪声的方法是十分重要的课题。

雷达目标的角噪声频谱可以通过记录角误差的时间函数, 利用传统的谐波分析技术得到。和目标的幅度噪声特性类似, 目标的角噪声也是平稳随机过程, 角噪声频谱可以表示为

$$W(f) = \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2} \quad (1.4)$$

式中, f_a 是对应角噪声频谱半功率点的频率, 它和角噪声起伏的最高频率分量 f_{\max} 有关。 f_{\max} 与目标的尺寸 L 、工作波长 λ 和目标相对于雷达运动的角速度 ω_A 有关, 即

$$f_{\max} = 2\omega_A L / \lambda \quad (1.5)$$

对式(1.4)积分得到角噪声的均方根误差, 在计算时积分的下限为 0, 即

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2} df = \frac{\pi W_0 f_a}{2} \quad (1.6)$$

由上式可得到式(1.4)中的 $W_0 = \frac{2\sigma^2}{\pi f_a}$ 。

1.5.3 作战空域

防空导弹武器系统的作战空域是指防空导弹武器系统能有效地拦截来袭目标的空间范围, 常用防空导弹武器系统的杀伤区来描述。防空导弹武器系统的杀伤区大小和许多因素有关, 但主要由导弹和制导雷达的性能决定。简单来说, 武器系统的作战空域可用杀伤区的最远作战界限、最近作战界限、最高作战界限和最低作战界限来定义。杀伤区的远界定义为武器系统能拦截来袭目标的最远距离。制导雷达的覆盖空域要满足武器系统规定的杀伤区要求。图 1.13 和图 1.14 所示分别为“响尾蛇”系统的垂直杀伤区与水平杀伤区的示意图。

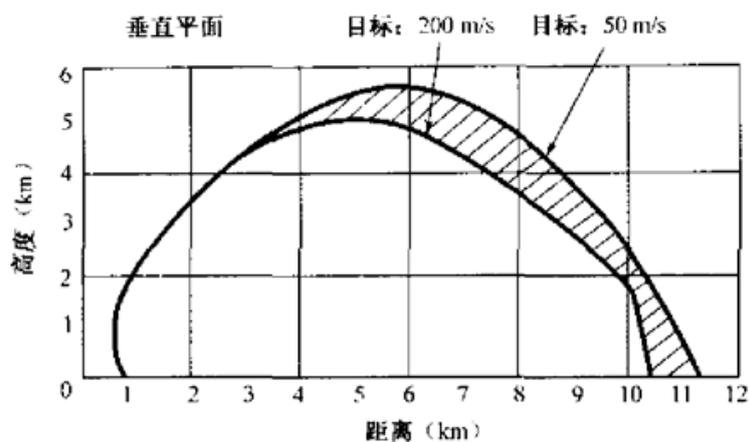


图 1.13 “响尾蛇”系统的垂直杀伤区

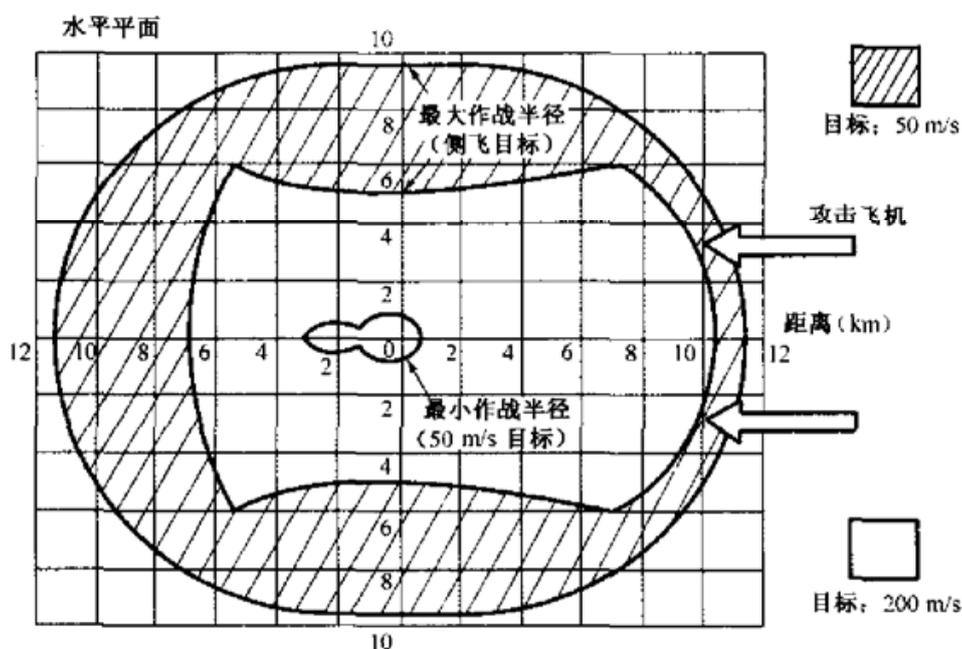


图 1.14 “响尾蛇”系统的水平杀伤区

1.5.4 作用距离

制导雷达系统中的目标指示雷达和跟踪制导雷达的作用距离要根据武器系统的杀伤区来计算,它和目标飞行速度 V_T 、飞行高度 H_T 、导弹的平均速度 V_M 、系统的反应时间 T_r 有关。对于指令制导系统,目标指示雷达的作用距离为

$$R_s = \sqrt{(\sqrt{R_j^2 - H_T^2} + V_T(T_M + T_r))^2 + H_T^2} \quad (1.7)$$

式中, $T_M = R_j / V_M$, R_j 是武器系统杀伤区的最远距离, T_M 是导弹飞行到杀伤区边界所需的时间。

R_S 表示武器系统进行拦截目标时的发射距离,它对应于雷达系统的最小反应时间 T_{rs} ,也和雷达承担的任务剖面有关。例如,目标指示雷达的任务是为跟踪制导雷达提供目标指示信息,则 T_{rs} 将包括从发现目标、证实目标、跟踪开始,到滤波器输出第一个精确的目标指示信息给跟踪制导雷达为止所需的时间。假定目标指示雷达的输出数据率为 1 s^{-1} ,跟踪滤波采用卡尔曼滤波器,由跟踪开始到进入稳态大概需要 5~6 次迭代,所需时间约为 6 s,再考虑到雷达发现目标和证实后进入跟踪开始状态的时间为 3~4 s,则 $T_{rs} \approx 8 \sim 10\text{ s}$ 。假定武器系统的杀伤距离 $R_j = 8.5\text{ km}$, $V_M = 300\text{ m/s}$, $T_{rs} = 10\text{ s}$, $V_T = 600\text{ m/s}$, $H_T = 3000\text{ m}$,代入式(1.7)中,可以得到目标指示雷达的 $R_S \approx 32000\text{ m}$ 。

类似地,跟踪制导雷达的作用距离为

$$R_{FS} = \sqrt{(\sqrt{R_j^2 - H_T^2} + V_T(T_M + T_{rt}))^2 + H_T^2} \quad (1.8)$$

跟踪制导雷达的反应时间,是由接收到目标指示雷达送来的第一个信息开始,到建立稳定跟踪、完成杀伤区范围计算、允许发射导弹为止所需的时间。例如,“响尾蛇”系统中的跟踪制导雷达,假定雷达到稳定跟踪的时间 $T_{rt} \approx 3\text{ s}$,代入式(1.8),便可以得到跟踪制导雷达的作用距离。

从式(1.7)和式(1.8)可以看到,武器系统对雷达作用距离的要求和导弹的平均速度有很大的关系,采用高速导弹可以降低对雷达作用距离的要求。图 1.15 和图 1.16 所示为武器系统的导弹速度和制导雷达系统中的目标指示雷达、跟踪制导雷达最大作用距离的关系。可以看到,如果导弹速度大或系统反应时间短,则可以降低对雷达作用距离的要求。

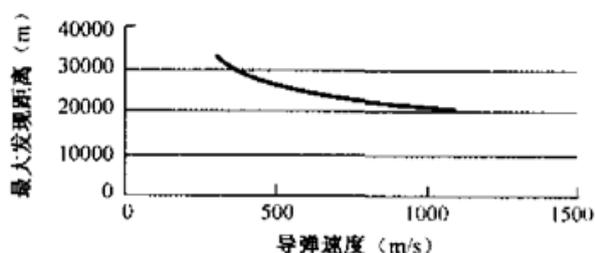


图 1.15 目标指示雷达最大发现距离和导弹速度的关系

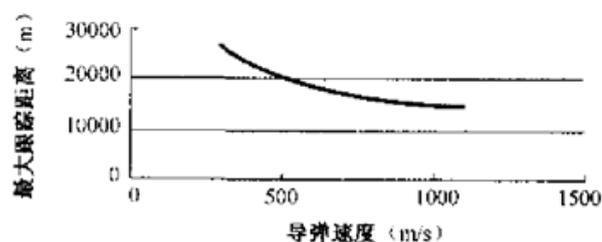


图 1.16 跟踪制导雷达最大跟踪距离和导弹速度的关系

武器系统杀伤区的最低界限受地形障碍物和雷达的低空跟踪能力的限制,由于多路径效应的影响,雷达测量精度难以满足系统的要求。

如果防空导弹武器系统中的目标指示雷达选定的典型目标类型为 SW I 和

SWⅢ,则目标指示雷达和跟踪制导雷达检测所需的信噪比近似为

$$\text{SNR} = \frac{S}{N} = \frac{\log P_f}{\log P_D} - 1 \quad (1.9)$$

式中, P_D 是发现概率, P_f 是虚警概率。在给定 $P_D=0.9$, $P_f=10^{-6}$ 的条件下,利用式(1.9)可得 $\text{SNR}=130$ 。

1.5.5 目标容量

跟踪制导雷达的目标容量是指雷达能够跟踪的目标数和制导导弹数。现代的防空导弹武器系统要求具有对付大空域多目标、多批次攻击的作战能力,这就要求制导雷达采用相控阵体制。雷达能跟踪制导的最大目标数在很大程度上决定于系统对雷达提出的精度、数据率的要求和雷达具有的能量。防空导弹武器系统对导弹控制指令数据的更新率一般为 $10\sim 20\text{ s}^{-1}$ 。对一部多功能相控阵制导雷达来说,它的主要任务是完成对目标的跟踪和对导弹的制导,在此条件下尽可能地承担对空警戒和监视任务,但由于完成这一工作需要占用一部分能量,因此在雷达设计时应仔细分析任务剖面,通过自适应能量管理软件来协调不同任务阶段的能量分配比例。

1.5.6 精度

雷达系统的测量精度是跟踪制导雷达的重要战术技术指标,也是有效地拦截目标的保障条件。防空导弹武器系统中的跟踪制导雷达承担了测量目标运动参数和控制导弹的任务,是制导系统控制回路中的一个重要环节,它的精度直接影响系统的性能。武器系统的命中概率和雷达测量精度、系统采用的制导规律、战斗部的杀伤半径等因素有关。在全程无线电指令制导系统中,通常要求制导雷达制导导弹的偏差不大于杀伤半径的40%。采用不同制导体制的武器系统对雷达精度指标有不同的要求。例如,采用捷联惯性制导+中程指令控制+末段主动寻的制导的系统,制导雷达的任务是完成目标轨迹测量、中制导、向弹上末制导雷达提供有关目标指示信息并负责拦截效果的判别,这就需要根据不同的任务要求来提出不同的精度指标。影响雷达测量精度的因素是很多的,归结起来包括雷达设备制造不理想引入的误差,由于目标和环境产生的误差和人为的过失误差等,详细分析将在第5章中讨论。

1.5.7 分辨率

雷达系统的分辨率是描述系统区分不同目标的能力的指标。近代的防空导弹武器系统需要识别目标的真假,对雷达系统的分辨率要求越来越高。例如,美国的国家导弹防御系统中要求地基雷达的距离分辨率为 30 cm,对应的雷达系统的瞬时带宽为 1300 MHz。在雷达系统设计中,雷达的距离分辨率是由脉冲的宽度决定的,可以表示为

$$\delta R = \frac{c}{2B}$$

式中, c 是真空中光速, B 是雷达系统的瞬时带宽。

雷达天线的波束宽度决定了雷达系统的角分辨率,获得高分辨能力意味着系统必须选用较高的工作频率,所以在设计制导雷达系统时要充分地考虑到这一因素。

1.5.8 反应时间

防空导弹武器系统的反应时间定义为从系统发现来袭目标到系统发射拦截导弹所需的时间。在此时间内,系统中的各个设备和各级指挥员、操作员需要完成为发射拦截导弹所需的各项任务。对雷达来说,需要完成的工作内容包括:发现目标、确认目标、建立航迹、威胁分析、将目标指定给跟踪制导雷达,然后跟踪制导雷达截获目标、建立稳定的跟踪、计算发射条件并显示结果,最后由操作员按下发射按键、导弹离开发射架。对导弹来说,在此时间内也有一系列工作要做,如通电检查、陀螺启动等。当然有些任务可以并行进行,对系统的反应时间无影响。反应时间是衡量防空导弹武器系统的一个重要指标,对于拦截高速目标十分重要。现代防空导弹武器系统的反应时间可达到小于 10 s,特殊情况下可达到小于 6 s。上述各项事件大都是在计算机控制下自动完成的,在系统设计中要求设计师对所有的串联事件统筹规划、仔细分配。

1.5.9 工作环境

雷达检测目标的能力和雷达工作的环境有着十分密切的关系。外界噪声的存在影响雷达的探测距离、跟踪精度等性能,因此,在描述雷达的性能时还应说明它的环境条件,例如正常工作时的气象条件、抗复杂电磁干扰的类别和强度等,并应

尽可能地给出定量的指标作为设计时的参考。

1. 杂波

雷达杂波主要来源于地面或海面被雷达波束照射后散射的回波和空中雨、云、雪等产生的回波,前者称为面杂波,后者称为体杂波。这些杂波是由许多散射单元产生的,它们的幅度和雷达分辨单元的面积和体积成正比。地杂波的散射强度为 $\sigma^0 = \sigma_A / A$,式中 σ_A 表示被雷达波束照射到的面积为 A 的地面(海面)的等效散射截面。当 $\sigma^0 = 0.1$ 时,相当于面杂波的等效散射截面是被雷达波束照射的表面面积的十分之一。体杂波的反射率 η_V 定义为在被雷达波束照射的空间分辨体积内,单位体积产生的杂波的等效散射截面。在X波段,暴雨的 $\eta_V = 10^{-5} \text{ m}^2 / \text{m}^3$,表示每立方米的体杂波的等效散射截面为 10^{-5} 平方米。因此在被照射的分辨体积内,杂波的等效散射截面 σ_V 等于 η_V 与雷达波束照射到的空间分辨单元的体积 V_C 的乘积,即 $\sigma_V = \eta_V V_C$ 。雷达地杂波的散射特性和雷达工作频率、地形及表面粗糙度、植被物的类别、电波照射时的擦地角有关;海杂波的散射特性和海情、风向、浪高等因素有关;气象杂波和降雨量等因素有关。等效散射截面的大小和雷达的分辨率有关。

2. 干扰

1) 无源干扰

无源干扰是通过人为投放的一些能反射电磁波的物质,形成强杂波背景或假目标,达到使雷达不能发现真实目标的一种常用手段。无源干扰的设备有箔条、角形反射器、龙伯透镜等,这些器材制造简单、使用方便,通过飞机或箔条弹投放的箔条可以较长时间停留在空中,形成较强的箔条杂波,大大降低了雷达检测到目标的概率。

2) 有源干扰

有源干扰是使用雷达干扰设备,辐射或转发干扰电磁波,使雷达不能正常工作或性能降低的一种措施。按干扰信号的特征,有源干扰分为压制性干扰和欺骗性干扰两类。压制性干扰常用的形式有噪声干扰、连续波干扰、脉冲干扰。欺骗性干扰分为距离欺骗干扰、角度欺骗干扰和速度欺骗干扰。表1.6所示为不同时期一些国外雷达干扰设备的性能。

表 1.6 国外雷达干扰设备的性能

干扰技术	干扰类别	干扰机参数	20世纪70年代	20世纪80~90年代
杂波干扰	战术飞机带的干扰机	干扰功率 天线增益 有效干扰功率 工作波段	100~400 W 10 dB 1~1000 W G~J	10 kW C~K(已有毫米波干扰机)
	专用干扰飞机或 战略轰炸机带的干扰机	干扰功率 天线增益 有效干扰功率 工作波段	1~2 kW 10 dB 10~20 kW A~J	1 MW A~L
	投放式干扰	干扰功率 天线增益 有效干扰功率 工作波段	5~10 W 10 dB 50~100 W 1个波段	1 kW 2~3个波段
回答式干扰	各种飞机带的干扰机	干扰功率 工作波段 储频时间	1~2 kW E~J 几百微秒	10 kW E~L 几千微秒

1.5.10 可靠性

系统的可靠性是指系统在确定的使用条件下完成规定的任务(即其工作特性和参数变化不超出给定的允许范围)的能力。可靠性常以可靠度、工作寿命或者平均故障间隔时间(Mean Time Between Failures, MTBF)来定量表示。设计时,根据防空导弹武器系统的组成建立系统的可靠性模型,根据可靠性模型来分配武器系统各个部分的可靠性指标。

武器系统的任务可靠性是描述武器系统可用性的一项重要指标,通常可根据系统组成和战斗任务的剖面条件来确定。例如,对于采用相控阵雷达的系统,任务可靠性可以表述为:从相控阵雷达发现目标至导弹与目标遭遇为止,在这段时间内雷达系统完成战斗任务的可靠度。雷达系统工程师根据武器系统分配给制导雷达的可靠性指标建立雷达的可靠性模型,并分配可靠性指标给雷达的各个子系统。在进行可靠性指标分配时,系统工程师要考虑各子系统的重要性、复杂性、工作环境、所用的元器件的标准和元器件的数量等因素。这一过程在整个工程研制阶段

需要不断地根据各子系统的情况进行动态调整。

雷达系统的可靠性设计是保证系统可靠工作的基础,通过可靠性设计找出系统中的薄弱环节,在设计上采取相应的措施,必要时可利用冗余技术来提高可靠性。雷达系统的可靠性和元器件与部件的选择、工作时的环境因子与降额因子等密切相关。可靠性设计还包括分析电路故障的危害性和分析影响人员安全的致命性故障,并且在方案设计中必须采取各种技术措施使潜在发生故障的概率为0。

为使产品的可靠性能达到预期的设计值,研制过程中的质量控制十分重要,产品全过程的质量控制措施要在产品研制的可靠性大纲中明确规定出来。系统可靠性在研制生产过程中有一个逐步增长的过程,在规定可靠性指标时允许规定一个目标值(或期望值)和验收阶段的最低可接受值,通常为目标值的1.2~1.5倍。

1.5.11 维修性

维修性可以用平均故障修复时间(Mean Time To Repair, MTTR)表征。系统作战使用中的可用性和维修性与采取的维修体制和方法有密切的关系,因此系统的维修体制对应的管理规程和维修设备的配置也是一项重要指标。防空导弹武器系统的维护修理体制一般由基层级、中继级和基地级组成。

一级维修(基层级)是预防性日常检测维护。操作人员在现场采用机内的自动化测试设备(Built-In Test Equipment, BITE)检查故障,然后利用随机附带的备件更换发生故障的插件或组合。

二级维修(中继级)是支援级维修,在专门设立的维修基地进行。二级维修定期(一年以上)对作战装备进行全面预防性维护,对一级维修更换下来的部件、电子组合或接插件进行维修。二级维修除利用一级维修所使用的检测设备外,还需要配备专门设计的维修车和测试设备,由维修人员在装备现场或专门设置的技术支援阵地进行。

三级维修(基地级)在军队的维修基地或者原生产厂进行,其任务是对二级维修更换下来的部件和二级维修不能进行的大修项目进行维修,并为二级维修提供技术与备件支援。三级维修要由专门训练的专业人员利用相应的工具和设备进行。三级维修所需配套设备、维修基地的设计要根据导弹、地面电子设备和机械设备的不同特点配套研制。

1.5.12 机动性

防空导弹的机动性对提高武器系统的生存能力十分重要。在现代空袭战争中,防空导弹武器系统往往成为敌方攻击的重要目标,再加上照相侦察和电子侦察技术的发展,迫使防空导弹武器不得不采取各种措施提高其机动性和隐蔽性,从而提高其生存能力。例如,美国的“爱国者”系统在其作战条令中有“每隔14小时转换阵地”和“作战后应立即转移阵地”等明文要求。对野战防空来说,机动性的要求更高,为掩护部队转移,要求系统能在运动中作战,或者在行进间搜索监测目标,停下后立即投入战斗。现代战争也表明,采用伪装、隐蔽、反侦察等措施并与机动相结合,对提高武器系统的生存能力更为有效。机动性、隐蔽性的指标要求如下。

(1) 武器系统全套装备的车辆数目和对车辆选型方面的要求。包括单车的最大质量、尺寸和越野机动性能,如规定适应各种路面的行驶速度、爬坡能力、涉水深度等。

(2) 武器系统的展开、撤收时间要求。展开时间是指从行军状态转入阵地展开、完成作战准备所需的时间,其中包括进入阵地、连接电缆、通电、各车定位定向、互瞄、转入作战状态、系统初始化及完成作战功能自检等项任务所需的时间。撤收过程则是展开过程的反向作业,所需时间要比展开短。现代防空导弹的展开、撤收时间按系统规模的大小可由数分钟至数十分钟不等。紧急情况下可简化某些程序,利用预先准备的机动发射阵地也可缩短所需时间。

(3) 铁路运输或空运的装运条件要求。这也是武器系统设计必须考虑的一项指标。

(4) 伪装隐蔽和反侦察措施方面的要求。例如,要有对付可见光、红外光和多光谱侦察的伪装手段,以及反无线电侦察的静默隐蔽措施等。

1.5.13 其他特殊要求

作战使用环境条件一般应遵循国家军用标准的规定,在型号研制任务书中对各项环境条件加以具体规定,主要项目有:

- (1) 环境温度要求,通常为 $-40\sim+50^{\circ}\text{C}$;
- (2) 最大湿度要求;
- (3) 作战阵地的海拔高度;

- (4) 武器系统能正常工作的最大风速；
- (5) 能适应雨、雪、冰、雹、雷电、沙尘、盐雾、霉菌等自然环境的要求；
- (6) “三防”要求，即防核武器、防化学武器、防生物武器方面的要求；
- (7) 运输条件应满足铁路和公路运输里程、路面等级、行驶速度等方面的要求，并规定有无空运要求；
- (8) 电磁兼容要求；
- (9) 舰用型的海情及舰艇摇摆环境条件。

制导雷达的总体设计根据作战使用环境条件，分别对地面设备的不同使用情况制定环境试验技术条件，以保证各项设备的研制能最终满足作战使用环境条件的要求。

作战操作使用方面的具体要求还包括：寿命期限、储存期和使用期限；在储存、运输、操作使用过程中的安全措施；供电方式，如配套电站和市电供电两种供电方式，并能迅速转换；阵地配置的特殊要求；与其他防空武器配合作战和指挥、接口关系的约定；有关作战过程记录、资料储存与重演，仿真模拟训练等方面的设计要求等。

以上所述各项战术技术指标，在实现时牵涉诸多矛盾因素，有赖于总体方案和系统设计的协调平衡和折中选择。雷达总体设计的一项主要工作就是要分解任务，将总的战术技术指标要求分解为各分系统的技术指标，提出技术研制任务书。

1.6 新一代制导雷达的展望

1.6.1 未来防空导弹武器系统对制导雷达的要求

为适应现代高技术战争的需要，新一代制导雷达应具备拦截多种空中目标，如隐身轰炸机、战斗机、侦察机、预警机、电子干扰机、无人机及巡航导弹、战术弹道导弹、精确制导炸弹的能力。要求的探测空间范围从近距离到上千千米。

导弹制导雷达应具有反隐身、抗干扰、抗摧毁、抗电子干扰（机载和弹载干扰机）和抗硬杀伤（精确制导炸弹、反辐射导弹、空-地导弹等）的能力。

导弹制导雷达还需要具备对目标的宽带成像识别或特征识别功能，以便实时区分飞机、直升机（含悬停直升机）、无人机和真假弹头等不同目标。

武器系统要具备雷达组网及信息融合能力。由于来袭目标的复杂多变性，要求雷达必须组网，并同其他信息源（红外、激光、电视等）进行信息融合。武器系统要具有较强的机动性和行进中搜索跟踪目标的能力。对野战防空导弹武器系统，

还要有随行掩护防空的要求,能在行进中搜索跟踪目标,暂停后即可发射导弹。

为满足反地-地弹道导弹的需要,必须逐步发展空基和天基的武器拦截系统,包括相配套的预警雷达和制导雷达。为保证武器系统对战术弹道导弹(Tactical Ballistic Missile, TBM)的拦截距离和拦截高度,制导雷达必须具有较远的作用距离和较高的跟踪精度、灵活的波束控制、高数据率,以及较高的目标识别和较强的电子对抗能力。

1.6.2 新一代制导雷达的设计途径

针对未来的作战要求,新一代制导雷达的设计途径要考虑以下内容。

1. 雷达工作体制的选择

固态有源相控阵技术能够容易地获得大的功率孔径积,因此特别适合在中远程反 TBM 跟踪制导雷达系统中应用。此外,由于固态有源相控阵采用了 T/R 模块作为天线单元,可以大大地降低馈线的插入损耗,提高天线的效率。同时,采用数字波束形成技术(Digital Beam Forming, DBF)可灵活地改变波束的形状,获得优越的空间滤波效果。由于具备这些特点,固态有源相控阵技术成为了新一代制导雷达的发展方向。例如,THAAD(Theater High Altitude Area Defense)雷达工作在 X 波段,由 13000 个固态 T/R 模块组成,雷达作用距离可达 500 km,能分辨之间距离为 30 cm 的两个目标,系统的瞬时带宽达到 1300 MHz。它能完成对地-地导弹的截获、跟踪、识别真假弹头和评估拦截效果等任务。图 1.17 所示为 THAAD 雷达在阵地上展开的情况。

2. 发射波形

根据不同的电磁环境自适应地改变发射波形,使雷达实现理想的匹配接收状态是波形设计的任务。固态有源相控阵的 T/R 组件为形成各种不同类型的发射波形提供了工程实现的基础。未来的雷达可实现发射波形“自适应捷变”,为反雷达侦察或实现雷达-电子战一体化集成打下基础。

3. 高分辨率雷达成像

未来的雷达除了获取被测目标的运动轨迹参数外(包括距离、方位、仰角、速度),应用宽带高分辨率技术还可以看到目标“图像”,通过极化特性测量分辨目标



图 1.17 THAAD 雷达在阵地上展开的情况

的形状。美国的国家导弹防御系统中的 GBR-P 雷达已实现了 1.3 GHz 的瞬时工作带宽,距离分辨率为 0.3 m。

4. 网络化技术的应用

高技术战争的特点是系统之间的对抗,未来的防空导弹武器系统将通过组网技术将各种型号的制导雷达联系起来,实现信息共享,构成远-中-近、空-天-地、多层次、一体化的制导体系结构,实现不同设备的优势互补,大大提高系统的效率。

5. 数字化技术的应用

目前 A/D 转换器的速度已经达到了 1GHz 的水平,不久的将来可实现接收系统完全数字化。数字化将改变传统的雷达设计概念,雷达的功能都可以由软件设计来实现,雷达性能将变得更加灵活,能适应各种复杂的环境。

6. 模块化、标准化、通用化

随着微电子技术的快速发展,电子电路的集成度越来越高,电路的通用化、标准化越来越普遍。雷达的设计将会逐步过渡到系统级的设计,新型雷达的研制周期将大大缩短,研制成本也将明显降低。

7. 雷达操作维护的简便性

随着各种自适应技术的应用,雷达将变得更加智能化,人工干预的机会将会减少,免除了在作战过程中由于人为操作失误导致失败的影响。新型的制导雷达都应该具有自动故障检测及定位的能力,操作人员只需要按照显示屏上给出的提示信息就能够更换故障部件。通过雷达计算机中配置的系统维护程序,可以方便地进行系统各项技术指标的测试,并判断是否能进行作战。

参考文献

- 1 陈怀瑾等. 防空导弹武器系统总体设计和试验. 北京:宇航出版社,1995
- 2 于本水等. 防空导弹体系总体设计. 北京:宇航出版社,1995
- 3 库勃里亚诺夫等. 电子战系统导论. 信息产业部南京第十四研究所译,1999

第 2 章

制导雷达系统的设计

2.1 概述

本章从武器系统的作战要求出发,提出了制导雷达系统的设计原则和设计方法,讨论了制导雷达的设计特点、雷达工作体制和系统参数选择的原则;提出了影响制导雷达系统性能的各种因素,给出了有关的分析计算方法;研究了作战使用中可能遇到的电磁环境,提出了在雷达系统设计时可采用的抗干扰措施;最后介绍了在雷达系统工程设计中常用的一些仿真试验方法。

2.2 制导雷达系统的组成及设计特点

在防空导弹武器系统中,制导雷达系统的设计和武器系统的作战需求有十分密切的关系。一般来说,制导雷达系统由目标指示雷达、跟踪制导雷达组成。在中低空防空导弹武器系统中,目标指示雷达的功能包括:发现、跟踪目标,进行敌我识别,分析目标的危险程度,进行火力分配,为跟踪制导雷达提供目标指示信息。当跟踪制导雷达截获、跟踪目标,确定满足射击条件后,目标指示雷达还要向跟踪制导雷达发出“发射授权”命令,跟踪制导雷达只有在收到该命令后才能进行导弹发射。因此,目标指示雷达承担了武器系统指挥控制中心的任务,它的工作过程和武器系统的作战过程紧密相关。

按照拦截空域的不同,现代防空导弹武器系统可分为中近程防空导弹武器系统和远程防空导弹武器系统两大类。中近程防空导弹武器系统的组成包括:目标指示雷达车、跟踪制导雷达车、敌我识别系统、数据传输通信系统等。系统支援装备包括:电子测试车、标校车、电子备件车、电站等。远程防空导弹武器系统的组成包括:目标指示雷达车、跟踪制导雷达车、敌我识别系统、数据传输通信系统、用于对抗反辐射导弹的“诱饵引偏系统”、指挥控制车、导弹发射车等。系统支援装备一般包括:电子测试车、标校车、电子备件车、电站等。

制导雷达系统设计的内容包括:根据武器系统提出的作战使用要求确定雷达的工作体制和工作频段,然后在此基础上提出系统的组成和对各分系统的技术性能要求,最后利用系统仿真的方法对所选方案进行详细的分析计算。

2.2.1 制导雷达系统体制的选择

制导雷达体制的选择要根据武器系统的要求、已有的工程技术基础、研制周期及

研制经费等因素进行综合分析后决定。在设计制导雷达系统时,首先要确定雷达的工作频段,提出实现技术途径和设备组成,然后通过分析计算,论证方案是否满足武器系统的要求。在武器系统的概念性论证阶段,要对国内外有关的技术进行充分的调研,结合防空作战的需求和国内已具备的技术基础,进行充分的分析论证后提出系统的体系结构。雷达的工作体制关系到整个武器系统的作战效能和使用寿命,因此,最终选出的雷达体系结构应具有先进性、可发展性和工程上的可实现性。

低空中近程防空导弹武器系统的主要任务是有效地拦截利用地形掩护从低空进入的飞行器,在这种情况下,雷达选择脉冲多普勒体制是十分合适的。同时,为了有效地保证低空跟踪精度,克服雷达多路径效应的影响,可以在制导雷达系统中配置电视或红外跟踪器,组成多传感器的复合系统。例如,法国研制的“响尾蛇”防空导弹武器系统就采用了这种设计。近来,对于中远程防空导弹武器系统的制导雷达,需要其能满足多目标作战环境的要求,能拦截空中的各种飞行器和地-地战术弹道导弹类目标,因此雷达采用相控阵体制是合适的。例如,美国的“爱国者”和俄罗斯的C-300防空导弹武器系统的制导雷达都采用了相控阵体制。

2.2.2 雷达主要性能参数的选择

1. 频率选择

从电磁理论的角度讲,对雷达的工作频率没有特殊的限制,工作波长可以在100 m(短波)到 10^{-7} m(紫外光波)的范围内。然而,无线电波在不同波段上的传播特性、目标散射特性、工程实现中发射和接收天线的形式、发射机方案等都具有不同的特点,这就是不同用途的雷达采用不同频段的主要原因。根据国际电信联盟为雷达(无线电定位)分配的波段,表2.1所示为雷达可选用的频率^[1]。

一般来说,远程对空警戒雷达的工作频率往往选择在UHF频段以下;空中交通管制用的三坐标雷达通常选择工作在S或L波段。对于跟踪制导雷达,分辨率、机动性、测量精度是主要的技术指标,因此不可能选择在较低的频段上工作,跟踪制导雷达一般选择工作频率在C波段以上工作是比较适合的。对于一些早期的防空导弹武器系统,跟踪制导雷达也有工作在S波段的,但由于武器系统要求雷达的测量精度越来越高,就要求雷达有更宽的瞬时带宽。例如,美国高空战区防御系统(THAAD)中的跟踪制导雷达的带宽为1.3 GHz。因此,跟踪制导雷达的工作频率可以选择在X波段。

表 2.1 雷达频段的划分

频段	频率范围	国际电信联盟指定的雷达工作频率
HF	3~30 MHz	
VHF	30~300 MHz	138~144 MHz, 216~225 MHz
UHF	300~1000 MHz	420~450 MHz, 890~942 MHz
L	1000~2000 MHz	1215~1440 MHz
S	2000~4000 MHz	2300~2500 MHz, 2700~3700 MHz
C	4000~8000 MHz	5250~5925 MHz
X	8000~12000 MHz	8500~10680 MHz
Ku	12~18 GHz	13.4~15.4 GHz, 15.7~17.7 GHz
K	18~27 GHz	24.05~24.25 GHz
Ka	27~40 GHz	33.4~36 GHz
V	40~75 GHz	59~64 GHz
W	75~110 GHz	76~81 GHz, 92~100 GHz
Mm	110~300 GHz	126~142 GHz, 144~149 GHz, 231~235 GHz, 238~248 GHz

近年来,隐身目标的突防已成为雷达设计者十分关注的问题。从雷达目标的散射特性分析可知,对角锥形的反射体,在轴线上的散射截面和雷达入射电波波长的关系为

$$\sigma_c = \lambda^2 \sin^4 \left(\frac{\alpha}{2} \right) \quad (2.1)$$

式中, α 是角锥形反射体的锥顶角度。

从上式来看,似乎波长越长,目标的散射截面越大,所以选择低频率对反隐身目标是有利的。但是,从雷达的测量精度、分辨率、装备的机动能力来看,波长越长则要求的天线尺寸越大,设备的机动性也就越差,这将威胁到武器系统的生存能力。此外,频率低时,系统的带宽很难做得宽,对系统的分辨率和抗干扰能力都是不利的。举例来说,如果要求雷达的波束宽度为 1° ,对于在 S 波段工作的雷达,天线的尺寸大约是 6.5 m,而 C 波段雷达的天线尺寸则是 3.2 m, Ku 波段雷达的天线尺寸仅为 1.1 m。如果系统要求相对带宽为 10%,在 S 波段能做到的带宽为 300 MHz,在 C 波段可做到 500 MHz,而在 Ku 波段则可达到 1.6 GHz。所以,当系统工作频率的带宽要求在 500 MHz 以上时,雷达的中心频率应选择在 C 波段以上,这对实现雷达的高分辨率和抗干扰都十分有利。因此,研制新一代武器系统的制导雷达,一般都选择在 C 波段以上的频率工作。此外,雷达工作频率的选择,在

工程实施上还要考虑到微波器件(特别是大功率器件)可实现的水平等问题。所以,选择雷达的工作频率,需要考虑各种因素后才能决定。表 2.2 所示为国外几种典型的防空导弹武器系统的制导雷达的工作频段。

表 2.2 国外典型的防空导弹武器系统的制导雷达的工作频段

型 号	工作频段	用 途	研 制 国 家
C-25 系列	S	中高空防空导弹武器系统	苏联
C-300 系列	X	中高空防空导弹武器系统	苏联
“爱国者”PAC 系列	C	中高空防空导弹武器系统	美国
THAAD	X	战区防御反导系统	美国
“宙斯盾”	S	舰载中高空防空导弹武器系统	美国
“响尾蛇”	Ku	低空防空导弹武器系统	法国
Roland	X	低空防空导弹武器系统	德国

2. 波形设计

雷达的波形设计是根据制导雷达所承担的任务,通过选择合适的发射波形,使雷达能在复杂的电磁环境下检测到目标,同时对测量目标的特征参数有足够的分辨率,并且对不需要的回波有较好的抑制作用。雷达发射什么样的波形和雷达的性能有十分重要的关系,但是,即使从理论上也找不到一种能满足所有性能要求的最佳波形。因此,雷达设计者往往根据不同任务要求采用发射多种波形的方案。根据雷达不同的工作任务来选择发射相匹配的波形是现代雷达的特点之一。

模糊函数是研究波形设计的重要工具。雷达接收机输出端信号的模糊函数,可以表示为

$$\chi(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)A(f - f_d)\exp(j2\pi f_d t)df \quad (2.2)$$

式中, $H(f)$ 是接收机的幅度频率响应函数, $A(f - f_d)$ 是输入信号的频谱, f_d 是目标回波的多普勒频率。模糊函数还可以表示为

$$\chi(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_d - t)a(t)\exp(j2\pi f_d t)dt \quad (2.3)$$

式中, $h(t_d - t)$ 是接收机的冲激响应函数, t_d 是目标回波的延迟时间, $a(t)$ 是输入信号。当雷达回波是通过匹配滤波器进行处理时, $H(f) = A^*(f)$, $A^*(f)$ 是输入信号复频谱的共轭,输出端的模糊函数可以表示为

$$\chi_0(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} A^*(f) \Lambda(f - f_d) \exp(j2\pi f_d t) df \quad (2.4)$$

利用 $\Lambda(f)$ 和 $a(t)$ 的傅里叶变换关系, 式(2.4)还可以表示为

$$\chi_0(t_d, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t) a(t - t_d) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (2.5)$$

大多数雷达信号的模糊函数可以分为 3 种: 刀刃形、钉板形和图钉形。刀刃形模糊函数的调制波形为无调频的矩形脉冲或线性调频脉冲, 它是一般脉冲雷达常用的波形, 在工程上很容易产生。这种波形一般用于测量目标的一个参量(距离或速度), 详情见参考文献[1]。持续时间为 τ 的单个矩形脉冲的调制函数可表示为

$$a(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau}} & |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| \geq \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$(2.7)$$

它对应的模糊函数为

$$\chi_0(t_d, f_d) = \text{rect}\left(\frac{t_d}{2\tau}\right) \exp(j\pi f_d t_d) \frac{\tau - |t_d|}{\tau} \times \frac{\sin[\pi f_d (\tau - |t_d|)]}{\pi f_d (\tau - |t_d|)} \quad (2.8)$$

所以, 沿时延坐标轴 t_d 和沿多普勒频率轴的模糊函数分别为

$$\chi_0(t_d, 0) = \text{rect}\left(\frac{t_d}{2\tau}\right) \frac{\tau - |t_d|}{\tau} \quad (2.9)$$

$$\chi_0(0, f_d) = \frac{\sin(\pi f_d \tau)}{\pi f_d \tau} \quad (2.10)$$

从式(2.9)可以得到距离分辨率为 $|t_d| = \tau$, 即脉冲越窄, 距离分辨率越高; 但由式(2.10)可以得到多普勒分辨率为 $f_d = 1/\tau$, 即脉冲越窄, 对应的多普勒分辨率(或速度分辨率)越低, 要获得好的多普勒分辨率, 就要选择宽脉冲波形。所以, 这种简单的矩形脉冲波形不能同时获得精确的距离和速度测量值。

对于线性调频的矩形脉冲信号, 它的信号形式为

$$a(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau}} \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \exp(j\pi \mu t^2) \quad (2.11)$$

式中, μ 是调频指数, 单位是 MHz/ μ s。对应的频率调制函数为

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\pi \mu t^2)}{dt} = \mu t \quad (2.12)$$

利用式(2.5)可以得到模糊函数为

$$\chi_0(t_d, f_d) = \text{rect}\left(\frac{t_d}{2\tau}\right) \exp(j\pi f_d t_d) \frac{\tau - |t_d|}{\tau} \times \frac{\sin[\pi(\mu t_d + f_d)(\tau - |t_d|)]}{\pi(\mu t_d + f_d)(\tau - |t_d|)} \quad (2.13)$$

由式(2.13)可得,在距离轴和速度轴上的模糊函数分别为

$$\chi_0(t_d, 0) = \text{rect}\left(\frac{t_d}{2\tau}\right) \frac{(\tau - |t_d|)}{\tau} \frac{\sin[\pi\mu t_d(\tau - |t_d|)]}{\pi\mu t_d(\tau - |t_d|)} \quad (2.14)$$

$$\chi_0(0, f_d) = \frac{\sin(\pi f_d \tau)}{\pi f_d \tau} \quad (2.15)$$

通过匹配接收机后,在距离轴上的分辨率为 $1/(\mu\tau) = 1/B$ 。这里 $\mu = B/\tau$, B 是线性调频带宽,表示信号在通过匹配接收机后将宽度为 τ 的脉冲压缩成宽度为 $1/B$ 的脉冲,其压缩比 $D = B\tau$ 也称为波形的时间带宽积。由式(2.13)描述的线性调频波形的模糊函数,其刀刃的位置在式(2.16)给出的直线上。式(2.16)所示关系定义为距离-多普勒耦合,反映了相对距离和速度的关系。

$$\mu \times t_d + f_d = 0 \quad (2.16)$$

在跟踪制导雷达中,脉冲串信号也是一种常用的波形,它的数学表达式为

$$a_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N a \left[t - \left(n - \frac{N+1}{2} \right) T \right]$$

式中, T 是脉冲之间的间隔时间, N 是脉冲串的总数。对应的模糊函数为“钉板形”,即

$$\chi_0(t_d, f_d) = \exp(jn\pi f_d T) \chi_v(t_d - nT, f_d) \frac{\sin[(N - |n|)\pi f_d T]}{N \sin(\pi f_d T)}$$

$$|t_d - nT| \leq \tau, n = -(N-1), \dots, 0, \dots, (N-1)$$

$$\chi_0(t_d, f_d) = 0, \text{在其他区域}$$

式中, $\chi_v(t_d - nT, f_d)$ 是单个脉冲的模糊函数,表示 $\chi_v(t_d, f_d)$ 按周期 T 在时间轴上平移。

对于长度为 NT 的脉冲串波形,它们的距离分辨率为

$$\delta R = \frac{c\tau}{2} \quad (2.17)$$

式中, c 是真空中光速, τ 是脉冲宽度,单位为 μs 。脉冲串信号的优点是同时具有距离和速度分辨率, $\chi_0(t_d, f_d) = 0$ 的区域相当大,总的信号能量大;其缺点是存在距离和速度模糊。脉冲串信号的距离模糊度为

$$R_{\text{amb}} = \frac{cT}{2} \quad (2.18)$$

$$\text{速度分辨率为} \quad \delta V = \frac{\lambda}{2(N-1)T} \quad (2.19)$$

$$\text{速度模糊度为} \quad V_{\text{am}} = \frac{\lambda}{2T} \quad (2.20)$$

具有“图钉形”模糊函数的波形能够实现无模糊测距和测速,虽然它是一种较理想的波形,然而在出现“面杂波”的环境下,或目标的散射截面较大时,由于杂波落在天线的副瓣范围内,而且分布很宽,因此该波形的性能并不理想。完全理想的“图钉形”模糊函数,形状为原点有一个尖峰,其他区域为0,这种理想的模糊函数在物理上是不可实现的。物理上可实现近似“图钉形”模糊函数的调制波形是伪随机编码波形,例如有些雷达中应用的多相序列编码。采用非单调频率波形,例如V形线性调频的波形,也可获得近似“图钉形”的模糊函数。这种波形的优点是同时有较好的距离分辨率和速度分辨率,不存在距离模糊,但缺点是有分布式的距离副瓣和速度模糊。

3. 能量要求

雷达的作用距离、测量精度等主要技术指标都和雷达接收到的目标回波的能量有直接关系。雷达的作用距离可由雷达的距离方程来估计^[2],即

$$R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \text{SNR} \times k T_s B L} F_t^2(\theta, \varphi) F_r^2(\theta, \varphi) \quad (2.21)$$

式中, P_t 是峰值发射功率(W), G_t 是发射天线增益, G_r 是接收天线增益, σ 是目标散射截面(m^2), SNR 是信号噪声比, k 是玻耳兹曼常数, λ 是雷达工作波长(m), T_s 是热力学温度(K), L 是系统损耗。 $F_t^2(\theta, \varphi)$ 是归一化发射天线方向性因子, $F_r^2(\theta, \varphi)$ 是归一化接收天线方向性因子,其中 (θ, φ) 是以天线为原点的球坐标的两个角度。

当雷达在跟踪状态时,发射天线和接收天线的方向性因子 $F_t^2(0,0) = F_r^2(0,0) = 1$, 雷达的距离方程可简化为

$$R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \text{SNR} \times k T_s B L}$$

此时对上式的两边取对数可以得到

$$40 \log_{10} R = 10 \log_{10} \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \text{SNR} \times k T_s B L} \right]$$

如果令

$$\mathfrak{R}_0 = 10\log_{10} \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_s B L} \right] \quad (2.22)$$

则有

$$\mathfrak{R}_0 = 10\log_{10} \text{SNR} + 40\log_{10} R \quad (2.23)$$

式中的 \mathfrak{R}_0 和雷达的发射功率、发射波形、天线增益、目标的散射截面、接收机带宽、等效噪声温度、系统损耗、信号处理方法等有关。当雷达的工作体制和各分系统的参数确定后, \mathfrak{R}_0 可视为常数, 称为雷达的“威力系数”。式(2.23)说明了, 当给定作用距离和所需要的信号噪声比后, 就可以计算出雷达所需要的威力系数。如果武器系统要求雷达的最大跟踪距离 $R=20000\text{ m}$, 信噪比 $\text{SNR}=10\text{ dB}$, 代入式(2.23), 则可以得到 $\mathfrak{R}_0=182\text{ dB}$ 。利用式(2.22), 在已知目标散射截面、雷达工作波长和工作体制后, 就可以计算雷达所需的发射功率、天线增益和接收机的有关参数。

2.3 制导雷达系统对各主要分系统的要求

2.3.1 天线的参数要求

1. 工作带宽

天线的工作频率范围由雷达系统的要求决定, 从系统的抗干扰要求出发, 希望天线有较宽的工作带宽, 但还应该考虑到工程的可实现性和与其他分系统的协调性等因素。

在一般情况下, 相对带宽要求为 $(5\% \sim 10\%) f_0$, f_0 是雷达工作的中心频率。对于抛物面反射式单脉冲天线, 它的工作带宽主要受天线和馈电系统中元件的限制。

2. 天线增益

在雷达的作用距离方程中, 天线增益对雷达作用距离的影响很大, 因此在雷达系统设计时, 应尽可能地选择高的天线增益。天线的增益和天线的等效孔径面积成正比, 天线的等效孔径面积又与天线孔径上幅度分布函数的形式有关, 所以天线增益可表示为

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.24)$$

式中, $A_e = \frac{\left[\iint_A E(x, y) dx dy \right]^2}{\iint_A E^2(x, y) dx dy}$, $E(x, y)$ 是天线孔径上的幅度分布函数。

3. 波束宽度

天线波束在 E 平面上的半功率点波束宽度 θ_{3E} 和天线的孔径尺寸 D 的关系为

$$\theta_{3E} \approx (65 \sim 70) \frac{\lambda}{D} \quad (2.25)$$

天线的波束宽度可作为雷达角分辨率的度量。天线的增益和波束宽度的乘积为一常数。理论上, 对于圆形孔径的理想天线, 增益与波束宽度的乘积为 $G \times \theta_{3E} \times \theta_{3H} \approx 32500$, 当考虑天线的利用系数后, 天线增益与波束宽度的关系近似为

$$G \approx \frac{18000 \sim 20000}{\theta_{3E} \times \theta_{3H}} \quad (2.26)$$

式中, θ_{3E} 和 θ_{3H} 分别是天线波束在 E 平面和 H 平面上的半功率点波束宽度, 单位为 $^\circ$ 。在进行系统性能参数计算时, 用式(2.25)和式(2.26)来估算天线的参数是十分方便的。

4. 副瓣电平

天线的副瓣电平对系统的抗干扰性能和雷达的低空工作性能有很大影响。在天线设计中, 低副瓣电平将使天线的孔径利用系数下降、波束宽度变宽, 所以在设计时往往要在增益、副瓣电平和波束宽度三者之间折中考虑。

5. 天线的极化

天线的极化由天线发射(接收)无线电波的电场矢量的方向决定。天线的极化情况通常有垂直极化、水平极化、圆极化(左旋圆极化和右旋圆极化)。在雷达系统设计时, 利用天线的极化特性, 可以达到提高雷达抗干扰能力的效果。例如, 对于工作在 Ku 波段的雷达选择圆极化天线, 当天线的圆极化轴比率为 1.2 时, 可使气象杂波强度降低大约 15 dB。当要求雷达在低空工作时, 选择垂直极化将比水平极化更有利些。

6. 交叉极化电平

一般来说, 在工程上要获得一个完全纯极化特性的天线是做不到的。天线的“交叉极化”是指由于天线性能不理想而产生的正交极化分量, 它对雷达的跟踪精

度有影响。一般要求天线的交叉极化电平必须低于-25 dB,对于一些要求测量精度高的雷达,则要求更低的交叉极化电平。

7. 单脉冲天线差波束的零值深度

单脉冲天线差波束的“零值深度”定义为,和波束最大值与对应的差波束最小值之比,通常用该比值的分贝数来度量。单脉冲天线的零值深度和雷达跟踪精度有很大的关系。在幅度比较单脉冲天线中,影响零值深度的主要因素是单脉冲天线的馈源“和-差比较器”前的相位误差,由于它对波束指向精度有较大的影响,在设计时一般要求零值深度应在-35 dB 以下。

8. 电轴漂移

单脉冲天线差波束零点的位置称为单脉冲天线的“电轴指向”。当频率变化时,由于天线制造误差(馈源的频率特性、抛物面的形面公差等)的存在,将使指向发生变化,这称为单脉冲天线的电轴漂移。对于精度要求高的制导雷达,一般要求电轴漂移角度小于 $20'$ 。

9. 单脉冲的归一化差斜率

1964年,Barton 定义了单脉冲归一化差斜率,表示为

$$k_m = \frac{\theta_{3H}}{\sqrt{G_m}} \left. \frac{\partial F_d(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} = \theta_{3H} K \sqrt{\frac{G_0}{G_m}}$$

式中, G_0 是单脉冲天线可得到的最大增益, G_m 是单脉冲天线和波束增益, $F_d(\theta)$ 是单脉冲天线差波束的方向性函数, θ 是波束的偏离角度, K 是单脉冲天线的绝对差斜率。

单脉冲归一化差斜率和单脉冲雷达的测角精度有很大的关系。在采用指令制导的防空导弹武器系统中,当目标和导弹在同一波束内时,导弹偏离波束中心的位置是通过归一化误差斜率曲线得到的,因此,归一化误差斜率曲线的零点位置、斜率和线性范围,对计算制导指令的精度有影响。通常要求单脉冲天线的归一化差斜率 $k_m = 1.3 \sim 1.6$,同时要对零点位置、斜率和线性范围提出要求。在单脉冲天线差波束的零点附近,单脉冲天线方位角的归一化误差斜率曲线一般表示为

$$U_A = \delta A \pm \frac{\delta k}{k_m} \Delta A$$

式中, δA 是零点的误差, 一般要求为 $0.1 \sim 0.2 \text{ mrad}$; $\delta k/k_m$ 是允许的斜率误差, 通常要求在 $1/3$ 波束宽的范围内小于 10% ; ΔA 是在方位主平面内偏离零点的角位移。

类似地, 单脉冲天线在仰角平面的归一化误差斜率曲线表示为

$$U_E = \delta E \pm \frac{\delta k}{k_m} \Delta E$$

式中, δE 是零点的误差, 一般要求为 $0.1 \sim 0.2 \text{ mrad}$; $\delta k/k_m$ 是允许的斜率误差, 通常要求在 $1/3$ 波束宽的范围内小于 10% ; ΔE 是在仰角平面内偏离零点的角位移。

当导弹发射后, 为了使制导雷达能很快地截获导弹, 并能正确地测量出目标与导弹的相对位置, 并发出控制指令使导弹快速进入到稳定状态, 希望角误差曲线的线性范围尽可能大些。

10. 输入驻波比

天线馈电系统的驻波影响传输系统的效率。系统的反射损耗为

$$L_{re} = 10 \log_{10} (1 - \Gamma^2)$$

式中, Γ 是反射系数, $\Gamma = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}$, ρ 是电压“驻波比”。由此可得到反射损耗和驻波比的关系为

$$L_{re} = 10 \log_{10} \left[\frac{4\rho}{(1 + \rho)^2} \right]$$

对于单脉冲雷达, 和、差通道之间的驻波比不一致, 还会引起两路之间的幅度-相位不平衡, 对跟踪精度有影响, 一般要求天线系统的输入驻波比 $\rho = 1.2 \sim 1.5$ 。

11. 和、差通道之间的隔离比

对于单脉冲天线, 和、差通道之间的隔离比的恶化是由接收系统的和通道与差通道之间的串扰引起的, 它对测角精度的影响将在第 5 章中讨论。对于性能良好的单脉冲雷达接收系统, 和通道与差通道之间的隔离比应该大于 50 dB 。

2.3.2 发射机的参数要求

1. 工作频率

发射机的工作频率范围由雷达系统的要求决定, 发射机的工作带宽主要受微

波高功率器件的限制,相对带宽一般要求为(5%~10%) f_0 , f_0 是发射机工作的中心频率。

2. 峰值功率

发射机的峰值功率由雷达系统的要求决定,根据系统提出的要求并利用式(2.22)综合天线、接收机和信号处理器的性能后,可以提出对发射机峰值功率的要求。

3. 平均功率

发射机的平均功率为

$$\bar{P} = P_i \times D_o \quad (2.27)$$

式中, P_i 是发射机输出的峰值功率, D_o 是占空比, $D_o = f_r \tau$, f_r 是发射脉冲的重复频率, τ 是发射脉冲的宽度。

在系统设计时,应尽可能地选择大的平均功率,以降低对峰值功率的要求。这样,可减少被敌方电子战侦察接收机截获雷达信号的可能性。表2.3所示为20世纪80年代末到20世纪90年代部分制导雷达应用的微波大功率电真空器件的情况。

表 2.3 现代制导雷达中应用的微波大功率电真空器件

雷达型号	频段	输出功率	管型	生产国	特征
AN/MPQ35	C	600 kW	行波管	美国	跟踪制导
C-300 ПИМВ-1	X	150 kW	多注速调管	俄罗斯	跟踪制导
Top-M1	C	30 kW	多注速调管	俄罗斯	目标指示
Top-M1	Ku	15 kW	多注速调管	俄罗斯	跟踪制导
“响尾蛇”NG	Ku	1.6 kW/100 W	行波管	法国	跟踪制导

4. 发射波形

根据雷达所需的工作状态和抗干扰的要求,提出对发射脉冲的波形要求,主要指标有脉冲宽度和脉冲内调制的方式。常用的波形有脉冲串、线性调频(LFM)、非线性调频和相位编码等。对于相控阵雷达,要求发射机能发射多种波形,并能快速地按照不同的工作状态改变波形。

从雷达测距的要求出发,雷达发射机发出的脉冲最好是宽度为 τ 的理想矩形

脉冲,这意味着信号要有无限宽的频谱,但实际上这是不可能的。所以,系统对发射机波形提出的要求包括脉冲前沿的上升时间和脉冲后沿的下降时间,详细要求根据系统对测距提出的精度来决定。

5. 脉冲重复频率

发射脉冲的重复频率由系统的体制和工作方式来决定。在系统设计时,必须考虑到发射机所能输出的最高平均功率。在发射机平均功率的约束条件下,根据雷达不同的工作状态来选择脉冲重复频率和脉冲宽度,否则会导致发射机工作不稳定,甚至损坏发射管。

6. 频谱纯度及稳定性

由于要求雷达在强杂波背景下具有良好的工作性能,系统对发射机输出信号的频谱纯度及稳定性提出越来越高的要求。对于那些采用线性调频发射波形的雷达,发射机本身存在着脉冲内部的虚假调制,这会导致压缩后距离副瓣电平上升,对雷达信号输出产生不良的影响。另外,脉冲内的杂散调制会导致系统的改善因子下降,降低系统在杂波背景下检测目标的能力。对发射机频谱纯度的要求,要根据改善因子的指标,并考虑其他相关系统对改善因子的影响后提出。此外,发射机稳定度的要求还包括发射脉冲包络的前沿和后沿抖动的范围等。

一些高功率微波器件在工作时还会产生谐波,这些谐波分量辐射到周围空间对周围的电子设备产生干扰,影响它们的正常工作,因此在选择发射管时,还要提出发射机的谐波抑制度的要求。

7. 可靠性

采用高功率器件的发射机,在雷达系统可靠性的设计中是最薄弱的环节。如果系统要求可靠性指标很高,那么必须采用冗余设计的办法来改善。有的系统采用两台发射机利用频率分集的方法同时工作,这对提高系统的可靠性也有好处。为了从根本上改进发射机的可靠性,应尽量采用固态发射机。

8. 维修性

雷达发射机的维修和雷达的其他分系统相比要复杂得多,特别是那些采用电真空器件的大功率发射机。它们通常采用液体冷却方式来解决发射管的散热问

题,所以发射管的体积、重量一般都很大,更换发射管时需要花费更多的时间。因此,在发射机的结构设计中,应提供一些专用的维修工具,达到方便维修的目的。

9. 安全性

雷达发射机的特点是高压、高功率、大电流,因此必须高度重视安全性设计。例如,大功率速调管发射机的高压可达到 $60\sim 80\text{ kV}$,即使采用“多注速调管”,其高压也有 $20\sim 35\text{ kV}$,因此安全性设计不容忽视。安全性设计包含两方面的内容:首先是考虑人员的安全,发射机的电磁屏蔽和X射线的屏蔽性能必须满足国家规定的安全标准,其次需要考虑设备的安全。在发射机中,发射管的价格是十分昂贵的,因此发射机系统的设计要采用专门的控制保护措施。例如,严格规定加电的顺序,当发生误操作时能自动终止加电,严格设计自动断电的程序,并且要求保护电路具有驻波保护、高压保护、灯丝电流保护、阴极、栅极电流保护等功能。在逻辑设计上,要做到绝对安全,例如在打开发射机柜门时要自动断开高压等。

2.3.3 接收机的参数要求

1. 工作频率

接收机的工作频率范围由雷达系统的要求决定,相对带宽一般要求为 $(5\%\sim 10\%)f_0$, f_0 为接收机工作的中心频率。

2. 频率稳定度

接收系统的频率稳定度取决于频率合成器提供本振频率的性能,接收机的频率稳定度分为长期频率稳定度和短期频率稳定度。长期频率稳定度主要受基准晶体振荡器频率漂移的影响,如果频率漂移超出了接收机中频放大器带宽允许的范围,接收机将不能够正常收到信号。在跟踪制导雷达中,由于应答机的输出信号频率源和地面制导雷达的频率源是相互独立的,因此在设计导弹应答接收通道时应提出频率稳定性要求。描述长期频率稳定度的性能指标为单位时间内的频率变化值 Δf ,也可以用在规定的时间内相对频率的变化 $\Delta f/f_0$ 来表示。如果要求在1小时内 $\Delta f/f_0\leq 10^{-9}$,并且 $f_0=5300\text{ MHz}$,则意味着1小时内频率变化 5.3 Hz 。影响长期频率稳定度的主要因素是晶体振荡器的温度特性,有时为了达到良好的稳定性要求,必须对晶体采取恒温措施。由于雷达目标通道的发射信号频率和接收通道本振信号频

率都来自同一个晶体振荡器,因此长期频率稳定度不会影响到正常接收。但是如果系统要求测速,长期稳定度对测速精度是有影响的。

在采用脉冲多普勒体制工作的雷达系统中,短期频率稳定度将会影响系统在杂波环境下检测目标的能力。

3. 灵敏度

接收机的灵敏度定义为接收机能收到的最小信号的能力,表示为

$$P_{\min} = kT_s B_n D(n) \quad (2.28)$$

式中, k 是玻耳兹曼常数, T_s 为系统的等效噪声温度, B_n 是接收机的等效噪声带宽; $D(n)$ 是检测因子,它表示能够检测到目标回波信号时所需的信号噪声功率比,其中的 n 表示累计接收到的回波脉冲数。

系统的等效噪声温度 T_s 可以表示为

$$T_s = T_a + T_r + L_r T_e \quad (2.29)$$

式中, T_a 是天线输入端噪声的等效噪声温度, T_r 是天线和接收机之间微波元件的传输损耗噪声的等效噪声温度, T_e 是接收机本身噪声的等效噪声温度, L_r 是输入端微波器件的欧姆损耗。式(2.29)中的各等效噪声温度可以表示为如下形式。

$$T_a = \frac{(0.88T'_a - 254)}{L_a} + 290 \quad (2.30)$$

式中, L_a 是天线的欧姆损耗; T'_a 是天空的等效噪声温度,它和雷达的工作频率及波束仰角的指向有关,不同仰角对应的天空噪声温度如图 2.1 所示^[3]。

$$T_r = T_{rr}(L_r - 1) \quad (2.31)$$

式中, T_{rr} 是输入端微波器件的实际温度。

$$T_e = T_0(F_n - 1) \quad (2.32)$$

式中, T_0 为环境温度,一般情况下 $T_0 = 290\text{ K}$; F_n 是接收机的噪声系数。

接收机的等效噪声带宽 B_n 可以表示为

$$B_n = \frac{1}{|H(f_0)|^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (2.33)$$

式中, $H(f)$ 是接收机中频放大器的传递函数。

利用上面的公式可以计算接收机的灵敏度。假定雷达工作在 C 波段,接收机噪声系数 $F_n = 2$,波束指向仰角 $\theta = 1^\circ$,由图 2.1 可查到天空的噪声温度 $T'_a = 70\text{ K}$,接收系统的馈线插入损耗 $L_r = 1.5$,天线的欧姆损耗 $L_a = 1.047$,代入式(2.29)得

到 $T_s = 686.2$; 如果接收机中频放大器的噪声带宽 $B_n = 1 \text{ MHz}$, $D(1) = 2$, 代入式(2.28)可以得到接收机的灵敏度为

$$P_{\min} = 1.38 \times 10^{-23} \times 686.2 \times 10^6 \times 2 = 1894 \times 10^{-17} \text{ W} = -107.2 \text{ dBm}$$

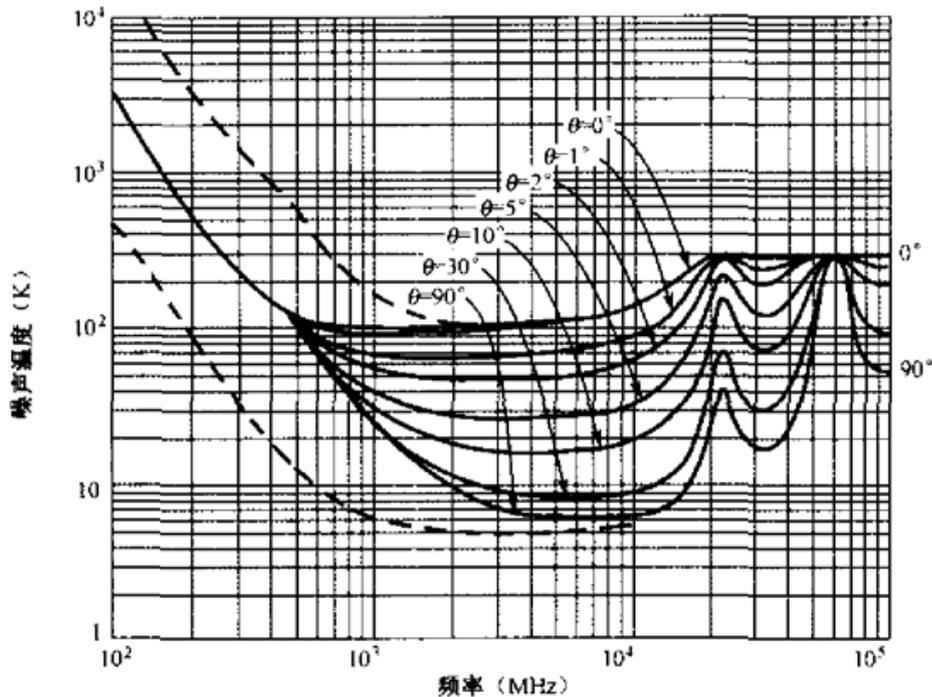


图 2.1 天空的噪声温度与频率、波束仰角的关系

4. 中频放大器带宽

接收机中频放大器带宽的选择是根据发射脉冲的频谱宽度来决定的。从匹配滤波器的原理考虑,接收机的中频放大器带宽选择为 $B_f = 1/\tau$ 即可, τ 是脉冲宽度。但是,为了保证测距的精度,必须要求脉冲的形状良好,所以中频带宽的选择至少应满足 $B_f = (1.2 \sim 1.4)/\tau$ 。除此之外,还要考虑目标运动产生的多普勒频移的影响,因此实际的中频放大器带宽为 $B_{IF} = B_f + f_0 \times (2V_r)/c$, V_r 是目标相对于雷达的径向速度, c 是真空中光速。在有些跟踪制导雷达的设计中,目标和导弹的回波都通过同一个中频放大器,在这种情况下,中频放大器的带宽须适应两种波形的要求,并且还要考虑导弹上应答机的频率漂移的范围,因此,中频放大器的带宽选择要留有足够的余量,以满足正常接收的需要。

5. 和、差通道之间的隔离比

在单脉冲接收机中,由于和信号可以通过混频器、本振功率分配器串入到差通

道,导致差信号的零点变坏,跟踪精度性能下降,因此在接收机设计时应仔细考虑和、差通道之间的隔离比。关于隔离比对测角精度影响的分析见第 5 章。在设计中,为了保证达到系统要求的精度,通常要求接收机和、差通道之间的隔离比大于 50 dB。

6. 和、差通道之间的幅度-相位平衡

单脉冲接收机的和、差通道的幅度-相位不平衡将导致角误差灵敏度曲线的斜率降低和产生零点位置漂移,对雷达的角跟踪回路和导弹制导回路产生不良的影响,详细分析见第 5 章。在设计中通常要求和、差通道间的幅度不平衡的允许值为 1 dB,相位不平衡的允许值为 $20^{\circ} \sim 30^{\circ}$ 。

7. 动态范围

接收机的动态范围是指输入接收机的最小信号功率到最大信号功率的范围,它用输出信号随输入信号的变化特性来表示,通常要求接收机的输出-输入特性是线性的。按照通用的标准,线性范围定义为对应于输出信号在 1 dB 的增益压缩点时的最大输入信号电平。

接收机的动态范围可以表示为

$$D = D_1 + D_{2T} + D_{3C}$$

式中, $D_1 = 40 \log_{10} (R_{\max}/R_{\min})$ 表示雷达工作距离的变化范围, D_{2T} 表示雷达目标的幅度起伏特性, D_{3C} 表示杂波的幅度特性。

假定目标的最远作用距离为 150 km,最近作用距离为 3 km,目标回波的起伏范围为 15 dB,杂波的强度为 30 dB,则要求接收机的动态范围 $D \approx 67 + 15 + 30 = 112$ dB。为了满足这一要求,根据强回波信号在不同距离段的特点,接收机可采用灵敏度-时间控制(STC)和数字自动增益控制(DAGC)的方法来实现。

8. A/D 转换器的选择

近来,A/D 转换器在接收系统中得到了广泛的应用。在一些新型的接收机中已实现了直接中频采样,然后将数字信号送到信号处理器进行处理。数字技术的应用不仅使接收系统的性能获得了提高,稳定性也得到了很大的改善。A/D 转换器是接收机数字化的关键器件之一,在选择 A/D 转换器时需要考虑以下特性。

采样率:A/D 转换器的采样率必须满足信号采样定理的要求。

分辨率: A/D 转换器的分辨率等于信号被采样后输出的最小有效位的值, 即

$$V_{\min} = \frac{V_{\max}}{2^N - 1}, N \text{ 为 A/D 转换器的位数。}$$

动态范围: A/D 转换器的动态范围 $D_{AD} = 6N - 9 - 20 \log_{10}(\sigma/\text{LSB})$ (dB)。式中, N 是 A/D 转换器包括符号位的位数, σ 是 I 或 Q 通道内的噪声, LSB 是最小有效位的电压值。

此外还有其他的要求, 包括采样时间同步、数据传输、线性特性、极性等, 在系统设计中可根据不同的需要提出。

2.3.4 信号处理器的参数要求

1. 脉冲多普勒雷达最小工作波长的选择

为了能有效地从杂波背景下检测出运动目标, 需要利用目标运动产生的多普勒频率来进行分辨。从波形设计可知, 在一般情况下, 仅利用运动目标的单个回波脉冲来提取多普勒信息是不可能的。从单个脉冲的模糊函数可知, 单个脉冲的频率分辨率与发射脉冲的宽度成反比关系, 即 $\delta f = 1/\tau$ 。因为运动目标的多普勒频率为 $f_d = f_0 \times 2V_r/c$, 如果目标运动的径向速度 $V_r = 50 \text{ m/s}$, 雷达的工作频率 $f_0 = 3000 \text{ MHz}$, 则 $f_d = 1000 \text{ Hz}$, 所需的脉冲宽度 $\tau = 1 \text{ ms}$ 。而在这种情况下, 雷达的距离分辨率将是很差的。为了解决这个问题, 必须采用脉冲串波形。

当利用脉冲串波形时, 它的速度分辨率和发射脉冲的重复周期 T 、雷达的工作波长 λ 、脉冲的数目 N 有关, 即

$$\delta V = \frac{\lambda}{2(N-1)T} \quad (2.34)$$

速度的模糊度为

$$V_{\text{amb}} = f_r \frac{\lambda}{2} \quad (2.35)$$

式中, f_r 是脉冲的重复频率。对应的距离模糊度为

$$R_{\text{amb}} = \frac{c}{2f_r} \quad (2.36)$$

将以上两式相乘得到

$$R_{\text{amb}} V_{\text{amb}} = c \frac{\lambda}{4} \quad (2.37)$$

式(2.37)说明, 雷达工作时的距离模糊和速度模糊与雷达的工作波长有关。

当雷达目标的速度为 400 m/s, 雷达的最大作用距离为 20 km 时, 如果要求雷达工作时没有距离模糊和速度模糊, 则将 $V_{\max} = 400 \text{ m/s}$, $R_{\max} = 20 \text{ km}$ 代入式(2.37), 可以得到雷达的最小工作波长 $\lambda_{\min} \approx 0.107 \text{ m}$ 。如果雷达目标的速度仍为 400 m/s, 雷达的最大作用距离为 200 km, 同时要求雷达工作时没有距离模糊和速度模糊, 则雷达的最小工作波长为 $\lambda_{\min} \approx 1.07 \text{ m}$ 。

2. 目标指示雷达的脉冲积累数和天线扫描调制

通常目标指示雷达为了实现全空域的覆盖, 在方位上使天线以角速度 ω 旋转, 仰角上采用余割平方波束或堆叠波束覆盖要求的空域。在这种情况下, 可用于信号处理的脉冲数和天线的波束宽度、发射脉冲的重复频率、天线旋转的角速度 ω 有关。可以用高斯型函数来近似描述天线的功率方向性图, 这对所有的天线来说在主瓣范围内都有较好的精度。由于天线的扫描对输入波形产生调制, 所以方向性图可以表示为

$$f^2(\theta) = \exp\left[-2.77\left(\frac{\theta}{\theta_3}\right)^2\right] = \exp\left[-2.77\left(\frac{\omega t}{\theta_3}\right)^2\right] \quad (2.38)$$

式中, θ_3 是天线的半功率点波束宽度。如果雷达脉冲的重复频率为 f_r , 天线旋转的角速度为 ω , 则雷达可利用的脉冲积累数 n 为

$$n = f_r \frac{\theta_3}{\omega}$$

例如, 如果 $f_r = 8000 \text{ Hz}$, $\theta_3 = 2^\circ$, $\omega = 360^\circ/\text{s}$, 则 $n \approx 44$ 。

3. MTI 滤波器

1) MTI 滤波器的结构

具有反馈的 MTI 单延迟对消滤波器的基本结构如图 2.2 所示。

当 $k_1 = 0$ 时, 图 2.2 所示就为传统的 MTI 对消器的结构。MTI 单延迟对消滤波器的传递函数在频域的表达式为

$$H(f) = \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} - k_1} \quad (2.39)$$

$$|H(f)| = \frac{2\sin(\pi f_d T)}{\sqrt{1 + k_1^2 - 2k_1 \cos(2\pi f_d T)}} \quad (2.40)$$

式中, T 为脉冲重复周期。利用式(2.35)和 $f_d = f_0 \times 2V_r/c$, 式(2.40)变换后也可表示为对速度的响应特性, 即

$$H\left(\frac{V}{V_{sm}}\right) = \frac{2\sin\left(\pi \frac{V}{V_{sm}}\right)}{\sqrt{1 + k_1^2 - 2k_1 \cos\left(2\pi \frac{V}{V_{sm}}\right)}} \quad (2.41)$$

图 2.3 所示为对应于 $k_1 = 0$ 和 $k_1 = 0.5$ 的单延迟对消滤波器相对速度响应特性。

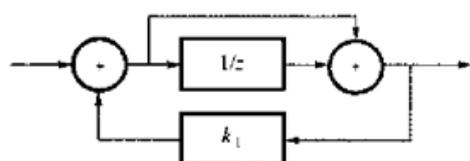


图 2.2 具有反馈的 MTI 单延迟对消滤波器的结构

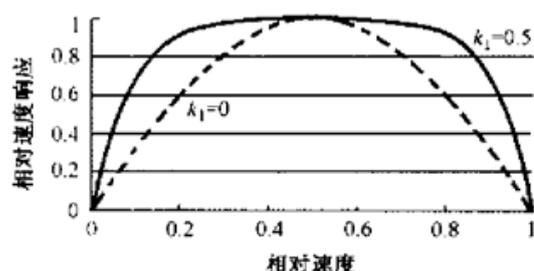


图 2.3 单延迟对消滤波器的相对速度响应

为了更进一步改善对消杂波的效果,可采用多回路对消的方法,图 2.4 所示为 MTI 双对消滤波器的结构。

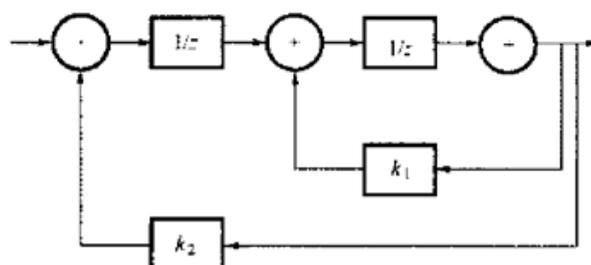


图 2.4 MTI 双对消滤波器的结构

MTI 双对消滤波器在 Z 平面的传递函数为

$$H(z) = \frac{(z-1)^2}{z^2 - (k_1 + k_2)z + k_1} \quad (2.42)$$

在频域,MTI 双对消滤波器的传递函数可写为

$$H(f) = \frac{(e^{j2\pi f_d T} - 1)^2}{e^{j2\pi f_d T} - (k_1 + k_2)e^{j2\pi f_d T} + k_1} \quad (2.43)$$

2) MTI 滤波器的特性

改善因子是 MTI 滤波器的一个重要性能指标,定义为输出信号杂波比与输入信号杂波比的比值,可表示为

$$I_m = \frac{(S/C)_o}{(S/C)_i} \quad (2.44)$$

MTI 滤波器的另一个性能指标是归一化杂波衰减,定义为输出端杂波噪声比与输入端杂波噪声比的比值,可表示为

$$CA = \frac{\langle C/N \rangle_o}{\langle C/N \rangle_i} \quad (2.45)$$

根据式(2.44)和式(2.45),改善因子也可以表示为

$$I_m = \frac{\bar{S}_o}{S_i} CA^{-1} \quad (2.46)$$

式中, \bar{S}_o 是所有输出信号的平均功率, S_i 是输入信号的功率,对单对消回路有 $\bar{S}_o/S_i=2$ 。

杂波下的可见度是 MTI 滤波器的另一个重要性能指标,它是指在给定发现概率和虚警概率的条件下,雷达能够检测到目标回波信号的能力,可以表示为

$$SCV = \frac{I_m}{D_{sc}} \quad (2.47)$$

式中, D_{sc} 是杂波下的检测因子,它表示要检测到目标所需的信号杂波比。

在 MTI 雷达中,当杂波频谱宽度发生变化时,改善因子由杂波频谱的宽度和盲速的比值来决定。当杂波频谱是由于天线扫描而展宽时,不同结构的对消滤波器的改善因子可由下式计算^[3]。

单对消回路的改善因子为

$$I_1 = \left[1 - \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) \right]^{-1} \approx \frac{2}{z^2} \quad (2.48)$$

式中, $z=2\pi\sigma_v/V_{am}$ 。当由于天线扫描而使杂波的频谱宽度展宽时, $z=z_s$,这里

$$z_s = 2\sqrt{\ln 2} \frac{\omega}{f_r \theta_s} = \frac{1.665}{n}$$

式中, n 和雷达发射脉冲的重复频率 f_r 、雷达天线的波束宽度 θ_s 、天线的扫描速度 ω 有关, $n=f_r \theta_s/\omega$ 。所以式(2.48)可写为

$$I_1 \approx \frac{2}{z_s^2} \approx 0.72 n^2 \quad (2.49)$$

双对消回路的改善因子为

$$I_2 = 1 - \frac{4}{3} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) + \frac{1}{3} \exp(-2z^2) \approx \frac{2}{z^4} = 0.26 n^4 \quad (2.50)$$

三对消回路的改善因子为

$$I_3 = 0.063 n^6 \quad (2.51)$$

有许多因素都能使杂波频谱展宽,例如切向风的作用、雷达设备自身的稳定

性、体杂波内部的湍流运动等,各种因素对杂波频谱展宽的影响可通过均方相加来综合估计,即

$$\sigma_v = \sqrt{\sigma_{v_0}^2 + \sigma_{v_s}^2 + \sigma_{v_t}^2 + \sigma_{v_i}^2 + \dots} \quad (2.52)$$

式中, σ_v 是各种因素共同作用后的杂波频谱宽度(m/s)。 $\sigma_{v_0} = \omega / (5.35\theta_3)$ 代表天线扫描对杂波频谱宽度的影响。 $\sigma_{v_s} = 0.42kR\theta_{3E}$ 代表切向风的影响,其中, R 为斜距, θ_{3E} 是天线仰角的半功率点波束宽度, k 是沿波束方向风的剪切常数(风速梯度),当波束指向高空时, $k \approx 5.7 \text{ m}/(\text{s} \cdot \text{km})$ 。 σ_{v_t} 代表杂波体内部扰动的影响,对于山上的树林, $\sigma_{v_t} = 0.01 \sim 0.32 \text{ m/s}$;对于海面杂波, $\sigma_{v_t} = V_w / 8$, V_w 为风速;对于雨、箔条杂波, $\sigma_{v_t} = 1 \sim 2 \text{ m/s}$ 。 σ_{v_i} 代表雷达设备内部不稳定的影响。

综合多种因素后的改善因子可表示为

$$\frac{1}{I} = \sum_{k=1}^m \frac{1}{I_k} \quad (2.53)$$

式中, m 表示雷达设备内部各种不稳定因素的总数。雷达设备内部各种不稳定因素对改善因子的影响如表 2.4 所示。

表 2.4 设备不稳定对改善因子的限制^[4]

雷达设备不稳定因素	对改善因子的限制
发射机频率不稳	$I_1 = 20\log[1/(\pi\Delta f\tau)]$
本机振荡器或相干振荡器频率不稳	$I_2 = 20\log[1/(2\pi\Delta f_d t_d)]$
发射机相位漂移	$I_3 = 20\log[1/(\Delta\varphi)]$
相干振荡器锁相误差	$I_4 = 20\log[1/(\Delta\varphi)]$
脉冲时标基准变化	$I_5 = 20\log[\tau/(\sqrt{2}\Delta t\sqrt{B\tau})]$
脉冲宽度抖动	$I_6 = 20\log[\tau/(\Delta\text{pw}\sqrt{B\tau})]$
脉冲幅度抖动	$I_7 = 20\log[A/(\Delta A)]$

表中, Δf 是脉冲内部频率的变化值, τ 是脉冲宽度, t_d 是雷达回波脉冲的延迟时间, $\Delta\varphi$ 是脉冲内部相位的变化值, Δpw 是脉冲宽度的变化值, Δt 是时钟的变化值, A 是脉冲的幅度, ΔA 是脉冲的幅度的变化值, $B\tau$ 是脉冲压缩波形的时宽带宽乘积(对于无调制的脉冲, $B\tau = 1$)。

3) 重复频率参差和重复频率分集 MTI

MTI 处理最大的问题就是固有的盲速限制了雷达的检测性能,采用重复频率参差的方法可以克服盲速的限制。但是这种方法的缺点是:当重复周期变化时,系统的杂波衰减性能会变差。对于双对消回路,重复频率参差后的改善因子为^[7]

$$I_s = \frac{1}{1 - 2/3[\rho(T_1) - \rho(kT_1)] + 1/3\rho(T_1 + kT_1)} \quad (2.54)$$

式中, $k = T_2/T_1$, $\rho(T)$ 是杂波的自相关函数。参差重复频率系统的缺点是杂波衰减性能会变差, 为了说明衰减变坏的程度, 可以和非参差重复频率双对消回路进行比较。非参差重复频率双对消回路的改善因子为

$$I_2 = \frac{1}{1 - 2/3\rho(T) + 1/3\rho(2T)} \quad (2.55)$$

式中, $T = (T_1 + T_2)/2$ 。为了方便比较参差重复频率系统和非参差重复频率系统的性能, 假设杂波的频谱为高斯函数, 杂波的自相关函数 $\rho(T)$ 也是高斯函数, 可以展开为泰勒级数

$$\rho(T) = \exp\left(-\frac{T^2}{2\sigma_r^2}\right) \approx 1 - \frac{T^2}{2\sigma_r^2} + \frac{T^4}{4\sigma_r^4} \dots \quad (2.56)$$

式中, $\sigma_r = \lambda/(2\pi\sigma_v)$ 。

由式(2.56), 选取自相关函数泰勒级数展开式的前三项近似, 可以得到当采用重复频率参差时双对消回路改善因子的损失, 近似为

$$\frac{I_2}{I_s} \approx \frac{4\sigma_r^2(1-k^2)}{3T^2(1+k^2)} + \frac{16}{(1+k)^4} \left(k^2 - \frac{1-k^4}{12}\right) \quad (2.57)$$

4) 脉冲多普勒处理器

脉冲多普勒处理器采用的技术有低重复频率、中重复频率和高重复频率 3 种。低重复频率脉冲多普勒处理器在距离测量上无模糊, 但在速度测量上有模糊; 中重复频率脉冲多普勒处理器在距离测量和速度测量上均有模糊; 高重复频率脉冲多普勒处理器在距离测量上有模糊, 而在速度测量上无模糊。和 MTI 处理器相比, 脉冲多普勒处理器具有优良的杂波抑制能力, 还可以测量目标的径向速度, 这对检测慢速运动目标更为有利。脉冲多普勒处理器的结构如图 2.5 所示, 从相干接收机输出的 I、Q 两路信号, 经 A/D 转换成数字信号后输入杂波对消滤波器进行对消处理, 对消器可以是传统的单延迟对消器或多延迟对消器。在图 2.5 中, 辅助通道的作用主要是对消大散射截面的固定孤立杂波, 如由大型建筑物产生的杂波等。对于中重复频率和高重复频率的脉冲多普勒雷达, 由于距离模糊的存在使近距离的杂波淹没了远距离的目标回波, 所以为了有效地进行检测, 要求处理器有高的杂波抑制能力。

图 2.6 所示为一种低重复频率脉冲多普勒制导雷达的脉冲多普勒滤波器组的输出特性。信号在输入多普勒滤波器前先通过 2 点 DMTI(Digital Moving Target Indicator)处理, 之后再继续进行 16 点的 FFT 处理。

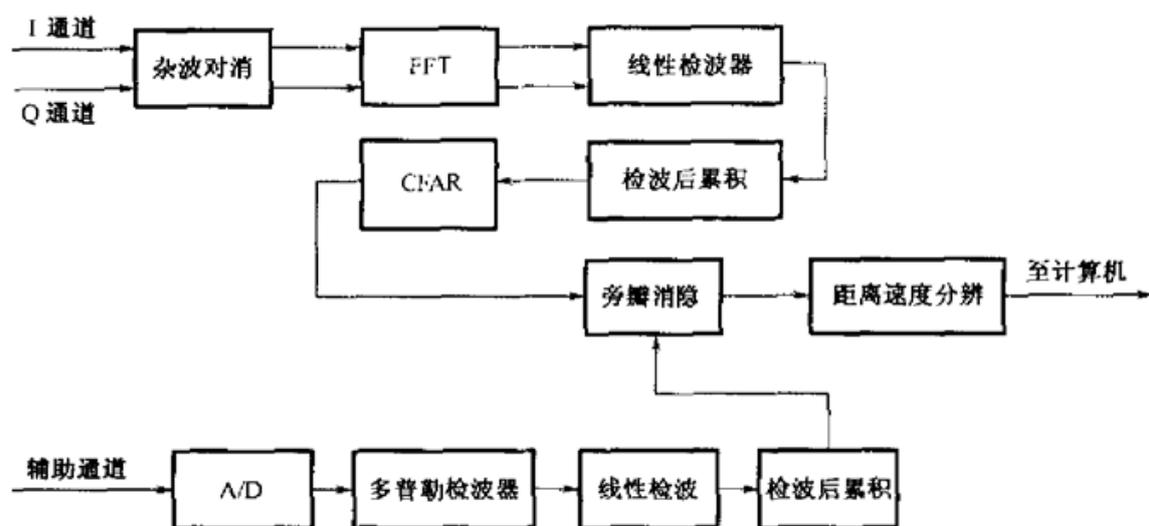


图 2.5 典型脉冲多普勒处理器的结构

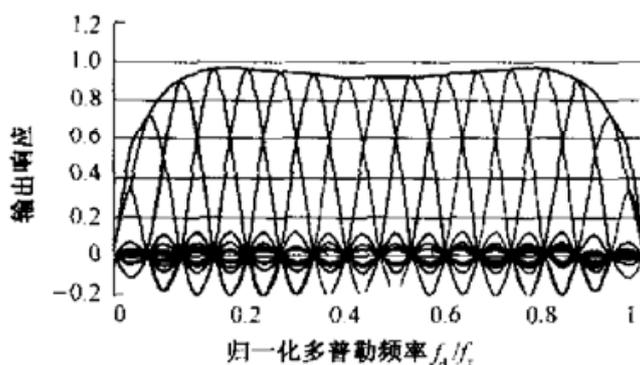


图 2.6 典型的 DMTI+16 点 FFT 多普勒滤波器组的输出特性

中间的滤波器对应的多普勒频率 $f_d = 0.5f_r$ ，当 $f_r = 6000$ Hz 时，对应的 $f_d = 3000$ Hz；对应的无模糊距离 $R_{am} = c/(2f_r) \approx 25$ km；当雷达工作波长 $\lambda = 1.8$ cm 时，模糊速度为 $V_{am} = f_r \lambda / 2 = 54$ m/s。如果目标速度大于上述值则将存在模糊，需要通过解模糊来估计目标的速度。在跟踪制导雷达中，可以利用目标指示雷达给出的目标位置和速度数据来解模糊，确定起始的重复频率。为了获得较好的杂波抑制效果，可采用自适应调整重复频率的方法，使目标的多普勒频率总是落在中心滤波器上。

采用高重复频率的脉冲多普勒雷达存在距离模糊，可以采用多种重复频率工作，分别测量在不同重复频率下得到的模糊距离，然后通过解模糊的方法来获得目标的真实距离。参考文献[6]给出了当采用 2 种或 3 种脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)进行测距时，雷达发射机的重复频率和波门参数的关系，如表 2.5 所示。表中， m_1 是对应于最高重复频率 f_{r1} 的波门参数，一般要求 m_1 在 8

至 500 之间, m_2 是对应于中间的重复频率 f_{r2} 的波门参数, m_3 是对应于最低重复频率 f_{r3} 的波门参数, 要求 m_1, m_2, m_3 必须是递增或递减的正整数; τ_g 为距离波门的宽度, 单位是 μs 。

表 2.5 多重重复频率测距的参数^[6]

项 目		双重复频率(2-PRF)	三重复频率(3-PRF)
距离波门参数($m_3 < m_2 < m_1$)		m_1, m_2	m_1, m_2, m_3
距离波门数		$m_1 - 1$	$m_1 - 1$
脉冲重复频率(PRF)	f_{r1}	$1/(m_1 \tau_g)$	$1/(m_1 \tau_g)$
	f_{r2}	$1/(m_2 \tau_g)$	$1/(m_2 \tau_g)$
	f_{r3}	—	$1/(m_3 \tau_g)$
无模糊距离 R_{max}		$m_2 c / (2 f_{r1})$	$m_1 m_3 c / (2 f_{r1})$
发射机占空比		τf_{r2}	τf_{r3}
最高 PRF 和最低 PRF 之比		m_1 / m_2	m_1 / m_2

图 2.7 所示为 $m_1 - 1$ 和雷达最远无模糊距离的关系, 其中 $f_{R_{\text{min}}}$ 是雷达无模糊距离对应的最低重复频率。从图中可以看到, 当要求无模糊距离很大时, 需要选择 3 种重复频率测距。当雷达无模糊的最远距离给定时, 利用表 2.5 和图 2.7, 就可以选择 2-PRF 或 3-PRF 测距的重复频率和对应的距离波门参数。在选择 m_1 时还要考虑以下因素:

- 因为 $m_1 - 1$ 是要处理的最大距离波门数, 所以为缩小硬件规模, 则应尽可能选择较小的 m_1 ;
- 当采用 3 种重复频率工作时, 至少有一个 PRF 的回波脉冲会落在发射脉冲宽度 $3/m_1$ 的地方, 因此 m_1 至少要选择大于 8, 以减小回波脉冲落在发射脉冲位置上而产生的影响;
- 为获得大的无模糊距离, m_1 需要选取较大的数;
- 为获得高的距离分辨率, 脉冲宽度 τ 应尽可能窄, 这也需要大的 m_1 ;
- 当重复频率变化时, 发射机的平均功率会发生变化, 而当选择较大的 m_1 时, 发射机的负载变化较小, 这对发射机工作的稳定性有好处。

例如, 由表 2.5, 选取 $m_1 = 13, \tau_g = 1 \mu\text{s}$, 得到最低重复频率 $f_{r1} \approx 76.932 \text{ kHz}$, 选取 $m_2 = 12, \tau_g = 1 \mu\text{s}$, 得到中间重复频率 $f_{r2} \approx 83.333 \text{ kHz}$, 选取 $m_3 = 11$, 得到最高重复频率 $f_{r3} \approx 90.909 \text{ kHz}$, 则对应的最大无模糊距离 $R_{\text{max}} = 278.8 \text{ km}$ 。如果雷达发射脉冲的宽度为 $0.7 \mu\text{s}$, 则发射机的占空比为 $\tau f_{r1} \approx 0.63$ 。

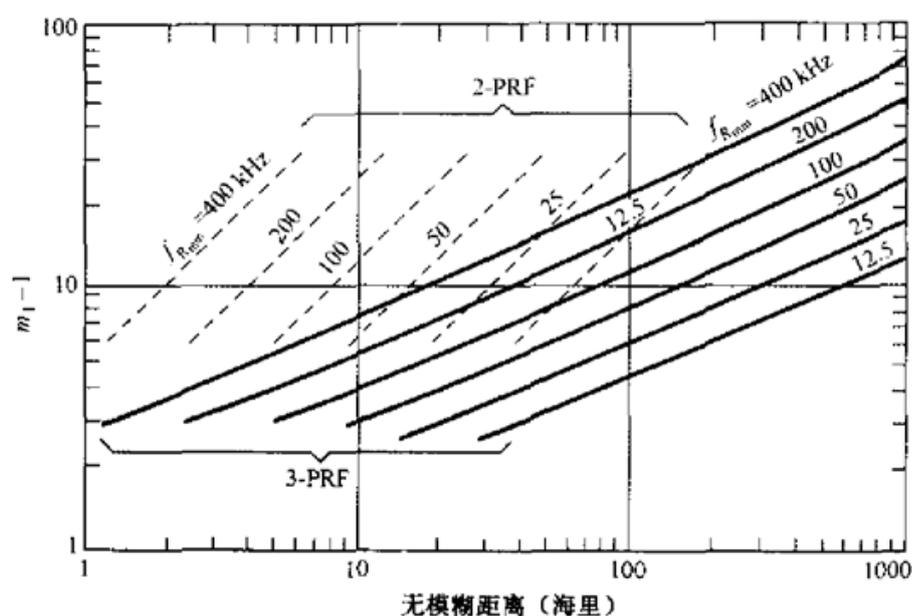


图 2.7 2-PRF 和 3-PRF 的最远无模糊距离和距离波门数 $m_1 - 1$ 之间的关系

目标的真实距离可以利用中国的余数定理来得到, 目标真实距离的计算公式为^[6]

$$R_T = (C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_3 R_3) \bmod (m_1 m_2 m_3) \quad (2.58)$$

式中 $C_1 = b_1 m_2 m_3 \quad (b_1 m_2 m_3) \bmod (m_1) = 1 \quad (2.59)$

$$C_2 = b_2 m_1 m_3 \quad (b_2 m_1 m_3) \bmod (m_2) = 1 \quad (2.60)$$

$$C_3 = b_3 m_1 m_2 \quad (b_3 m_1 m_2) \bmod (m_3) = 1 \quad (2.61)$$

这里, b_1, b_2, b_3 都是正整数。当已知 $m_1 = 13, m_2 = 12, m_3 = 11, m_1 m_2 = 156, m_1 m_3 = 143, m_2 m_3 = 132$ 时, 可以用试探的方法求出 b_1, b_2, b_3 。分别用 $b_1 = 1, 2, 3, \dots$ 代入式(2.59), 可以得到

$$(1 \times 132) \bmod (13) = 2$$

$$(2 \times 132) \bmod (13) = 4$$

$$(3 \times 132) \bmod (13) = 6$$

$$(4 \times 132) \bmod (13) = 8$$

$$(5 \times 132) \bmod (13) = 10$$

$$(6 \times 132) \bmod (13) = 12$$

$$(7 \times 132) \bmod (13) = 1$$

对于 b_2 和 b_3 , 可以采用同样的方法得到

$$\begin{aligned}
 (1 \times 143) \bmod(12) &= 11 & (1 \times 156) \bmod(11) &= 2 \\
 (2 \times 143) \bmod(12) &= 10 & (2 \times 156) \bmod(11) &= 4 \\
 (3 \times 143) \bmod(12) &= 9 & (3 \times 156) \bmod(11) &= 6 \\
 (4 \times 143) \bmod(12) &= 8 & (4 \times 156) \bmod(11) &= 8 \\
 (5 \times 143) \bmod(12) &= 7 & (5 \times 156) \bmod(11) &= 10 \\
 (6 \times 143) \bmod(12) &= 6 & (6 \times 156) \bmod(11) &= 1 \\
 (7 \times 143) \bmod(12) &= 5 \\
 (8 \times 143) \bmod(12) &= 4 \\
 (9 \times 143) \bmod(12) &= 3 \\
 (10 \times 143) \bmod(12) &= 2 \\
 (11 \times 143) \bmod(12) &= 1
 \end{aligned}$$

通过上述计算,可以得到满足式(2.59)~式(2.61)的 b_1, b_2 和 b_3 ,即 $b_1=7, b_2=11, b_3=6$ 。

为了验证解模糊方法的正确性,假定目标的真实距离为200个距离单元(每个距离单元的距离为150m,200个距离单元相当于30km),这样可以得到对应于各个重复频率的目标模糊距离为

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 200 \bmod(13) = 5 \\
 R_2 &= 200 \bmod(12) = 8 \\
 R_3 &= 200 \bmod(11) = 2
 \end{aligned}$$

再将数据代入式(2.58)可以得到

$$R_T = (7 \times 132 \times 5 + 11 \times 143 \times 8 + 6 \times 156 \times 2) \bmod(11 \times 12 \times 13) = 200$$

所得结果和目标的真实距离是一致的。

5) 振荡器性能对脉冲多普勒雷达性能的影响

杂波衰减是脉冲多普勒雷达的主要技术指标之一,影响杂波衰减的因素有两类。一类是输入多普勒滤波器的杂波频谱展宽的影响,与对MTI处理器改善因子的分析相似,目标指示雷达天线的扫描运动、剪切风、杂波体内部的扰动等因素都会引起杂波频谱变宽。另一类因素是发射机和接收机本振信号的稳定性。通常,脉冲多普勒雷达发射机的激励信号和接收机混频器所需的本振信号是由同一个频率合成器提供的,因此,本机振荡器产生的相位噪声在发射和接收时有一定的相关性。对于近距离来说,本振频率和目标回波频率是相关的,所以雷达回波信号经过

混频的过程等效于经过一个滤波器的作用。相关因子的等效传递函数可表示为^[7]

$$A(f_d, R_d) = 4 \sin^2(\pi f_d t_d) \quad (2.62)$$

式中, R_d 是目标相对于雷达的距离, $t_d = 2R_d/c$, $f_d = 2V_r/\lambda$, V_r 是目标相对于雷达运动的径向速度, λ 是雷达的工作波长, c 是光在真空中的速度。

利用式(2.62), 当距离为 R_d 、多普勒频率为 f_d 时, 多普勒滤波器的输出端杂波功率与输入端杂波功率之比为

$$\frac{C_o(f_d, R_d)}{C_i(0, R_d)} = B_f \sum_{i=-B/(2f_r)}^{B/(2f_r)} W_n(f_d - if_r) A(f_d - if_r, R_d) \quad (2.63)$$

式中, B 是接收机中频放大器的带宽, B_f 是脉冲多普勒滤波器的等效带宽, $B_f \approx f_r/n_c$, n_c 是 FFT 的点数, $W_n(f_d - if_r)$ 是频率为 $(f_d - if_r)$ 时的本机振荡器产生的相位噪声功率谱密度, f_r 是雷达发射脉冲重复频率。如果令 $R_1 = c/(4\pi f_d)$, 并将 $t_d = 2R_d/c$ 代入式(2.62), 则可以得到相位噪声相关因子与归一化目标距离的关系, 即 $A(R_d/R_1) = 4 \sin^2[R_d/(2R_1)]$ 。图 2.8 所示为相位噪声相关因子在对数坐标下与 R_d/R_1 的关系。

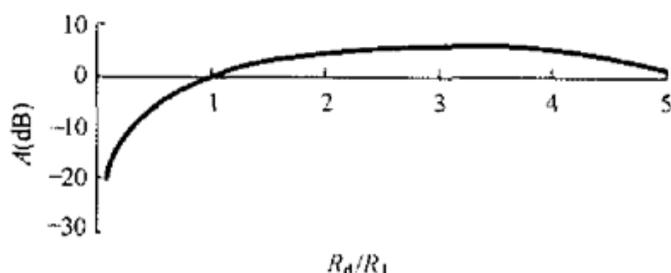


图 2.8 相位噪声相关因子与归一化目标距离的关系

对于低重复频率的脉冲多普勒雷达, 那些近距离的杂波是不重要的, 低端相位噪声的影响可以忽略, 输入多普勒滤波器的相位噪声主要是由在 $f_d = f_r$ 附近的相位噪声叠加形成的, 不需要考虑相关因子 $A(R_d/R_1)$ 的影响。当重复频率 f_r 大于 1 kHz 时, 对于图 2.9 所示的晶体振荡器, 其相位噪声频谱密度已进入较平坦的基底区域, 因此相位噪声频谱密度 $W_n(f) = W_0$, 式(2.63)可以简化为

$$CA = \frac{C_o(f_d, R_d)}{C_i(0, R_d)} = B_f \left(\frac{B}{f_r} \right) (2W_0) \quad (2.64)$$

式中, B 是信号带宽, W_0 是本机振荡器产生的相位噪声功率谱密度。

图 2.9 所示为 X 波段直接晶体倍频相位噪声的性能, 曲线 a 和 b 是 X 波段直接倍频频率合成器的相位噪声功率谱密度曲线, 曲线 c 是 X 波段的谐振腔稳定频

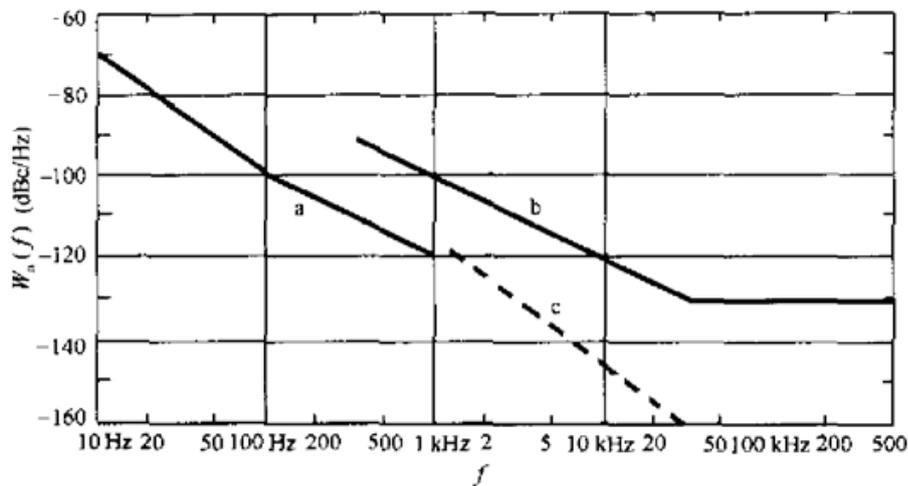


图 2.9 X 波段直接晶体倍频相位噪声的性能

率的速调管振荡器的相位噪声功率谱密度曲线,利用曲线 a 可以估计相位噪声对杂波衰减的影响。

假设雷达的重复频率 $f_r = 1000$ Hz,中频放大器带宽 $B = 1$ MHz,多普勒滤波器带宽 $B_f = 1/t_f = 100$ Hz, $n_c = 10$ 。利用曲线 a 得到 $W_0 = -120$ dBc/Hz,代入式(2.64)可得到杂波衰减 $CA = -67$ dB。利用曲线 b 得到 $W_0 = -130$ dBc/Hz, $CA = -77$ dB。当重复频率增高后,频谱折叠会减少,杂波衰减的性能会得到改善。假设 $n_c = 100$,且上述其他条件不变,那么利用曲线 a 得到 $W_0 = -120$ dBc/Hz,代入式(2.64)得到杂波衰减 $CA = -77$ dB。对于高重复频率脉冲多普勒雷达,假设 $f_r = 100$ kHz, $B = 1$ MHz, $t_f = 0.01$ s,由于杂波源落入第一个距离模糊单元内,相关因子有较好的抑制作用。利用曲线 a 得到 $CA = -87$ dB,利用曲线 b 得到 $CA = -97$ dB。

滤波器的旁瓣对脉冲多普勒雷达性能的影响可以通过对输入脉冲的幅度加权来抑制,滤波器权函数的选择类似于低副瓣天线的幅度加权设计。根据需要,加权函数可选择为 Hamming 加权、Dolph-Chebyshev 加权或 Taylor 加权等。

此外,A/D 转换器的位数也是影响杂波对消比的因素之一,可以利用下式来估计 A/D 转换器的位数对杂波衰减因子的影响^[3]

$$CA = 6(m - 2) + 10\log_{10} n_c \quad (2.65)$$

式中, m 是 A/D 转换器的位数, n_c 是 FFT 的点数。

为了减弱接收机输入信号过大而使 A/D 转换器饱和对信号检测的不利影响,接收机输入信号的电平必须低于最大变换电平 2 至 3 个量化单位。利用式(2.65),假

设 A/D 转换器为 12 位, FFT 的点数 $n_c = 10$, 则 $CA = -70$ dB。这对于多数低重复频率的脉冲多普勒雷达而言, 已是比较满意的效果了。当地面雷达采用高重复频率工作时, 远距离的目标回波将淹没在强的地杂波背景下, A/D 转换的动态范围将不能满足要求。在这种情况下, 解决的办法是在 A/D 转换前利用模拟对消电路来降低杂波电平, 以保证动态范围满足要求。

6) 脉冲多普勒雷达的恒虚警率处理

通过设置门限或增益控制来抑制噪声、杂波和各种类型的干扰, 以保持系统的虚警概率不变的技术称为恒虚警率 (Constant False Alarm Rate, CFAR) 处理。恒虚警率处理是通过实时测量噪声或干扰的平均电平来自动调整门限, 以达到保持虚警概率恒定的目的。脉冲多普勒雷达的单元平均处理是在多普勒滤波器之后进行的, 有时为了增加参考单元数也可利用距离和多普勒单元的值。对低重复频率的脉冲多普勒雷达, 一般仅在时域上进行比较门限计算就可以了, 时域单元平均 CFAR 的原理图如图 2.10 所示。在包络检波器后将信号输入到 n 个相邻的距离单元, 同时送给抽头延迟线上的参考单元, 计算所有参考单元内噪声的统计平均值 $E_v = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_i$, 得到雷达波束内干扰强度和接收机内部噪声的估值。中间一个抽头代表检测单元, 其输出值为 V_T , 将检测单元 V_T 的值与由平均值 E_v 设置的门限值 b 进行比较, 当检测单元 V_T 的信号电平高于门限值 b 时, 就认为信号存在, 并将该信号送至显示器或计算机进行下一步的处理。

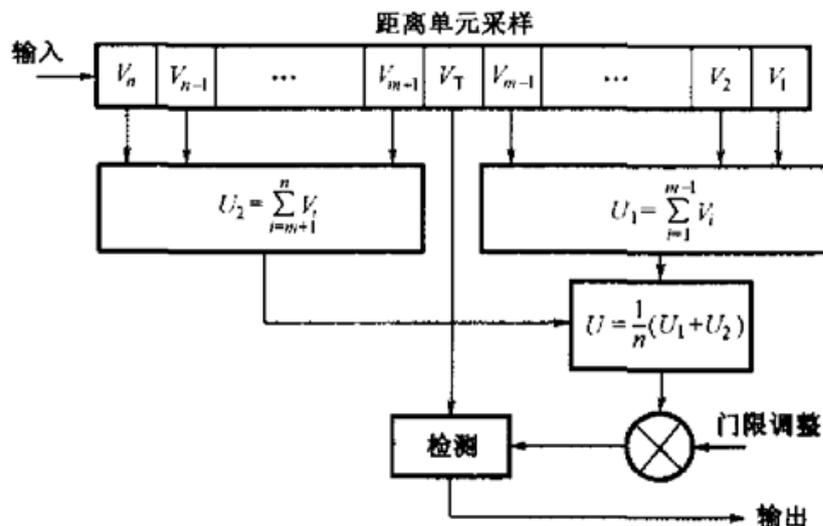


图 2.10 时域单元平均 CFAR 处理器原理图

在检测过程中,由于中心单元 V_T 的门限设定是通过计算其他单元的统计平均值得到的,而参加计算噪声功率的单元总数不可能很多,估值本身就是一个随机变量,所以有可能对检测单元的噪声功率估计过高,从而导致发现概率降低。发现概率和给定的虚警概率、参考单元数 n 及其他一些参数有关,Hanse V G 给出了恒虚警率损耗的通用曲线,如图 2.11 所示^[8]。

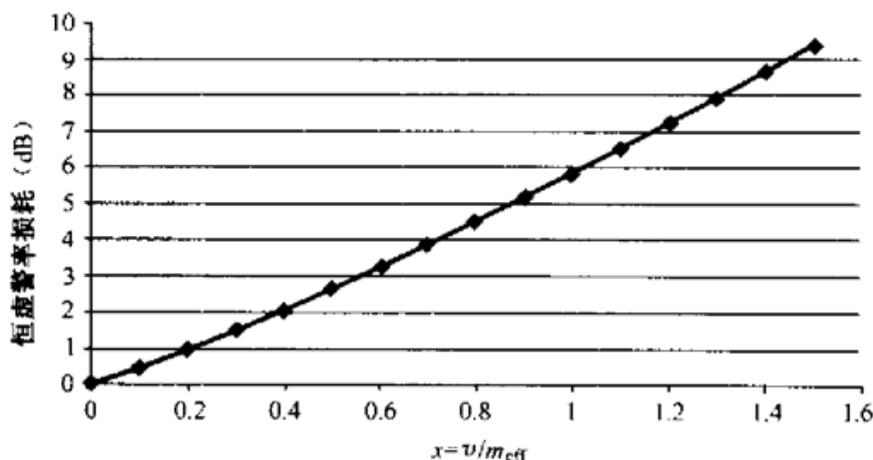


图 2.11 恒虚警率损耗的通用曲线

该曲线适用于对稳态目标和服从瑞利分布的起伏目标的单个脉冲检测的情况,它给出了 CFAR 损耗 L_g 与 $x = v/m_{\text{eff}}$ 的关系。其中, $v = -\log_{10} p_f$, m_{eff} 为等效参考单元数。该曲线可由近似公式描述为

$$L_g = 4.88x + 0.98x^2 \quad (2.66)$$

在 $0 < x < 1.5$ 范围内,近似公式的误差仅为 0.03 dB。等效参考单元数为

$$m_{\text{eff}} = \frac{m + k}{1 + k} \quad (2.67)$$

式中, m 为参考单元数, k 和接收机中检波电路的形式有关。 $k=0$, 对应平方律检波器; $k=0.09$, 对应包络检波器; $k=0.65$, 对应对数检波器。例如, 令 $p_f = 10^{-5}$, 若 $m_{\text{eff}} = 8$, 则 $L_g = 4.2$ dB, 若 $m_{\text{eff}} = 16$, 则 $L_g = 2$ dB。

如果在输入 CFAR 检测器前已采用脉冲的视频积累,则对于噪声和大多数干扰,等效参考单元增加到 $n \times m_{\text{eff}}$, 因此,即使使用较少的参考单元,CFAR 损耗也不大。但如果干扰是杂波,由于杂波干扰在多个重复周期内是相关的,所以在这种情况下,需要取较多的参考单元($m \geq 10$);但这时 CFAR 检测器对干扰电平变化的响应变慢,只有对热噪声情况下的视频积累才会改善噪声估值,使 CFAR 损耗减小。在干扰电平有突变时,比如在干扰机开机和关机的瞬间,当抽头延迟线的一半

被干扰充满时,检测单元就会产生一串虚警。为了避免此现象的发生,可将延迟线分成前后两部分,分别求平均值,然后取平均值中较大者来控制门限。这种检测器称为选大平均(CA-CFAR)检测器,如图 2.12 所示。它的等效参考单元数为

$$m_{\text{eff}} = \frac{m+k}{1+k} \quad (2.68)$$

式中, $k=0.37$, 对应平方律检波器; $k=0.5$, 对应包络检波器; $k=1.26$, 对应对数检波器。

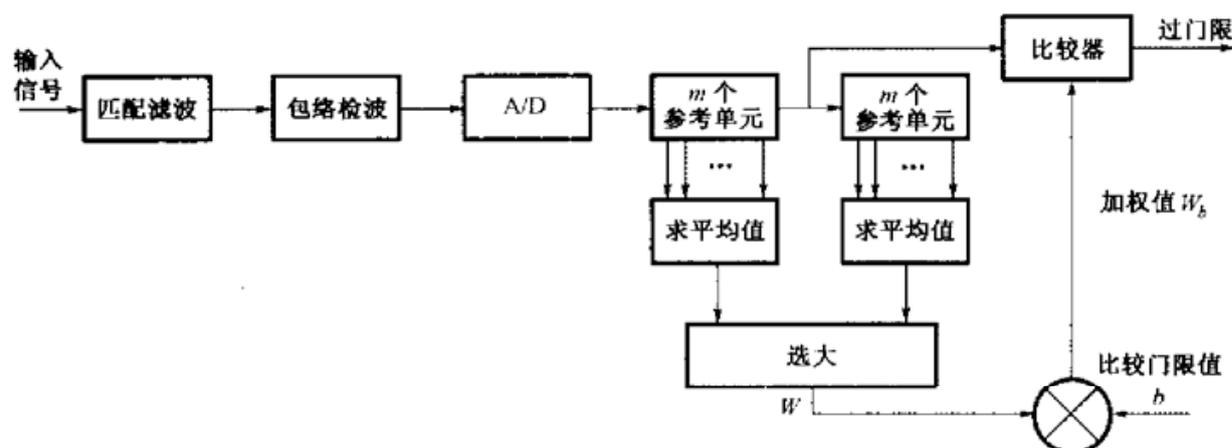


图 2.12 时域上的选大平均 CFAR 检测器原理图

当参考单元中有另一个目标存在时,使用平均单元检测器会使检测单元内的检测概率降低。例如,有一批编队飞行的目标,它们的回波占据了许多参考单元,在这种情况下,目标将很难被检测出来。为了避免出现这种情况,可以对参考单元的输出进行编辑处理,去掉那些不必要的大值,再对其他单元的值进行平均处理来控制门限。当然,这样处理就减小了 m_{eff} 的值,增加了虚警概率。

对中高重复频率的脉冲多普勒雷达,需要进行时域与频域二维的 CFAR 处理^[9]。图 2.13 所示为这种距离-多普勒频率二维 CFAR“滑窗检测器”的原理图。多普勒频率来自多普勒滤波器组的输出滑窗内的平均值,以此作为与中心检测单元进行比较的门限。这样,不必在任何一维上扩展得很大就可以得到大的 m 值,同时用此方法也可以对抗某些类型的干扰。

7) 符合检测技术

在跟踪制导雷达中,常采用“符合检测”方法作为判别目标存在的第二门限。这种方法比较简单,和 CFAR 结合起来使用容易实现自动化检测的功能,特别是在相控阵雷达中应用更为灵活。符合检测亦称为二进制序列检测,它通过雷达向

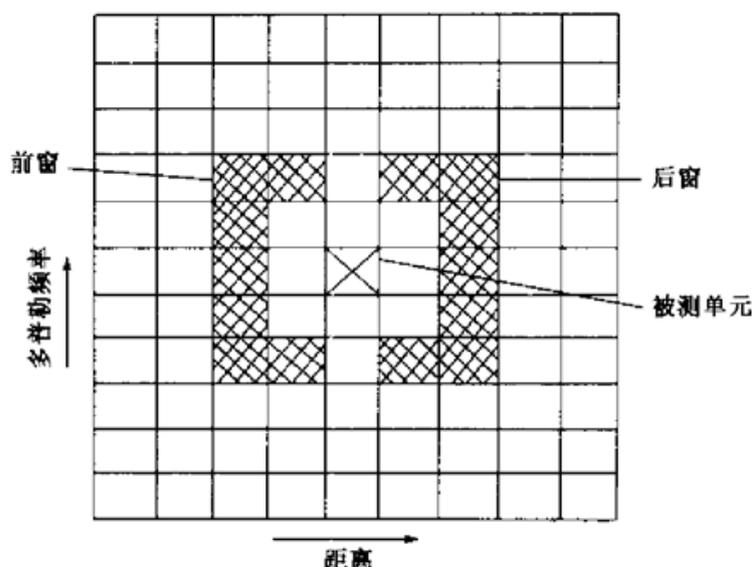


图 2.13 时域与频域二维 CFAR 检测原理图

目标发射多个脉冲,如果接收机收到的目标回波脉冲数超过 k 时,则即可判定为目标存在。根据其原理,可计算符合检测的发现概率和虚警概率^[10]。符合检测的发现概率服从二项式分布,当发射脉冲数为 n 时,接收到回波脉冲数为 j 的概率为

$$p(j) = \frac{n!}{j!(n-j)!} p_d^j (1-p_d)^{n-j} \quad (2.69)$$

所以,按照符合检测的原则,如果发射脉冲数为 n ,只要接收到的脉冲数在 k 以上就可以判为目标存在。在这种情况下,系统的发现概率为

$$p_D = \sum_{j=k}^n \frac{n!}{j!(n-j)!} p_d^j (1-p_d)^{n-j} \quad (2.70)$$

式中, p_d 是单个脉冲的发现概率。当目标类型为 SW I 或 SW III 时, p_d 近似为

$$p_d = p_i^{\frac{1}{1+SNR}} \quad (2.71)$$

式中, p_i 是对应的虚警概率。对于热噪声,它服从瑞利分布,即

$$p_i = \int_{E_N}^{\infty} \frac{E_n}{\psi_0} \exp\left(-\frac{E_n^2}{2\psi_0}\right) dE_n = \exp\left(-\frac{E_N^2}{2\psi_0}\right) \quad (2.72)$$

式中,积分的下限 E_N 是噪声的门限电压值, E_n 是噪声的幅度(电压), ψ_0 是均方根噪声功率。在给定虚警概率 p_i 的条件下,由式(2.72)可以求出对应的门限检测电压值 $E_N = \sqrt{-2\ln p_i} \sqrt{\psi_0}$ 。

对式(2.71)两边取对数,可以得到信号噪声比 SNR 和 p_d, p_i 的关系为

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{\log p_i}{\log p_d} - 1$$

在符合检测中,系统的虚警概率同样服从二项式分布,表示为

$$p_F = \sum_{j=k}^n \frac{n!}{j!(n-j)!} p_i^j (1-p_i)^{n-j} \quad (2.73)$$

根据参考文献[3],符合检测的最佳 k 值可用 $k_0 \approx 1.5\sqrt{n}$ 来估计。图 2.14(a) 所示为当 $n=16, k=6$ 时,利用式(2.70)和式(2.71)计算得到的系统发现概率与单个脉冲信噪比的关系,图 2.14(b)所示为当 $n=8, k=4$ 时符合检测系统发现概率与单个脉冲信噪比的关系。假定 $p_i=10^{-3}$,利用式(2.73)可以得到符合检测系统的虚警概率 $p_F \approx 1.8 \times 10^{-9}$ 。从图中曲线上可以查到,当 $p_D=0.9$ 时要求的单个脉冲的信噪比约为 8 dB;而按式(2.71),当 $p_i=10^{-3}, p_a=0.9$ 时对应的信噪比为 18 dB;因此,符合检测对应的积累增益为 10 dB。

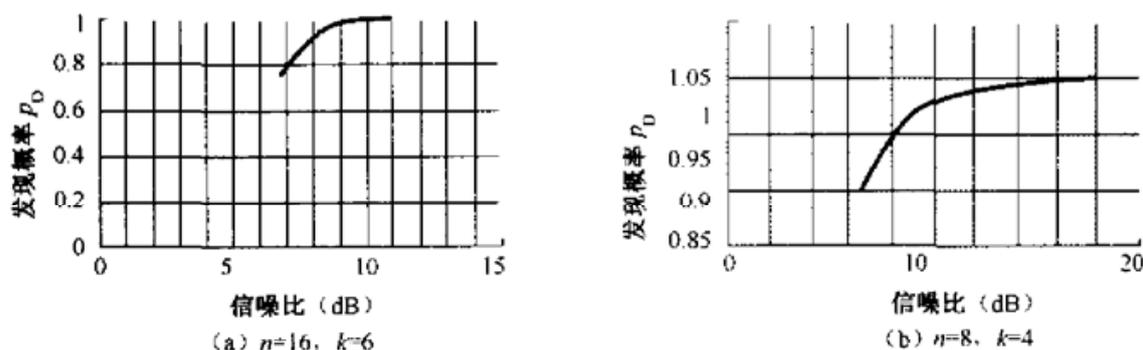


图 2.14 双门限符合检测的发现概率和信噪比的关系

在以上计算中,假设脉冲串的幅度是不变的。当每个脉冲的幅度不一致时,单个脉冲的发现概率不相同,要逐个代入式(2.70)计算。

2.3.5 雷达数据的处理

数据处理是制导雷达设计的重要内容之一。对于目标指示雷达,数据处理包括目标点迹的提取、跟踪滤波、目标的威胁估计、敌我识别、目标指示、火力分配、拦截授权等内容。而对于跟踪制导雷达,数据处理包括对拦截目标的跟踪识别、对导弹位置的测量、控制指令的形成、拦截效果的评估等。因此,可以说数据处理涉及武器系统的大部分工作内容。在这部分,主要讨论数据处理研究的重点内容及常用方法,详细内容将结合具体的雷达方案在第 4 章中讨论。

1. 目标点迹的提取及相关处理

目标点迹的提取及相关处理是雷达数据处理的重要组成部分,它关系到雷达

在强杂波或干扰环境下能否正常进行跟踪。目标点迹提取的任务是在信号已被检测到的基础上,建立一套有效的判别准则,进一步确认目标的真实性。如果点迹已经被确认是真实目标,还要和已有的目标进行相关,确定是新出现的目标还是原来的目标。如果确认为新目标,则开始进入跟踪,并建立一个新的航迹;如果被确认为已有的目标,则用原有目标的跟踪回路进行滤波处理。通过对目标点迹的提取和相关处理,可以有效地滤除大量的虚假目标,防止计算机饱和而使系统失效。由于它的重要性,长期以来一直是雷达工作者研究的内容之一。

在工程上,目标点迹的证实是通过判别接收到的回波脉冲的信噪比来实现的,其方法是设置一个门限,当接收到的脉冲的信噪比高于此门限时,就认为目标存在。

点迹与航迹关联的任务是将已得到的点迹与已知的目标航迹相比较,最后建立正确的点迹航迹配对。完成点迹航迹的相关处理主要采用最邻近法和全邻域法。

最邻近法的原理是:将落入跟踪波门内的目标点迹的坐标(可能包括距离、方位、仰角、速度等可表示为多维的矢量)和已知目标的坐标(广义上理解为多维矢量)相减,其结果如果落在给定的距离范围内,就认为属于已存在目标的新点迹,接下去就可以将它送入跟踪滤波器进行处理。最邻近法一般有下列判别准则。第一种情况:若在跟踪波门内只有一个点迹输入,则航迹与点迹自动相关;第二种情况:在某个跟踪门内有多个点迹,则选择与跟踪门最近距离的点迹和航迹相关;第三种情况:当一个点迹对应多个跟踪门时,则选择与它最近的跟踪门与它相关。最邻近法的特点是计算量少,比较简单;但在密集的多目标环境下,或当几个目标运动的轨迹发生交叉时,容易产生跟踪混叠现象而使目标丢失。为了克服这一缺点,工程上要采取其他的措施,例如,对每个将要发生航迹交叉的目标在发生交叉前进行航迹的外推,在交叉范围内采用记忆跟踪的办法进行跟踪,等目标超过交叉范围后再恢复到正常的跟踪状态。

全邻域法要求进行大量的计算,典型的方法有概率数据关联法(PDA)和联合概率数据关联法(JPDA)。全邻域法适合于高密度多目标环境,但PDA方法只适合用于杂波干扰环境下的单目标情况。当有两个目标进行编队飞行或发生轨迹交叉时,在跟踪波门内将出现其他目标的点迹,PDA方法会把该点迹作为杂波剔除,使另一个目标的跟踪不能进行,而JPDA将 k 时刻落入跟踪门内的点迹假设作为目标考虑,克服了PDA方法的缺点。

2. 跟踪滤波算法

跟踪滤波器是制导雷达设计中的一个关键问题,传统的 α - β 滤波器在跟踪制导雷达中已得到广泛的应用,例如接收机的增益控制、多普勒滤波器的自适应重复频率调整、距离跟踪、角度跟踪等。 α - β 滤波器在应用中稳定性好、编程容易,而且计算机内存占用不多。在控制原理上, α - β 滤波器相当于二阶伺服控制系统,当目标存在加速度时将产生跟踪滞后误差。

α - β 滤波器的迭代方程为

$$X(k, k) = X(k, k-1) + \alpha[X_M(k) - X(k, k)]$$

$$\dot{X}(k, k) = \dot{X}(k-1, k-1) + \beta/T[X_M(k) - X(k, k)]$$

$$X(k+1, k) = X(k, k) + \dot{X}(k, k)T$$

α, β 系数之间的关系满足^[7]

$$\alpha = \sqrt{2\beta} - \beta/2$$

α - β 滤波器的跟踪滞后误差为

$$\delta X = \frac{\ddot{X}T^2}{\beta}$$

α - β 滤波器的噪声平滑系数为

$$\sigma_o^2 = \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{2\alpha(-\beta - 2\alpha)}\sigma_i^2$$

α - β 滤波器的预测精度为

$$\sigma_o^2 = \frac{2\alpha^2 + \alpha\beta + 2\beta}{2\alpha(-\beta - 2\alpha)}\sigma_i^2$$

式中, σ_o^2 是 α - β 滤波器输出的均方误差, σ_i^2 是滤波器输入的均方误差。

Cantrel 等人^[8]提出了一种能跟踪机动目标的自适应变系数的 α - β 滤波器,其方法是令

$$\alpha = 1 - e^{-2\xi\omega_0 T}$$

$$\beta = 1 + e^{-2\xi\omega_0 T} - 2e^{-\xi\omega_0 T} \cos(\omega_0 T \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (2.74)$$

式中, $\omega_0 = 0.5 |P_1(k)/P_2(k)|$, $P_1(k) = e^{-\omega_a T} P_1(k-1) + (1 - e^{-\omega_a T}) \epsilon(k) \epsilon(k-1)$, $P_2(k) = e^{-\omega_b T} P_2(k-1) + (1 - e^{-\omega_b T}) \epsilon(k) \epsilon(k-1)$ 。

式(2.74)中, ξ 是阻尼系数,通常为 0.7, T 为滤波周期, ω_a 和 ω_b 是两个权系数, $\epsilon(k)$ 是 k 时刻的测量值与预报值之间的误差。由滤波器的理论可知, $P_1(k)$ 是

估计值误差的协方差, $P_2(k)$ 是误差的方差。当目标运动的轨迹为直线时, $P_1(k)$ 近似为 0, 误差 $\epsilon(k)$ 也为 0, 这时 $\omega_0 = 0$, 滤波器的带宽很窄, 有较强的平滑作用; 当目标发生机动时, $P_1(k)$ 将不为 0, $\epsilon(k)$ 也将有输出, ω_0 将增加, 滤波器的带宽将根据目标的机动进行调整, 达到自适应的目的。

当 $\beta=0$ 时, α - β 滤波器变成 α 滤波器, 在雷达中常用于接收机的自动增益控制。接收机数控衰减器在 k 时刻的值为

$$SA(k) = SA(k-1) + \alpha[SA(V_{mk}) - SA(V_0)]$$

式中, $SA(V_{mk})$ 为 k 时刻接收机的输出电压, $SA(V_0)$ 为增益控制的参考电平, 需要注意的是, 滤波器的输入、输出要用对数(dB)进行运算。

在相控阵制导雷达中广泛地采用卡尔曼滤波器, 卡尔曼滤波器用于雷达测量控制的优点是: 当随机过程的噪声和测量噪声为高斯白噪声时, 滤波器的输出满足无偏的最小均方误差; 在迭代过程中, 卡尔曼滤波器的增益能自动根据噪声的大小进行调整。当卡尔曼滤波器的状态方程与目标的运动状态相匹配时, 可以得到较好的滤波效果。但是卡尔曼滤波器要求的计算量和 α - β 滤波器相比要大得多, 特别是对于多目标跟踪的应用。如果卡尔曼滤波器的状态方程与目标的运动状态不匹配, 将不能获得最佳的滤波效果, 有时还可能产生“发散”的作用, 导致丢失跟踪目标。实际上, α - β 滤波器就是增益为常数的卡尔曼滤波器。在雷达系统设计中, 综合考虑各种因素后, 常将 α - β 滤波器和卡尔曼滤波器组合起来应用, 即雷达控制采用 α - β 滤波器, 输出数据的进一步处理采用卡尔曼滤波器, 这样可获得较好的效果。

下面是卡尔曼滤波器的一组方程。在进入迭代过程时, 首先计算预报值

$$\hat{X}(k, k-1) = \Phi(k-1)\hat{X}(k-1, k-1)$$

第 2 步计算协方差矩阵

$$P(k, k-1) = \Phi(k-1)P(k-1, k-1)\Phi^T(k-1) + \Gamma(k-1)Q(k-1)\Gamma^T(k-1)$$

第 3 步计算预报的观测值

$$Y(k, k-1) = M(k)\hat{X}(k, k-1)$$

第 4 步计算滤波器的增益

$$K(k+1) = P(k, k-1)M^T(k+1)[P^{-1}(k, k-1)M^T + R(k)]^{-1}$$

第 5 步计算新的平滑估计值

$$\hat{X}(k, k) = \hat{X}(k, k-1) + K(k)[Y(k) - \hat{Y}(k, k-1)]$$

第 6 步计算新的协方差矩阵

$$P(k, k) = [1 - K(k)]M(k)P(k, k-1)$$

以上方程中的变量定义如下：

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \dot{x}(k) \\ y(k) \\ \dot{y}(k) \end{bmatrix}, \text{是 } k \text{ 时刻的状态矢量；}$$

$$\Phi(k) = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{是状态转移矩阵, } T \text{ 是滤波周期；}$$

$$\Gamma(k) = \begin{bmatrix} T^2 & 0 \\ T & 0 \\ 0 & T^2 \\ 0 & T \end{bmatrix}, \text{是加速度状态转移矩阵；}$$

$$\mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} a_x^k \\ a_y^k \end{bmatrix}, \text{是协方差为 } \mathbf{Q}(k) \text{ 的随机加速度；}$$

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{M}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{V}(k), \text{是观测方程；}$$

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{bmatrix} x_m(k) \\ y_m(k) \end{bmatrix}, \text{是 } k \text{ 时刻的测量值；}$$

$$\mathbf{M}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{V}(k) = \begin{bmatrix} v_m(k) \\ v_m(k) \end{bmatrix} \text{是均值为 } 0 \text{ 的噪声, 协方差矩阵为 } \mathbf{R}(k)。$$

2.3.6 控制指令的计算^[6]

跟踪制导雷达的另一个主要任务就是完成对拦截导弹的制导控制,它是通过不断地向导弹发出控制指令来实现的。全程制导的防空导弹武器系统一般在导弹离开发射架,进入制导雷达的波束后,通过雷达发出控制指令开始对导弹进行控制。指令制导系统首先通过雷达测量目标和导弹的运动参数,如高低角、方位角、距离、速度,然后按规定的引导方法,计算导弹偏离预定弹道的偏差,并由计算机形成控制指令。控制指令通过指令发射机经上行通道送至导弹接收系统,进行飞行轨迹的控制,直至导弹命中目标。经典的指令制导方法有多种,一般有前置法(必

须同时有目标的角度和距离信息)、半前置法和干扰三点法(用于雷达受干扰而只有目标角度信息可用的时候),如苏联研制的 C-25 防空导弹武器系统就采用了干扰三点法。

第二代防空导弹武器系统,如美国的“爱国者”和俄罗斯的 C-300 IIMY 系统,采用的制导方法与经典的方法有很大不同。它们在导弹上装有测量目标运动参数的设备,由导弹上的测量设备测量目标的坐标信息,经弹上遥控下行通道传送给地面制导雷达系统;然后,再与地面制导雷达对目标跟踪的信息数据进行比较,得出修正导弹飞行的指令,再通过指令发射机,遥控上行通道送到导弹接收设备控制导弹,这种方法称为 TVM 制导(经由导弹制导的系统)。这种制导方法不但能提高抗干扰性能,而且还能提高制导精度,美国的“爱国者”和俄罗斯的 C-300 系统均采用 TVM 体制。

为了比较完整地理解指令制导系统中指令参数的计算和指令形成的过程,下面以无线电指令制导系统(或称雷达跟踪指令制导系统)的指令计算为例进行比较详细的讨论。图 2.15 所示为控制指令形成过程的方框图。

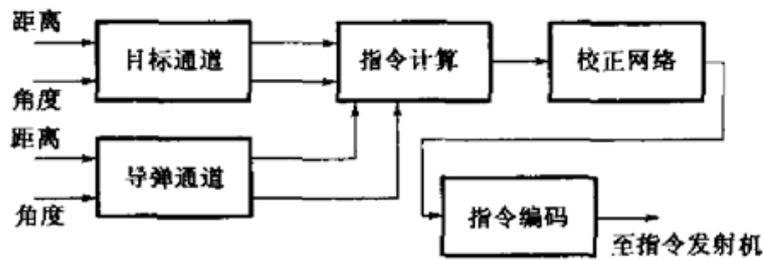


图 2.15 跟踪制导雷达的控制指令形成过程

1. 指令制导系统控制指令的形成方法

指令制导的导引方法有许多种,但最基本的有“三点法”和“前置法或半前置法”。三点法导引的特点是:在整个拦截过程中,控制过程始终是按照目标、导弹、雷达“三点在同一直线”的规律对导弹进行控制。三点法导引是最简单的导引方法,它的导引规律要点是使导弹的理论方向角等于目标的理论方向角,即 $\varphi_M(t) = \varphi_T(t)$ 。三点法导引的优点是指令形成简单,但采用三点法导引时,导弹所需的法向加速度比较大,特别是导弹在被动段攻击目标时更为突出,所以在射击高速目标时采用其他一些导引方法更为有利。图 2.16 所示为“三点法”导引弹道导弹的过程示意图,图中 V_T 为目标运动的速度。

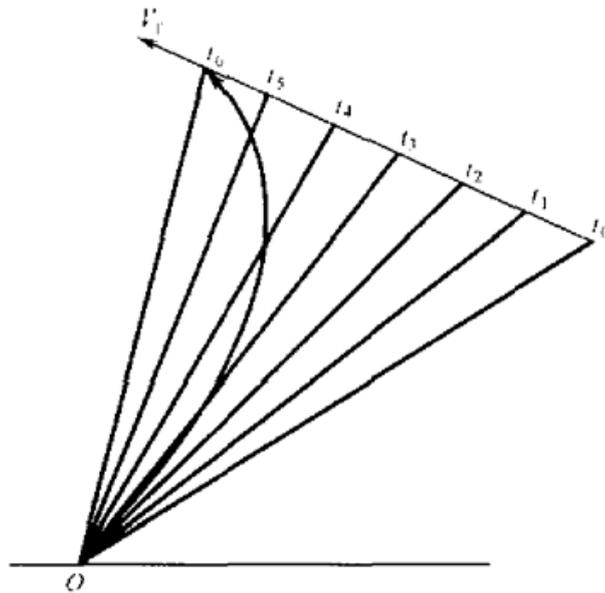


图 2.16 “三点法”导引弹道导弹的过程

前置法导引是使导弹的运动方向指向目标的前方某一点,即前置一个角度 ϵ 。前置角 ϵ 随着导弹与目标之间距离的缩短逐渐减小,在导弹和目标遭遇的瞬间变为 0。其导引规律可表示为

$$\varphi_M(t) = \varphi_T(t) + \epsilon(t)$$

图 2.17 所示为“前置法”导引几何关系示意图。图中, θ_T 是目标速度矢量的方向角, V_T 为目标的飞行速度, R_T 是目标与雷达之间的距离, V_M 是导弹的飞行速度, ΔR 是目标与导弹之间的相对距离, $\varphi_T(t)$ 是目标在 t 时刻的方向角, $\varphi_M(t)$ 是导弹在 t 时刻的方向角, $\epsilon(t)$ 是在 t 时刻的前置角。

2. 制导雷达控制指令的计算

图 2.18 所示为一种相控阵制导雷达指令计算的输入、输出信号关系^[3]。

在图 2.18 中, R_T 是目标距离, R_M 是导弹距离, β_T 是目标波束方位角, β_M 是导弹波束方位角, ϵ_T 是目标波束仰角, ϵ_M 是导弹波束仰角, $\dot{\epsilon}_T$ 是目标波束俯仰角速度, $\dot{\beta}_T$ 是目标波束方位角速度, T 是控制指令的时间, K_1, K_2, \dots, K_n 是控制指令。

(1) 计算目标与导弹的相对线偏差

$$h_\beta = h_{\Delta\beta} + h_{q\beta}$$

$$h_\epsilon = h_{\Delta\epsilon} + h_{q\epsilon}$$

式中, $h_{\Delta\beta}, h_{\Delta\epsilon}$ 是目标和导弹在方位和俯仰上的相对线偏差, $h_{q\beta}, h_{q\epsilon}$ 是导弹在方位

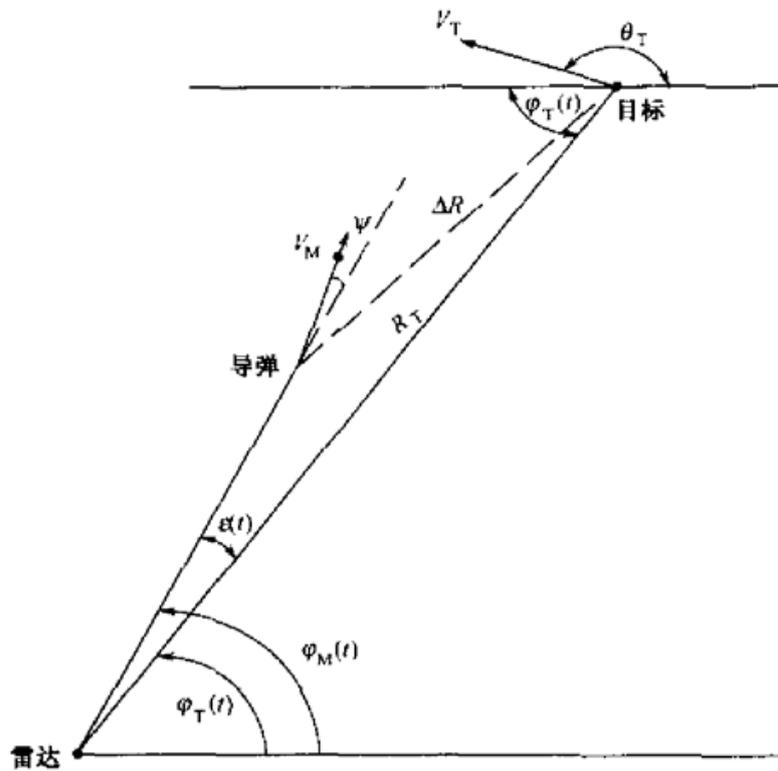


图 2.17 “前置法”导引几何关系示意图

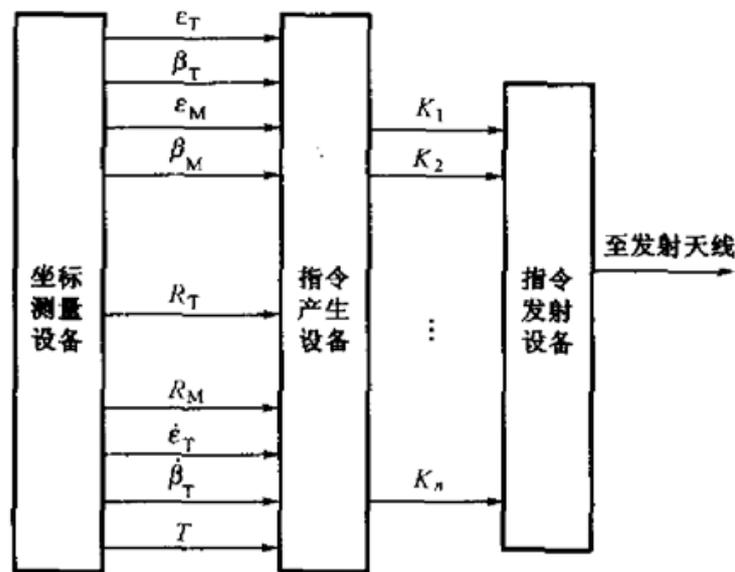


图 2.18 指令计算的输入、输出信号关系

和俯仰上的前置线偏差。目标与导弹在方位上的相对线偏差为 $h_{\Delta\beta} = R_T \sin(\beta_M - \beta_T)$ ，在目标和导弹的遭遇点附近可近似为 $h_{\Delta\beta} = R_T \Delta\beta_{MT}$ 。导弹在方位上的前置线偏差为 $h_{\beta} = KR_T \dot{\beta}_T \cos(\epsilon_T) \frac{\overline{\Delta R_{MT}}}{\Delta \dot{R}_{MT}}$ ，其中 $\overline{\Delta R_{MT}}$ 是目标与导弹距离差的平均值， \dot{R}_{MT}

是目标与导弹距离差的导数。目标与导弹在俯仰上的相对线偏差为 $h_{\Delta\epsilon} = R_T \sin(\epsilon_M - \epsilon_T)$ ，在目标和导弹的遭遇点附近可近似为 $h_{\Delta\epsilon} = R_T \Delta\epsilon_{MT}$ 。导弹在俯仰上的前置线偏差 $h_{qe} = KR_T \dot{\epsilon}_T \frac{\overline{\Delta R_{MT}}}{\Delta R_{MT}}$ 。 $K = 0, 1/2, 1$ 分别对应于三点法、半前置法和前置法。

(2) 计算各种补偿指令(重力补偿指令, 动态补偿指令)

在仰角平面内, 导弹重力的法向分量会使导弹运动产生误差, 随着导弹倾角 ϵ_M 的增加一般影响不大, 在计算中取为常数。图 2.19 所示为导弹运动中的重力补偿示意图, F_g 是重力, F_{gl} 是导弹在曲线运动时重力 F_g 在导弹轨迹的法线方向上的分量。

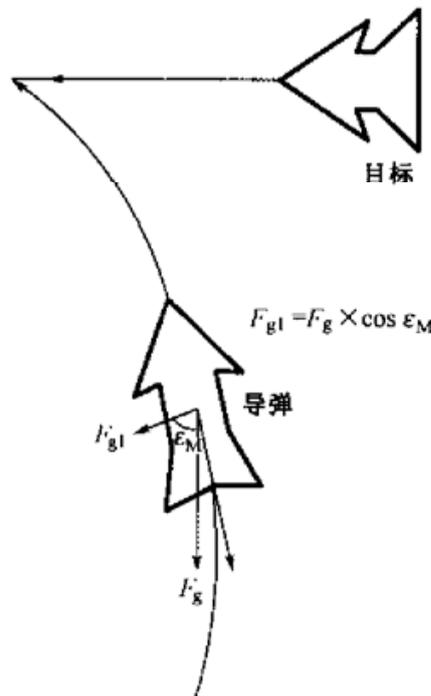


图 2.19 导弹运动中的重力补偿示意图

动态误差是由导弹运动产生加速度引起的, 加速度使导弹控制回路的惯性滞后, 而弹道的弯曲程度又与目标运动的角加速度和制导方法有关。所以为了减小动态误差, 需要在控制指令中增加补偿, 指令补偿的大小和导弹制导的方法有关, 可以表示为

$$h_{Me} = X(t) \dot{\epsilon}_M$$

$$h_{M\beta} = X(t) \dot{\beta}_T \cos \epsilon_T$$

前置法导引的弹道曲率小, $X(t)$ 可取为常数, 而三点法导引的弹道曲率大, $X(t)$ 应取和时间成正比的函数。

(3) 指令计算

根据武器系统采用的制导规律和雷达测量的目标、导弹的运动参数, 计算导弹的控制指令。在采用无线电指令制导的武器系统中, 为了使导弹发射后能快速地进入控制弹道, 并保证控制过程中的稳定性, 在计算中应加入校正网络使制导控制系统满足要求的动态特性。下面给出一个典型的指令制导系统的控制方程, 控制指令的传递函数为

$$\begin{aligned} \lambda_\beta &= \left(\bar{h}_\beta + \frac{T_1 s}{1 + T_2 s} h_{\beta} + h_{d\beta} \right) \times \frac{T_3 s}{1 + T_4 s} \\ \lambda_\epsilon &= \left(\bar{h}_\epsilon + \frac{T_1 s}{1 + T_2 s} h_\epsilon + h_{d\epsilon} + h_s \right) \times \frac{T_3 s}{1 + T_4 s} \end{aligned} \quad (2.75)$$

式中, $\lambda_\beta, \lambda_\epsilon$ 分别为方位和仰角的控制指令, s 是拉普拉斯算子, T_1, T_2, T_3, T_4 是由系统设计给出的时间常数, $\bar{h}_\beta, \bar{h}_\epsilon$ 是为了防止出现过大的方位、仰角偏差而引起导弹过载的限幅值。

在上面的方程中, 校正网络采用连续控制系统中的表达方式, 而现代防空导弹系统中的雷达控制都是采用数字计算机来实现的, 指令计算也是由数字计算机来完成的, 因此, 校正网络应化为离散系统的传递函数表达形式, 这可以通过双线性变换来完成。令方程中的 $s = \frac{z-1}{z+1}$, 即可转换为离散系统的校正网络表达式。

指令计算采用的坐标系通常是地面雷达坐标系, 而导弹飞行中的控制是在导弹上的惯性坐标系上完成的。所以, 指令必须通过坐标变换转换为导弹上的偏航和俯仰指令, 坐标变换关系如图 2.20 所示。

在数学上, 用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(45^\circ - \gamma) & \sin(45^\circ - \gamma) \\ -\sin(45^\circ - \gamma) & \cos(45^\circ - \gamma) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_\epsilon \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

式中, γ 称为扭角。当雷达天线的方位角围绕 Z 轴变化时, 由于地面坐标系变换到导弹上的坐标系, 导弹上舵面的坐标系将围绕导弹的 X_M 轴扭转一个角度, 即扭角。图 2.21 所示为扭角的坐标变换关系, $\dot{\beta}$ 为雷达天线运动的方位角速度, ϵ 是天线的仰角, $\dot{\gamma}$ 是导弹上舵面坐标 Y_M 的扭转角的角速度。

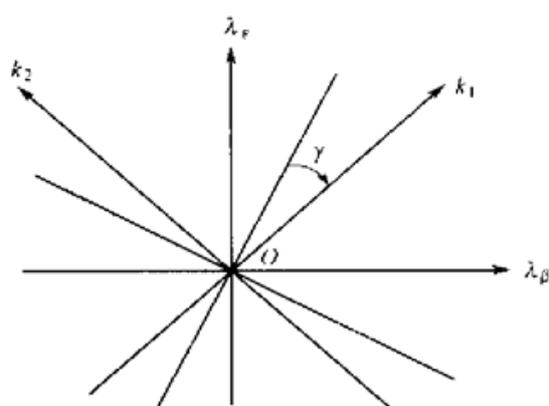


图 2.20 坐标变换关系图

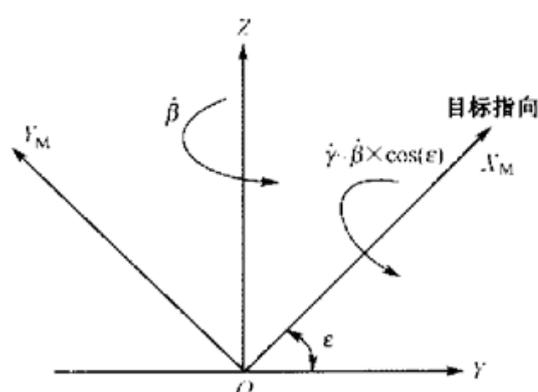


图 2.21 扭角的坐标变换关系

在连续系统中,扭角可表示为

$$\gamma = \int_{t_0}^t \dot{\beta} \cos(\epsilon) dt \quad (2.77)$$

式中, t_0 为指令开始接通的时间。当用数字积分来计算扭角 γ 时,式(2.77)可用差分方程表示为

$$\gamma_n = \gamma_{n-1} + \dot{\beta} \cos(\epsilon) T$$

式中, T 为采样时间。

(4) 指令的校验

制导雷达的控制指令在设计完成后,必须通过半实物仿真方法进行校验。

2.4 制导雷达的抗干扰性设计

雷达检测目标的能力和雷达工作的环境有着十分密切的关系,外界噪声的存在影响雷达的探测距离和跟踪精度等性能。雷达的无源干扰主要来源于被雷达波束照射到的地面、海面和空中的雨、云、雪等产生的回波,前者称为面杂波,后者称为体杂波。这些杂波通常是由许多散射单元产生的,它们的幅度和雷达分辨单元的面积或体积成正比。另一种无源干扰是人为投放的一些能反射电磁波的物质,它们可以形成强杂波背景或形成假目标,达到使雷达不能发现真实目标的目的。人为的无源干扰有箔条、角形反射器、龙伯透镜等,这些器材制造简单,使用方便。通过飞机或箔条弹投放的箔条可以较长时间停留在空中,形成较强的箔条杂波,使雷达的检测概率大大降低。

有源干扰是针对雷达的一种干扰设备,它可辐射或转发雷达的电磁波,使雷达不能正常工作或性能降低。按干扰信号的特征通常分为压制性干扰和欺骗性干扰

两类。压制性干扰常用的形式有噪声干扰、连续波干扰和脉冲干扰；欺骗性干扰分为距离欺骗干扰、角度欺骗干扰和速度欺骗干扰等。

2.4.1 无源杂波干扰

1. 地面和海面产生的面杂波

地面杂波的后向散射截面为^[12]

$$\sigma_c = \sigma^0 A$$

$$\sigma^0 = \gamma \sin(\psi)$$

式中， ψ 是擦地角， γ 是地杂波散射系数，在 ψ 的很大范围内($5^\circ \sim 70^\circ$)， γ 基本上是常数； σ^0 是杂波系数，表示雷达波束照射到的单位面积的等效散射截面， A 是被雷达波束照射到的地面或海面的面积。

当 ψ 较小时，杂波面积近似为 $A \approx \frac{c\tau}{2} R\theta_3$ 。式中， θ_3 是波束宽度， τ 是脉冲宽度， R 是雷达与散射点之间的距离， c 是真空中光速。表 2.6~表 2.8 所示为由美国雷达专家 Nathanson FE 从 50 份研究测量报告中得到的在不同擦地角、不同波段和不同地面特征情况下的 σ^0 值(垂直极化与水平极化的平均值)。这些 σ^0 的值可能有 5 dB 的误差。表中带有 Δ 记号的表示测量得到的 σ^0 的起伏，统计特性是非瑞利分布，其他不带有 Δ 记号的是瑞利分布。

在表 2.6~表 2.13 中，“ $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$ ”表示每平方米地(海)面杂波的等效散射截面为 1 平方米；表中地杂波和海杂波的等效散射截面的值是负分贝数，单位是“dB 对 $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$ ”，表示相比于每平方米地(海)面杂波的等效散射截面为 1 平方米的情况，等效散射截面要小多少倍。

表 2.6 擦地角 $\psi=0 \sim 1.5^\circ$ 时， σ^0 的平均值 (dB 对 $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$)

地 面 典 型	波 段 (GHz)					
	L 1~2	S 2~4	C 4~8	X 8~12	Ku 13~18	Ka 26~40
较平坦的沙漠	-45	-46	-40	-40 Δ	—	—
乡村农田	-36 Δ	-34 Δ	-33 Δ	-23 Δ	-18	—
树林、起伏地	-28 Δ	-28 Δ	-27 Δ	-26 Δ	-13	-21
城市	-25 Δ	-23	-21	-20 Δ	—	—

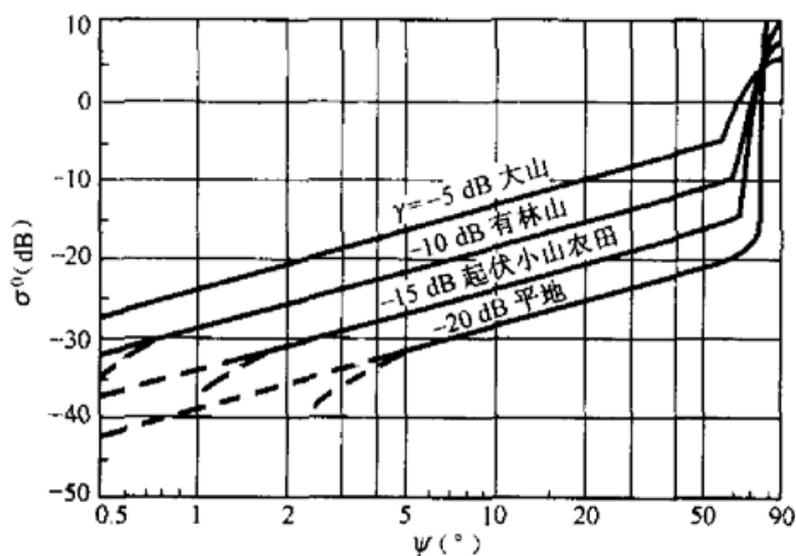
表 2.7 擦地角 $\psi=10^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1\text{ m}^2/\text{m}^2$)

地面类型	波段 (GHz)					
	L 1~2	S 2~4	C 4~8	X 8~12	Ku 12~18	Ka 31~36
较平坦的沙漠	-38	-36	-33	-30	-28	-25
乡村农田	-30	-28	-26	-26	-22	-18
树林、起伏地	-26	-24	-23	-23	-20	-19
城市	-18	-18	-18	-16	—	—

表 2.8 擦地角 $\psi=30^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1\text{ m}^2/\text{m}^2$)

地面类型	波段 (GHz)					
	L 1~2	S 2~4	C 4~8	X 8~12	Ku 12~18	Ka 31~36
较平坦的沙漠	-43	-38	-35	-32	-30	—
乡村农田	-32	-31	-30	-28	-25	-18
树林、起伏地	-24	-25	-25	-24	-14	-19
城市	-20	-19	-19	-18	-12	—

图 2.22 所示为地杂波后向散射系数 σ^0 和擦地角 ψ 的关系。

图 2.22 地杂波后向散射系数 σ^0 和擦地角 ψ 的关系

地杂波的功率谱特性是雷达抗杂波滤波器设计的基础, Fishbein 和 Curie Nathanson 等人指出其模型为 n 次方型, 即

$$P(f) = \frac{1}{1 + (f/f_c)^n}$$

式中, n 在 2~4 之间, f_c 是与风速有关的频谱参数。图 2.23 所示为 Nathanson 将多次测量数据利用高斯曲线进行拟合处理后的结果。图中, σ_v 是将功率谱用高斯曲线近似拟合后的标准差(以速度单位计), 实线是曲线拟合的结果, 虚线表示置信度为 90% 的范围, a^2 是谱中的直流分量 DC 与交流分量 AC 之比。

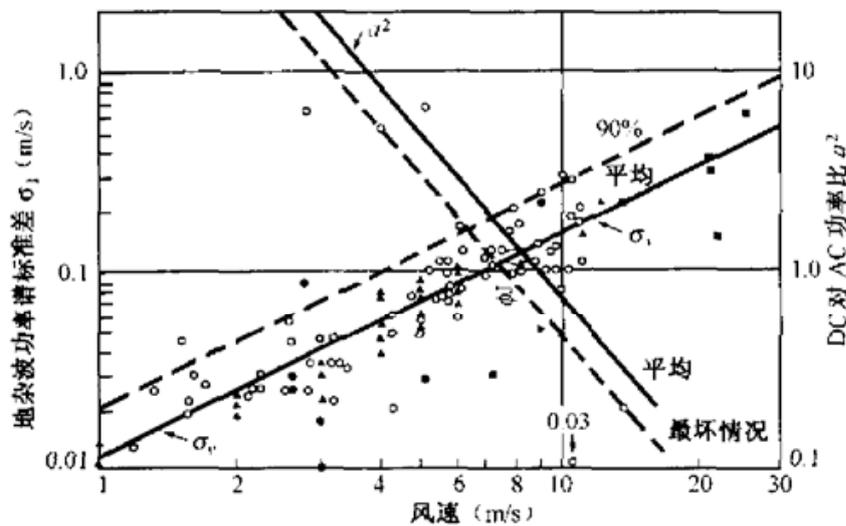


图 2.23 地杂波频谱宽和风速的关系

海面的后向散射特性和地面的后向散射特性对入射波的极化有很大的差异。表 2.9~表 2.13 所示为测试的结果。

表 2.9 海杂波擦地角 $\psi=1^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$)

海情	极化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
0	V	-86	-68			-60	-60	-60
	H		-80	-75	-70	-60	-60	-60
1	V	-70	-65	-56	-53	-50	-50	-48
	H	-84	-73	-66	-56	-51	-48	-48
2	V	-63	-58	-53	-47	-44	-42	-40
	H	-82	-65	-55	-48	-46	-41	-58

续表

海情	极化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
3	V	-58	-54	-48	-43	-39	-37	-34
	H	-73	-60	-48	-43	-40	-37	-36
4	V	-58	-45	-42	-39	-37	-35	-32
	H	-63	-56	-45	-39	-36	-34	-34
5	V		-43	-38	-35	-33	-34	—
	H	-60	-50	-42	-36	-34	-32	—
6	V	—	—	-33	—	-31	-32	—
	H	—	—	-41	—	-32	-32	—

表 2.10 海杂波擦地角 $\psi=3^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1\text{ m}^2/\text{m}^2$)

海情	极化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
0	V				-60	> -56	-50	-48
	H	-75	-72	-68	-63	> -58		-53
1	V	-60	-53	-52	-49	-45	-41	-41
	H							
2	V	-53	-50	-49	-45	-41	-39	-37
	H	-66	-59	-53	-48	-43	-38	-40
3	V	-43	-43	-43	-40	-38	-36	-34
	H	-61	-55	-46	-42	-39	-35	-37
4	V	-38	-38	-38	-36	-35	-33	-31
	H	-54	-48	-41	-38	-35	-32	-32
5	V	-40	-38	-35	-35	-33	-31	-30
	H	-58	-46	-40	-36	-33	-30	
6	V	—	—	—	—	-28	-28	—
	H	—	-37	—	—	-30	-28	—

表 2.11 海杂波擦地角 $\psi=10^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$)

海 情	极 化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
0	V	—	-45	—	-44	> -47	> -45	44
	H	—	-60	—	—	> -56	—	—
1	V	-38	-39	-40	-41	-42	-40	-38
	H	—	-56	—	-53	-51	—	—
2	V	-35	-37	-38	-39	-36	-34	-33
	H	-54	-53	-51	-48	-43	-37	-36
3	V	-34	-34	-34	-34	-32	-31	-31
	H	-50	-48	-46	-40	-37	-32	-31
4	V	-32	-31	-31	-32	-29	-28	-29
	H	-48	-45	-40	-36	-34	-29	-29
5	V	-30	-30	-28	-28	-25	-23	-26
	H	-46	-43	-38	-36	-30	-26	-27
6	V	-30	-29	-28	-27	-22	-18	—
	H	-44	-40	-37	-35	-27	-24	—

表 2.12 海杂波擦地角 $\psi=30^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1 \text{ m}^2/\text{m}^2$)

海 情	极 化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
0	V	—	-42	-42	-42	-57	-33	—
	H	—	-50	-50	-50	-48	-45	—
1	V	-38	-38	-40	-42	-36	-31	-35
	H	—	-46	—	-48	-44	-38	—
2	V	-30	-31	-32	-34	-32	-26	-30
	H	-42	-41	-40	-42	-38	-35	-35
3	V	-28	-30	-29	-28	-26	-23	-23
	H	-40	-39	-38	-37	-34	-28	-29

续表

海情	极化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35/94
4	V	-28	-28	-27	-25	-24	-22	-22
	H	-38	-37	-37	-35	-29	-21	-21
5	V	-28	-24	-23	-22	-22	-18	-20
	H	-35	-34	-32	-30	-26	-18	-20
6	V	-25	-23	-22	-21	-17	-15	—
	H	-33	-32	-30	-29	-21	-16	—

表 2.13 海杂波擦地角 $\psi=60^\circ$ 时, σ^0 的平均值 (dB 对 $1\text{ m}^2/\text{m}^2$)

海情	极化	波段 (GHz)						
		UHF 0.5	L 1.25	S 3.0	C 5.6	X 9.3	Ku 17	Ka/W 35
0	V	-32	-33	-34	-26	-23	-22	—
	H	-32	-32	-32	-27	-25	-22	—
1	V	-23	-22	-24	-24	-24	-20	-26
	H	-22	-24	-25	-26	-24	-20	-24
2	V	-20	-21	-21	-23	-18	-18	-19
	H	-22	-21	-21	-22	-23	-18	—
3	V	-18	-18	-19	-18	-16	-14	-14
	H	-21	-20	-20	-20	-21	-16	-16
4	V	-14	-15	-15	-15	-14	-11	-10
	H	-21	-18	-17	-16	-15	-12	-12
5	V	-18	-15	-15	-15	-13	-11	-14
	H	-21	-18	-17	-17	-14	-10	—
6	V	-18	-17	-15	-14	-11	-10	—
	H	-20	-19	-17	-16	-12	-10	—

风速和海情的对应关系如表 2.14 所示。

表 2.14 风速和海情的对应关系

1. 风速 (knot)	4	5	6	7	8	9	10	20	30	40	50	60	70									
2. Beaufort 风级及描述	1 轻风	2 轻风	3 微风			4 和风	5 清劲风	6 强风	7 疾风	8 疾风	9 烈风	10 狂风	11 风暴									
3. 所需风区长度 (mile)	风区长度是指一给定风在开阔水面上吹过的英里数							50	100	200	300	400	500	600	700							
4. 所需风持续时间 (h)	持续时间是给一定风在开阔水面上吹的时间。							5	20	25	30			35								
如风区长度和持续达到上述值, 则下面的海浪条件将出现。如风区长度与持续更大, 浪高可增大 10%。																						
5. 浪高, 峰到谷 (ft)								2	4		6	8	10	15	20	25	30	40	50	60		
6. 海情及描述	1 微浪							2 轻浪	3 中浪	4 大浪	5 巨浪	6 狂浪	7 狂涛	8 怒涛								
7. 波浪周期 (s)								2	3	4	6		8	10		12	14	16	18	20		
8. 波浪长度 (ft)								20	40	60	80	100	150	200	300	400	500	600	800	1000	1400	1800
9. 波浪速度 (knot)								5	10		15		20	25	30	35	40	45	50	55	60	
10. 质点速度 (ft/s)								1	2	3	4		5	6	8	10	12	14				
11. 风速度 (knot)	4	5	6	7	8	9	10	20	30	40	50	60	70									

本表只适用于由本地风产生的波浪, 不适用于由来自别处的浪涌。

注意: 有浪涌存在时对波浪观察十分困难。

注: (A) 浪高是人为地选定为三分之一的波浪最大高度。

(B) 只有 8、9 项适用于波浪与浪涌两者。

(C) 由于缺少精确数据以及表达数据的单一简单方法, 上述数值都是近似的。

(D) 在水面下波运动减慢, 每下降波长的九分之一, 速度减半。

海中风浪 [取自“海下技术”(Undersea Technology) 1964 年 5 月, P34]

注: 1 knot = 1.852 km/h, 1 mile = 1.609 km, 1 ft = 12 inch = 0.3048 m。

Barton 给出了海面反射率 σ^0 的近似计算公式, 表示为

$$10 \log_{10}(\sigma^0) = 6K_B + 10 \log_{10}(\sin \psi) - 64 - 10 \log_{10}(\lambda) \quad (2.78)$$

式中, ψ 是擦地角, λ 是雷达的工作波长; K_B 是蒲福氏(Beaufort)风级, 它和风速的均方根值 σ_w 、临界擦地角 ψ_c 的关系为 $\sigma_w = K_B^2/300$, $\psi_c = 24\lambda/K_B^2$ 。

式(2.78)是对不同极化的入射波和不同的风向进行统计平均后得到的。当低于临界擦地角时, 需要减去 $40 \log_{10}(\psi_c/\psi)$, 这里, $\psi_c = \lambda/(4\pi\sigma_h)$, σ_h 是海浪的均方根高度。

图 2.24 所示为中等海情(蒲福氏风级为 4~5 级)的海杂波后向散射系数 σ^0 和擦地角 ψ 的关系, 图中 γ 是杂波散射系数。

表 2.15 所示为不同海情时镜面反射的临界角和波长的关系。

2. 体杂波

由雨、云、雪、箔条等产生的杂波称为体杂波。雨杂波的散射系数和入射电波的极化有关, 对于匹配接收的情况有^[10]

$$\eta_v = 6 \times 10^{-14} r^{1.6} \lambda^{-1} \quad (2.79)$$

式中, r 是降雨量(mm/h), λ 是雷达工作波长。

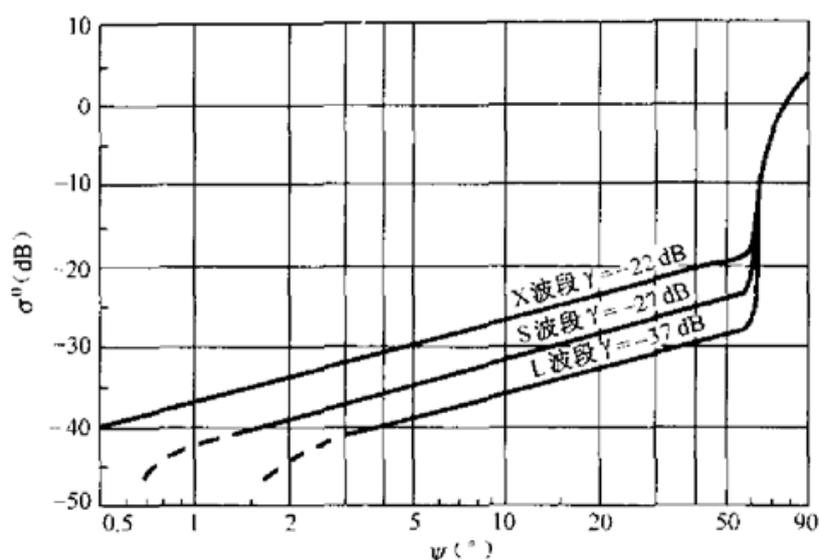


图 2.24 海杂波后向散射系数和擦地角的关系

表 2.15 不同海情时镜面反射的临界角和波长的关系

海情	浪高(m)	均方根浪高(m)	临界角(°)			
			$\lambda=0.7\text{m}$	$\lambda=0.23\text{m}$	$\lambda=0.1\text{m}$	$\lambda=0.03\text{m}$
1	0~0.3	0~0.065	≥ 45	≥ 13	≥ 6.0	≥ 1.8
2	0.3~1.0	0.065~0.21	12~45	4.0~13	1.8~6.0	0.5~1.8
3	1.0~1.5	0.21~0.32	8~12	2.6~4.0	1.2~1.8	0.3~0.5
4	1.5~2.5	0.32~0.45	5~8	1.6~2.6	0.7~1.2	0.2~0.3
5	2.5~4.0	0.45~0.86	3~5	1.0~1.6	0.4~0.7	0.12~0.2
6	4.0~6.0	0.86~1.3	2~3	0.7~1.0	0.3~0.4	0.09~0.12
7	>6.0	—	≤ 2	≤ 0.7	≤ 0.3	≤ 0.04

当入射波为圆极化时,它被雨滴反射后极化方向相反,散射系数将会降低,一般情况可以得到 $-20\sim-15\text{dB}$ 的抑制。

箔条杂波是人为投放的干扰,它覆盖的频率范围可以从厘米波到毫米波,散布的空域可达到 $20\sim 40\text{km}^2$,投放后可以在空中停留10分钟以上,能够干扰各种极化的雷达。箔条杂波的体散射系数大致为

$$\eta_v = 3 \times 10^{-8} \lambda \quad (2.80)$$

Barton 给出雨、云杂波和箔条杂波的频谱和风速的关系为

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda} \quad (2.81)$$

式中, σ_v 是均方根风速, 如表 2.16 所示。

表 2.16 体杂波对应的风速

杂波源	风速(m/s)	均方根风速(m/s)
箔条	0~3	0.3~0.9
箔条	8	1.2
雨、云	--	2~4

假设天线的波束是高斯型, 脉冲波形为高斯型, 体杂波的信号杂波比为

$$\frac{S}{C} \Big|_{in} = \frac{\sigma}{\eta_v} \times \frac{1.74}{R^2 \theta_A \theta_E} \times \frac{1.88}{\tau c} = \frac{3.3\sigma}{\eta_v R^2 \theta_A \theta_E \tau c} \quad (2.82)$$

式中, σ 是目标的等效散射面积, R 是雷达到杂波的距离, θ_A, θ_E 分别是天线在方位和仰角上的波束宽度, τ 是雷达发射脉冲的宽度。

当采用 MTI 或脉冲多普勒技术滤除杂波时, 滤波器输出端对于体杂波的信号杂波比为

$$\frac{S}{C} \Big|_{out} = \frac{I_m}{C/S} \Big|_{in} \quad (2.83)$$

式中, I_m 是 MTI 滤波器的改善因子。

2.4.2 制导雷达的抗干扰技术

在近代军事对抗中, 雷达的干扰 (ECM) 和反干扰 (ECCM) 是一对永恒的矛盾, “电子战” 在现代高技术战争中已成为作战双方克敌制胜的关键之一。敌人对制导雷达采用的对抗手段有: 减小雷达目标的散射截面 (隐身), 采用箔条干扰、欺骗干扰、诱饵 (假目标) 实施压制式噪声干扰, 发射反辐射导弹或投放微波炸弹直接摧毁雷达设备的电子元件等。针对电子攻击手段, 雷达通常采用的对抗方法有: 雷达系统的体制抗干扰、利用天线的空间滤波抗干扰、改变发射波形和频率抗干扰等。

1. 雷达系统的体制抗干扰技术

1) 脉冲多普勒体制抗干扰

采用脉冲多普勒体制工作的雷达, 有较好的抗宽带噪声干扰和反距离欺骗干扰的能力。在有宽带噪声干扰时, 脉冲多普勒雷达输出的信号干扰比为

$$\frac{S}{J} = \frac{\sigma P_{av} G_t G_r \Delta f_j R_j^2}{4\pi P_j G_j G_d \Delta f_d R_T^4} \quad (2.84)$$

式中, P_{av} 是雷达的平均功率, P_j 是干扰机的功率, G_j 是干扰机天线的增益, G_d 是雷达接收天线在干扰机(或干扰源)方向上的增益, G_t 和 G_r 分别是雷达发射和接收天线在目标方向上的增益, Δf_j 和 Δf_d 分别为干扰机的带宽和雷达多普勒滤波器的带宽, R_j 和 R_T 分别为干扰机和目标到雷达的距离。

由于雷达多普勒滤波器的带宽很窄,一般仅有 100 Hz,因此只有很少的噪声起到干扰作用。例如,当脉冲宽度为 $1 \mu\text{s}$ 时,在匹配接收的情况下,接收机中频放大器的带宽为 1 MHz,多普勒滤波器的带宽为 100 Hz,则将获得 40 dB 的噪声抑制。

距离欺骗干扰是敌人干扰制导雷达和火控雷达常用的方法之一。距离欺骗干扰一般是采用距离拖引的方法,即当干扰机接收到雷达发射的脉冲后,经过放大和改变时间延迟后转发到雷达,将雷达的距离“跟踪波门”拉到目标的真实距离外面,然后突然关断干扰机,使目标丢失,达到破坏雷达正常跟踪的目的。在脉冲多普勒雷达中,多普勒滤波器的输出代表了目标的径向速度,这一速度不会因为距离拖引而改变,所以利用这一特点,只要通过比较多普勒滤波器输出的目标多普勒频率和通过距离测量获得的距离变化率,就可达到反距离欺骗的目的。

2) 相控阵技术抗干扰

近年来,相控阵技术在制导雷达中获得了广泛的应用。相控阵雷达的波束控制灵活、多样、快速,可实现自适应能量管理,能够对目标实施闪烁照射,使敌方的侦察接收机难以截获雷达的发射信号,从而无法进行瞄准式噪声干扰。相控阵雷达可以集中能量实现“烧穿”工作模式来改善雷达检测所需的信号干扰比。由于天线采用了阵列式结构,因而相控阵雷达可以优化得出最有利的抗干扰天线方向性图,例如,通过相位加权方法使天线的方向性图在指定的方向上形成零点,这样就能大大地削弱来自天线旁瓣方向的各种干扰。先进的固态有源相控阵雷达采用先进的信号处理技术,能够在多个干扰方向上形成零点,从而达到对消多个干扰的目的。相控阵雷达还可以将其他一些传统的抗干扰措施综合集成在系统中,在计算机的控制下,通过对复杂工作环境的综合分析后,采用最佳的综合对抗策略使雷达达到最好的工作状态。因此,目前对相控阵雷达还没有找到一种有效的干扰办法。

3) 制导雷达组网抗干扰

参考文献[13]介绍了在电子干扰条件下,“爱国者”系统采用三角定位法(见图 2.25)得到干扰源位置(具有任意的辐射信号)的粗略信息。

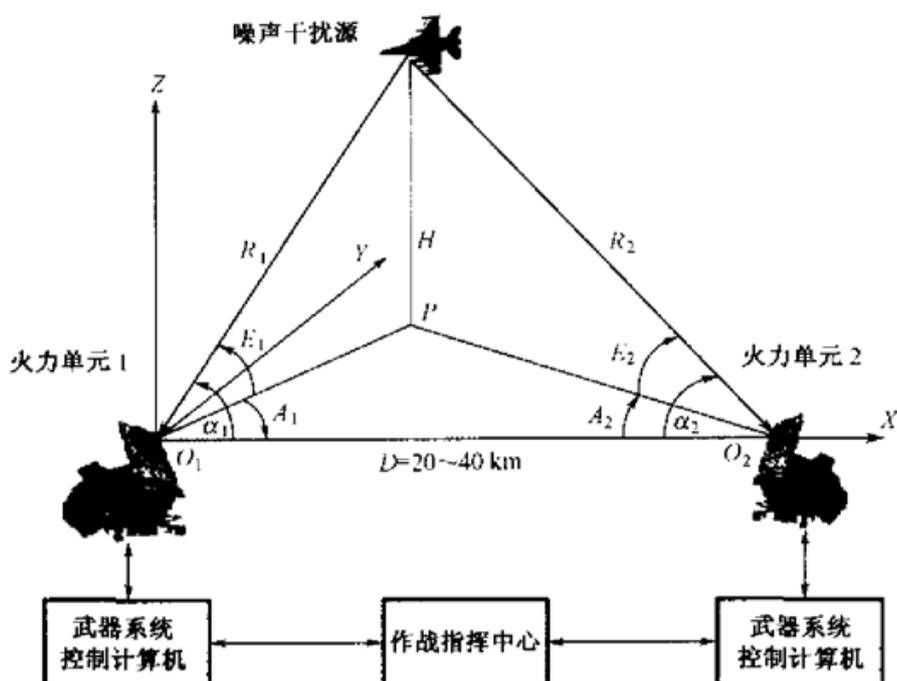


图 2.25 三角定位法测量干扰源的位置

在图 2.25 中,火力单元 1 位于 O_1 的地方,火力单元 2 位于 O_2 的地方,两站相距 $D=20\sim 40\text{ km}$,两部多功能相控阵雷达测出的同一个噪声干扰源的方向角分别为 α_1 和 α_2 , (A_1, E_1) 为火力单元 1 测量到的干扰源的方位角和仰角, (A_2, E_2) 为火力单元 2 测量到的干扰源的方位角和仰角, H 为目标(干扰源)的高度。由两个火力单元测量到的干扰源的方位角和仰角经过数据处理后,通过通信电缆送往作战指挥中心,作战指挥中心利用三角定位法就能求出干扰源与雷达之间的距离 R_1 和 R_2 、目标的飞行高度 H ,以及干扰源的方向角。这些信息回送到每个火力单元,可以作为拦截干扰源的引导信息。根据美国人报道的数据,对于火力单元之间的距离 $D=20\sim 40\text{ km}$,利用三角法定位的最大误差为 $\sigma_R \approx 120\text{ m}$, $\sigma_H \approx 30\text{ m}$, $\sigma_A \approx 0.43^\circ$ 。

2. 天线的空间滤波抗干扰技术

1) 窄波束低副瓣天线

雷达采用低副瓣(Low Side Lobe, LSL)天线是抗干扰的有效手段之一。在天线设计上获得低副瓣性能,一般是通过对天线的孔径分布进行加权来实现的。在阵列天线设计中,常用的加权函数有泰勒(Taylor)幅度加权、切比雪夫(Chebyshev)幅度加权;在反射面天线设计中,常采用控制反射面边缘的照射电平来达到加权。

天线的增益、波束宽度、副瓣电平之间是相互制约的。当给定天线的形状和尺寸后,如果天线孔径上的幅度分布为均匀分布,则天线的增益最大;但在这种情况下,矩形孔径天线的第一副瓣电平仅为 -13 dB ,圆形孔径天线的第一副瓣电平仅为 -17 dB 。当要求天线有低副瓣性能时,需要对天线孔径上的幅度分布进行加权;但幅度加权后会降低天线的增益,同时主瓣宽度会有所展宽,所以在系统设计时要进行折中处理。

为了获得低副瓣天线,常用 Taylor 函数对天线孔径上的幅度分布进行加权。对于矩形孔径天线, Taylor 孔径分布函数表示为

$$g_T(x) = \frac{1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \cos(2\pi mx)}{1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m} \quad (2.85)$$

式中, \bar{n} 是设计要求的等副瓣电平的个数, F_m 表示为

$$F_m = \frac{(-1)^{m+1} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left\{ 1 - \frac{m^2}{\sigma^2 [A^2 + (n - 1/2)^2]} \right\}}{2 \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^{\bar{n}-1} \left(1 - \frac{m^2}{n^2} \right)}$$

$$\sigma^2 = \frac{\bar{n}^2}{A^2 + (\bar{n} - 1/2)^2}$$

式中, A 和天线的副瓣电平有关,天线的副瓣电平 $\text{SLL} = -20 \log_{10} [\cosh(\pi A)]$; \bar{n} 满足条件 $\bar{n} \geq 2A^2 + 1/2$ 。 \bar{n} 的最小值可根据表 2.17 中与副瓣电平对应的 A 值来确定。根据选定的参数就可以由公式计算出天线孔径上的幅度分布。

表 2.17 天线副瓣电平与 A 和 \bar{n} 的最小值的关系

天线副瓣电平 (dB)	A	\bar{n} 的最小值
20	0.9527	2
25	1.1367	3
30	1.3197	4
35	1.5034	5
40	1.6864	6
45	1.8701	8

表 2.18 所示为天线的孔径照射函数、副瓣和有关参数的关系。

表 2.18 天线孔径照射函数、副瓣和有关参数的关系^[14]

孔径照射函数		效率	峰值副瓣(dB)	波束宽度因子(°)
线性孔径照射函数波束宽度 $\theta_{3A} = \frac{k\lambda}{w}$, w 是天线的长度	均匀	1	-13.3	50.8
	cos	0.81	-23	68.2
	cos ²	0.67	-32	82.5
	cos ² + 10 dB 基底	0.88	-26	62
	cos ² + 20 dB 基底	0.75	-40	73.5
	Hamming	0.73	-43	74.2
	Dolph-Chebyshev	0.72	-50	76.2
	Dolph-Chebyshev	0.66	-60	82.5
	Taylor, $n=3$	0.9	-26	60.1
	Taylor, $n=5$	0.8	-36	67.5
	Taylor, $n=8$	0.73	-46	74.5
圆形孔径照射函数波束宽度 $\theta_{3A} = \frac{k\lambda}{D}$, D 是天线的直径	均匀	1	-17.6	58.2
	Taylor, $n=3$	0.91	-26.2	64.2
	Taylor, $n=5$	0.77	-36.6	70.7
	Taylor, $n=8$	0.65	-45	78.4

减小天线孔径上的幅度相位误差是实现低副瓣天线的关键之一。当要求天线的副瓣电平为-45 dB时,则要求孔径上的均方根相位误差小于5°,这对于相控阵天线制造来说是十分困难的事。

2) 副瓣消隐^[15]

副瓣消隐(Side Lobe Blanking, SLB)是用来防止强反射回波或干扰脉冲从天线的副瓣进入接收机使接收机饱和的措施。其方法是在雷达上增加一路辅助接收通道,如图 2.26 所示。来自主天线的信号通过接收通道进行平方律检波后得到信号 U ,辅助接收通道的天线增益与主通道的天线副瓣电平相当,经平方律检波得到信号 V ;雷达副瓣消隐处理器在每个距离波门内对两个输入通道的信号(U, V)进行实时的处理,然后与副瓣消隐门限 F 进行比较;当检测到在天线的副瓣内有目标和干扰时就向计算机发出消隐指令,并采取屏蔽副瓣内干扰的措施。雷达副瓣消隐处理器在进行比较的过程中,需要对以下 3 种情况的真实性进行决策:①假设检验 H_0 ,表示两个通道输入为噪声;②假设检验 H_1 ,表示在主波束内有目标;③假设检验 H_2 ,表示在副瓣内有目标或干扰信号。

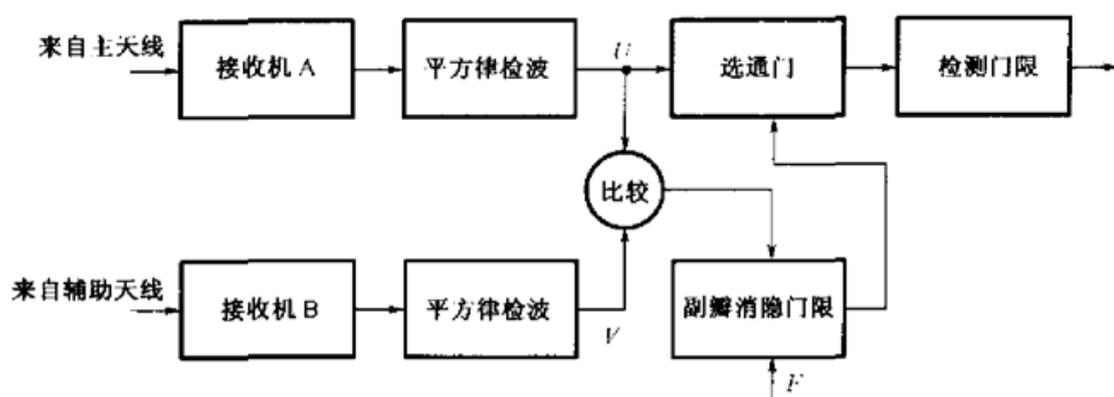


图 2.26 副瓣消隐系统原理框图

在比较的过程中,会出现以下的几种情况。

(1) 两个通道输入为噪声(假设检验 H_0),但误判为在天线主波束内有目标(假设检验 H_1)。将噪声误判为目标称为虚警,这种情况可用虚警概率 P_{FA} 来定量评定,它与恒虚警率(CFAR)门限、消隐门限 F 有关。

(2) 主通道输入为目标的回波信号(假设检验 H_1),经比较判为目标存在。这种情况可用发现概率 P_D 来定量评定,它和信噪比、虚警概率 P_{FA} 、消隐门限 F 有关。

(3) 在主通道的天线副瓣和辅助天线中收到干扰或强反射回波(假设检验 H_2),经比较后判为主通道的天线副瓣和辅助天线中有干扰或强反射回波。这种情况可用副瓣消隐概率 P_B 来定量评定,它和干扰噪声比、消隐门限 F 、增益裕度 $\beta = G_A/G_{sb}$ (辅助天线增益与主天线旁瓣之比)有关。

(4) 在主通道的天线副瓣内出现干扰(假设检验 H_2),经比较后误判为在主通道内存在目标(假设检验 H_1)。这种情况可用概率 P_{FT} 来定量评定,它和干扰噪声比、消隐门限 F 、增益裕度 β 、CFAR 门限有关。

(5) 主通道内存在目标的回波信号(假设检验 H_1),经比较后误判为干扰(假设检验 H_2),结果将真实目标屏蔽掉了。这种情况可用真实目标被屏蔽掉的概率 P_{TB} 来定量评定,它和信噪比、消隐门限 F 、辅助天线增益与主天线增益之比 $\omega = G_A/G_r$ 有关。

副瓣消隐(SLB)系统的设计就是在给定副瓣消隐概率 P_B 和虚警概率 P_{FA} 的情况下,通过选择合适的增益裕度 β 、辅助天线的增益 G_A 、消隐门限 F ,使发现概率 P_D 最大,并使干扰误判为目标的概率 P_{FT} 、真实目标被屏蔽掉的概率 P_{TB} 最小。为达到这一目的,需要在系统调试过程中不断地试验调整有关的参数。

3) 副瓣对消^[16]

副瓣对消(SLC)技术需要在雷达的主通道外增加一个辅助接收通道。辅助接收通道包括一部 N 单元的相控阵天线和 N 路接收机,相控阵的每个通道上加装有能独立调整幅度和相位的数控衰减器和移相器,计算机根据干扰源的方向和强度自适应地确定所需的幅度和相位的权系数,形成具体的控制指令。辅助相控阵的输出和雷达主通道的输出相减就可以对消由主天线的副瓣引入的干扰。理论上,如果辅助相控阵的单元数为 N ,将能对消来自不同方向的 $N-1$ 个干扰。副瓣对消的原理图如图 2.27 所示。

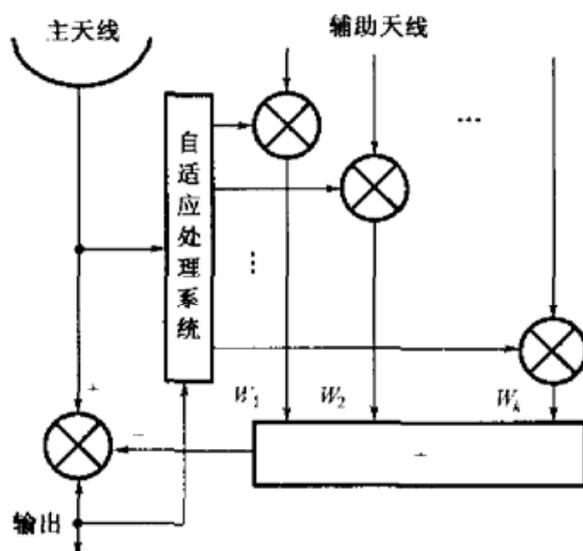


图 2.27 副瓣对消系统原理图

如果雷达主通道和每个辅助通道接收到的干扰信号是均值为 0,自相关函数为 $\rho(\tau)$ 的平稳随机过程,用矢量 $\mathbf{V}=[V_1, V_2, V_3, V_k, V_n]$ 表示每个辅助通道接收到的干扰信号, V_m 表示主通道接收到的干扰信号,则可以得到每个辅助接收通道需要调整的幅度和相位值,用权值矢量 $\mathbf{W}=[W_1, W_2, W_3, W_k, W_n]$ 表示为

$$\hat{\mathbf{W}} = \mu \times \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R} \quad (2.86)$$

式中, μ 是一常数, \mathbf{V}^T 是 \mathbf{V} 的转置矩阵, \mathbf{V}^* 是 \mathbf{V} 的共轭矩阵, $\mathbf{R} = E(\mathbf{V}_m \mathbf{V}^*)$, $\mathbf{M} = E(\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T)$ 是干扰的协方差矩阵,副瓣对消的增益可用干扰对消比(JCR)来量度,即

$$\text{JCR} = \frac{E(|V_m|^2)}{E(|V_m - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{V}|^2)} = \frac{E(|V_m|^2)}{E(|V_m|^2 - \mathbf{R}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R}^*)} \quad (2.87)$$

当辅助天线仅有 1 个单元,干扰源仅有 1 个时, $\mathbf{V} = V_A$, 式(2.86)和式(2.87)可简化为

$$\hat{W} = \frac{E(|V_m V_A^*|)}{E(|V_A|^2)} \rho$$

$$JCR = \frac{1}{1 - |\rho|^2}$$

式中, ρ 是主通道信号与辅助通道信号的相关系数, 上式表明, 干扰对消比和主通道信号与辅助通道信号的相关性有很大的关系, 当它们之间达到完全相关时, 理论上可完全对消掉干扰信号。但实际上, 主通道与辅助通道之间信号的不匹配使相关性减弱, 其结果使干扰对消效果变坏, 达不到理想的结果。工程上考虑到各种因素的限制后, 能达到的干扰对消比大约在 15~30 dB 之间。

在工程实施过程中, 影响干扰对消比的主要因素有: 信号到达主天线和辅助天线传输路径上的差异, 通道之间的串话干扰, A/D 转换器量化位数不够, 辅助通道的数目比实际干扰机的数目少时产生的不平衡, 计算权值系数时精度不够等。对消电路的结构是针对窄带瞄准式干扰机设计的, 如果干扰机是发射宽带阻塞式干扰信号, 则噪声干扰频谱将会展宽, 使干扰对消比变坏。在自适应处理时, 为避开目标的回波脉冲, 对自适应系统的响应时间会有所限制, 但自适应系统的响应时间长, 也将使干扰对消比变坏。

3. 自适应相控阵处理技术

自适应相控阵雷达可以同时检测空中的目标和对消来自多个方向的干扰源发出的干扰。自适应相控阵实现这种功能的主要技术基础是数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)。在原理上, 形成发射波束和接收波束都能采用 DBF 技术实现, 但实际中一般仅用在接收状态。自适应相控阵雷达能灵活地根据干扰的方向, 自动形成方向性图的零点来抑制干扰, 能形成多波束, 可自动完成幅度和相位误差的校正, 具有角度上的超分辨能力, 容易组成多基地雷达工作。

早在 1970 年, 研究者就提出了自适应相控阵的原理, 在数学上表示为

$$\hat{W} = \mu \times M^{-1} \times V \quad (2.88)$$

式中, $M = E(V \cdot V^T)$ 是噪声干扰的 N 维协方差矩阵, V 是来自目标方向被每个单元接收的信号的 N 维矢量。

图 2.28 所示为自适应相控阵的原理图, 它由单元数为 K 的阵列天线组成, 每个天线单元的幅度和相位受波束控制器控制, 波束控制命令来自于 DBF 处理器。DBF 处理器的任务是根据式(2.88)完成对每个天线单元所需加权值 w_1, w_2, \dots ,

w_k 的计算。DBF 处理器的输出送到多普勒处理器,进行传统的时域处理和检测。自适应相控阵的优点是能提取所需的目标回波信号,并消除不需要的杂波和干扰。自适应相控阵可看成是一种在空间和时间上进行滤波的两维信号处理器。

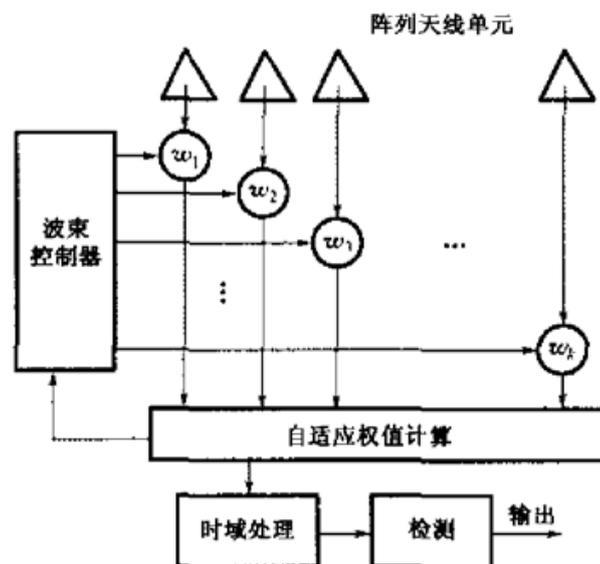


图 2.28 自适应相控阵原理图

4. 发射波形控制的抗干扰技术

频率捷变、频率分集、发射瞬时宽带波形是雷达抗干扰采用的 3 种有效方法,可以使敌方的侦察接收机很难截获到雷达发射的信号。频率分集技术在制导雷达应用中可减小目标角噪声的影响,对改善跟踪精度、增加雷达作用距离都有好处。当采用频率分集时,为了达到去相关的目的,分集的频率差不能低于 40 MHz。

通常采用的波形有脉冲串波形、脉冲内线性调频波形、脉冲内相位编码波形等。

5. 接收机的抗干扰技术

在强干扰信号的作用下,接收机是很容易被阻塞掉的,因此接收机的抗干扰问题首先是要反饱和。这可以有許多方法,如采用快时间常数(FTC)、自动增益控制(AGC),或采用对数放大器接收机、硬限幅器等。

为防止接收机在强杂波、有源干扰下饱和,采用对数放大器接收机是十分有效的,同时它还可实时地显示干扰强度。其缺点是,当干扰电平比雷达目标回波信号小时,将会使信号干扰比变坏,而且放大器的对数特性会使回波信号的频谱展宽。

尽管如此,由于它优良的抗饱和特性,采用对数放大器的接收机在雷达中获得广泛的应用。

硬限幅器是一种无记忆作用的非线性器件,常用的一种“Dicker-fix”接收机,对抗快速扫频式干扰或扫频瞄准式噪声干扰是十分有效的。其基本组成包括宽带中频放大器、限幅器和窄带中频放大器。宽带中频放大器使噪声干扰信号放大,而限幅器能削弱干扰的幅度,然后经过窄带中频放大器可以进一步削弱干扰的幅度,同时信号通过窄带中频放大滤波器后得到积累,达到了对抗快速扫频式干扰或扫频瞄准式噪声干扰的目的。

6. 反 ARM 技术

反辐射导弹(Anti-Radiation Missile, ARM)的攻击是威胁到制导雷达生存的重要问题,因此研究保护雷达,使其避免受到 ARM 攻击的方法十分重要。目前较为有效的方法是安装 ARM 告警雷达,使雷达能尽早发现 ARM 的攻击。ARM 告警雷达在工作频率和发射波形的选择上,应考虑其雷达信号不会被 ARM 的导引头截获,同时还要具有识别目标的能力。由于 ARM 攻击雷达时的再入角度较大,通常在 45° 以上,因此告警雷达应有半球覆盖的能力。图 2.29 所示为俄罗斯的 Gazetchik 反 ARM 系统,图 2.30 所示为俄罗斯的 ARM 告警系统示意图。



图 2.29 俄罗斯的 Gazetchik 反 ARM 系统

图 2.30 俄罗斯 ARM 告警系统示意图

ARM 告警雷达的作用距离 R 与被保护的雷达所需的预警时间 T 和反辐射导弹的飞行速度 V 有关,例如,美国的高速反辐射导弹(HARM)AGM-88 A/B 的射程为 80 km,飞行速度 V 近似为 1000 m/s,如果要求反辐射导弹告警系统的预警时

间为 1 分钟,根据 $R \geq VT$ 计算,则要求 $R \geq 60 \text{ km}$ 。由于 ARM 的雷达散射截面较小($0.1 \sim 0.3 \text{ m}^2$),所以还要求告警雷达的发现概率大于 99%,并且虚警概率较低。美国还专为 AN/TPS-75 雷达研制了 AN/TPQ-44 超高频脉冲多普勒雷达 ARM 告警系统。该系统采用脉冲压缩波形,有速度和目标识别能力,作用距离为 46 km,可为被保护的雷达设备提供 1 分钟的预警时间,能自动关闭 AN/TPS-75 雷达发射机。

意大利 ALENIA 公司的防御系统雷达分部报道了一种具有反隐身性能和能对反辐射导弹告警的低频雷达 ZEBRA^[17],如图 2.31 所示。该雷达工作在 B 波段,发射大的时间带宽积的波形,同时还采用了一种非常规的编码波形。它采用 DBF 技术形成单脉冲波束,实现和、差波束的干涉对消,具有脉冲压缩、MTD 相干积累、CFAR 检测、角误差提取等功能,信号处理器件采用了 Systolic 并行处理结构,数据处理采用 TWS 跟踪算法。雷达的覆盖空域和欧洲研制的中距离多功能相控阵雷达以及法国汤姆逊公司研制的 ARABEL 雷达相匹配。雷达可进行 4 维跟踪,其测角精度为百分之一波束宽度,归一化单脉冲差斜率 $k_m = 1.8$,天线的零值深度为 -20 dB ,零点漂移为 $\pm 3\%$,通道幅度误差为 $\pm 0.5 \text{ dB}$,通道相位误差为 $\pm 5^\circ$,通道之间隔离比为 40 dB 。

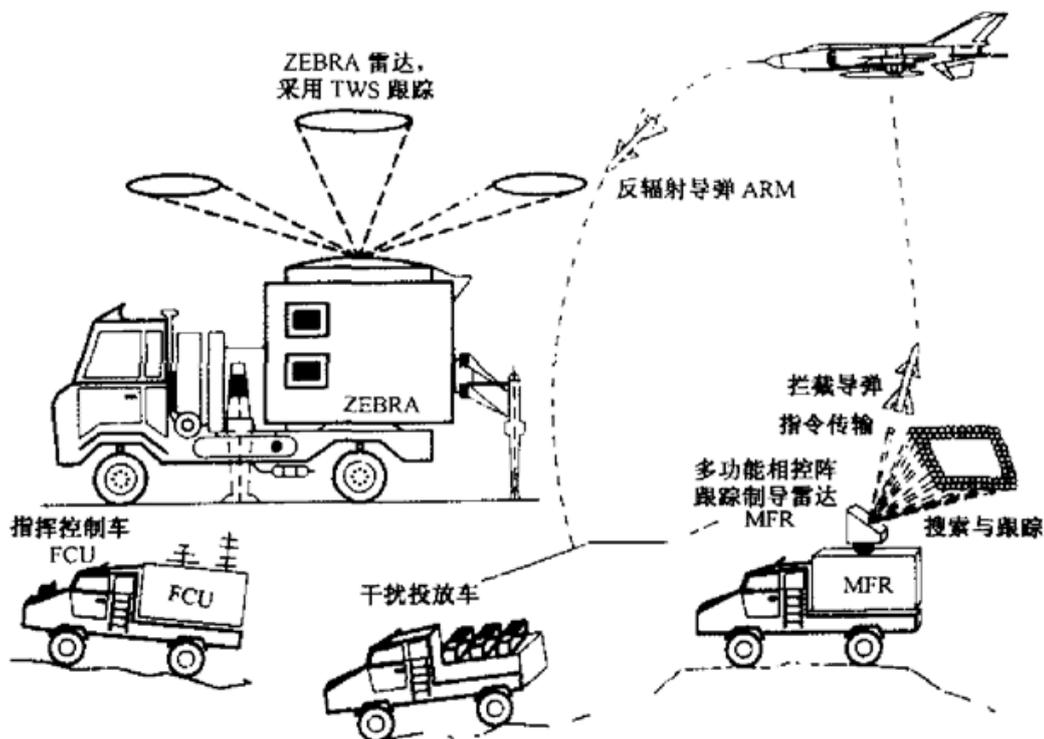


图 2.31 意大利 ALENIA 公司的 ZEBRA 雷达示意图

除 ARM 告警雷达外,反辐射导弹告警系统还包括“诱饵引偏”发射机、曳光弹、箔条弹等光电对抗设备。诱骗辐射源的发射波形和频率应与主雷达一样,诱骗辐射源发射信号与雷达同步,发射脉冲的宽度应稍宽于雷达的发射脉冲宽度。控制诱骗辐射源的相位变化就可以破坏反辐射导弹导引头的跟踪,或使它产生大的角度偏差。当诱骗辐射源的发射信号和雷达信号完全相干时,角度偏差为^[9]

$$\delta\theta = \frac{\psi}{2} \times \frac{1 - k^2}{1 + 2k\cos\varphi + k^2}$$

式中, ψ 是雷达和诱骗辐射源相对于反辐射导弹导引头的张角, k 是反辐射导弹导引头接收到的雷达和诱骗辐射源信号的幅度比; φ 是雷达和诱骗辐射源到导引头上的相位差,当雷达与诱骗辐射源之间的距离为 L ,反辐射导弹导引头与雷达之间距离为 R 时, $\psi \approx L/R$ 。

一般来说,雷达与诱骗辐射源之间的距离 L 应选取大于反辐射导弹杀伤半径几倍的距离,以保证雷达和诱骗辐射源的安全。

参考文献[18]提出了一种实用的通用相干诱骗辐射源,可以用来配置各种雷达,它的工作频率为 $2 \sim 4$ GHz(S波段),发射功率为 2 kW,脉冲重复频率为 $30 \sim 10$ kHz,脉冲宽度为 $0.5 \sim 100$ μ s,发射波形可以编程,采用光缆传输信号。图 2.32 所示为通用“诱饵引偏”发射机的图片。

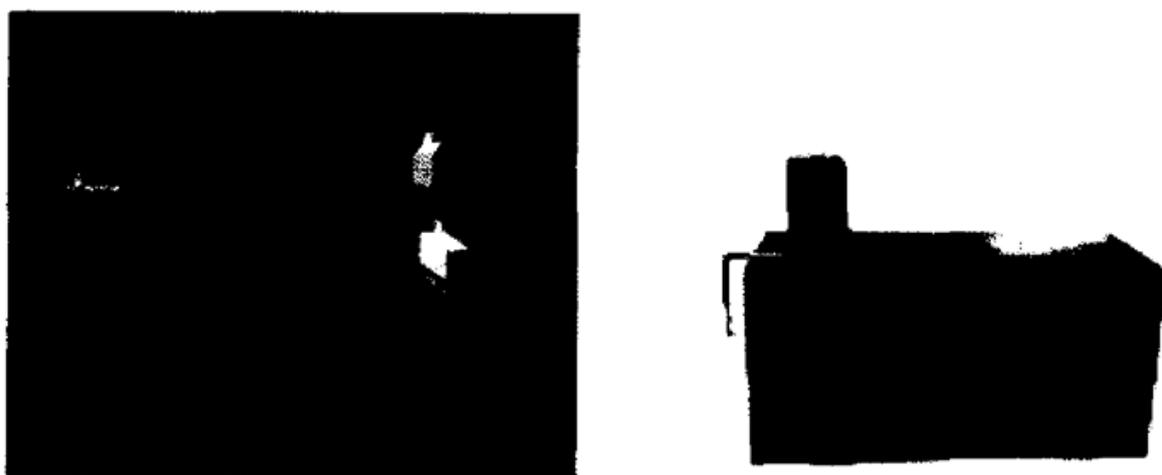


图 2.32 通用“诱饵引偏”发射机

诱骗辐射源也可以是非相干的,这在工程上也容易实现。据有关资料报道^[11],美国的“爱国者”系统中的跟踪制导雷达采用了 $3 \sim 4$ 个闪烁诱饵发射机组成的系统。诱饵发射机的峰值功率为 15 kW,平均功率为 0.45 kW,频率为

4.4~5.6 GHz,空间覆盖范围为 120° 。俄罗斯最新研制的自动诱饵发射机辐射源,在C-300武器系统中可以配置12个,由雷达站根据运行状况来自动调控诱饵发射机的波形和发射功率。据报道,在实弹试验中,用和美国的HARM导弹类似的6枚导弹对该保护系统进行攻击,结果都被诱骗辐射源引到别处,平均偏离目标400 m。雷达站未受损,仅仅有一个诱骗辐射源被爆炸碎片击中,受了一点轻微损伤,当时就能修复并重新投入使用。试验时所有辐射源只是被装入沙袋中,如果它们被埋入地下,那就可以保证绝对安全。每个诱饵发射机的功率不小于4000 W,重量近80 kg,使用功率强大的蓄电池,值班状态下可工作24小时,辐射工作状态下可工作3~4小时,诱饵发射机用改装的乌拉尔汽车运输,部署时间约为20~30分钟。

7. 制导雷达指令传输通道的抗干扰

在导弹发射后对指令传输通道进行干扰是敌方常用的手段之一,因此,制导雷达的设计必须采取可靠的措施,保证在导弹发射后制导指令的正常传输。解决这个问题通常有两种方法。一种方法是将制导雷达的工作频率与上行指令传输通道的频率选在不同的频段,例如,法国的“响尾蛇”防空导弹武器系统制导雷达的工作频率为Ku波段,上行指令传输通道的频率为X波段,指令编码的方法要选取保密性好、抗干扰性强的方案。另一种方法是导弹上安装大功率的应答机,地面雷达采用大功率的指令发射机,以尽可能地降低弹上指令接收机的灵敏度要求。

2.5 制导雷达的电磁兼容性设计

2.5.1 机内电磁兼容性设计

在制导雷达工作过程中常常遇到各种各样的干扰,如雷达发射机中微波电子管产生的高次谐波、开关电源产生的谐波、高速数字电路工作中产生的“毛刺”等。这些干扰可以通过传导耦合和空间耦合的方式注入接收机,导致接收机灵敏度下降或者虚警概率增加,严重时可使雷达和周围的设备无法工作。因此,电磁兼容性设计是雷达设计中必须考虑的问题。表2.19所示为一些雷达发射管的谐波测量结果。

表 2.19 雷达发射管的谐波电平概况(低于基波电平的分贝数)^[19]

管 型 \ 谐 波	2	3	4	5	6	7	8	9	10
磁控管	78.1	71.7	77.1	86	87.2	91.9	99.3	—	—
速调管	71.3	78.2	76.9	73.9	83.3	87.2	—	—	—
四极管和三极管	83.2	76	99.6	90	96.7	100.2	106.2	97.2	100

从表中可以看到,大功率发射管工作时的谐波电平是很高的,在系统设计中应高度重视。为了降低它的影响,有时在输出端必须加装高功率滤波器来抑制谐波干扰。

电磁干扰的频谱范围可以从直流到 40 GHz 左右。电磁干扰是导致无线电通信、雷达、导航及一系列电气电子设备无法在同一频谱环境中工作的根源,它可以引起信号失真、心脏起搏器失灵、导航失误,甚至造成重大事故。由于产品电磁兼容性的重要性,许多国家都制定了相应的国家标准。根据产品的不同用途和它们在系统中所起的作用,强制规定了电子产品的辐射标准和在电磁环境中工作的设备应达到的抗辐射性能,规定了电子产品在设计制造过程中应该采取的技术保障措施和电磁兼容性试验的方法,还规定了电磁兼容的控制管理、频谱管理、电磁干扰机械设计、电气电子设备的布线标准等。制定这些标准的目的就是保证产品的电磁兼容性满足要求。

在设计制造中,通常采用的措施有屏蔽技术、滤波技术和布线接地技术。屏蔽技术就是将电子电路或设备放置在具有电磁屏蔽性能的屏蔽盒内,隔离电路自身辐射对外界的干扰和外界电磁环境对电路本身的影响。为了克服通过电路间的连线引入到电路中的干扰,在电路的输入、输出端口应采取特殊的隔离屏蔽措施,这些方法在雷达发射机和接收机的设计中已被广泛采用。对一些频率高的电路,如果将它们安装在屏蔽盒内,分布参数的影响会使它们的性能产生变化,使调试变得十分困难,因此,在屏蔽盒的设计上要仔细考虑,并采取相应的措施消除其影响。滤波技术是电路设计中广泛应用的行之有效的抗干扰措施,有许多专用的电源滤波器常用于电子组合间或电子机柜之间,来防止通过电源线路引入干扰。在一些要求高隔离比的电路中,可以采用 DC-DC 电源转换器对 PCB 板单独供电,往往有较好的效果。布线接地技术是降低传输线之间的耦合的重要措施,例如,传输大电流的导线和传输弱信号的导线应尽可能地离开得远些,传输数字信号的导线要采

用双绞线的结构等。为了降低电路间通过共地而引入的干扰,对接地的方案要做出不同的规定,对接地导线的粗细和接地电阻都应有明确的要求。

2.5.2 多雷达组成的制导雷达系统的电磁兼容性考虑

1. 射频辐射对电子设备的影响

雷达天线发射的电磁波对有线广播系统、通信设备、光电控制系统会产生干扰,严重时会使这些设备不能正常工作,因此在雷达设计时,要根据电磁兼容的规范对雷达设备采取相应的屏蔽措施。表 2.20 所示为国军标 GJB 786—89 规定的雷达及电子设备可承受电磁辐射的能力,可供设计时参考。

表 2.20 雷达及电子设备可承受的场强和功率密度

设备	频率 (MHz)	场强 (V/m)	设备	频率 (MHz)	平均功率密度 (mW/cm ²)	设备	频率 (MHz)	平均功率密度 (mW/cm ²)
数据传输通信设备	0.2~0.6	300	雷达及其他电子设备	150~225	20	雷达及其他电子设备	5400~5900	100
	0.6~1.5	200		225~790	15		5900~7900	100
	1.5~3.2	200		790~850	100		7900~8400	175
	32~100	—		850~950	100		8400~8500	400
	100~200	—		950~1400	100		8500~11000	400
	200~790	—		1400~2700	100		11000~14000	100
	—	—		2700~3600	400		14000~18000	100
	—	—		3600~5400	100		18000~40000	4

2. 射频辐射对人体的伤害

雷达工作时在它的天线周围会产生极强的交变电磁场,对人体和设备产生危害,严重时可点燃易燃易爆的物体,引起灾难性的破坏。因此,电磁兼容性设计是雷达安全性设计的重要内容之一,雷达设计师有必要对雷达的安全区做出必要的说明和规定。

电磁波对人体的伤害主要是对机体组织的加热作用。人体中两个最敏感的地方是眼睛和睾丸,可以用它们所受的影响来决定伤害阈值。连续和间断照射的影响是不同的,表 2.21 所示为国军标 GJB 786—86 规定的射频辐射对人体伤害的功率电平标准,可供布置雷达阵地确定安全区范围时参考。

表 2.21 射频辐射对人体伤害的功率电平标准

脉 冲 波			连 续 波		
容许暴露 时间(h)	平均功率密度 ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	每日剂量 ($\mu\text{W} \cdot \text{h}/\text{cm}^2$)	容许暴露 时间(h)	平均功率密度 ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	每日剂量 ($\mu\text{W} \cdot \text{h}/\text{cm}^2$)
8	25	200	8	50	400
7	29	200	7	57	400
6	33	200	6	67	400
5	40	200	5	80	400
4	50	200	4	100	400
3	67	200	3	133	400
2	100	200	2	200	400
1	200	200	1	400	400
0.5	400	200	0.5	800	400
0.1	2000	200	0.1	3999	400

3. 天线射频强度的计算

功率密度的计算基本上与接收功率或干扰噪声比的计算相似,但计算时要考虑以下两种情况。第一,如果在距辐射源比较近的地方计算功率密度,则要考虑天线近场效应,通常天线的远场和近场的分界面由 $d \geq D^2/\lambda$ 来确定,这里 D 是天线的直径, λ 是雷达的工作波长。第二,当频率变化不大时,通常高功率效应对频率的变化是不敏感的,因此一般情况下可以不考虑频率变化的影响。

在远场情况下,功率密度可以表示为

$$P_d = P_t + G_t - 20 \log_{10} d + k + 6$$

式中, P_d 是功率密度(dBm/m^2), P_t 是发射机输出功率(dBm), G_t 是发射天线增益(dB), d 是距离(m), $k = -11$,常数 6 是考虑到直射波和等强度的反射波同相相加的情况。

4. X 射线辐射对人体的伤害

金属被高能电子轰击时会产生 X 射线,这是高功率电子管共有的现象。X 射线在人体组织中能引起离解作用,并且当辐射的剂量足够时,肌体组织会产生永久的破坏。因此,如果发射管在高压工作状态下有 X 射线产生,发射机的设计必须采取有效的屏蔽 X 射线的措施,以确保工作人员的安全。

2.6 制导雷达性能的估算

跟踪制导雷达的作用距离可以用 2.2.2 节中的雷达距离方程来估计^[2]

$$R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \text{SNR} \times k T_s B L} F_r^2(\theta, \varphi) F_t^2(\theta, \varphi)$$

当雷达在跟踪状态时,发射天线和接收天线的方向性因子 $F_r^2(0,0) = F_t^2(0,0) = 1$,雷达的距离方程可简化为 $R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \text{SNR} \times k T_s B L}$ 。当考虑到存在脉冲积累时,距离方程可化为

$$R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D(n) k T_s L} I_n$$

式中, $D(n)$ 是检测因子, $D(1) = \text{SNR}$, 表示为单个脉冲的信噪比; 脉冲宽度 $\tau = 1/B$, I_n 是 n 个脉冲的积累增益。对上式的两边取对数可以得到

$$40 \log_{10} R = 10 \log_{10} \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D(n) k T_s L} I_n \right]$$

还可以利用图表来方便地估算雷达的作用距离,表 2.22 所示为一种估算雷达作用距离的表格。

表 2.22 雷达作用距离估算表

发现概率 P_D	虚警概率 P_f	照射到目标上的脉冲数		
雷达天线架设高度 H_a	目标仰角			
等效噪声温度 $T_s = T_0 + T_r + L_r T_0$	距离因子	dB 值	A 正 dB	B 负 dB
天空的噪声温度 T_0	发射的峰值功率 P_t	$10 \log_{10} P_t$		
接收通路损耗 L_r	发射天线增益 G_t	$10 \log_{10} G_t$		
馈线的噪声温度 $T_r = T_0(1 - 1/L_r)$	接收天线增益 G_r	$10 \log_{10} G_r$		
	脉冲宽度 τ	$10 \log_{10} \tau$		
接收机噪声系数 NF_0	目标散射截面 σ	$10 \log_{10} \sigma$		
接收机等效噪声温度 T_0 $T_r = 290(NF_0 - 1)$	雷达工作波长 λ	$20 \log_{10} \lambda$		
	等效噪声温度 T_s	$-10 \log_{10} T_s$		
天线的欧姆损耗 L_a	检测因子 $D(1)$	$-10 \log_{10} D(1)$		
T_s	积累增益 I_n	$10 \log_{10} I_n$		
	发射通路损耗 L_t	$-10 \log_{10} L_t$		
	接收通路损耗 L_r	$-10 \log_{10} L_r$		

续表

		大气传输损耗 L_p		$-aR$		
		距离方程中的常数	$1/(4\pi)^2$			32.97
$R = 10^{(A+B)/10}$			求和			

2.7 制导雷达系统的仿真设计技术

仿真技术是制导雷达研制过程中的一种重要工具。在雷达的方案设计阶段,通过数字仿真可以验证系统方案的合理性,可以检验各分系统的参数选择是否合理,达到优化系统的目的。通过半实物仿真则可以进行系统应用软件的开发和调试,检验软件设计中是否存在缺陷,从而进一步修改设计,增加软件的可靠性。在系统联试阶段,可以通过半实物仿真的方法来检验硬件设备和系统软件之间的协调性,半实物仿真可作为系统功能测试和性能技术指标测试的工具,大大地缩短系统调试的时间。

在现代防空导弹武器系统的设计中,半实物仿真技术已集成在制导雷达的软件设计中。通常雷达的软件组成包括作战应用软件、维护软件和操作训练软件。操作训练软件实际上就是完整的半实物仿真软件。在有的系统中,操作人员通过操作训练软件,可以模拟雷达从截获目标开始到发射导弹拦截目标的全过程,以此来检验武器系统的性能。在模拟的过程中,目标可以是真实的飞机,由计算机产生模拟的导弹进行拦截;也可以用计算机产生模拟的目标,由真实的导弹进行拦截。仿真技术应用贯穿于武器系统的各个研制阶段,成为系统设计和试验的重要工具。

2.7.1 制导雷达的数字式仿真技术

早在20世纪60年代,计算机技术就已开始应用于雷达系统的设计。1970年,美国罗姆空军发展中心(RADC)开发了“RADSIM”雷达仿真模型,用于仿真陆基型目标指示雷达的信号处理器;1986年,在此基础上发展成为“交互式雷达系统仿真程序(Interactive Radar System Simulator, IRSS)”,并获得了广泛的应用。该仿真系统可用于评估陆基、舰载和天基雷达系统的性能,成为雷达系统设计中的重要工具。

1. 仿真系统的硬件环境

图2.33所示为仿真系统的硬件构成,它是由一台工作站或服务器和若干台个人计算机组成的一个小型网络系统。组网的规模由仿真任务的内容来决定。

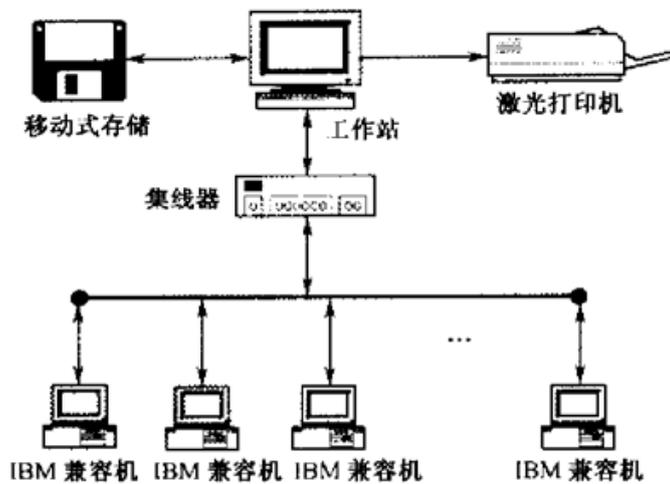


图 2.33 仿真系统的硬件组成

2. 多功能相控阵雷达的数字计算机仿真

参考文献[20]中给出了利用个人计算机进行多功能相控阵雷达数据处理的仿真示例,雷达的功能组成如图 2.34 所示。仿真系统建立了雷达相控阵天线、信号处理器、数据处理器、杂波干扰和目标运动特性的模型。利用该系统进行在杂波干扰下多目标的检测、跟踪和识别等性能的验证。系统能够生成 200 个目标的回波,当实时模拟对 10 个目标的跟踪时,其数据率为 2 s^{-1} ;当模拟对 3 个目标的跟踪时,其数据率为 10 s^{-1} 。采用该系统作者对一部作用距离为 50 km,搜索空域的方向角为 90° 、仰角为 60° 的雷达进行了多目标跟踪性能的检验。

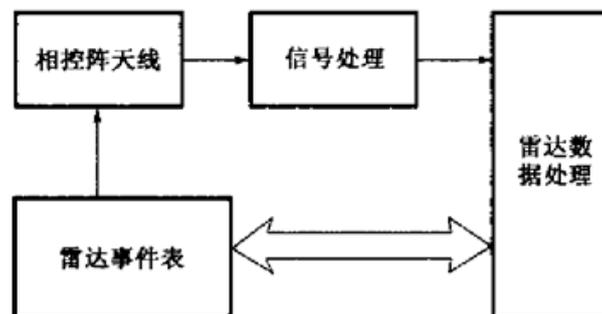


图 2.34 多功能相控阵雷达的计算机仿真的功能组成

在参考文献[21]中,作者建立了利用个人计算机平台构成的多功能相控阵雷达的数据处理仿真系统。作者利用该系统,仿真在存在热噪声的情况下,当两个运动目标发生航迹交汇时的跟踪情况,检验是否会产生轨迹混淆的问题,试验验证了多目标跟踪滤波器的正确性。

图 2.35 所示为两个交叉运动目标的跟踪精度仿真结果。图中,圆圈里的数表示波束位置,箭头和虚线表示在不同波束宽度下产生的假航迹,虚线的一点代表产生的一个假点迹。两个运动目标发生航迹交汇的地方是第 88 号波位。可以看到,在目标交汇点,两个目标被相互关联成了一条假航迹(第 88 号波位的箭头和由虚线表示的 3 个假航迹点),随着时间的推移才恢复到正常跟踪。

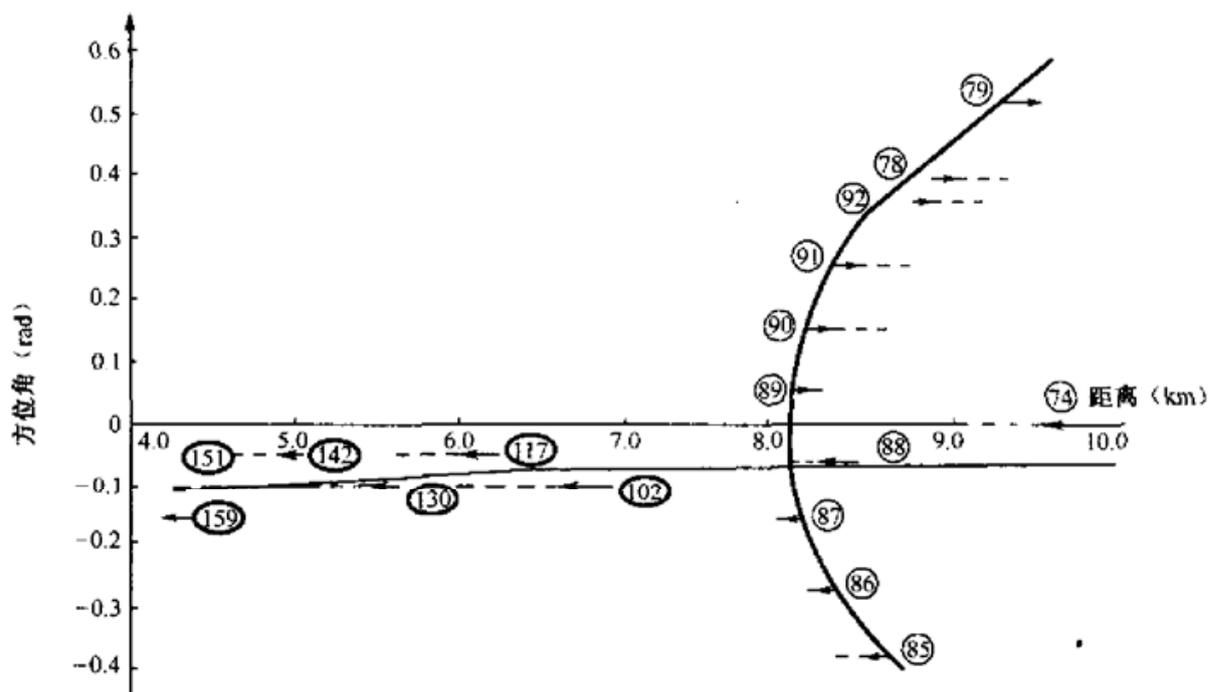


图 2.35 两个交叉运动目标的跟踪精度仿真的结果

作者还考察了当天线波束宽度不同时,在运动目标发生航迹交汇的地方的相互关联情况。大量的仿真试验证明,通过采用窄波束来提高角度测量的精度,可以减少发生假航迹的概率,提高航迹的质量。

2.7.2 制导雷达的半实物仿真技术

制导雷达的半实物仿真技术常用于进行系统的联试,以检验系统软件的正确性、软件与硬件各部分间的协调性,也可用来检验制导雷达在各种干扰背景下的性能。现代制导雷达还将半实物仿真技术集成在系统设计中,作为系统维护的重要手段,同时还可用来对操作人员进行训练。半实物仿真系统的主要设备包括制导雷达、目标-导弹模拟器、敌我识别(IFF)模拟器和干扰模拟器等,在一些多传感器的制导雷达中还配置有红外目标模拟器等设备。半实物仿真系统的模拟信号可以由雷达接收机的中频部分输入,这种情况称为中频的模拟;模拟信号也可以由雷达

接收机的前端输入,这种情况称为射频的模拟,射频的模拟可以检查雷达除天线外的所有设备。

通过半实物仿真专用程序,可以检查系统在作战过程各阶段的工作状态、跟踪精度和制导精度,检查控制指令传输性能等。在系统性能试验中,还可以用来试验特殊条件下拦截目标的能力,如对高机动目标的拦截试验。在这种情况下,目标的运动轨迹由计算机产生,通过目标-导弹模拟器形成回波信号,输入到制导雷达的目标接收通道;当满足发射条件后,操作人员即可按下发射键发射导弹,在导弹发射后,制导雷达将按照规定的制导方法控制导弹飞向模拟目标;最后,雷达将通过测量遭遇点的脱靶量来判定拦截效果。通过这种方法可以大大节约系统试验的费用,因此半实物仿真技术已成为制导雷达设计中必不可少的工具。图 2.36 所示为制导雷达中频半实物仿真系统的组成框图。

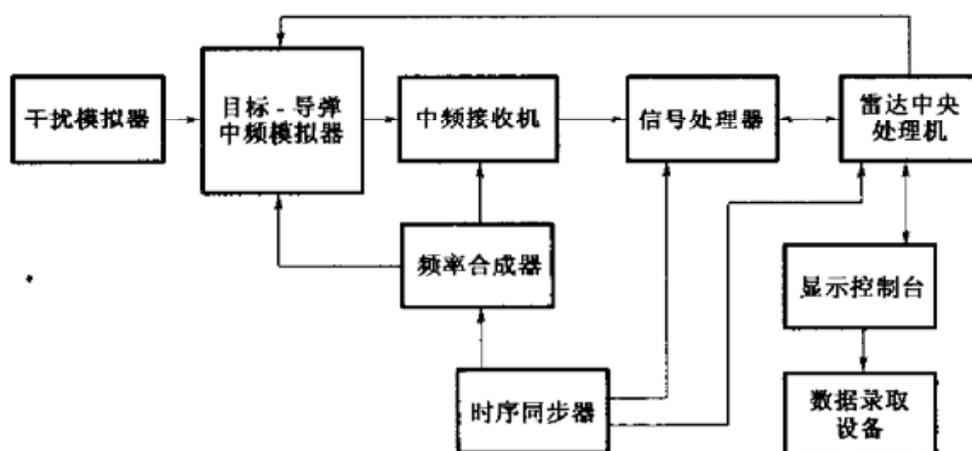


图 2.36 制导雷达中频半实物仿真系统的组成框图

图 2.37 所示为一种用于外场系统性能测试的目标-导弹模拟器,可用来检测制导雷达的全部功能和跟踪精度。该系统通过接收雷达发射的遥控命令对模拟器的工作状态实施控制,整个模拟器架设在高塔上。中心天线接收雷达发射的脉冲信号,通过目标回波模拟器进行下变频,然后经过光纤延迟线模拟要求的雷达回波位置;同时对该信号进行多普勒调制,再变频到雷达的发射频率,经过中心天线转发到雷达接收机。这种方法保留了信号的相参特性,能够对脉冲多普勒雷达的性能进行验证。导弹回波模拟器在雷达的工作时序控制下能够产生导弹运动的回波,其运动特性可按照理论计算的导弹距离-时间关系来设计。应答回波信号可通过偏置天线发出,模拟目标与导弹之间的相对位置。目标与导弹之间的相对角度可以由模拟器与雷达之间的距离和中心天线与偏置天线之间的几何关系求出。在

该系统中,红外灯提供红外传感器所需的信号,TV灯提供电视跟踪器所需的信号。该系统可在地面模拟跟踪制导雷达在整个作战过程中的工作状况,检验雷达系统的性能,成为进行系统维护和操作训练的重要工具。

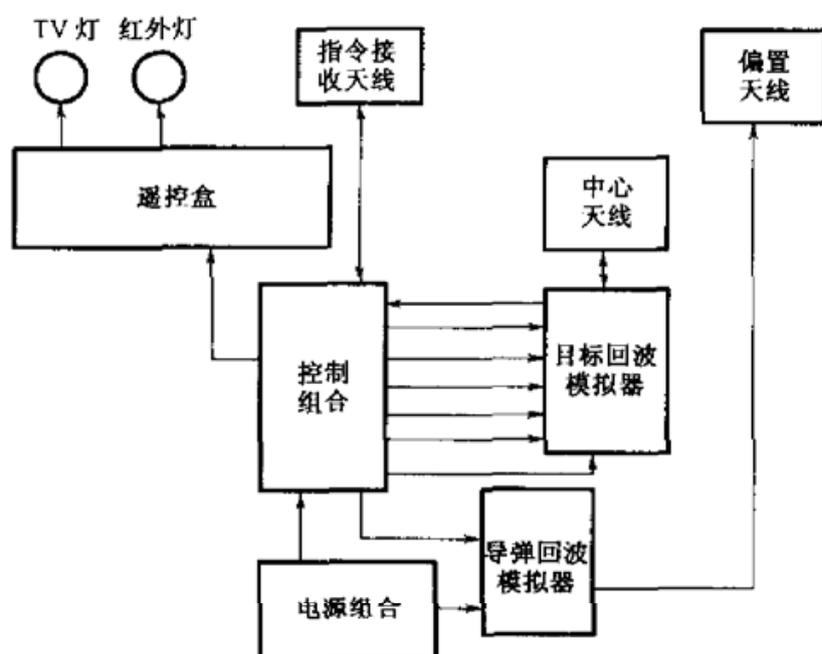


图 2.37 一种用于外场的全相参目标-导弹模拟器

参考文献

- 1 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York; McGraw-Hill, 1990. 1. 4
- 2 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York; McGraw-Hill, 1990. 2. 5
- 3 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. 244~249
- 4 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York; McGraw-Hill, 1990. 15. 15
- 5 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. 248
- 6 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York; McGraw-Hill, 1990. 17. 22
- 7 Fred E Nathanson. Radar Design Principles. New York; McGraw-Hill, 1969. 347~348
- 8 张志英等. 制导雷达系统工程. 北京: 航天工业出版社, 1995. 42
- 9 酆能敬. 预警机系统导论. 北京: 国防工业出版社, 1998. 111
- 10 Barton D K. Radar System Analysis. Prentice-Hall, 1964. 34
- 11 张志英等. 制导雷达系统工程. 北京: 航天工业出版社, 1995. 89
- 12 酆能敬. 预警机系统导论. 北京: 国防工业出版社, 1998. 128
- 13 库勃里亚诺夫等. 电子战系统导论. 信息产业部南京第十四研究所译. 1999

- 14 Barton D K, Ward H R. Handbook of Radar Measurement. Prentice-Hall, 1969. 251
- 15 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 1990. 9. 6
- 16 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 1990. 9. 11
- 17 Studer F A, Ronconi R, Marini S. An Introduction to the Zenithal Battlefield Radar (ZEBRA) System. Proceedings of CIE. International Conference on Radar, 1991
- 18 Wang Fan, He Rulong, Sha Xiang. Anti-ARM Technique Distributed General-Purpose Decoy Series (DGPD). CEIE, 2001
- 19 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 1990. 2. 155
- 20 S Varadarajan, P Sudarshan Rao, Satiah Kin, et al. Realtime Multi-Function Radar Simulation. Proceedings of CIE. International Conference on Radar, 1991
- 21 蔡庆宇, 薛毅, 张伯彦. 相控阵雷达数据处理及其仿真技术. 北京: 国防工业出版社, 1997
- 22 Kerr D E. Propagation of Short Radio Waves. MTI Radiation Laboratory Series, vol 13. New York, McGraw-Hill, 1951

第 3 章

中近程防空导弹武器系统 中的雷达

3.1 概述

中近程防空导弹武器系统通常采用无线电指令制导体制,地面设备由一部目标指示雷达和若干部跟踪制导雷达组成。目标指示雷达的任务是:完成对空中目标的探测、识别和分类,将要实施拦截的目标指定给跟踪制导雷达,并对整个拦截过程的技术状态进行监视控制。为了适应多目标的作战环境,跟踪制导雷达可由2~4部雷达组成,也可由一部多功能相控阵雷达组成。跟踪制导雷达的任务是:跟踪来袭目标,计算导弹发射条件,为导弹发射装置提供瞄准的方向,发出发射导弹的点火指令,对导弹离开发射架后的整个飞行过程进行控制,直到完成拦截任务为止。

3.2 目标指示雷达

在中近程防空导弹武器系统中,为了缩短系统的反应时间,必须配置一部目标指示雷达来完成对敌我目标的识别和威胁判断,以及实施对作战任务的指挥控制。虽然新一代的跟踪制导雷达采用了相控阵体制,具有多目标、多功能的特性,可以独立完成作战任务规定的所有功能,但是它需要消耗系统不少资源。当拦截的目标数较多时,会减少系统的反应时间,影响全系统的作战效果。所以,通过配置目标指示雷达来均衡地分配作战任务仍然是必要的。在武器系统设计中,目标指示雷达可以是两坐标雷达或三坐标雷达,具体的选择要根据武器系统的要求来决定。在第1章中,已提出了对目标指示雷达的要求,下面将以法国“响尾蛇”近程防空导弹武器系统中的目标指示雷达为例,来说明它在系统中的作用。

3.2.1 目标指示雷达系统的技术性能指标

目标指示雷达负责对给定空域内的目标进行探测、分类和识别,然后对系统进行火力分配,并为3~4部跟踪制导雷达提供精确的目标指示信息。以“响尾蛇”武器系统为例,目标指示雷达的技术性能指标如表3.1所示。

表 3.1 “响尾蛇”武器系统中目标指示雷达的主要技术性能指标

项 目		技术性能指标
作用距离(对 RCS=1 m ² 的目标)(km)		18
发现概率		90%
虚警概率		10 ⁻⁶
目标最大速度(m/s)		400
目标容量(个)		30(监视), 12(跟踪)
覆盖空域	目标高度(m)	50~3000
	高覆盖区(km)	8~16
	低覆盖区(km)	2.4~18
目标指示精度	方位角(mrad)	随机误差<4(均方根), 系统误差<4
	距离(m)	200(最大值)
距离分辨率(m)		800
输出数据率(s ⁻¹)		1
抗杂波干扰能力		杂波下可见度(SCV)>50 dB
机动能力		展开时间<8分钟, 撤出时间<5分钟

3.2.2 系统工作体制的选择及系统组成

1. 系统工作体制的选择

根据武器系统的要求和特点, 雷达系统的工作体制选择为低重复频率的脉冲多普勒体制。这种工作方式在距离和速度测量上不存在模糊, 因此可简化数据处理系统的结构。按照系统的雷达距离分辨率为 800 m 的要求, 可以选择脉冲宽度 $\tau=5.33 \mu\text{s}$ 。雷达脉冲的最短重复周期为

$$T_{\min} = 2 \frac{R_{\max}}{c} + \tau \quad (3.1)$$

式中, R_{\max} 是雷达的最远作用距离, c 是真空中光速, 对应的重复频率 $f_r = 1/T_{\min}$ 。将 $R_{\max} = 20 \text{ km}$, $\tau = 5.33 \mu\text{s}$ 代入式(3.1)可以得到 $T_{\min} \approx 138.9 \mu\text{s}$, $f_r \approx 7197 \text{ Hz}$ 。由此可以进一步计算在要求的距离覆盖范围内所需的距离波门数, 它决定了雷达信号处理器的规模和复杂程度。根据武器系统的要求, 低覆盖区的范围是 2.4~18 km, 因此它对应的距离波门数 $N = (18000 - 2400)/800 \approx 20$; 类似地, 高覆盖区对应的距离波门数 $N = (16000 - 8000)/800 \approx 10$ 。对于低重复频率的脉冲多普勒雷达, 满足无模糊的条件是 $\lambda_{\min} = 4R_{\max}V_{\text{am}}/c$, 式中, λ_{\min} 是满足无模糊条件的最短波长, R_{\max} 是最远的无模糊距离, V_{am} 是无模糊速度。当 $R_{\max} = 20 \text{ km}$, $V_{\text{am}} = 400 \text{ m/s}$

时,可以得到 $\lambda_{\min} \approx 0.107 \text{ m}$ 。因此,雷达的工作频段选择为 S 波段是合适的。

2. 目标指示雷达的覆盖空域

目标指示雷达的覆盖空域是指雷达扫描一帧后能检测到目标的范围,可以用水平距离、高度、仰角、方位角等参数来表示。根据要求,目标指示雷达应能在全方位(360°)上探测目标,仰角根据系统的作战高度来决定。“响尾蛇”系统的作战高度为 $50 \sim 3000 \text{ m}$,目标指示雷达的作用距离为 $2.4 \sim 18 \text{ km}$,可以根据公式 $E = \arcsin(H/R)$ 来计算天线仰角的覆盖空域,式中, E 是仰角, H 是目标的高度, R 是雷达与目标之间的距离。对于高覆盖区,最近的距离为 8 km ,目标的高度为 3 km ,因此天线的仰角波束覆盖范围为 $0 \sim 22^\circ$ 。根据对天线仰角波束覆盖范围的要求,表 3.2 所示为目标指示雷达常用的波束形状和扫描方法。

表 3.2 目标指示雷达常用的波束形状和扫描方法

实现方法	适用场合
固定仰角,水平扫描	探测低空目标
仰角宽波束,方位扫描	探测给定仰角范围内的目标
仰角为余割平方分布的波束,方位扫描	探测给定高度以下的目标
仰角采用窄的波束宽度,电扫描方式工作	探测任意空域内的目标
仰角采用多波束	探测任意空域内的目标

对于规定的探测高度范围内的目标,仰角波束的分布形状通常选取为 csc^2 的形式。这种分布形状能够合理地将能量分配到要求的覆盖空域内。

对于余割平方分布的波束,天线增益为^[1]

$$G(\theta) = G(\theta_1) \frac{\text{csc}^2(\theta)}{\text{csc}^2(\theta_1)} \quad (\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2)$$

式中, θ_1, θ_2 为要求的余割平方分布的工作范围。 $\theta_1 = \arcsin(h_m/R_m)$, h_m 和 R_m 分别为要求雷达探测目标的最大高度和最大距离, θ_2 为最大仰角。对于发射、接收波束都采用 csc^2 形式分布的天线,等效的覆盖立体角为

$$\theta_m = \theta_1(2 - \theta_1 \cot \theta_2) \quad (3.2)$$

所以,接收天线有效面积的降低值为 θ_m/θ_1 。当 θ_2/θ_1 比 1 大得多时,等效扇形的高近似为 $2\theta_1$ 。另一种逼近余割平方覆盖空域的方法是,在要求的仰角工作区域内采用多个堆集波束,每个接收天线的仰角波束利用天线的全部孔径面积,波束增益为常数,并且发射天线的波束形状按 $\text{csc}^4(\theta)$ 展宽,以便获得所需的空间覆盖范

围。在这种条件下,等效的搜索扇形区域可表示为

$$\sin\theta_m = \frac{3}{4}\sin\theta_1 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} \right)^3 \right]$$

3. 两坐标目标指示雷达的系统组成

对于中近程防空导弹武器系统,采用两坐标目标指示雷达就能满足系统的要求。图 3.1 所示为一部两坐标脉冲多普勒目标指示雷达。该雷达工作在 S 波段,可以完成对来袭目标的搜索、监视、跟踪和分类识别,同时承担武器系统的火力分配和指挥作战的任务。雷达可以同时探测、处理并显示 30 个运动目标,采用边扫描边跟踪(Track While Scan, TWS)的方法对其中 12 个目标进行跟踪,它能够利用敌我识别系统区分被跟踪目标的属性(敌、我、友),通过数据通信系统为 1~3 个作战单元中的跟踪制导雷达指示目标。雷达的作用距离为 20 km,仰角覆盖区为 $0^\circ \sim 30^\circ$,下波束的仰角波束宽度约为 7° ,方位角波束宽度约为 4° ,上波束的仰角波束宽度约为 9° ,天线采用椭圆抛物面结构,通过两个偏离焦点的喇叭馈源获得两个接收波束,通过一个功率分配网络向两个喇叭馈电发射波束,形成近似余割平方的分布形状,使空间能量的分布合理。方位上的扇形波束以 $360^\circ/\text{s}$ 的速度连续旋转,保证输出数据率为 1 s^{-1} 。

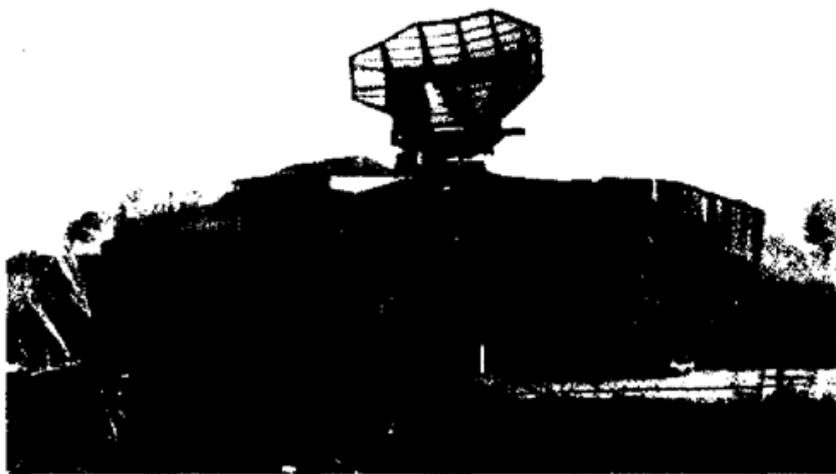


图 3.1 两坐标脉冲多普勒目标指示雷达

图 3.2 所示为典型的脉冲多普勒目标指示雷达系统的组成原理框图^[2]。目标指示雷达由天线馈电设备、发射机、接收机、信号处理、数据处理、显示控制、数据传输、敌我识别等设备组成。发射机发出的信号经高频接收机中的功率分配器输送

到天线向空间发射电磁波；目标将入射的电磁波散射到周围空间，雷达接收天线接收到目标的回波后，将回波信号送到高频接收机。高频接收机包括功率分配器、限幅器、数控衰减器、低噪声放大器和混频器。功率分配器将发射机输出的功率按4：6的比例送到双波束天线的两个喇叭；限幅器用于防止发射信号漏入接收机；数控衰减器用来防止输入信号过强而使接收机饱和；低噪声放大器用来对弱信号进行放大；混频器将射频信号下变频到中频信号，以便对信号进行进一步放大处理。在雷达接收机中，混频器通常采用“平衡混频器”电路结构，以便获得良好的镜像频率抑制效果。

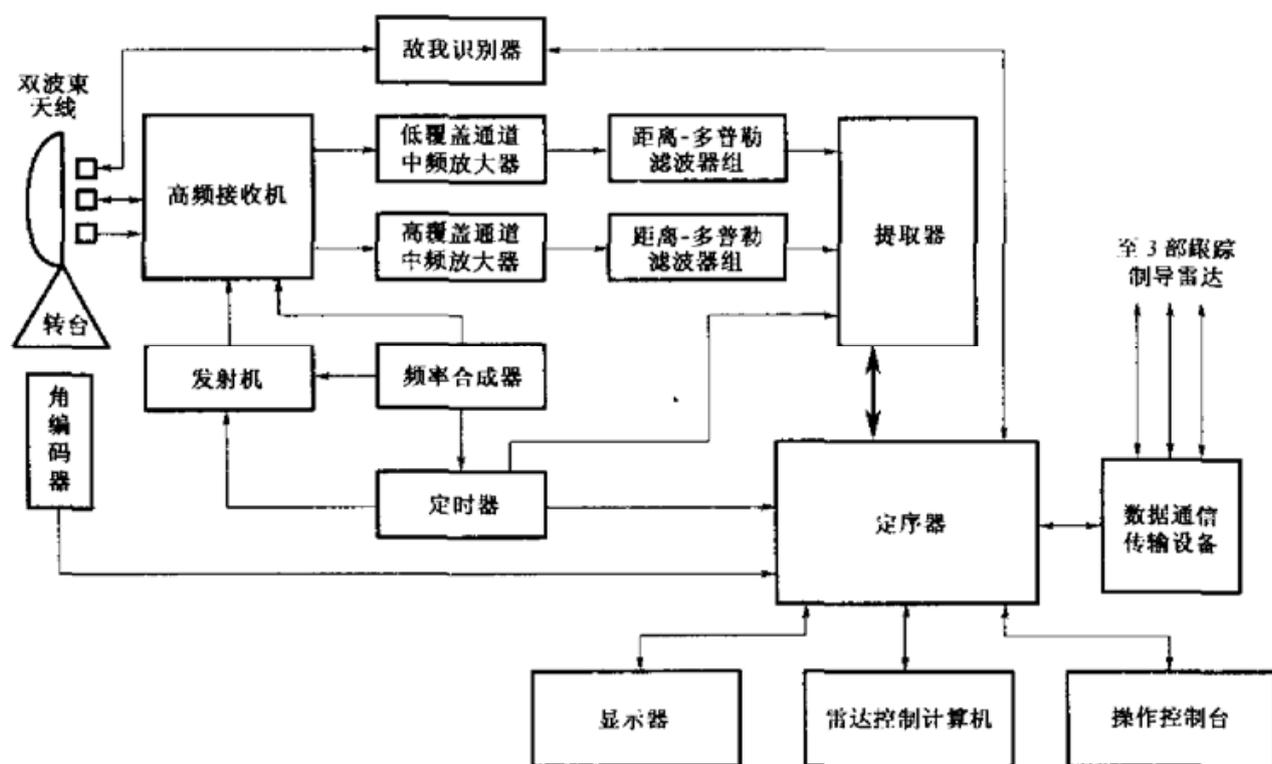


图 3.2 典型的脉冲多普勒目标指示雷达系统的组成原理框图

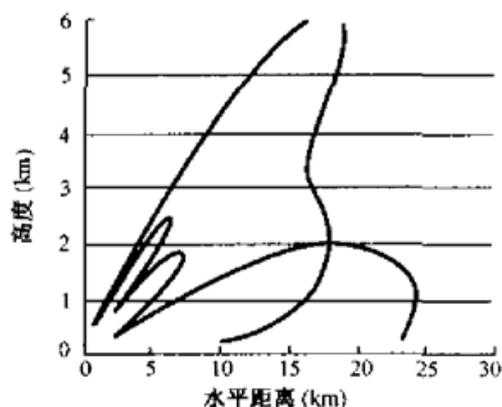


图 3.3 雷达的覆盖空域

为了满足系统覆盖空域的要求，雷达天线采用椭圆抛物面结构，在仰角上分别由上、下喇叭馈电形成双波束，椭圆抛物面孔径尺寸的长轴为 2 m，短轴为 1 m。该天线的增益为 28 dB，在方位上第一旁瓣的电平低于 -18 dB。发射机通过功率分配器按 4：6 的比例分配能量，对上、下喇叭馈电形成发射波束。接收时两个喇叭的信号分别输入高覆盖

通道接收机和低覆盖通道接收机。图 3.3 所示为该雷达的覆盖空域。图 3.4 所示为雷达天线馈电系统的原理图。

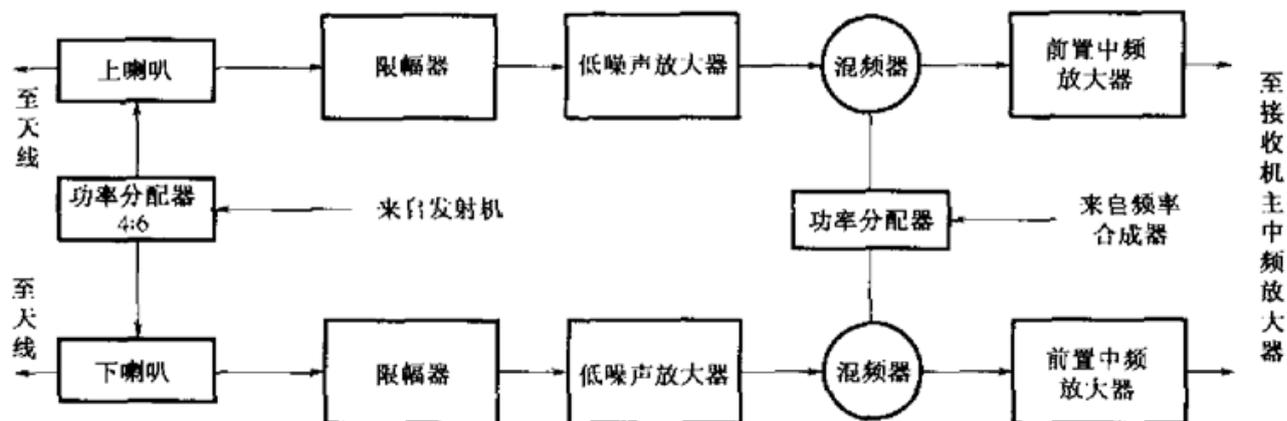


图 3.4 雷达天线馈电系统的原理图

雷达发射机采用行波管放大链方案,系统相位噪声频谱密度约为 -90 dBc/Hz 。发射机的峰值输出功率为 1000 W ,平均功率为 50 W ,发射脉冲宽度约为 $5.6\text{ }\mu\text{s}$,脉冲重复频率约为 7197 Hz 。根据以上数据,可计算出在天线旋转时每个波束内能收到的回波数 $n=4/360\times 7197\approx 80$ 。

雷达的高、低通道接收机分别由高频头和接收时钟组合两部分构成。高频头采用了低噪声放大器对弱信号进行放大,噪声系数约为 4 dB ,并且采用了对镜像频率干扰有较好抑制作用的低噪声平衡混频器将射频信号变为中频。中频接收机通过解调器输出 4 路正交的视频脉冲,每路之间相位差 90° ,采用 4 路正交信号是为了消除距离选通后产生的干扰信号。经过距离波门、单边带滤波、求和放大后,信号变成单一的带有目标多普勒频率的连续波信号,然后再经过带通滤波器将频率低于 700 Hz 及高于 7000 Hz 的所有信号抑制掉。采用噪声自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)的方法控制接收机的增益,即把最后一个距离单元的噪声和杂波由噪声滤波器的输出端引出,经过大时间常数的积分器平滑之后,作为中频放大器的增益控制电压。如果噪声或剩余杂波变强,那么接收机的增益就会降低,相当于提高了检测门限电平;如果噪声或剩余杂波变弱,那么接收机的增益就会增加,相当于降低了检测门限电平。通过这种方法可以实现恒虚警率控制,但这是一种慢速的恒虚警率方法。

雷达的多普勒信号处理是采用模拟电路实现的,接收机的输出经过距离波门选通后送至多普勒滤波器处理。距离波门在低覆盖区共有 20 个单元,覆盖 $2.4\sim$

20 km 的距离段,在高覆盖区共有 10 个单元,覆盖 8~16 km 的距离段。雷达共有 30 块完全相同的距离通道插件板来完成处理任务。每个距离通道的输出送给多普勒滤波器组,滤波器组由 12 个中心频率相差 700 Hz 的相同的滤波器组成,滤波器组的频带宽度约为 8000 Hz,每个滤波器的带宽为 700 Hz,采用高阶椭圆函数综合设计而成,止带衰减可达到 70 dB 以上,这就保证了雷达具有很强的地物杂波抑制能力。该雷达的固定目标回波对消比大约为 70 dB,杂波下可见度(SCV)为 50 dB。

采用模拟电路进行多普勒信号处理的优点是简单、实时性好,但对电路制造的一致性要求高,同时对元器件的精度也有较高的要求,因此在现代的脉冲多普勒雷达信号处理器中已很少采用模拟电路方案。只要运动目标的回波存在,对应的多普勒滤波器就有信号输出,经过检波、视频积累后,就可以得到由天线波束调制的视频包络。如果视频包络在门限检测电路中超过门限电平,就将形成目标存在的“方位波门”,经过 A/D 采样后送到“提取器”进行目标分类、点迹-航迹相关等处理。在编码采样电路后,提取器将每个距离单元通道检测到的目标信号,根据目标的距离和速度(高速或低速)进行初步的威胁程度分类,综合编排成三位二进制编码。其中,第一位为“1”代表有目标,“0”代表无目标;第二、三位为“0”或“1”代表该目标威胁程度的类别,例如三位码“110”表示该目标是紧急的。

提取器把敌我识别回答信号与目标相关联,对于每个已发现的目标实时地形成两个 24 位的提取字送给计算机。提取器还对只占一个距离单元的回波信号进行是目标还是虚警的判决,如果回波信号持续时间小于 4 ms 则判为虚警,不再作进一步处理,以防止剩余杂波的噪声尖峰造成虚警。雷达的距离分辨率为 800 m,为了提高测距精度,提取器使用插值法处理距离数据,在仰角方向也利用插值法确定目标是在高覆盖区、低覆盖区还是中间角度覆盖区;同时,根据回波信号所占距离单元数及相互关系判断目标正常、距离非正常、方位非正常或方位、距离都非正常。所有上述工作都是由 42 个固定的命令程序完成的,通过这些工作可以把已经发现的目标的距离数据准确地提取出来。

该雷达通过定序器(接口与控制设备)对计算机及外围设备、综合显示器、操作控制设备和数字通信设备进行数据交换和时序控制。信息交换的内容主要有:提取器输出的目标距离、仰角和威胁程度等信息,方位角编码信息(代表天线波束的实时位置),敌我识别系统的我方回答信号。此外,显示控制设备也向数据处理系统提供控制状态字及操纵杆字,来实现人机对话。

计算机在定序器的控制下接收提取器输出的提取字和同步信号,按预先编制

的程序进行最后的数据处理。采用修正的卡尔曼滤波算法实现边扫描边跟踪(TWS),可以同时形成12个目标的连续航迹,并向跟踪制导雷达发出指示目标的数据。目标指示数据由两个长度为24位的字组成,包含目标的方位角、距离、方位角速度、距离变化率、目标紧急类别等信息。目标指示数据及同步信号由专门的数据通信线路传送到各个作战单元,同时各作战单元回送各自的状态报告,并在目标指示雷达的操作控制台上显示。经过计算机处理的各个目标的数据、紧急类别、敌我识别等信息以多种符号的形式显示在平面位置显示器上,为操作人员实时地提供全面的空情,以便确定作战方案。

图3.5所示为现代脉冲多普勒(Pulse Doppler, PD)雷达的结构框图。PD雷达和前面系统的主要差别是数字化程度有了很大的提高,从而大大地改进了性能。一般地,PD雷达性能的限制主要来自设备制造中的不理想性,而通过数字化可以消除许多电路制造过程中不理想因素的影响。现代的PD雷达大多数采用了中频直接采样技术,取消了I/Q通道的相位检波器,真正做到了理想的“正交鉴相”,保证了I/Q两路信号完全正交,这对抑制多普勒信号的镜像频率干扰是十分重要的。

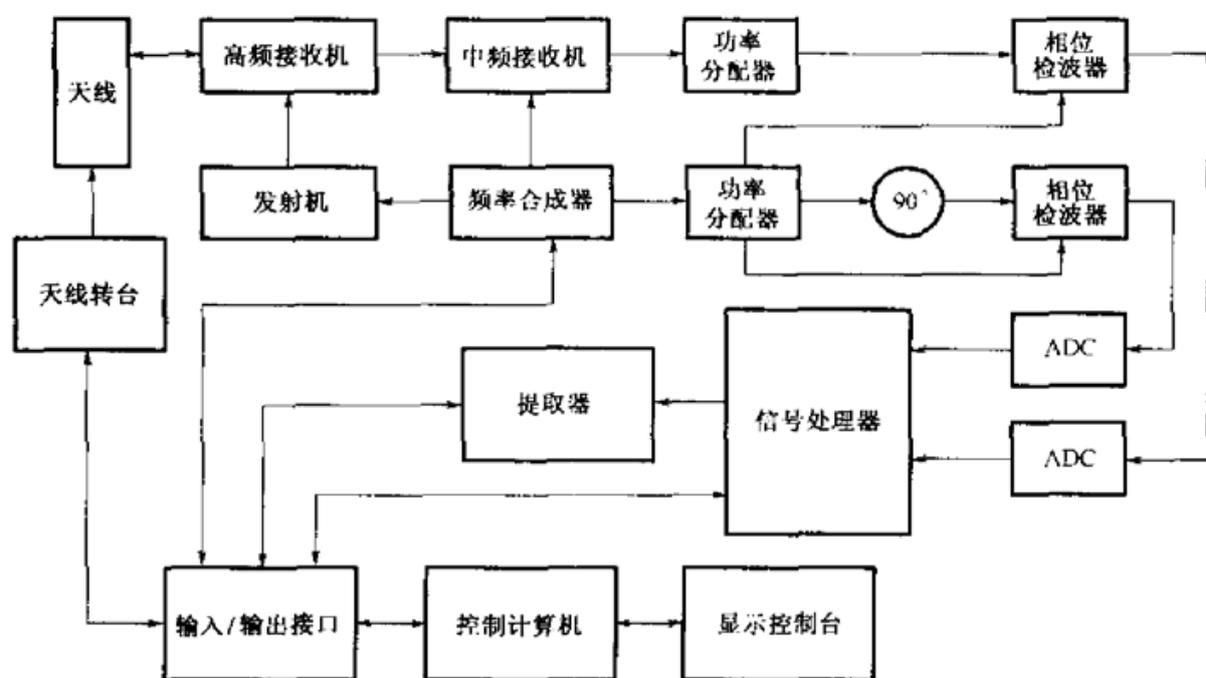


图 3.5 现代脉冲多普勒雷达的结构框图

图3.6和图3.7所示分别为参考文献[3]给出的当I/Q幅度不平衡为3%和相位不平衡为3°时,系统改善因子只能达到30.5dB的情况。在采用了中频采样技术后,就可以完全克服I/Q两路幅度、相位不平衡对系统改善因子的限制,这对

提高 PD 雷达的性能是十分有益的。

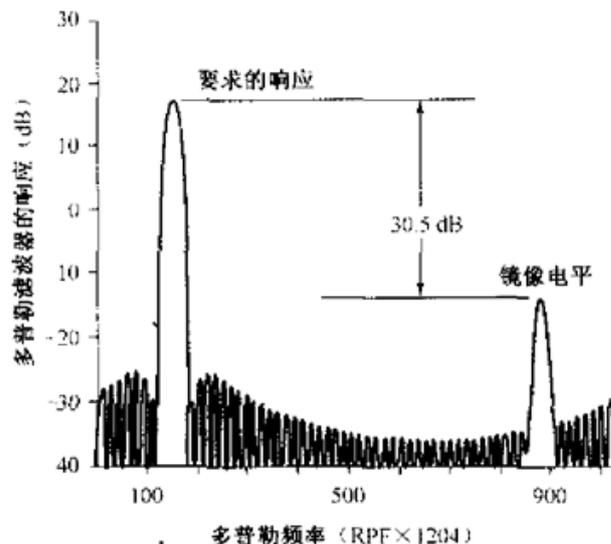
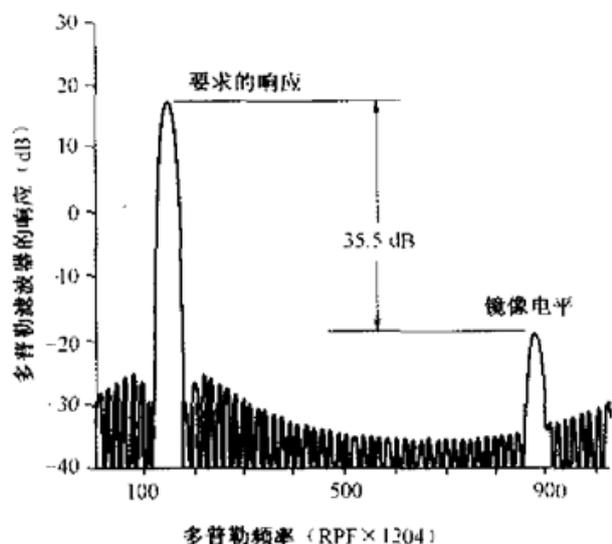


图 3.6 1/Q 幅度不平衡对系统改善因子的限制 图 3.7 1/Q 相位不平衡对系统改善因子的限制

采用数字化技术除了可以提高设备的稳定性外,还可以实现波形的灵活设计,从而根据不同的干扰环境和杂波背景来灵活地选择发射波形。而且,数字化技术使信号处理器的设计变得更加容易,可以应用各种谱估计方法获得与杂波频谱相匹配的滤波器,真正做到理想的匹配接收。数字信号处理还可以优化“恒虚警率处理器”的结构,以获得最佳的检测效果;还可以通过建立杂波图实现对速度为 0 的目标的跟踪。可以说,数字化技术的应用为雷达设计带来了新的革命。

3.2.3 系统性能的计算与分析

1. 作用距离的计算

目标指示雷达的距离方程和传统的目标指示雷达大体上相同,主要的区别在于搜索一帧的时间 t_s 比传统的目标指示雷达的少,这是由武器系统要求有较快的反应时间决定的。另外,目标指示雷达的测角精度和测距精度必须满足跟踪制导雷达的要求,通常指示误差应小于跟踪制导雷达波束宽度的 1/3,以便跟踪制导雷达能快速地截获目标。由于地-地导弹再入仰角大,目标指示雷达覆盖空域的仰角也要比常规目标指示雷达的大,如最高仰角要求达到 60° 以上。基于上述要求,目标指示雷达自由空间的作用距离为^[6]

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{av} A_r t_s \sigma}{4\pi \Psi_s k T_s D_0 (1) L_s} \quad (3.3)$$

式中, P_{av} 是雷达发射机的平均功率, A_r 是接收天线的等效面积, t_s 为搜索一帧所需的时间, σ 是目标的散射截面; k 是玻耳兹曼常数, T_s 为噪声温度, $D_0(1)$ 是检测因子, L_s 是总损耗, ψ_s 是每帧搜索的空间立体角。 $\psi_s = A_m(\sin\theta_m - \sin\theta_0)$, 式中, A_m 是搜索的方位角, 单位为 rad, θ_m 和 θ_0 分别为仰角的搜索范围, 单位为 $^\circ$ 。

在计算目标指示雷达的作用距离时, 还需要知道天线波束的空间立体角和搜索过程中波束在目标位置上的停留时间, 天线波束的空间立体角 ψ_b 和停留时间 t_0 分别为

$$\psi_b = \theta_A \times \theta_E = 4\pi / (G_1 L_a)$$

$$t_0 = t_s \times \theta_A / 360$$

式中, θ_A 和 θ_E 分别是天线在方位和仰角上的半功率点波束宽度, G_1 是发射天线的增益, L_a 是天线的欧姆损耗。

例如, 设发射机的平均功率 $P_{av} = 100 \text{ W}$, 天线增益 $G = 28 \text{ dB}$, 接收机的噪声温度 $T_s = 976 \text{ K}$, 天线方位波束宽度 $\theta_A = 4^\circ$, 仰角波束宽度 $\theta_E = 8^\circ$, 搜索的方位角 $A_m = 2\pi$, 仰角的搜索范围 $\theta_m = 0.1045 \text{ rad}$, $\theta_0 = 0.03489 \text{ rad}$ 。那么利用上述公式可得到: 搜索立体角 $\psi_s = A_m(\sin\theta_m - \sin\theta_0) \approx 0.4379$; 每个波束的立体角 $\psi_b = \theta_A \times \theta_E \approx 0.09688$; 若搜索一帧的时间 $t_s = 1 \text{ s}$, 则 $t_0 = t_s \times \theta_A / 360 \approx 0.0111 \text{ s}$; 重复频率 $f_r = 7197 \text{ Hz}$, 则在每个波束位置上接收到的脉冲数 $n = t_0 f_r \approx 89$; 脉冲宽度 $\tau = 5.6 \mu\text{s}$, 则雷达发射机的占空比 $D_0 = f_r \tau \approx 0.0403$ 。

式(3.3)中的总损耗 L_s 包括以下部分: 发射系统传输线的损耗 L_t 、天线损耗 L_a 、大气传播损耗 L_p 、接收系统传输线损耗 L_r 、波束形状损耗 L_b 、滤波器失配损耗 L_f 、积累损耗 L_i 、目标起伏损耗 L_m 、信号处理损耗 L_{sp} 、扫描分布损耗 L_{sc} 和丢失损耗 L_{dsh} 等。所以, 总损耗可以表示为

$$L_s = L_t L_a L_p L_r L_b L_f L_i L_m L_{sp} L_{sc} L_{dsh}$$

假定以上各项损耗分别为 $L_t \approx 1.58$, $L_a \approx 1.07$, $L_p \approx 1.32$, $L_r \approx 1.58$, $L_b \approx 1.58$, $L_f \approx 1.38$, $L_i \approx 1.45$, $L_m \approx 1.58$, $L_{sp} \approx 1.38$, $L_{sc} \approx 1.38$, $L_{dsh} \approx 1.31$, 则总损耗 $L_s \approx 43.9$ 。

将上述计算结果代入式(3.3), 可估计出目标指示雷达的作用距离为

$$R_{\max}^4 = \frac{100 \times 2 \times 1 \times 1}{4\pi \times 0.4379 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 976 \times 45 \times 43.9} \approx 1.21 \times 10^{18}$$

$$R_{\max} = 33.17 \text{ km}$$

2. 系统性能的分析

雷达发射脉冲之间的频率、幅度、相位的变化会使系统的改善因子变坏,接收机本机振荡器的频率稳定度及相位误差也会影响到系统的改善因子,因此在设计时对上述因素要加以严格的限制。

1) 各种寄生调制对脉冲多普勒雷达改善因子的影响

表 3.3 所示为设备不理想因素对改善因子的限制^[3],利用其中的计算公式可以估计系统的改善因子。表中, Δf_1 是发射脉冲之间的频率变化值(Hz), τ 是发射脉冲的宽度(μs), Δf_2 是相干振荡器的频率变化值(Hz), t_d 是目标回波的延迟时间(μs), $\Delta\varphi$ 是发射脉冲之间的相位变化值(rad), $B\tau$ 是脉冲压缩信号的时间带宽乘积, Δpw 是脉冲宽度的抖动值(μs), A 是脉冲的幅度(V), ΔA 是脉冲之间的幅度变化值(V)。

表 3.3 设备不理想因素对改善因子的限制

不理想因素	对改善因子的限制
发射机频率不稳	$I_1 = 20\log[1/(\pi\Delta f_1\tau)]$
相干振荡器频率不稳	$I_2 = 20\log[1/(2\pi\Delta f_2 t_d)]$
发射机相位漂移	$I_3 = 20\log(1/\Delta\varphi)$
相干振荡器锁相误差	$I_4 = 20\log(1/\Delta\varphi)$
脉冲时钟基准变化	$I_5 = 20\log[\tau/(\sqrt{2}\Delta t \sqrt{B\tau})]$
脉冲宽度抖动	$I_6 = 20\log[\tau/(\Delta\text{pw} \sqrt{B\tau})]$
脉冲幅度抖动	$I_7 = 20\log(A/\Delta A)$

综合考虑表中各种设备的不理想因素后,系统的改善因子表示为

$$\frac{1}{I} = \sum_{i=1}^7 \frac{1}{I_i}$$

在设计时,根据雷达系统对改善因子提出的总体要求,可以利用上式来计算对各类设备不理想因素的限定指标。例如,对于“响尾蛇”系统中的目标指示雷达,要求系统的改善因子大于 50 dB。在这种情况下,为了使各类设备不理想因素对改善因子的影响最小,先按照系统的改善因子为 52 dB 进行分配;如果采用等加权的办法对表 3.3 中的项目进行分配,则要求每个分系统的改善因子为 -68 dB。如果已

知目标指示雷达发射脉冲的宽度为 $5.6 \mu\text{s}$, 雷达的作用距离为 18 km , 那么由表 3.3 可得: 对发射脉冲之间频率不稳定性的要求为 $\Delta f_1 \approx 20.3 \text{ Hz}$, 回波延迟时间 $t_d = 2 \times 18 / 300000 = 120 \mu\text{s}$, 对相干振荡器频率不稳定性的要求为 $\Delta f_2 = 0.095 \text{ Hz}$, 对发射脉冲之间相位不稳定性的要求为 $\Delta \varphi = 4.51 \times 10^{-4} \text{ rad}$, 对相干振荡器相位不稳定性的要求为 $\Delta \varphi = 4.51 \times 10^{-4} \text{ rad}$, 对脉冲时钟基准抖动的要求为 $\Delta t \approx 1.79 \times 10^{-9} \text{ s}$, 对脉冲宽度抖动的要求为 $\Delta \text{pw} = 2.52 \times 10^{-9} \text{ s}$, 对脉冲幅度抖动的要求为 $\Delta A/A \approx 4.51 \times 10^{-4}$ 。

2) 本振相位噪声对脉冲多普勒雷达改善因子的影响

(1) 晶体倍频频率合成器的相位噪声

采用晶体倍频链的频率合成器经多次倍频后将会使相位噪声增加, 倍频后输出的相位噪声功率谱和晶体振荡器的相位噪声功率谱之间的关系为

$$L(f) = L_0(f_1 \pm f) + 20 \log_{10}(N) + n_i$$

式中, $L_0(f_1 \pm f)$ 是晶体的相位噪声功率谱密度, N 是倍频次数, n_i 是附加相位噪声。如果采用 100 MHz 的晶体通过直接倍频合成 $f_2 = 3 \text{ GHz}$ 的输出, 那么倍频次数 $N = 3000 / 100 = 30$; 如果晶体的相位噪声谱密度 $L(f_1 \pm f) = -150 \text{ dBc/Hz}$, $n_i = 6 \text{ dB}$, 则 $L(f_2 \pm f) = -150 + 30 + 6 = -114 \text{ dBc/Hz}$; 而对于 X 波段的输出频率 $f_2 = 10 \text{ GHz}$, $N = 10000 / 100 = 100$, $L(f_2 \pm f) = -150 + 40 + 6 = -104 \text{ dBc/Hz}$ 。

相位噪声是 PD 雷达性能的主要限制因素之一, 图 3.8 所示为利用腔体稳频的 X 波段频率合成器输出的相位噪声功率谱密度特性。基准晶体的振荡频率为 100 MHz , 相位噪声频谱密度在频率为 10 kHz 时是 -170 dBc/Hz , 经过 100 次倍频后, 相位噪声频谱密度在频率为 10 kHz 时是 -130 dBc/Hz , 说明了多次倍频使相位噪声频谱增加了 $20 \log_{10}(100) = 40 \text{ dB}$ 。所以, 对于直接频率合成型的频率合成器, 为了获得较低的相位噪声性能, 应选用高振荡频率晶体, 尽量减少倍频次数。

(2) 本振相位噪声对改善因子的影响

上面讨论的本振相位噪声是在连续波的状态下得到的结果, 但实际上, 脉冲多普勒雷达是在脉冲状态下工作的。由于脉冲的采样, 将产生频谱的折叠现象, 这将使本振相位噪声增大, 从而导致系统的改善因子变坏。对于低重复频率的脉冲多普勒雷达, 输入多普勒滤波器的相位噪声主要是在 $f_d = f_c$ 附近的相位噪声叠加的结果, 因此可以利用第 2 章中的式(2.64)来计算由于脉冲采样产生的频谱折叠对改善因子的影响, 即

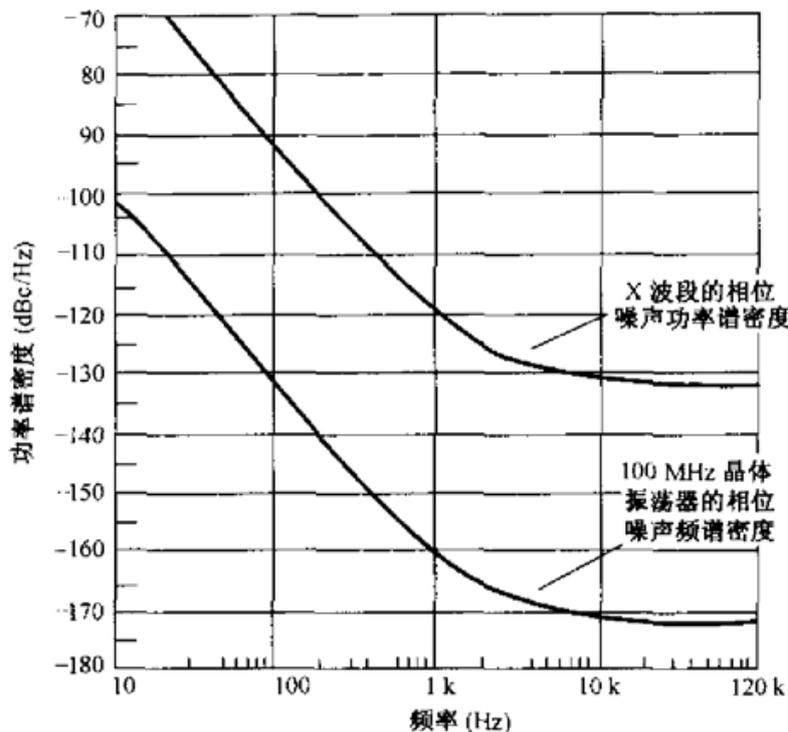


图 3.8 倍频引入的相位噪声

$$CA = \frac{C_o(f_d, R_d)}{C_i(0, R_d)} = B_f \frac{B}{f_r} (2W_0)$$

例如,假设接收机的中频带宽 $B = 500 \text{ kHz}$, 脉冲重复频率 $f_r = 8000 \text{ Hz}$, $B_f = 700 \text{ Hz}$, 本振相位噪声功率谱密度 $W_0 = 10^{-10} \text{ W/Hz}$, 那么代入公式 $CA = 10\log_{10}(B_f) + 10\log_{10}(B/f_r) + 10\log_{10}(W_0) + 3$, 可以得到本振相位噪声影响的最大杂波抑制比 $CA = 28 + 19 - 100 + 3 = -50 \text{ dB}$ 。

(3) A/D 转换器的位数对改善因子的影响

利用式(2.65)可以估计 A/D 转换器的位数对杂波衰减因子的影响。例如,设 $m = 12, n_c = 16$, 则 $CA = 6(m - 2) + 10\log_{10}(n_c) = 60 + 12 = 72 \text{ dB}$ 。

3.3 跟踪制导雷达

3.3.1 跟踪制导雷达系统的技术性能指标

中近程防空导弹武器系统主要用于重要地点的防空或野战防空,通常要求作战高度为 $30 \sim 6000 \text{ m}$, 作用距离为 $1 \sim 15 \text{ km}$ 。图 3.9 所示为法国“响尾蛇”低空-超低空近程防空导弹武器系统的跟踪制导雷达发射车。该系统将多种传感器集成在一辆自行式越野车上,保证了系统的高机动性能。



图 3.9 “响尾蛇”系统的跟踪制导雷达发射车

表 3.4 所示为该系统中跟踪制导雷达的主要技术性能指标。

表 3.4 “响尾蛇”系统跟踪制导雷达的主要技术性能指标

项 目		目标通道	导弹通道
跟踪制导雷达	作用距离(对 RCS=1m ² 的目标)(km)	18	12
	工作频段	Ku	Ku
	天线增益(dB)	42	42
	波束宽度(°)	1.1	1.1
	旁瓣电平(dB)	-20	-20
	归一化差斜率 k_m	1.4	1.4
	差波束的零值深度(dB)	-35	-35
	发射机输出功率(kW)	50	—
	脉冲宽度(μ s)	1	0.8
	重复频率(Hz)	2000	2000
	接收机噪声系数(dB)	10	10
	中频放大器带宽(MHz)	5	5
	和、差通道之间的幅度差(dB)	1	1
	和、差通道之间的相位差(°)	20	20
指令发射系统 (上行)	工作频段		X
	天线增益(dB)	—	23
	波束宽度(°)	—	10
	发射机输出功率(kW)	—	1

3.3.2 跟踪制导雷达系统的组成及功能

跟踪制导雷达系统由一部单脉冲雷达、电视(TV)跟踪器、红外位标器等组成,图 3.10 所示为它的原理框图。

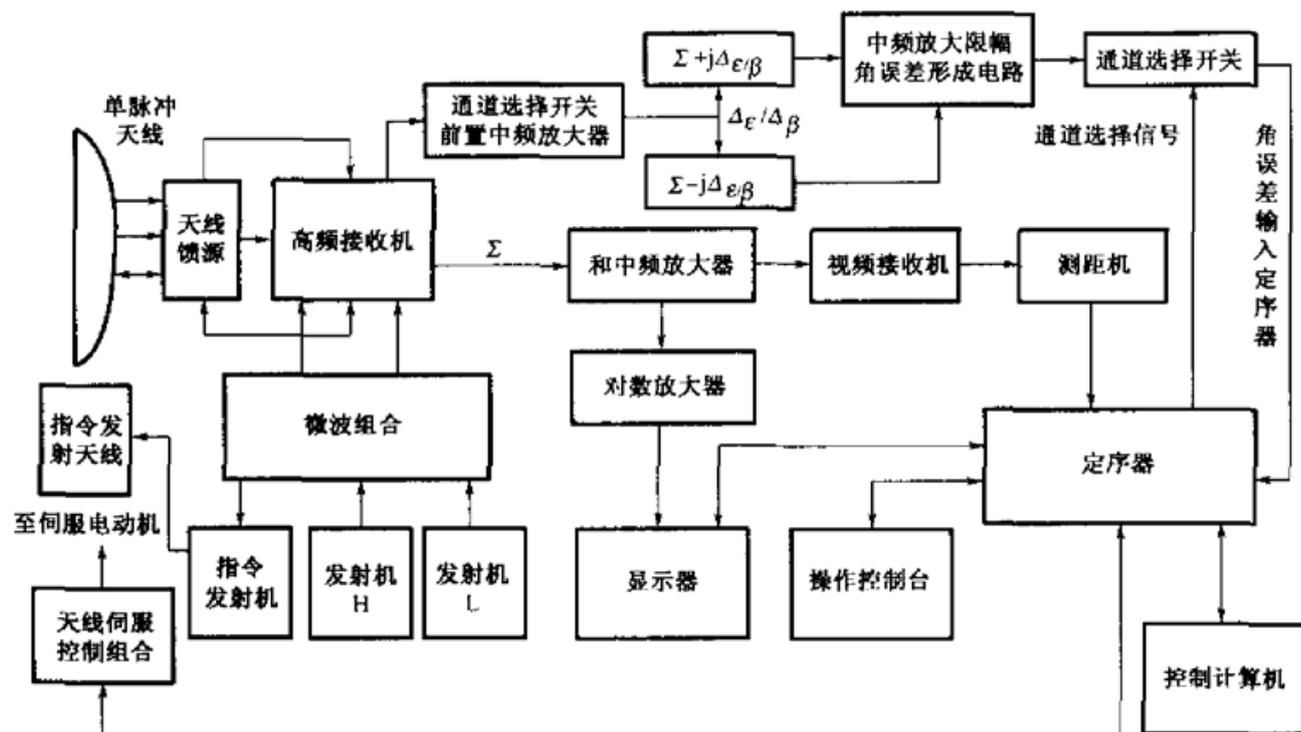


图 3.10 跟踪制导雷达的原理框图

综合考虑测量精度、低空性能、武器系统的体积和尺寸等要求,该雷达工作频率选择在 Ku 波段。为了保证测量目标与导弹相对位置的精度,采用单脉冲测角体制。为了降低目标角噪声的影响,雷达采用了频率分集的工作方式,由两部 Ku 波段的磁控管发射机交替发射射频脉冲信号。两个发射机的输出端连接到微波组合的双工器,实现高波段和低波段发射信号的合成。合成后的发射信号送入安装在单脉冲天线后背上的高频头发射通道,经天线向空中发射。雷达发射的峰值输出功率约为 50 kW,重复频率约为 2000 Hz,脉冲宽度为 $0.8 \mu\text{s}$ 。单脉冲天线馈源采用四喇叭“三模波形器”,以便较好地解决和波束与差波束之间的矛盾。天线的直径为 1.1 m,波束宽度约为 1.1° ,天线增益为 42 dB,单脉冲差波束的零值深度可达 35 dB 以上。为了改进系统的一致性,减少接收机的通道数,在天线的仰角差和方位差输出处接入一个通道选择开关。和信号、合成后的仰角差信号和方位差信号经低噪声放大器放大后,通过混频器下变频到 36 MHz,再经前中频放大器进一

步放大处理。信号经中频放大后送到和-差信号混合器,和-差信号变为

$$\Sigma + j\Delta_e = \sqrt{(\Sigma^2 + \Delta_e^2)} \exp\left[j\arctan\left(\frac{\Delta_e}{\Sigma}\right)\right]$$

$$\Sigma - j\Delta_e = \sqrt{(\Sigma^2 + \Delta_e^2)} \exp\left[-j\arctan\left(\frac{\Delta_e}{\Sigma}\right)\right]$$

式中, Σ 是和信号, Δ_e 是仰角差信号。同理可获得方位角的角误差信号。 $\Sigma + j\Delta_e$ 和 $\Sigma - j\Delta_e$ 经放大限幅后,进行相减和相加处理可得到

$$U_1 = 2j\sin\left[\arctan\left(\frac{\Delta_e}{\Sigma}\right)\right]$$

$$U_2 = 2\cos\left[\arctan\left(\frac{\Delta_e}{\Sigma}\right)\right]$$

然后,两式相除就可得到仰角的误差电压为

$$U_e = \frac{\sin[\arctan(\Delta_e/\Sigma)]}{\cos[\arctan(\Delta_e/\Sigma)]} = \frac{\Delta_e}{\Sigma}$$

同理可得到方位角的误差电压为

$$U_p = \frac{\sin[\arctan(\Delta_p/\Sigma)]}{\cos[\arctan(\Delta_p/\Sigma)]} = \frac{\Delta_p}{\Sigma}$$

这些计算处理都是由模拟电路完成的,提取出的仰角、方位角误差电压(目标回波和导弹应答回波)送入视频接收机进一步处理,形成目标仰角、方位角的角误差信号 $\Delta\epsilon_T, \Delta\beta_T$,以及目标与导弹仰角、方位角的相对角偏差信号 $\Delta\epsilon_{T-M}, \Delta\beta_{T-M}$ 。这些信号送到定序器转换成数字量,用于形成天线伺服控制组合的控制信号和导弹制导的控制指令;制导指令经过指令编码形成电路送到指令发射系统,对导弹进行控制。

对于低空近程防空导弹武器系统中制导雷达的设计,要考虑如何降低目标角噪声对制导精度的影响,所以除了采用频率分集的方法外,还在误差信号形成电路中采用了滤波的方法。图3.11所示为这种误差信号形成电路的原理图。

在图3.11中, $G(s)$ 是雷达角度伺服系统的开环传递函数, $H_T(s)$ 是为降低目标角噪声而设计的滤波器的传递函数,其带宽约为0.5 Hz, $H_M(s)$ 是导弹支路的滤波器的传递函数。需要注意的是,设计目标和导弹支路的滤波器时,要考虑到目标角噪声的模型和导弹的运动特性。

对于近程低空防空导弹武器系统的制导雷达,其伺服系统的动态特性是十分重要的性能,可以用动态误差系数来描述。对于二阶伺服控制系统,速度误差系数

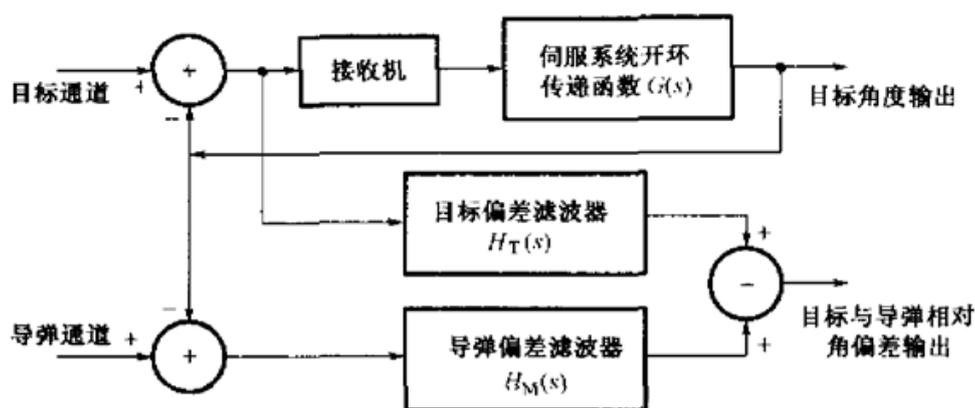


图 3.11 目标-导弹误差信号形成电路原理图

$K_v = \infty$, 表示速度滞后误差为 0。加速度误差系数 K_a 和伺服系统闭合回路的等效噪声带宽 β_n 有关, 可以表示为

$$K_a \approx 2.5\beta_n^2 \quad (3.4)$$

其中, K_a 的单位为 s^{-2} , β_n 的单位为 Hz。

于是, 伺服系统的跟踪滞后误差可表示为^[5]

$$\delta\epsilon_a = \frac{\omega_a}{K_v} + \frac{\dot{\omega}_a}{K_a} + \frac{\ddot{\omega}_a}{K_3} + \dots \quad (3.5)$$

式中, $\omega_a, \dot{\omega}_a, \ddot{\omega}_a$ 分别代表目标运动的角速度、角加速度和角加加速度等, K_3 是角加加速度系数。

为了保证系统跟踪的稳定性, 要求跟踪滞后误差小于 1/3 波束宽度。减小跟踪滞后误差的方法就是增加伺服系统的等效噪声带宽, 然而这将导致热噪声误差分量的增加, 所以在系统设计时, 要在跟踪滞后误差和热噪声误差之间来折中选择带宽。

参考文献[6]给出了最佳的伺服系统等效噪声带宽为

$$\beta_0 = \left[\frac{\dot{\omega}_a^2 k_m^2 f_r B \tau \times \text{SNR}}{1.57\theta_3^2 R^2} \right]^{1/5} \quad (3.6)$$

式中, $\dot{\omega}_a$ 是目标的方位角加速度 (rad/s^2), k_m 是天线的归一化差斜率, f_r 是脉冲重复频率 (Hz), B 是接收机中频放大器的频带宽度 (MHz), τ 是发射脉冲的宽度 (μs), SNR 是信噪比, θ_3 是天线波束半功率点的宽度 (rad), R 是目标与雷达之间的距离 (m)。

伺服系统的等效噪声带宽和天线基座结构的固有频率有直接的关系, 所以为了获得宽的等效噪声带宽, 应保证基座的结构有足够的刚度。有时为了获得良好

的动态特性,可采用加速度前馈补偿技术。采用这种补偿方法后,可将伺服系统的跟踪滞后误差减小85%以上,保证了系统跟踪的稳定性。

图3.12所示为一种全相参的脉冲多普勒跟踪制导雷达的原理框图。和前面所述的系统相比,它在抗干扰性能上有了很大的提高,但电路结构比较复杂。

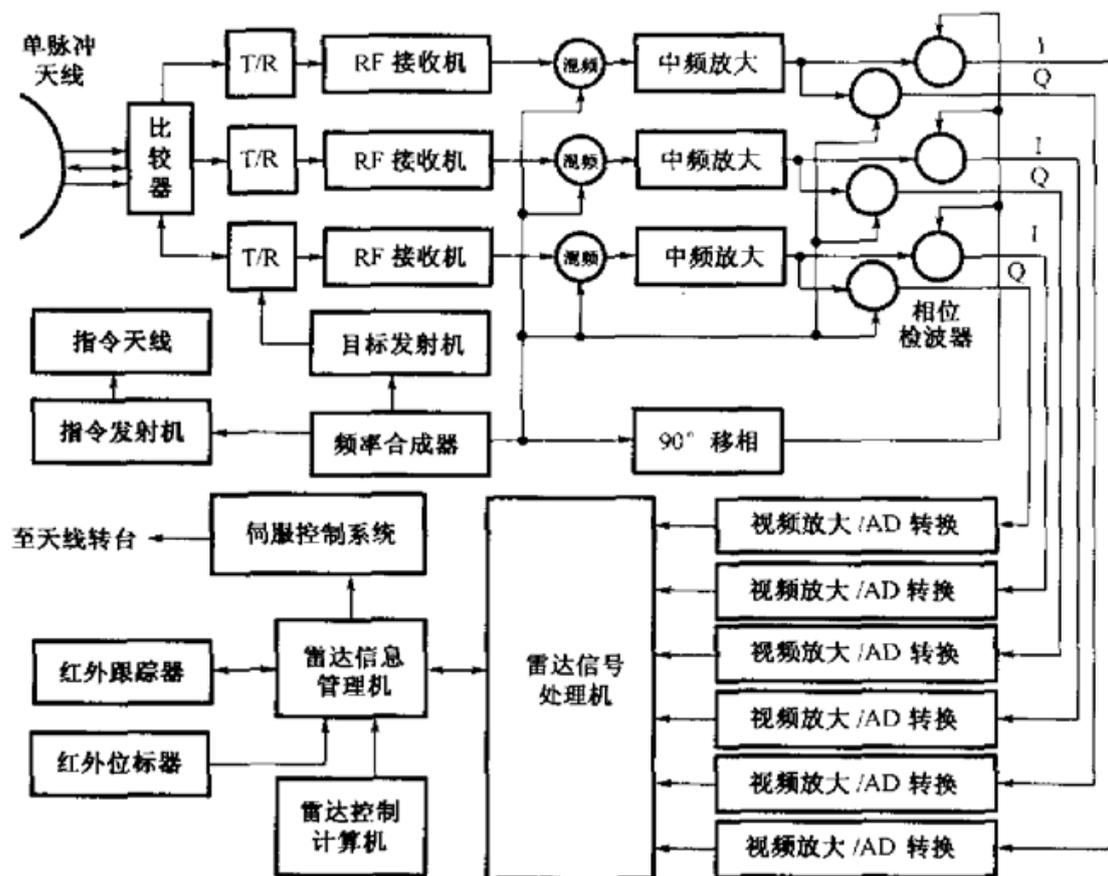


图 3.12 脉冲多普勒跟踪制导雷达的原理框图

该系统的发射机采用高增益的行波管放大器,可以发射两种波形,即线性调频的脉宽为 $7.5\mu\text{s}$ 的宽脉冲和 $0.8\mu\text{s}$ 的窄脉冲,后者用于近距离工作。接收机采用经典的三通道单脉冲体制,中频接收机中有脉冲压缩通道和非脉冲压缩通道,非脉冲压缩通道也负责处理导弹的应答回波。中频接收机的输出经过同步相位检波器变换为 I/Q 正交的视频信号,这些信号通过 A/D 转换器转换为 12 位的数字信号,送至信号处理机进行距离-多普勒处理。信号处理机完成雷达工作状态的控制和距离-多普勒处理。该雷达有 5 种工作状态:脉冲压缩、非脉冲压缩、脉间随机频率捷变、多普勒和非多普勒。信号处理机采用两点 MTI+16 点 FFT 的结构,系统的改善因子大于 40 dB。为了克服盲速,系统的脉冲重复频率在 $(4\sim 8)\text{kHz}$ 内可变。为了获得最佳的杂波抑制效果,信号处理机能够根据目标的径向速度自动调整重

复频率,使运动目标的回波落在多普勒滤波器组的中心部分。信号处理机还负责完成目标的距离跟踪和角误差信息的提取。在该系统中,角误差的输出为

$$U_e = \frac{\Sigma_i \Delta_{ei} - \Sigma_o \Delta_{eQ}}{\Sigma_i^2 + \Sigma_o^2}$$
$$U_\beta = \frac{\Sigma_i \Delta_{\beta i} - \Sigma_o \Delta_{\beta Q}}{\Sigma_i^2 + \Sigma_o^2}$$

式中, U_e, U_β 分别表示仰角通道和方位通道的角误差电压, Σ_i, Σ_o 分别表示和信号的虚部和实部, Δ_{ei}, Δ_{eQ} 分别表示仰角差信号的虚部和实部, $\Delta_{\beta i}, \Delta_{\beta Q}$ 分别表示方位角差信号的虚部和实部。

雷达信息管理机的主要任务是形成控制字,负责控制计算机和指挥控制中心之间的信息交换,同时负责雷达的伺服控制系统、信号处理机等设备之间的信息交换。

雷达控制计算机的主要任务是完成角度回路的控制,进行动态滞后的补偿和雷达工作状态的采集,与指挥控制中心交换命令和数据。雷达控制计算机还可以在指挥控制中心关闭的情况下独立实施对雷达的控制。

3.3.3 跟踪制导雷达系统的工作过程

1. 搜索

在有目标指示信息的情况下,跟踪制导雷达会按照输入的目标坐标,迅速将天线调转到目标所在的方向。目标位置的信息可以由各种探测器提供,不同的探测器给出的位置信息是不一样的。当由光学瞄准器提供时,目标指示信息仅有方位和仰角信息,跟踪制导雷达还需要在距离上进行搜索来发现目标。当由两坐标目标指示雷达提供时,目标指示信息仅有方位角和距离值,跟踪制导雷达还需要在仰角上进行搜索。为了能快速地发现目标,仰角的搜索范围可根据武器系统要求的作战高度和目标指示雷达提供的目标距离来确定。仰角搜索的最大值为

$$E_{\max} \approx \arcsin\left(\frac{H_{\max}}{R_{TD}}\right)$$

式中, H_{\max} 是目标的最大高度, R_{TD} 是目标指示雷达提供的目标距离。仰角搜索的下限可以根据作战空域的最低高度来确定。搜索过程都是在计算机的控制下自动完成的,因而能够快速地捕获目标。

当由三坐标雷达提供目标指示信息时,跟踪制导雷达能够在距离和角度上对

准目标,直接截获目标,省去了搜索过程,缩短了系统的反应时间。当目标指示信息的精度较差时,跟踪制导雷达设有扩大搜索的工作状态来搜索、发现目标。

2. 截获

跟踪制导雷达能否截获目标首先取决于在指定的空域内是否有目标存在,这和目标指示雷达的输出精度有关。目标在指定空域内存在的概率大约为

$$P_v = P_x P_y P_z$$

$$P_x = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-x_0}^{x_0} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right) dx$$

$$P_y = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-y_0}^{y_0} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right) dy$$

$$P_z = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-z_0}^{z_0} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) dz$$

式中, $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ 分别为在 3 个维度上目标指示雷达的指定精度。

参考文献[7]定义的跟踪制导雷达截获目标的概率是指,雷达的所有分辨单元截获目标的概率,因此截获概率可以表示为

$$P_s = \sum_{i=1}^{n_{vi}} (P_{vi} \times P_{di}) \quad (3.7)$$

式中, n_{vi} 表示分辨单元的数量, P_{vi} 和 P_{di} 分别表示在指定单元内目标存在的概率和发现目标的概率。分辨单元包括距离单元、角度单元(仰角和方位)、速度单元等。

如果搜索和检测过程是连续的,那么式(3.7)右边的求和运算可化为对全部搜索体积内的积分。这样,截获概率 P_s 也可以由在扫描空域内的平均发现概率 \bar{P}_d 来定义,即

$$P_s = \bar{P}_d \times P_v \quad (3.8)$$

式中, \bar{P}_d 是按目标在每个单元内的发现概率对所有检测单元进行加权的总和; P_v 是目标落在指定搜索空间内的概率,或在指定搜索空间内 P_{vi} 的积分。搜索体积内的单元总数为

$$n_{vi} = n_s \times \eta \times n_d \quad (3.9)$$

式中, n_s 是搜索波束的数量, η 是每个波束内的距离搜索单元数, n_d 是多普勒单元(速度门)数。 η 和 n_d 可以写为

$$\eta = \frac{2(R_{\max} - R_{\min})}{c\tau_g} \quad (3.10)$$

$$n_d = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{B} \quad (3.11)$$

式中, R_{\max} 和 R_{\min} 是距离搜索范围, τ_R 是距离波门的宽度, c 是真空中光速, f_{\max} 和 f_{\min} 是频率搜索范围, B 是接收机通道的带宽。

表 3.5^[7] 所示为当跟踪制导雷达天线波束采用线性扫描、矩形光栅扫描和螺旋扫描时, 目标在扫描空间内存在的概率和目标指示精度的关系。

表 3.5 不同扫描方式下, 目标在扫描空间内存在的概率和目标指示精度的关系

$2X_m/\sigma_x$	P_x (线性扫描)	$P_x P_y$ (矩形光栅扫描)	P_s (螺旋扫描)
0.5	0.2	0.04	0.03
1.0	0.38	0.14	0.10
2.0	0.68	0.46	0.35
3.0	0.87	0.76	0.66
4.0	0.955	0.91	0.86
5.0	0.988	0.976	0.95
6.0	0.997	0.994	0.99
7.0	0.9995	0.999	0.998
8.0	0.9999	0.9998	0.9997

表 3.5 中, X_m 代表偏离搜索中心的大小, $2X_m$ 代表坐标的搜索范围, $2X_m/\sigma_x$ 表示相对于目标指示雷达的精度(均方根值)的搜索范围; P_x 是天线波束采用线性扫描时目标落在搜索空间内的概率, $P_x P_y$ 是采用矩形光栅扫描时目标落在搜索空间内的概率, P_s 是采用螺旋扫描时目标落在搜索空间内的概率。

在给定目标指示精度和目标存在概率的条件下, 根据表 3.5 可以估计所需的扫描范围, 也可以在给定的截获范围内来求所需的目标指示精度。

由式(3.7)可知, 截获目标的条件还取决于跟踪制导雷达发现目标的概率, 它和雷达回波的信噪比有关。对于 SW I 型的目标, 发现目标的概率近似为

$$P_d = P_f \frac{1}{1 + \text{SNR}}$$

式中, P_f 是虚警概率。

式(3.8)给出了在指定的搜索空域内进行一次搜索后截获目标的概率, 而在实际情况下, 单次搜索就能完成对目标的截获必须具备两个基本条件: 首先是目标指示雷达给出的目标坐标要精确, 其次是跟踪制导雷达接收到的目标回波有足够高的信噪比。在许多情况下, 目标指示雷达输出数据的随机误差和雷达目标回波起

伏的影响将会造成单次截获失败。因此,为了提高截获概率,可采用多次搜索截获的办法。多次搜索截获的积累截获概率为

$$P_{ca} = 1 - (1 - P_a)^j \quad (3.12)$$

式中, j 是搜索的次数, P_a 是搜索一次截获到目标的概率。

多次搜索截获将增加截获所需的时间,导致武器系统的反应时间变长。假定雷达搜索一次指定空域所需的时间为 t_s ,那么经过 j 次搜索后才能截获目标所需的时间为 jt_s ,这对于防空导弹武器系统是不利的。所以为了能快速地截获目标,跟踪制导雷达在规定距离上的截获次数也要作为系统的一个附加技术指标。假设跟踪制导雷达单次搜索截获目标的概率 $P_a=0.9$, 单次搜索的时间 $t_s=1\text{ s}$, 允许的截获次数为 2,那么总的截获时间为 2 s,由式(3.12)可得系统的积累截获概率为 $P_{ca}=1-(1-0.9)^2=0.99$ 。

在系统设计时,有些情况是给出积累截获概率和搜索次数来计算单次搜索的截获概率,即

$$P_a = P_v P_d = 1 - (1 - P_{ca})^{1/j} \quad (3.13)$$

这里,假定在各次搜索过程中截获概率是相互独立的,并且目标指示精度与回波信号之间也是不相关的。如果在每次搜索过程中,目标指示精度为一常数,只是发现概率在各次搜索间相互独立,那么式(3.13)变为

$$P_d = 1 - (1 - P_{ca}/P_v)^{1/j} \quad (3.14)$$

在截获过程的设计中,常遇到的问题是在给定截获概率条件下确定搜索空域和所需的目标指示精度。用 $P_a = P_d P_v$ 作为近似估计,并假设 $P_d = P_v$ 。如果 $P_a=0.9$,那么 $P_v=0.95$,然后利用表 3.5 由目标指示精度可以得到所需的搜索空域 $X_m=2\sigma_r$ 。反之,如果给定搜索空域就可计算所需的目标指示精度。例如,假设跟踪制导雷达的波束宽度为 1.1° ,如果目标在指定方位的落入概率 $P_v=0.95$,则 $2X_m/\sigma_r \approx 1.1/\sigma_r = 4$,由此可得目标指示精度 $\sigma_r=0.275^\circ$;如果 $P_v=0.995$, $j=2$, $P_{ca}=0.95$,则利用式(3.14)可得雷达的发现概率 $P_d \approx 0.79$,但在此情况下搜索范围须扩大为 $6\sigma_r$ 。

在截获过程中,只要发现目标,雷达系统将自动记录下发现目标时所有对应的坐标参数,包括距离波门的位置、方位角、仰角等,雷达根据这些参数进入到重调状态。在重调状态,雷达天线指向对准跟踪制导雷达发现目标的位置,到位的误差不大于雷达进入初始跟踪状态所需的指标。在一般情况下,给出的目标位置应处于角误差灵敏度曲线的线性范围内,通常位置的值约为跟踪制导雷达天线波束宽度

的 $1/3$, 同时将距离跟踪波门调整到目标存在的位置, 然后再判断有无目标回波存在。确认目标存在后, 雷达立即转入跟踪状态, 到此为止完成了截获的全过程; 如果没有回波存在, 跟踪雷达将重新进行截获。

3. 跟踪

跟踪阶段的任务包括初始跟踪、跟踪和跟踪丢失处理等。当距离跟踪回路进入稳定状态后, 控制计算机依次闭合自动增益控制 (AGC) 回路和角度伺服控制回路。初始跟踪状态结束后, 雷达即转入到跟踪状态。初始跟踪和跟踪状态的主要区别是跟踪滤波器回路采用不同的带宽。在初始跟踪状态下, 采用较宽的带宽工作, 虽然精度会差一些, 但是具有较好的动态特性, 可使雷达较快地进入稳定跟踪状态; 在跟踪状态下, 选择较窄的带宽工作, 可以获得较好的滤波效果。

在跟踪过程中, 由于目标回波起伏、目标的机动、环境干扰等因素的影响, 雷达回波可能会丢失。因此, 在雷达跟踪滤波器的设计中, 应考虑有关丢失目标数据的处理方法, 记忆外推是经常采用的方法。跟踪制导雷达通常有较高的更新数据率, 例如, 跟踪系统的更新数据率为 40 s^{-1} , 最高可以和雷达重复频率相等, 因此, 一般情况下偶然丢失几个数据点不会造成跟踪丢失。在滤波器设计中, 通常需要规定跟踪丢失的判别准则, 例如, 连续有 k 次回波不存在时则认为是跟踪丢失。当目标丢失后, 跟踪滤波器转入到记忆跟踪状态, 进行外推跟踪, 通常外推时间长度为 $2 \sim 4 \text{ s}$ 。设计时可根据目标运动的速度、加速度特性和滤波器的结构, 计算目标可能溢出跟踪波门所需的时间。在记忆跟踪过程中, 如果目标回波重新出现, 则系统立即转到正常跟踪状态; 如果在规定的记忆时间内仍无目标存在, 则判为目标丢失, 系统将结束跟踪状态, 返回到搜索状态, 重新截获目标。

4. 发射条件的计算

跟踪制导雷达在进入正常跟踪状态后, 根据武器系统的可发射导弹的距离和测得的目标坐标数据, 实时地进行计算, 评估是否可以发射导弹。发射区的作用范围为

$$R_{FS} = \sqrt{(\sqrt{R_j^2 - H_T^2} + V_T(T_M + T_n))^2 + H_T^2} \quad (3.15)$$

式中, R_j 是武器系统杀伤区的最远边界, H_T 是目标的高度, V_T 是目标的速度, $T_M = R_j/V_M$ 是导弹飞行到杀伤区边界所需的时间, V_M 是导弹飞行的平均速度, T_n

是跟踪制导雷达系统的反应时间。

当计算结果满足发射条件时,就发出允许发射的命令,由操作人员决定是否要发射导弹实施拦截。如决定进行拦截,操作员就可按下发射键发射导弹。

5. 初制导

跟踪制导雷达的初制导任务是指,完成对导弹的截获并将导弹按预定的控制规律引入雷达波束。在由多种传感器组成的跟踪制导雷达系统中,这一任务是由“红外位标器”来完成的。首先测量导弹相对于雷达天线指向的角位置,然后形成控制指令控制导弹进入雷达波束,最后由雷达完成制导的任务。由于防空导弹离开发射架后的初速度和加速度是很大的,因此导弹截获方式的设计十分重要。雷达通常有两种距离截获的方法:波门等待法和滑动波门法。

“波门等待法”根据导弹飞行的理论弹道数据,在规定的截获距离上预先设置一个宽波门,当导弹运动到此波门内即可截获。这种方法的优点是简单,当导弹的初始速度和加速度不太大时是有效的,早期苏联研制的 C-25 系统采用了此方法。

采用“波门等待法”时,如果导弹在预置波门内未被雷达截获,将造成截获失败,导致不可挽回的损失,因此采用“滑动波门法”将有更多的机会截获导弹。导弹离开发射架后的运动方程可以通过理论计算得到,当截获距离不太远时,可以将导弹运动的参数方程简化为匀加速运动方程,在此条件下,波门滑动的方程(导弹的距离)为

$$R_M = \frac{1}{2} a_0 t^2$$

式中, a_0 是导弹的加速度。更为精确的运动参数可由防空导弹武器系统提供的导弹运动方程得到。

6. 制导

初制导阶段结束后,导弹已被控制在雷达主波束内(通常规定导弹落在偏离雷达波束 $1/2$ 波束宽度以内),系统转入雷达制导阶段。在此阶段,雷达完成对目标的跟踪,并测量导弹相对于目标的位置偏差,利用相对偏差值计算导弹控制指令;计算结果通过指令编码后,由指令发射与传输系统发射到导弹接收机;指令经导弹上的解码装置解码后,控制导弹飞行的俯仰、偏航状态,这一过程直至拦截到目标为止。指令发射系统除了发射控制导弹运动的指令外,还向导弹发射保障其安全

工作所需的一次性指令,如导弹引信装置的解锁指令。为了保障导弹的飞行安全,引信装置通常是处于闭锁状态的,只有当导弹快接近目标时才由地面控制开锁;此外,当导弹飞行不正常时还需要发射自毁指令,使导弹进行自爆。这些一次性指令根据武器系统的要求来设计。

7. 脱靶量估计

跟踪制导雷达的最后一个任务是完成对拦截效果的评估。在正常情况下,跟踪制导雷达利用对目标和导弹相对位置的测量结果可以估计射击的脱靶量。射击脱靶量是指导弹偏离射击中心的距离。通过处理测量数据,计算当目标和导弹距离相等时的两个横向线偏差,就可以得到脱靶量的估计值。横向线偏差分别为

$$h_{\beta} = R_M \times \Delta\beta_{T-M}$$

$$h_{\epsilon} = R_M \times \Delta\epsilon_{T-M}$$

式中, $\Delta\beta_{T-M}$, $\Delta\epsilon_{T-M}$ 分别是目标与导弹之间的方位角偏差和俯仰角偏差, R_M 是导弹与雷达间的距离。

3.3.4 跟踪制导雷达的系统软件

现代防空导弹武器系统的跟踪制导雷达大量采用了数字技术,软件设计和硬件设计成为不可分割的组成部分。计算机系统的控制软件已成为雷达各项活动的中枢,因此软件设计成为雷达设计中十分重要的内容。按照防空导弹武器系统软件的特点,雷达系统软件分为目标系统软件和计算机辅助软件工程环境两大部分。目标系统软件包括雷达系统工作(作战)、维护、训练、仿真所用的全部软件;用于开发目标系统软件的全部计算机软件工具的集合,称为计算机辅助软件工程环境。

1. 雷达系统软件的组成

雷达系统软件按照其功能可分为:雷达系统工作(作战)软件、测试维护软件、训练与仿真软件、系统软件。

(1) 雷达系统工作(作战)软件包括了跟踪制导雷达各种工作阶段的控制模块。例如,对于中近程的跟踪制导雷达,雷达系统软件由目标指定、搜索、截获、重调、初跟踪、跟踪、发射条件计算、发射导弹、初制导、制导、目标与导弹交会、拦截效果评估等模块组成。此外,还包括了保证程序运行的调度程序、各硬件间的接口数据交换软件和作战过程中的实时监测软件。

(2) 测试维护软件是按照雷达维护体制进行划分的,其中的“Ⅰ级维护”软件通常与雷达作战程序集成在一起,能够在雷达作战状态下随时显示雷达各子系统的工作状态。

(3) 训练与仿真软件由雷达目标模拟、导弹应答回波模拟和训练仿真软件组成。

(4) 计算机系统软件包括实时操作系统、执行程序、实时数据库管理、引导、显示控制程序、编译程序和装载通信软件等。

2. 软件工程化的概念

防空导弹武器系统组成规模大,系统之间联系密切,控制关系复杂,因此软件在其中起着十分重要的作用。软件在编制过程中存在的问题,往往要等到运行时才能发现,一些问题可能要在特定的条件下才能反映出来。软件设计如果存在缺陷,将给系统带来不可估量的损失,因此必须采用软件工程化的办法对软件开发的全过程进行控制。参考文献[8]将软件工程概括为方法与技术、工具与环境、管理与标准三大组成部分,也称为三大支柱。由于软件设计过程都是通过人来实现的,因此为了突出“组织与人员”的作用,软件工程包括以下内容。

(1) 软件开发方法学

软件开发方法学是软件开发方法与技术的总称。它提供关于软件开发的一般原则、工作框架、开发策略和若干实用技术,其中包括:软件生存周期模型选择、自顶层设计开始分层设计的方法、结构化开发方法等。对于大型复杂软件的开发,适合采用需求分析和实际测试的方法。

(2) 计算机辅助软件工程环境

计算机辅助软件工程环境是支持目标系统软件进行需求分析、定义、设计、编码、调试、测试、集成、仿真、维修及全生存周期管理所用的全部软件的集合。它可以提高软件的生产效率、保证软件质量、方便软件的测试与集成,并提高软件开发过程的能见性与可控性。

一个典型的计算机辅助软件工程环境通常包括三大组成部分:用户界面、工具集和中心数据库。在一个集成的计算机辅助软件工程环境中,中心数据库是沟通所有工具的纽带,工具集是主要组成部分。工具集一般包括软件开发工具、软件测试工具、软件仿真试验台和软件开发管理工具等。

(3) 软件开发管理与软件工程标准

软件开发管理的水平和质量对软件开发的成败有很大的影响。软件工程强调实行系统管理,即强调管理的预见性、规划性、协调性、能见性、可度量性和有序性,它主要包括项目、配置、文档、质量、经费与进度几个方面的内容。软件工程标准是为软件开发与管理的过程及行为和软件产品(包括编码与文档)规定的共同准则。它包括基础标准、产品标准、方法与技术标准和管理与组织标准等内容。为保持标准的完整性和一致性,首先需要建立软件工程标准体系。

(4) 软件工程组织与人员

软件开发取得成功的决定因素是要建立一个严密的软件工程组织。这个组织应该是分层的、协调的和相对稳定的。其中作为各层协调器的总体组和作为各方面带头人的软件系统人员最为重要,他们都应经过严格的资格认定,并应不断地接受软件工程培训。

3. 软件设计的过程及方法

1) 需求分析

防空导弹武器系统的跟踪制导雷达的软件设计,要按照软件工程的有关规定来进行。跟踪制导雷达的软件设计师必须首先知道雷达的总体需求,即雷达的工作过程、设备组成、要控制的对象和控制过程,以及各个控制点的输入、输出状态。概括地说,就是要对雷达工作过程中的信息流和数据流进行深入的分析,并在此基础上根据雷达控制计算机的硬件配置提出程序结构框架,这一过程称为“需求分析”。为了进一步说明这一问题,可以假定跟踪制导雷达的计算机由一部雷达控制计算机、伺服控制机、信息管理机、信号处理机组成。如图 3.13 所示,雷达控制计算机通过信息管理机与武器系统的中心控制计算机进行信息与数据交换,通过信号处理机来完成与雷达其他分系统的信息交换。

2) 程序设计

软件设计的基础和依据,是根据制导雷达作战控制软件的需求分析和逻辑设计报告而提出的“跟踪制导系统作战控制需求分析报告”,以及有关对软件的标准化要求等。软件设计要遵循结构化、模块化、程序化的设计思想。软件设计首先要确定数据结构,包括变量定义和命名,数据结构的形式要从整体上来考虑。信息数据设计一般分为 4 个区:输入数据区、控制信息区、数据区和输出数据区。输入数据区是放置雷达主控计算机(中心机)、伺服系统、信号处理机、监测系统等所有输

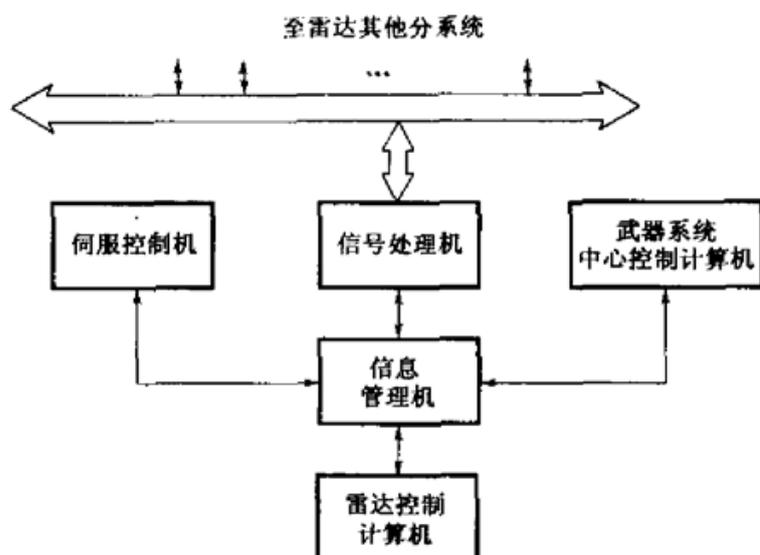


图 3.13 跟踪制导雷达的多机控制结构关系

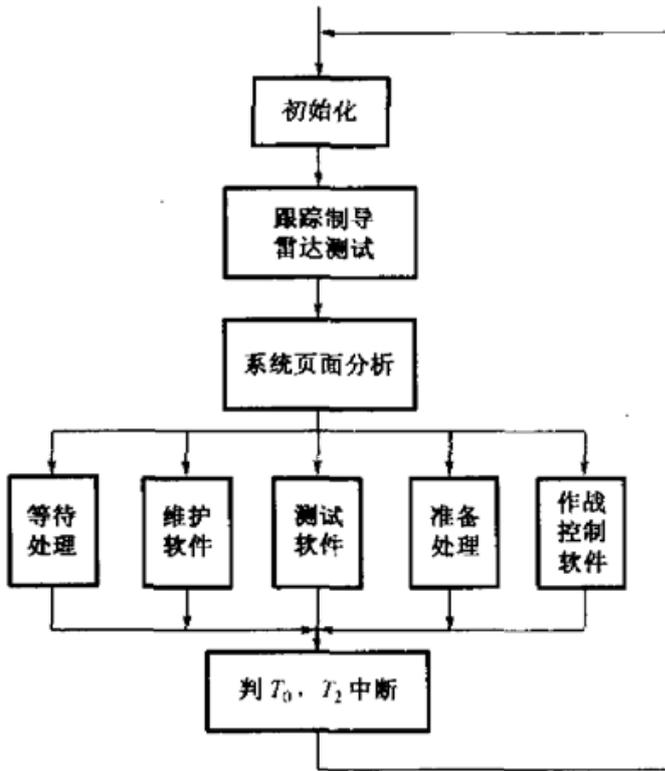
人数据的地点,并通过重组排列后定义为字、字节、位、段等变量,输入数据区实际上就是输入接口缓存在控制机内存的一个映射。控制信息区由字节、字、段等变量组成,这些变量都是跟踪制导雷达作战控制软件内部的控制变量,或者称为状态变量,整个跟踪制导雷达的各种工作状态都反映在这个区里。数据区由整型、浮点、长浮点等变量组成,主要用于存放数据处理程序的各种数据,如方位角、俯仰角的控制字等。输出数据区存放着对中心机、伺服系统、信号处理机等输出的所有信号和数据,这些数据由字、字节、位等简单变量或结构变量组成,输出数据区实际上是输出接口缓存在控制机内存的一个映射。

通过需求分析后,提出跟踪制导雷达的软件设计结构框架,按照系统的组成,可分为两个级别:一级为系统的主控软件,二级为各分系统的控制软件。跟踪制导雷达作战控制软件状态多、控制关系复杂,为了达到任务描述层次清楚的目的,采用了层次化的设计方法。图 3.14 所示为跟踪制导雷达控制软件的顶层结构,它描述了跟踪制导雷达系统软件所包括的“程序簇”。每一个程序簇都由若干个子程序构成,用来执行规定的任务。

图 3.14 中的作战控制软件是制导雷达软件的核心。当雷达进入作战状态后,程序将按照规定的调度周期进入到第二层结构,即预处理分析模块,图 3.15 所示为该模块的事件顺序结构。

预处理分析模块由预处理、信息分析、数据分析处理、数据处理、装配程序和输入、输出等模块组成,它们都是程序簇。跟踪制导雷达的程序,根据不同的任务需求

来规划软件的程序层次,每个程序簇再将任务内容逐级分解到基层模块。图 3.15 中的前五大类程序簇均在固定的雷达事件调度周期由外部输入的信息状态字激活,而输入、输出模块则由定时中断或随机中断激活。每个程序模块的编制要按上级程序设计师下达的规格书进行,并要符合程序设计标准化文件的规定。



注： T_0, T_2 是雷达事件调度的中断时间。

图 3.14 跟踪制导雷达控制软件的顶层结构

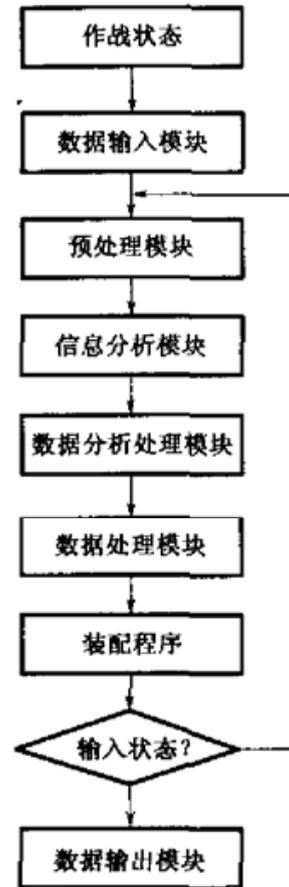


图 3.15 预处理分析模块的事件顺序结构

3) 程序制作和调试

程序制作和调试需要在专门的软件开发平台上进行。开发平台可以是由通用计算机组网构成的作战控制软件调试环境。开发平台主要由 5 大部分组成：中心机总线模拟、伺服系统模拟、信号处理机模拟、目标模拟和专用中断与输入模拟。所有编制完成后的程序都必须在软件开发平台上通过测评。为了保证程序的正确性,按照软件工程化管理的规定,程序还要经过专门的软件评测中心测评后才能转入系统的联试。

4) 系统联试

通过系统联试逐个检查雷达的各项功能是否满足武器系统的要求。一般来

说,应该先完成系统测试软件的调试,然后再进行作战软件的调试。在联试过程中,进行程序的修改是经常发生的,但按软件工程管理的规定,程序修改必须根据有关设计负责人下达的修改通知单进行,修改后的程序要经过验证后才能正式运行。

5) 软件固化

通过系统联试后,软件的技术状态将被固定下来。为了保证系统的稳定性和可靠性,在参加全武器系统试验前,通常要把程序写入 EPROM 内,即进行固化。软件固化后如果需要修改,必须按照软件工程规定的制度实施。

3.3.5 主要分系统的组成及技术要求

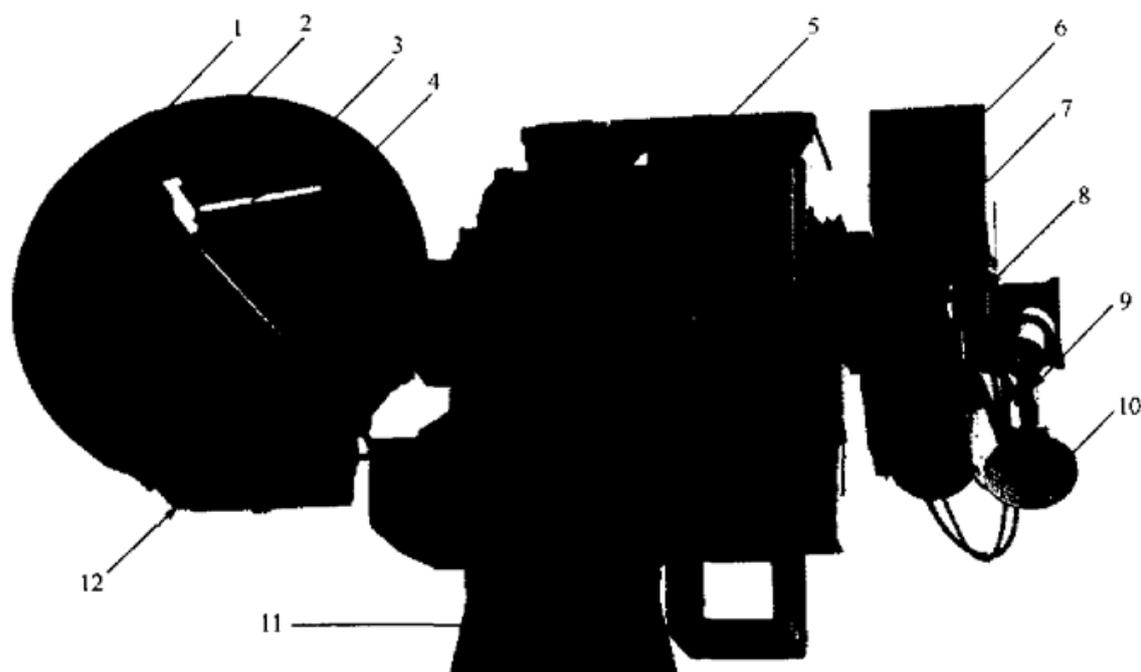
1. 天线

跟踪制导雷达的工作对象是目标和导弹,主要功能包括:目标搜索与跟踪、敌我识别、导弹截获与跟踪、发射控制导弹飞行的指令等。为了实现这些功能,跟踪制导雷达的天线通常采用幅度比较单脉冲天线进行测角。为了完成对导弹的截获和初制导任务,还需要配置专门的导弹截获天线和指令发射天线。由于在导弹截获阶段,导弹离雷达站的距离较近,对测角精度的要求不高,但要求有较大的工作空域,因此完成对导弹的截获需要配备宽波束的天线。此外,为了对导弹进行控制,跟踪制导雷达需要向导弹发射控制指令,这就需要采用宽波束指令发射天线,以保证覆盖作战所需的空域。

1) 组成及特点

采用指令制导体制的跟踪制导雷达的任务是:完成对目标的跟踪和位置测量,并进行发射条件的计算;当导弹发射后,完成对导弹的截获、距离跟踪和角度位置的测量;根据测量结果计算导弹控制指令,并通过指令发射系统向导弹发出控制指令。为了保证系统完成上述任务的精度,天线必须采用单脉冲测角技术。对于跟踪制导雷达,为了满足对导弹角偏差测量的要求,对天线的差斜率和线性范围提出了严格的要求,这就要求在设计天线的和、差波束特性时进行优化。

同时,为了满足雷达抗干扰的要求,希望天线有宽的工作带宽,或能在多个频段上工作,图 3.16 所示为一种双波段的单脉冲跟踪制导雷达天线系统。单脉冲天线的主反射面采用短焦距的旋转抛物面,Ku 波段的单脉冲馈源放置在天线的正前方,通过具有极化选择特性的副反射器对抛物面进行照射。



1—抛物面天线 2—Ku波段单脉冲馈源 3—支杆 4—Ka波段单脉冲馈源 5—箱体
6—红外跟踪器 7—红外位标器 8—电视摄像机 9—指令天线馈源 10—指令
抛物面天线 11—转塔 12—双波段高频接收机组合

图 3.16 双波段单脉冲跟踪制导雷达天线系统

2) 主要技术性能指标

表 3.6 所示为双波段天线的主要技术性能指标。

表 3.6 双波段天线的主要技术性能指标

用途	项 目	第一波段	第二波段
跟踪制导雷达	天线形式	单脉冲前馈式	单脉冲后馈式
	工作频段	Ku	Ka
	天线增益(dB)	42	46
	和波束宽度(°)	1.1	0.6
	第一副瓣电平(dB)	-20	-18
	相对差斜率	1.4	1.4
	差波束的零值深度(dB)	-35	-30
	交叉极化电平(dB)	-25	-25
馈电系统输入驻波比	<1.5	<1.5	
指令天线	天线形式	抛物面	
	工作频段	X	
	天线增益(dB)	23	
	波束宽度(°)	10	
	馈电系统输入驻波比	<1.5	

3) 跟踪制导雷达天线的设计

跟踪制导雷达天线采用经典的卡塞格伦(Cassegrain)天线的设计方法。在设计中,为了保证做到结构紧凑,达到转动惯量尽可能小的目的,宜选择尽可能小的焦距直径比,这需要在设计中不断地进行折中修正计算。许多介绍天线设计的书中对上述问题均有详细论述,这里就不再作进一步讨论。

2. 发射机

跟踪制导雷达的发射机系统由雷达发射机和指令发射机两部分组成。有的发射机系统在设计上既能发射目标探测脉冲,也能发射导弹制导指令脉冲和询问脉冲,具有高功率、宽频带、多波形、多重复频率、高稳定、高频谱纯度和高效率等特点。

1) 雷达发射机的基本组成

雷达发射机大多数采用放大链式方案。高功率雷达发射机系统通常由前级固态放大器和末级电子管放大器两级放大链组成,能输出多波形、大功率脉冲。末级电子管放大器目前主要采用行波管、速调管、前向波放大管、多注速调管等。固态放大器作为高功率雷达发射机系统的前级放大器,输出末级电子管放大器所需的激励功率,具有高稳定、低噪声、低电压、高可靠、模块化等特点。

2) 主要技术性能指标

制导雷达发射机系统的主要技术性能指标包括:工作频率、工作带宽、信号的瞬时带宽、输入脉冲功率、输出脉冲功率、输出脉冲宽度范围、输出脉冲包络的前沿与后沿、输出脉冲包络的顶降、脉冲重复频率工作范围、占空比、相位噪声、谐波抑制制度、带外杂散抑制制度、系统工作效率、供电电压和接口等。

典型的制导雷达发射机系统采用阴极控制行波管进行末级放大,其主要技术指标如表 3.7 所示。

雷达发射机系统的组成框图如图 3.17 所示。来自雷达系统电源的三相 400 Hz、208 V 交流电,直接输入直流电源变换得到 600 V 的直流电。在雷达系统发射脉冲的同步下,脉冲调制器对直流电压进行“斩波调制”,通过变比为 20 的升压脉冲变压器 T1,变为 12 kV 的脉冲高压。该高压加到行波管的阴极和收集极

表 3.7 制导雷达阴极控制行波管发射机的主要技术指标

项 目	技 术 指 标
工作频段	Ku
工作带宽(MHz)	1000
输入脉冲功率(mW)	30
输出脉冲功率(W)	2000
输出脉冲宽度(μ s)	7
输出脉冲前沿(μ s)	0.1
输出脉冲后沿(μ s)	0.1
占空比	4%

之间,行波管对来自雷达频率合成器的 100 mW 低功率微波脉冲信号进行放大,输出雷达系统所需的 2 kW 大功率脉冲信号。

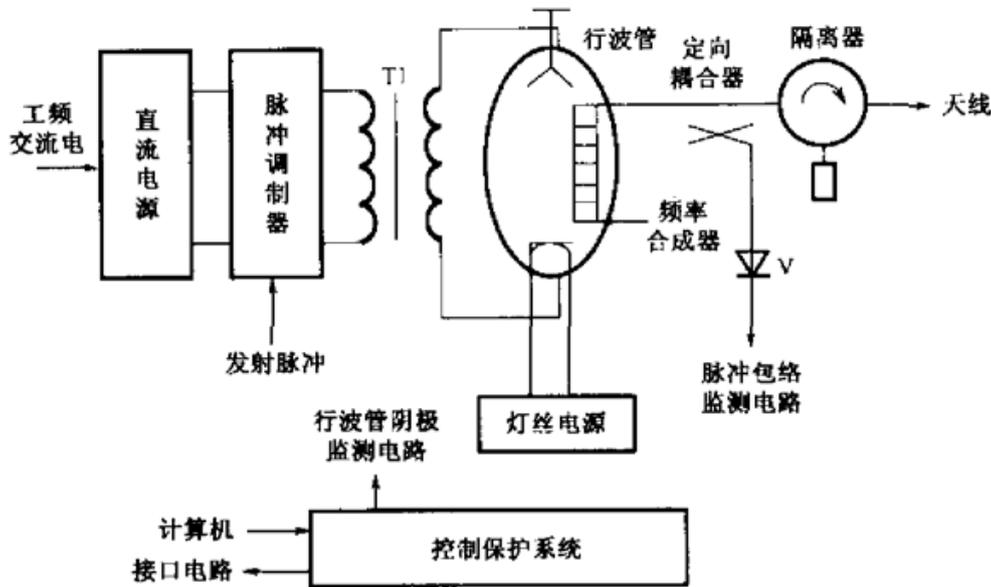


图 3.17 雷达发射机系统的组成框图

定向耦合器对输出信号进行耦合采样,一方面可监测发射机的输出功率,另一方面通过检波器检波可监测发射机的输出脉冲包络。隔离器用来实现发射机与天线馈电系统的隔离。控制保护系统一方面对发射机系统内的各部分进行控制监测和保护,使其按预定时序开关机,另一方面与雷达系统进行通信,接收系统控制指令,报告发射机工作状态。

直流电源采用推挽逆变脉宽调制调压稳压电路。脉冲调制器采用以金属-氧化物-半导体场效应晶体管(MOSFET)模块为调制管的刚性固态调制器方案,用NPN和PNP晶体管对直接触发。

3) 指令发射机

指令发射机系统是指令发射系统中的关键设备。指令发射系统发射的信号是大功率的微波编码脉冲群。在武器系统中,导弹信号和目标信号是分时发射的。导弹地址码和导弹指令码形式复杂,脉冲宽度变化大,从单个脉冲宽度的零点几微秒到脉冲群宽度的十几微秒,脉冲群中脉冲个数从几个到十几个。同时,指令发射机系统采用频繁间断的发射方式,对电路的冲击较大。因此在这种状态下,保证输出脉冲信号畸变小、无漏码,并且工作可靠稳定是发射机的技术关键。

指令发射机主要采用放大链式方案。指令发射机通常由前级固态放大器和末级“栅控行波管”放大器两级放大链组成。全固态集中式指令发射机也开始获得应

用。指令发射机输出导弹所需的指令和询问脉冲,具有脉冲宽度窄、重复频率高、频带宽、可靠性高等特点。

指令发射机系统由频率合成器和栅控行波管两级电路组成,如图 3.18 所示。指令发射机系统工作时,根据跟踪制导雷达系统的频率控制指令和遥控指令,频率合成器输出微波激励信号,经过栅控行波管指令发射机系统调制放大,变为制导雷达系统所需的高功率微波制导指令信号,通过天线馈电系统对外辐射,对导弹进行制导。

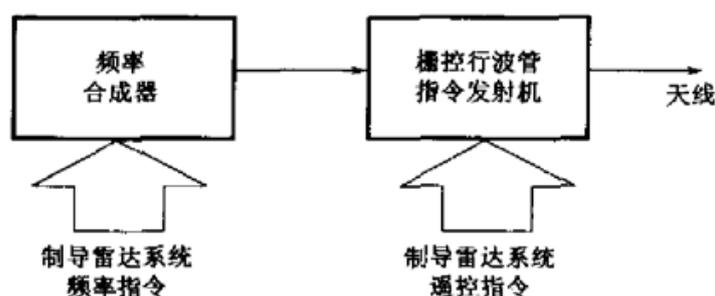


图 3.18 指令发射机系统组成框图

指令发射机系统的主要技术指标如表 3.8 所示。

采用栅控行波管的指令发射机系统的组成框图如图 3.19 所示。在制导雷达遥控指令的同步控制下,预调器形成的编码脉冲群,通过脉冲变压器触发 MOSFET,从而形成行波管栅极编码调制脉冲群。在栅极编码调制脉冲群的控制下,行波管对来自频率合成器的微波信号进行放大,产生制导雷达所需的高功率微波制导指令信号,通过天线馈电系统对外辐射,对导弹进行制导。

表 3.8 指令发射机系统的主要技术指标

项 目	技 术 指 标
工作频段	X
工作带宽(MHz)	500
输入脉冲功率(mW)	
输出脉冲功率(W)	1200
输出脉冲宽度(μ s)	0.5~1
输出脉冲前沿(μ s)	0.1
输出脉冲后沿(μ s)	0.1
占空比	4%

其中,定向耦合器、隔离器和控制保护系统的作用与雷达发射机系统的一样,不再赘述。

高压电源选用推挽逆变脉宽调制稳压开关电源方案。针对频繁间断的发射方式,高压电源设计有专门防止输出电压过高的电路,通过高压变压器次级附加绕组泄放储能。

调制器为栅极浮动板固态调制器,调制管为场效应晶体管,脉冲变压器选用“坡莫合金”作为铁心材料,线圈绕组采用圆周分布、分组间绕的方式,变压比为

5 : 1, 这样可保证编码脉冲群的无失真传输。

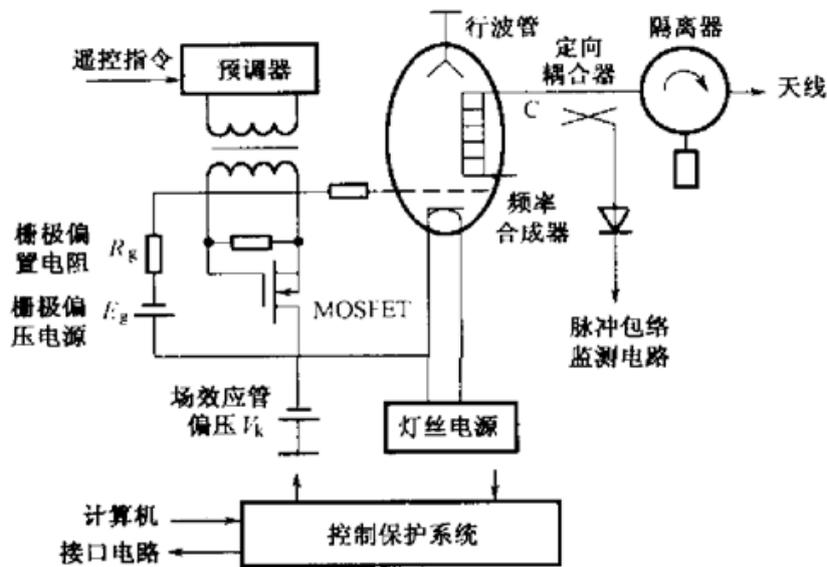


图 3.19 采用栅控行波管的指令发射机系统的组成框图

4) 制导雷达发射机的设计原则

制导雷达发射机系统包括雷达发射机和指令发射机两部分, 主要技术要求内容基本相同, 设计方法也类似, 但由于功能和用途不同, 各自设计的侧重点不同。雷达发射机设计侧重于大功率、多波形、低相位噪声和效率高, 而指令发射机设计要求窄脉冲指令波形和高可靠性。有些制导雷达发射机系统将雷达发射机和指令发射机二者功能合一, 是一部既能输出目标探测脉冲, 又能输出导弹制导指令与询问脉冲的多功能雷达发射机系统。

(1) 发射机末级微波管

高功率放大链式发射机系统的关键器件是末级高功率微波放大管, 发射机系统的技术设计要根据该放大管的特性和使用条件来进行。首先根据制导雷达系统要求的工作频段、工作带宽、输出脉冲功率、输出脉冲宽度、输出脉冲重复频率、占空比等选取末级微波放大管的类型。对于中近程防空导弹武器系统的制导雷达发射机, 由于行波管有工作频带宽、增益高的优良特性, 因此发射管多选择中功率行波管, 例如法国的“响尾蛇”系统选择了 Ku 波段的行波管。近年来, 中功率的多注速调管由于其相位噪声低和工作电压较低的优点, 在一些系统中也得到了应用, 例如俄罗斯的 Top-M1 系统就选用了 Ku 波段的多注速调管。

用于制导雷达的中功率行波管有“栅控行波管”和“阴控行波管”两种。阴控行波管脉冲调制电压高, 但性能稳定, 频谱特性好; 栅控行波管虽然频谱特性不如阴

控行波管,但要求的脉冲调制电压低,调制器容易实现,因此在一些系统中也常被采用。例如,在“响尾蛇”系统中,制导雷达发射机采用了阴控行波管,遥控指令发射机则采用了栅控行波管。

在选好末级微波放大管后,根据其功率和增益计算所需的激励功率、级间隔离器、级间衰减器、级间定向耦合器、电连接器和电缆的插入损耗等,并确定前级固态放大器脉冲输出功率值;根据末级微波放大管供电方式和发射机的工作频率及输出功率,设计发射机微波输出系统,选择输出波导型号、输出隔离器型式和参数、输出定向耦合器型号和参数等。

(2) 脉冲调制器

根据制导雷达发射机要求的输出脉冲包络、脉冲重复频率、射频最大占空比、视频最大占空比,和末级微波放大管容许的射频最大占空比、视频最大占空比,以及发射机末级放大器的工作效率,分别选取发射机放大链中前级放大器和末级放大器两级调制脉冲和微波包络脉冲之间的时间关系。调制脉冲宽度可选为大于微波脉冲宽度的“套”的时间关系,或选为调制脉冲宽度小于微波脉冲宽度的“切”的时间关系,也可以选择调制脉冲宽度与微波脉冲宽度相同的既“套”又“切”的“最佳匹配”的时间关系,最后确定雷达同步器发射脉冲的参数。在调制脉冲和微波包络脉冲之间的时间关系选定之后,根据脉冲调制器的输出波形参数、脉冲功率值和平均功率值的要求,以及脉冲调制器容许的输出脉冲顶部波动值,通过分析计算,确定最终的调制器电路方案。现代发射机中的脉冲调制器,无论“栅控型”浮动板刚性调制器、高功率刚性调制器还是线性调制器,均以固态调制器为主。

(3) 冷却方式和参数要求

根据末级中功率行波管的特点来选择冷却方式和相应的参数,确定其收集极、管体、阴极及灯丝管脚采用风冷方案。首先计算微波输出系统需要耗散的热功率和输出隔离器的热功耗;然后根据末级行波管的功率和效率,计算末级行波管需耗散的功率,以及电路各部分需耗散的功率;最后确定发射机的结构布局、风阻、发射机冷却系统的冷却路数和各路的通风量及风压。

(4) 控制保护方案和控制保护电路

根据制导雷达的要求和发射机内部控制保护的需要,来选取发射机系统的控制保护方案和相应电路。控制保护方案包括确定发射机内部控制保护电路的接口、控制保护电路的采样点及采样内容、控制保护内容、控制保护点参数、开关机时序、保护逻辑时序,以及发射机对外控制保护接口和通信方式等。

(5) 电源电路方案

根据制导雷达要求的发射机系统输出的附加相位噪声值,计算各电源容许的电压纹波值和脉冲调制器容许的输出脉冲顶部波动值。考虑到电源储能电容器的作用,根据容许的电源电压纹波值和输出脉冲顶部波动值,计算并选取电源储能电容的容量。

(6) 结构设计方案

根据发射机电路各部分的实际构成,发射机系统的电气布局,制导雷达发射机的工作环境、体积、重量和机动性等,选取发射机系统的结构设计方案,包括模块分配、组合分配、机柜分配、面板布局、线束布局、电磁兼容设计、电磁屏蔽设计、防 X 射线泄漏的屏蔽设计、防微波泄漏的屏蔽设计、防噪声设计、安全性设计、维修性设计和操作使用性设计等。

3. 接收机

跟踪制导雷达接收机的主要任务是:提取目标反射回波信号,为信号处理提供目标回波的特征信息;提取导弹的应答回波信号,为信号处理提供导弹回波的特征信息。目标和导弹的回波特征信息包括:回波的幅度、信号噪声比、目标方位角和俯仰角的误差信号、导弹方位角和俯仰角的误差信号。

1) 组成和主要功能

跟踪制导雷达的接收机通常采用单脉冲多路接收技术来提取目标和导弹的角误差信息。接收机由射频接收机、中频接收机、视频接收机、频率合成器组成,各路接收机的主要组成部分基本是相同的。图 3.20 所示为现代雷达最常用的单脉冲超外差式接收机的主要组成框图。

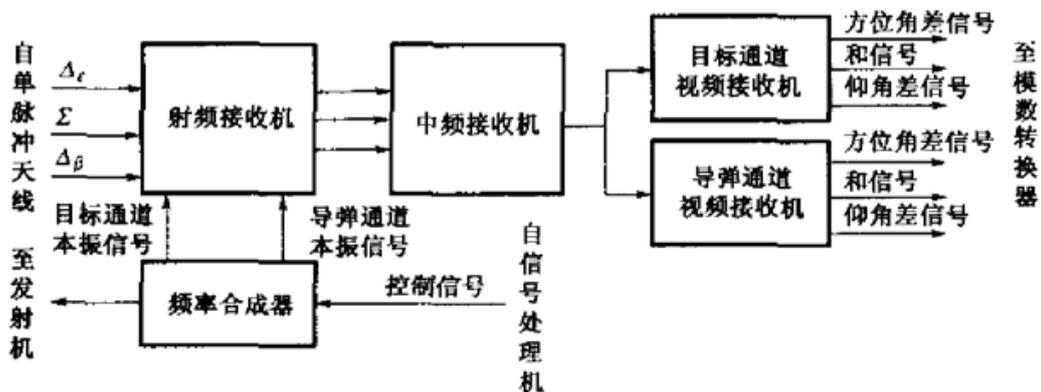


图 3.20 单脉冲超外差式接收机的主要组成框图

图 3.21 所示为 I/Q 正交通道单脉冲接收机的工作原理图, 其中的视频接收机共有 6 个通道输出。

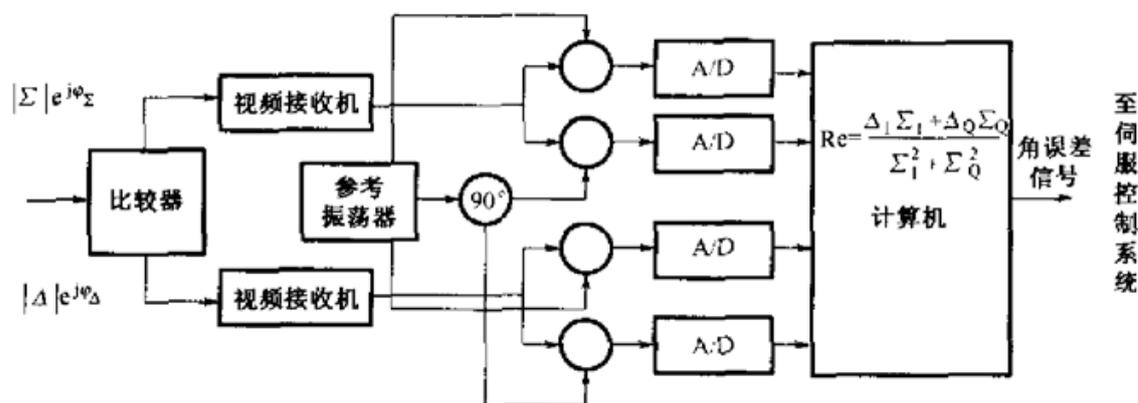


图 3.21 I/Q 正交通道单脉冲接收机的工作原理图

图 3.22 所示为在“响尾蛇”系统的跟踪制导雷达中采用的比相限幅单脉冲接收机的工作原理图。它的特点是通道少, 幅相特性稳定性好, 但是不适合在脉冲多普勒体制的雷达中应用。

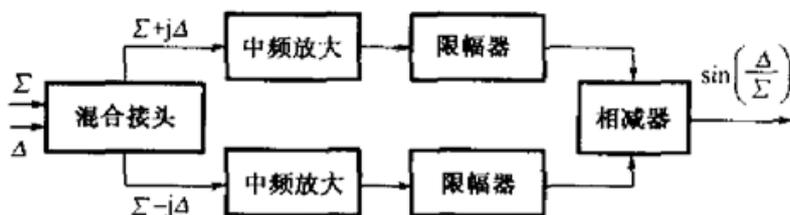


图 3.22 比相限幅单脉冲接收机的工作原理图

以下简要说明各部分的主要功能。

(1) 射频接收机

射频 (Radio Frequency, RF) 接收机通常由定向耦合器、T/R (Transmit/Receive) 开关和限幅器、RF 低噪声放大器 (Low Noise Amplifier, LNA)、RF 带通滤波器、混频器和前置中频放大器组成。

定向耦合器的主要功能是输入 RF 测试信号, 测试接收机的灵敏度、接收机的幅度与相位不一致性, 以及 I/Q 基带通道的幅度和相位的正交性。定向耦合器的另一个功能是对天线馈线的失配故障进行检测。

T/R 开关的主要功能是在发射信号期间封闭接收机输入端, 避免泄漏到接收机的发射信号损坏接收机的前端。由于 T/R 开关隔离不理想, 泄漏入接收机前端的发射脉冲信号有可能使接收机前端损坏或使接收机饱和, 因此须增加限幅器来

保护接收机前端。对 T/R 开关的要求指标是隔离度和容许的漏过功率电平,对限幅器的主要要求指标是限幅电平。此外,还要求它们的插入损耗尽量低,恢复时间尽量短,因为恢复时间的长短会影响到雷达的最小作用距离。

RF 低噪声放大器对回波 RF 信号进行放大,使接收机系统内部噪声的影响降至最小。根据需要,有的 RF 低噪声放大器包括 STC(Sensitivity Time Control)和 DAGC(Digital Automatic Gain Control)电路,以扩展接收机的动态范围。

RF 带通滤波器的作用是抑制带外干扰和抑制镜像频率通带干扰。RF 带通滤波器可放在低噪声放大器之前或之后。放在低噪声放大器之前,能抑制由天线外面进入的镜像频率通带噪声和干扰,但 RF 带通滤波器的插入损耗会使接收机的噪声系数变差。放在低噪声放大器之后,除抑制带外干扰外,还可对由天线外面进入的和低噪声放大器自身产生的镜像频率通带噪声有抑制作用,但要防止由天线外面进入的带外干扰过大而导致低噪声放大器饱和或损坏。究竟是放在低噪声放大器之前还是之后,要根据接收机的具体条件而定。

混频器将 RF 回波信号变换成中频回波信号,中频频率范围一般从 0.1 MHz 到 100 MHz,有时要经过两次以上的变频才能得到最后的中频信号。究竟要采用几次变频,以不产生严重的镜像频率和杂散频率干扰为准。

如果当 RF 回波信号在很大的频率范围内改变,并且在混频器之前加 RF 带通滤波器来抑制镜像频带内的干扰信号和噪声不起作用时,应采用镜像抑制混频器。镜像抑制混频器的镜像抑制度一般约为 20 dB。也可采用由开关和多个带通滤波器组成的带通滤波器组来完成预选和镜像抑制功能。

(2) 中频放大器

中频(Intermediate Frequency, IF)放大器是完成对回波信号放大的主要放大器,它将回波信号和噪声放大到 ADC 所要求的信号电平。IF 放大器中还包括了 STC 和 DAGC 电路,以扩展接收机的动态范围。IF 放大器中的匹配滤波器完成对回波信号的匹配滤波。在调频脉冲压缩雷达中,接收机中频通道采用声表面波(Surface Acoustic Wave, SAW)色散延迟线对回波信号进行匹配压缩来实现匹配滤波功能。IF 放大器中的 IF 限幅器一般放在中频通道的末级,其主要功能是使接收机末级和 ADC 在强信号条件下不饱和,因为一旦饱和,基带通道退出饱和的时间将拉长。在比相限幅的单脉冲接收机中,IF 相位检波器的输入端设有 IF 限幅器,使相位检波器的输出仅与中频回波信号的相位有关,而与幅度无关。

IF 放大器中的正交同步检波器的功能是,将 IF 回波信号与两路正交的同频

参考信号进行混频,输出两路幅度相等、相位正交的基带回波信号。

(3) 视频放大器

视频放大器的功能是对基带回波信号进行放大,使输出信号电平满足 ADC 的要求。视频放大器还包括输出驱动电路和对基带回波信号进行滤波的低通滤波器。

2) 频率合成器

现代雷达大多数为全相参雷达,利用频率合成器向雷达发射机的功率放大器提供有一定波形要求的低相位噪声、低杂散的激励信号;向接收机提供低相位噪声、低杂散的本振信号;向雷达定时器和信号处理器提供时钟信号,作为全雷达的时间基准。频率合成器作为一种相位锁定装置,是一种频率稳定度高的离散间隔型频率信号发生器。频率合成器含有一个最初的低相位噪声、低杂散的参考信号振荡器,利用频率合成技术产生全部所需的信号频率。频率合成的方法有:直接频率合成技术、锁相频率合成技术、直接数字频率合成技术和混合式频率合成技术。

直接频率合成技术利用分频器、倍频器和混频器,将参考信号变换到所有需要的信号频率,然后利用滤波器将分频器、倍频器和混频器产生的干扰频率抑制掉,它适合产生固定不变的信号频率。参考信号经倍频后会使得信噪比降低 $20\log_{10} N$, N 为倍频次数。另外,放大器、混频器等也会使输出信号的信噪比进一步降低,二者降低的数值(都以 dB 表示)相加。图 3.23 所示为一个低相位噪声、低杂散的晶体振荡器经 80 次倍频后的噪声频谱曲线,其中,曲线(a)和(b)是采用直接倍频得到的结果,曲线(c)是采用腔体稳频速调管振荡器得到的结果。

锁相频率合成技术大多数采用“变模”锁相环(Phase Locked Loop, PLL)频率合成技术,以实现在输出较高频率的同时,又能获得较小的输出频率间隔。锁相频率合成器具有低相位噪声、低杂散、易于集成、体积小、生产相对简单、成本低等特点。但其难以实现很小的输出频率间隔,频率转换时间较长,目前转换时间最快可达到 μs 级。

直接数字合成(Direct Digital Synthesize, DDS)技术是随着集成电路技术、计算机技术和数字处理技术的迅速发展而诞生的一种频率合成方法。直接数字频率合成具有很高的频率精度和相位分辨率,其频率精度可达到 μHz 级,相位精度可达到 μrad 级。DDS 的频率变化几乎没有捕获时间的限制,其频率的切换时间仅受器件工作频率的限制,最快可达 ns 级。另外,DDS 还具有输出频率范围较宽、器件体积小、功耗低等特点。由于在通常的 DDS 结构中,仅把相位累加器的某些

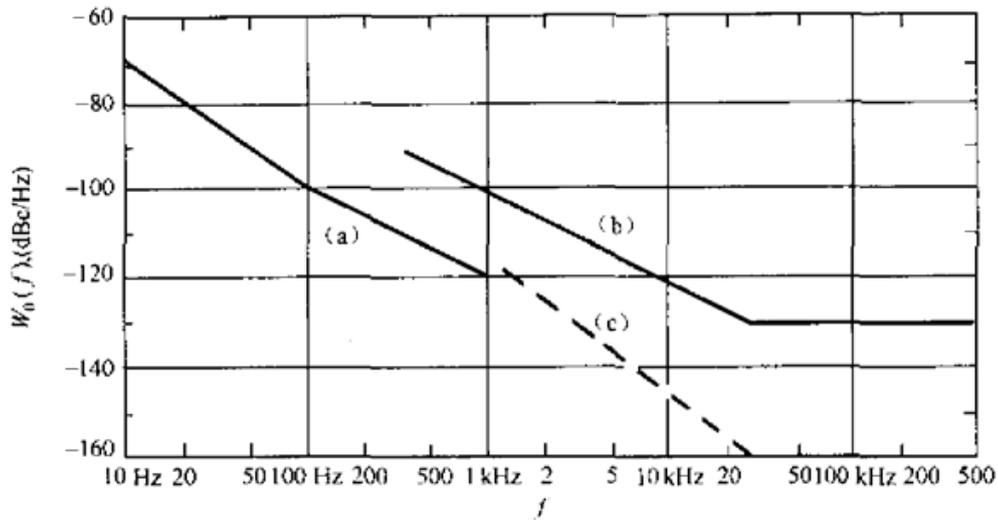


图 3.23 低相位噪声、低杂散的晶体振荡器经 80 次倍频后的噪声频谱曲线

高位部分截取出来送到正弦查询表中,这样会产生截断误差,从而使输出频谱的相位噪声分量增加。此外,数模转换器等电路的非线性因素也会使频率合成器的输出杂散相对较多,而且目前 DDS 的输出频率还不是很。在现代雷达接收机中,带有一定精度的多普勒频偏测试信号,多由 DDS 技术产生。

现代雷达的频率合成器,多采用混合式频率合成技术。这种频率合成技术将 PLL 和 DDS 两种技术结合起来,可以设计出高性能的频率合成器。

对频率合成器的检测主要有两项,一是 PLL 的频率锁定速度,二是每种频率的输出功率电平。

除了频率合成器的相位噪声频谱对多普勒雷达的性能会产生影响外,接收机本振信号的杂散对雷达接收机的灵敏度也有影响。本振信号的杂散对接收机噪声电平的影响主要表现为:本振信号的杂散经自混频落入中频信号带宽内,中频频带内的杂散可直接泄漏进入信号通带内,所以在接收机的设计中应仔细计算,对本振信号的杂散电平提出相应的要求。

3) 模数转换器

模数转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)在现代雷达接收机中已得到广泛的应用。在设计时主要考虑 ADC 的分辨率、动态范围、量化噪声、采样率和通道数等要求。

(1) 分辨率

ADC 的分辨率由它的位数决定,对于一个 N 位的 ADC,它具有的分辨率为 $V_{\max}/(2^N - 1)$,其中 V_{\max} 为输入 ADC 的最大电压值。

(2) 动态范围

假定 ADC 对 I/Q 两通道内的信号和噪声进行采样,那么 ADC 的动态范围 $D=6N-9-20\log_{10}(\sigma/\text{LSB})$,其中 N 是 ADC 包括符号位的位数, σ 是 I 通道或 Q 通道内的噪声,LSB(Least Significant Bit)是最小有效位的电压值。

(3) 量化噪声

ADC 会引入量化噪声,从统计平均意义上来说,量化噪声会限制系统的改善因子^[3]。改善因子可以表示为

$$I_{\text{QN}} = 20\log_{10}[(2^N - 1)\sqrt{0.75}] \quad (3.16)$$

(4) 采样率

数字信号处理器的采样率由所处理信号的带宽决定。按照 Nyquist 采样定理的要求,采样率至少应等于信号带宽的两倍。对于带通信号的采样率,可以采用欠采样的方法。在这种情况下,采样率为

$$f_s = \frac{f_1}{n + 1/4} \quad (3.17)$$

$$f_s \geq 2B$$

式中, f_1 是带通信号的中心频率, B 是信号占有的带宽, $n=1,2,\dots,k$ 。

近年来,直接中频采样技术获得了广泛的应用,它对增加系统的动态范围,改善信号处理的性能有很大的好处。在这种情况下,往往采用过采样,采样率 $f_s > 4B$ 。

(5) 通道数

典型的制导雷达接收机需要有 6 个通道,来完成对单脉冲和通道与差通道的 I/Q 正交信号的提取,因此要求 ADC 有 6 个通道。

4) 主要技术性能指标

表 3.9 所示为“响尾蛇”系统中指令制导单脉冲雷达的接收机技术性能指标。

5) 接收机系统的设计技术

(1) 接收机的稳定、可靠性设计要点

在采用单脉冲制导雷达的指令制导武器系统中,接收机要完成对跟踪目标的角误差信号提取和导弹偏离目标方向上的角偏差信息提取,因此保持接收机各通道之间的幅度、相位平衡和稳定是接收机设计要考虑的主要问题。为了使接收机能稳定、可靠地工作,常采用的技术措施有如下几种。

表 3.9 指令制导单脉冲雷达的接收机技术性能指标

项 目		目 标 通 道	导 弹 通 道
工作频率		Ku	Ku
噪声系数(dB)		10	10
中频带宽(MHz)		5	2
和通道与差通道之间的幅度平衡度(dB)		<1	<1
和通道与差通道之间的相位平衡度(°)		<20	<20
和通道与差通道之间的隔离比(dB)		>50	>50
角误差灵敏度(V/mrad)		1	1
S曲线的线性范围			大
接收机的动态范围(dB)		80	60
频率合成器	输出功率(mW)	>150	>150
	频率准确度	$f_0 \times 10^{-6}$	$f_0 \times 10^{-6}$
	相位噪声功率谱密度(dBc)	-90	-90
	A/D转换位数	12	12
	采样率(MHz)	20	20

合并俯仰、方位通道,使输出保持一致。该方法的特点是将单脉冲天线馈源的俯仰差波束和方位差波束的输出端接到同一个微波电子开关,通过开关的顺序接通将俯仰差通道和方位差通道合成一个通道,从而达到减少接收机通道的目的。由于俯仰角和方位角的偏差信号共用一个接收通道,这就保证了它们之间的一致性。最后,在视频接收机输出端,俯仰角和方位角的偏差信号可以通过电子开关分选开,再经过进一步的处理得到所需的目标和导弹的角偏差信息。这种方法的缺点是,和常规的三通道单脉冲处理相比,俯仰和方位角偏差信号输出的数据率是常规方法的一半。

另一种方法是对和通道的信号进行 $0/\pi$ 相位调制,以消除零点漂移。该方法在单脉冲接收机的和通道中加入一个 $0/\pi$ 相位调制器,通过顺序对和通道的回波脉冲进行 $0/\pi$ 相位调制,可以改变由于和、差通道之间的幅度、相位不平衡所产生的零点漂移的极性,然后只要对 $0/\pi$ 两次输出的角偏差数据进行平均就可以消除零点漂移的影响。同样地,为了保持 S 曲线的输出特性不会变化,在视频接收机输出端,利用和 $0/\pi$ 相位调制同步的极性选择电子开关,将信号的极性恢复到未进行 $0/\pi$ 调相的状态。这种方法的缺点是,和常规的三通道单脉冲处理相比,俯仰和方位角偏差信号输出的数据率是常规方法的一半。

采用“领示脉冲”测试方法来校正 S 曲线的零点和斜率,是保证接收机稳定工

作的又一项措施。“领示脉冲”测试方法是在射频接收机的输入端,通过定向耦合器注入测试脉冲,由于测试脉冲的位置是处于雷达回波的休止期间,因此能对接收机的性能进行实时监测。基于这一优点,该方法在制导雷达中得到了广泛的应用。在单脉冲雷达接收机中,“领示脉冲”测试包括对和、差通道的检验,一般情况下仅对S曲线的三个特征点进行测量。特征点之一选在S曲线的零点,对应于差通道输入脉冲幅度为0的状态,其余的特征点可选取S曲线上线性区内的其他值,例如对应于角度偏离为 $\pm 1/3$ 波束宽度时的电压值。在这种情况下,输入差通道的“领示脉冲”的幅度要按给定的S曲线的特性来设置。根据“领示脉冲”的测试结果和系统的要求,可以通过计算机对S曲线的特性进行实时补偿,使接收机的性能满足要求。

为了保证接收机稳定、可靠地工作,还应选用性能稳定、一致性好的器件,尽量不用有源器件,这也是接收机设计首先要考虑的问题。不仅要选用幅度和相位一致性好的元器件,而且当温度变化时,也应保证幅度和相位的一致性。因为铁氧体器件的相位特性随温度的变化比较大,所以选用铁氧体器件时应特别小心,尽量不用或少用,即使选用也应保证随温度的变化,彼此之间幅度和相位的变化要同步,以保证一致性。尽量采用集成化和模块化设计,减少互连插件和电缆,工艺装配应保证一致性。在多路接收机的设计中,应当根据性能价格比和技术可行性,对幅度和相位的一致性提出合理的要求。例如,对一般高频接收机(从接收机输入端至中频输入端),相对带宽 $\Delta f/f_0 \leq 5\%$,幅度不一致性在 ± 1 dB以内,相位不一致性在 $\pm 20^\circ$ 以内。此外,还要求各路接收机之间应有一定的隔离度,一般不低于50 dB。为了提高各路接收机之间的隔离度,各路接收机应有各自的屏蔽壳体,同时为了防止电磁波泄漏,壳体应采用微波吸收橡胶密封。特别是接收机的高频部分,应注意降低相互之间的空间耦合;凡各路接收机共同需要的信号,如本振信号和测试信号,应加强信号之间的相互隔离;本振信号和测试信号要经功率分配器进入各路接收机,如果一般功率分配器的隔离度不够(约20 dB),应再外加铁氧体隔离器或固定衰减器,以增加隔离度。当模块化设计时,应尽量减少使用连接插头座和连接电缆,连接电缆要采用屏蔽性高的半刚性电缆。接收机各部分的电源应加二次稳压电路,这种电路对低频(≤ 120 Hz)的杂散抑制制度可达60 dB。

(2) 接收机的STC和AGC

目标指示雷达检测的回波幅度变化很大,常常会大到超过任何固定增益接收机的动态范围。不同的雷达截面积、不同的气候条件和不同的距离所引起的回波

强度都不同,而距离对雷达回波强度的影响又超过了其他因素。雷达接收机接收到的目标回波信号的功率与距离的四次方成反比,而采用灵敏度时间控制(STC)电路,可以使回波信号的强度与距离无关。目标指示雷达常常采用在俯仰方向上为余割平方分布的天线方向性图,此时回波信号功率与距离无关,而与高度的四次方成反比,这对 STC 的应用具有局限性。如果在俯仰方向上有多波束,每个波束对应一路接收机,每个接收机有自己独立的 STC 电路,则可以解决这个问题。例如,有的目标指示雷达有高覆盖和低覆盖两个波束,两路接收机都有各自的 STC 电路,但 STC 的控制时间长短是不一样的,下波束接收机的 STC 时间长。

在幅度比较单脉冲雷达的多路接收机中采用 STC 电路,各路 STC 电路的相位不一致性会降低雷达的测角精度。STC 电路有模拟 STC 和数字 STC 两种,老式雷达接收机都采用模拟 STC 电路,现代雷达大多数采用数字 STC 电路。后者由数字指令控制数控衰减器,或将数字指令由 DAC 变成模拟电压或电流控制连续可变衰减器,从而实现 STC 控制。在单脉冲雷达多路接收机中,采用数字 STC 电路的最大优点是,容易利用测试脉冲信号对每一指令的幅度和相位进行校准,以提高测角精度。

当采用数字化 STC 时,如果数字 STC 电路由一种状态变化到另一种状态,衰减量会发生跳变。在跳变过程中有一个冲击,它将产生一个宽带的干扰信号,而这个干扰信号可能落到回波信号的频带内,形成干扰。这对高灵敏度的接收机是不允许的,因此幅度比较单脉冲接收机应采用模拟 STC 电路。在编码波形脉冲压缩雷达中采用数字 STC 技术,可能使压缩脉冲的时间旁瓣增加,所以若要采用数字 STC,其步长不能大。需要指出的是,STC 只能消除回波信号中的距离因子,对不同的干扰杂波的强度是无效的。但是在分布干扰(如雨、海杂波、箔片等)占优势的情况下,自动增益控制(AGC)对雷达背景干扰信号具有辅助调整作用,有利于信号处理,对保持恒虚警率(CFAR)也是有好处的。在现代雷达中,对背景干扰取平均值后,由数字信号处理器输出指令信号,控制接收机中的数控衰减器在数字信号处理中完成 AGC 功能。在脉冲多普勒雷达中,由于采用了 AGC 技术,在一次 FFT 中,接收机增益的不同可能会降低脉冲多普勒滤波器对噪声的抑制力。

由山脉、高大建筑物等产生的回波信号往往是很强的,可能引起接收机的饱和,使目标回波信号被淹没掉,这可以通过干扰图 AGC 来改善。但山脉的回波在脉冲雷达的重复周期中和天线的扫描范围中,往往只占很小一部分,所以只能在这一部分利用 AGC,使山脉的回波低于接收机的饱和电平,并留有 6~10 dB 的裕

量。一旦雷达经过多个周期和多次天线扫描,测得各处干扰信号的幅度平均值,并形成干扰图后,即可采用瞬时 AGC 技术,对接收机的增益进行瞬时自动控制。但是,干扰图 AGC 无法对付强有源脉冲干扰。

AGC 技术还被广泛应用在 ADC 中,用以保持所希望的接收机噪声电平。在 ADC 中,若输入噪声的电平(均方根电压)太小(相对于最低有效位),则会引起灵敏度损失;若太高则会引起动态范围损失。因此,对噪声的取样也得在足够长的时间内进行,以便得到平均值。由此可见,在接收机设计时,首先要确定接收机自身的内部噪声,和在 ADC 的输入端电平占多少位 LSB,再借助 AGC 技术,控制 ADC 的输入噪声电平。

跟踪制导雷达和目标指示雷达相比,目标回波幅度的变化主要是由距离因子和目标本身产生的幅度起伏引起的。在跟踪制导雷达中,也可采用 STC 和 AGC 技术保持和通道回波信号在距离或角误差识别处理器中电平不变。但在跟踪制导雷达接收机中,采用 AGC 只能是隔周期控制,即根据前一周期的回波信号电平,控制下一周期的接收机增益。

雷达接收机距离通道的末级中频放大器,可采用对数中频放大器以提高动态范围。对数中频放大器的动态范围可达 80 dB,采用对数中频放大器提高动态范围比采用 STC 和 AGC 技术更能有效地抑制有源干扰,而且无时间滞后问题。有的雷达接收机还利用距离通道对数中频放大器加线性中频脉冲幅度检波器,来直接控制和、差通道中的 AGC 电路。

(3) 接收机灵敏度和总增益的计算方法

接收机的灵敏度是输出的噪声功率电平与接收机的总增益之比,其计算方法为

$$P_{\min} = N_F k T_0 B_n$$

式中, N_F 为接收机噪声系数, k 为玻耳兹曼常数, T_0 为工作温度, $T_0 = 290 \text{ K}$, B_n 为匹配滤波器的噪声带宽。

匹配滤波器的带宽 B_n 和通常的 3 dB 噪声带宽是有差别的,如果匹配滤波器为高斯滤波器,则 3 dB 噪声带宽与匹配滤波器的带宽 B_n 之比为 1.065。另外,若定义整个接收机系统的灵敏度,还应考虑第二次滤波和积分器的作用,例如,对于脉冲多普勒雷达,在 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 运算之后进行 N 次相参累积,再进行 M 点 FFT 运算,如果不考虑积累损耗,则接收机灵敏度又提高了 $10 \log_{10}(NM)$ (dB)。

决定接收机增益的因素包括接收机产生的热噪声、ADC 的 LSB,以及在匹配

滤波器带宽内 ADC 输入端噪声电压均方根电平对应的 ADC 的位数。假设接收机基带通道的负载电阻为 $50\ \Omega$, 并且均方根电平 $rms = M \times LSB$, 则接收机最大增益表示为

$$G_{\max} = \frac{(M \times LSB)^2 / 50}{N_F k T_0 B_n}$$

4. 信号处理系统

1) 制导雷达信号处理器功能组成及特点

传统的雷达信号处理包括前处理和后处理两大部分。前处理负责完成运动目标显示(Moving Target Indicator, MTI)、运动目标检测(Moving Target Detector, MTD)和脉冲多普勒处理(Pulse Doppler, PD)等任务;后处理包括恒虚警率检测(Constant False Alarm Rate, CFAR)、杂波图等内容。现代防空导弹武器系统的跟踪制导雷达的信号处理器,其工作内容已远超过以上范围,它的主要任务是完成对目标通道的多普勒处理、MTI、MTD、CFAR 和运动目标跟踪(Moving Target Tracking, MTT),以及非多普勒状态下的积累和信号检测。信号处理器还要在中心控制计算机发出的指令控制下,实施对雷达工作状态全过程的控制,包括对目标及导弹的截获、重调、锁定、初跟踪、跟踪,对导弹应答回波信号的处理,以及测量导弹相对于目标的角坐标位置等任务。信号处理器还要负责对目标和导弹接收机的自动增益控制,实现各种误差补偿的功能,例如,对由于平台运动产生的多普勒频率的补偿、对单脉冲天线的归一化差斜率频率特性的补偿、对接收机和、差通道幅度-相位不平衡的补偿等。另外,为了保证雷达良好的抗干扰性能,信号处理器还承担了有关雷达抗干扰所需的状态控制和管理任务,如干扰分析和采取干扰最小的发射频率或采取频率捷变等。所以,跟踪制导雷达的信号处理器所承担的任务已经和常规雷达的信号处理器在内容上有很大的不同,在设计中应充分考虑这一点。图 3.24 所示为一种跟踪制导雷达信号处理器的基本结构。

2) 技术性能要求

对制导雷达信号处理器的基本要求可归结为:功能性要求,抗干扰性能要求,时序控制基准信号要求。

(1) 功能性要求和跟踪制导雷达的任务分配有关,例如,处理单脉冲角误差信息、校正 S 曲线、补偿系统误差、跟踪目标和导弹的距离、输出目标与导弹的相对角偏差等。

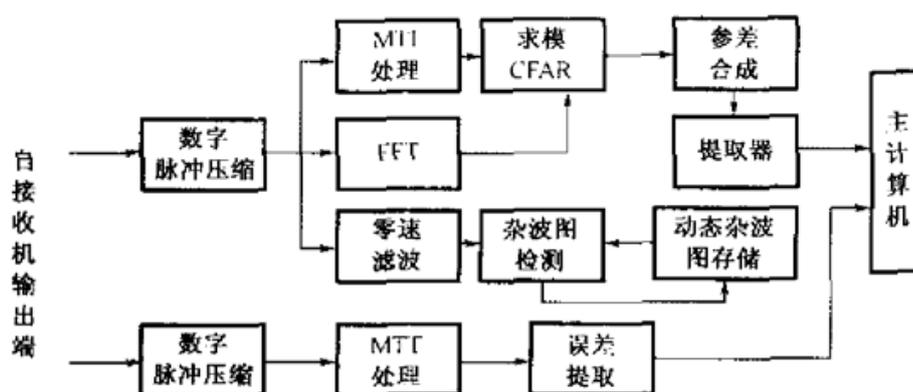


图 3.24 跟踪制导雷达信号处理器的基本结构

(2) 抗干扰性能的要求和传统信号处理器的设计类似,包括对 DMTI(Digital Moving Target Indicator)处理和多普勒滤波处理的要求,例如,系统改善因子的指标、干扰信号的分析、发射波形的选择控制、频率捷变的方式等。

(3) 信号处理器要产生雷达所需的时间同步基准信号,以便根据雷达作战程序的运行要求实现对各分系统的状态控制,例如,完成对接收机数控衰减器的控制、对频率合成器的控制等。

3) 信号处理器的设计要点

目前,信号处理器多采用并行体系结构的信号处理芯片,其中主要有美国 TI 公司(Texas Instruments Inc)的 TMS320C8x 和 TMS320C6x,及美国 ADI 公司(Analog Devices Inc)的 ADSP-2106x 等芯片。

TMS320C8x 是一个紧耦合多指令多数据流(Multiple Instruction Multiple Data, MIMD)的单片多处理器系统。在每一片 TMS320C8x 内,有一个浮点 RISC(精简指令集)类型的主处理器和 4 个定点并行 DSP 处理器,每个 DSP 处理器都配有 10 KB 片内存储器,该系统的运行速度等效于每秒进行 20 亿次 RISC 类型的操作。该系统的显著特点是采用交叉开关(Cross-Bar)取代传统的总线互连。在传统的总线互连系统中,各 DSP 之间需要进行总线申请,由总线仲裁结构分配总线。对于单一总线系统,如果某一 DSP 占用了总线,则其他 DSP 需要等到当前 DSP 释放总线后才能获得总线的使用权,因此限制了总线传输数据的速度。交叉开关则在同一时间内将不同的 DSP 与不同的任一存储器连通,从而大大提高了数据传输的速度,使多处理器并行处理中影响数据传输的瓶颈问题得到解决。

TMS320C6x 采用片内并行的超长指令字(Very Large Instruction Word, VLIW)体系结构。在 VLIW 处理器中,多个功能单元是并发工作的,所有的功能

单元共享使用通用大型寄存器文件。由功能单元同时执行的各个操作靠 VLIW 的长指令来同步,系统把长指令中不同字段的操作码分送给不同的功能单元。通常,用短指令字(C6000 是 32 位)编写的程序必须压缩在一起才能形成 VLIW 指令,这种代码压缩是由编译器完成的,编译器可以利用精心设计过的启发式方法或运行时统计方法来预测转移结果。在 TMS320C62x 中,8 个功能单元共享使用 32 个 32 位的通用寄存器文件。目前性能最高的该系列芯片是 2001 年发布的 C64XX 芯片,其主频为 600 MHz,平均性能比 C62XX 提高了 10 倍,它的最大处理能力可达 4800 MIPS。

作为一个例子,下面介绍一种跟踪制导雷达中采用的信号处理器方案,如图 3.25 所示。该系统采用 TMS320C25 专用信号处理芯片构成 6 个处理器,通过流水线方式完成雷达系统要求的任务。

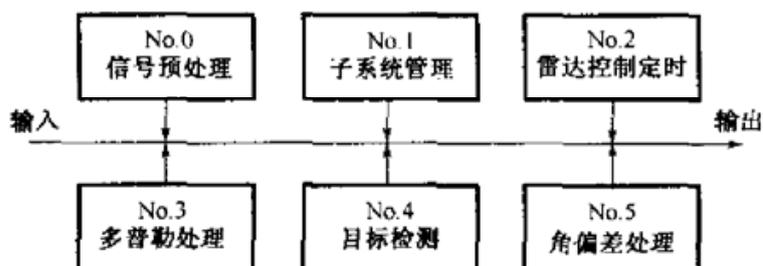


图 3.25 采用并行多处理器结构的信号处理器方案

各处理器承担的任务如下:

- No. 0 机完成信号预处理;
- No. 1 机完成对雷达状态的逻辑分析,负责目标和导弹的截获与跟踪;
- No. 2 机完成对雷达工作状态的控制,如 AGC 控制和频率捷变控制,并产生雷达所需的定时信号;
- No. 3 机完成回波脉冲码相干或非相干处理和噪声电平测量;
- No. 4 机完成 CFAR 处理、距离偏差测量和信噪比计算;
- No. 5 机完成干扰分析、角偏差测量和误差校正。

多处理器统一在 No. 1 机的控制下协同工作。该系统的运算速度达到每秒约 2000 万次的水平。系统的全部软件固化在 EPROM 中,保证了系统工作的稳定可靠。

5. 伺服控制系统

1) 伺服系统的组成

按所用驱动装置的不同,伺服系统分为液压系统和机电系统;按控制信号类型的不同,伺服系统分为模拟系统和数字系统。所谓数字伺服系统也是混合系统,纯数字伺服系统只有一些由较小功率驱动的系统。目前雷达伺服系统大都是数字控制的机电伺服系统。从元器件功能方面考虑,雷达伺服系统的组成框图如图 3.26 所示。

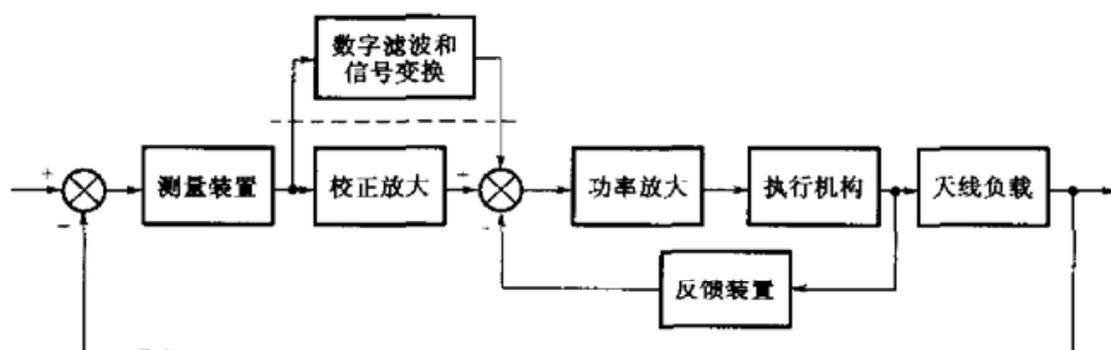


图 3.26 雷达伺服系统的组成框图

图 3.26 中主要包括以下部分。

(1) 测量装置

测量装置主要包括接收机和信号处理两部分,它测量目标偏离天线视线的误差信号 $\Delta\theta$,并形成误差曲线(即 S 曲线)。该误差经系统的校正放大,驱动天线形成闭环反馈伺服系统。S 曲线的主要要求有:① 输出斜率 K_R ,在现代雷达信号处理过程中,都将它归一化为实际空间角偏差;② 信号的噪声电平,噪声可以通过滤波减少,但滤波不能引入过大的时间滞后;③ 零点漂移,这一要求影响到实际跟踪精度;④ 不灵敏区,即死区,它的加大会影响静态跟踪效果,形成低速振荡。

(2) 轴角编码器

轴角编码器是雷达系统中测量角位移的主要元件,它的输出代表了天线的指向。

(3) 校正放大、数字滤波信号变换装置

为了达到所需的技术性能,系统必须设计校正装置。在模拟系统中,多采用有源校正放大;而在数字控制系统中,则是通过数字滤波(算法)和信号变换来完成的。校正放大、数字滤波和信号变换装置由运算放大器、数字校正滤波和控制机、

信号变换装置、DAC 和 ADC 组成。在模拟系统中,多采用设有正、反相输入的理想运算放大器,如图 3.27 所示。

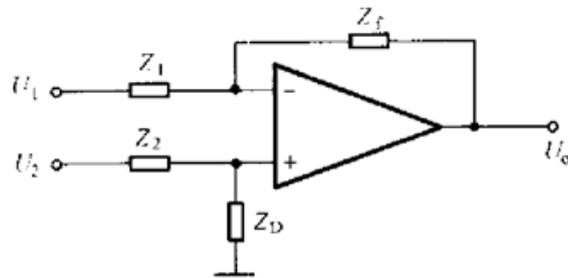


图 3.27 理想运算放大器

运用线性叠加原理可以得到输出电压与输入电压的关系为

$$U_o = -\frac{Z_f}{Z_1}U_1 + \frac{Z_b}{Z_2 + Z_b} \cdot \frac{Z_1 + Z_f}{Z_1}U_2 \quad (3.18)$$

式中, U_1 和 U_2 分别是运算放大器的输入电压, U_o 是运算放大器的输出电压, Z_1 和 Z_2 是运算放大器输入端的接入阻抗, Z_f 是反馈阻抗, Z_b 是运算放大器输入端的接地阻抗。

若 $U_2 = 0$, 则

$$U_o = -\frac{Z_f}{Z_1}U_1 \quad (3.19)$$

这是最常用的一个公式。一般地,如果 $Z_f = 1/(sC)$ 为电容, $Z_1 = R$ 为电阻,则

$$U_o = \frac{1}{RCs}U_1$$

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{1}{RCs} = \frac{1}{Ts} \quad (T = RC)$$

式中, s 是 Laplace 算符。这是积分环节传递函数,取不同的复数阻抗便可得到不同的传递函数。

现代化雷达大都采用计算机控制,伺服系统数字化是必然的趋势。系统中的数字校正滤波只是一种算法,是计算机的软件,计算结果再经过 DAC 转换输出。信号变换装置是数字控制伺服系统的接口,控制对象的状态(包括位置、速度、加速度等)都要进入计算机。如果这些状态变量是模拟量,则它们必须经过 ADC 转换为数字量输入,计算机的控制信号又要经过 DAC 转换为模拟量去控制对象的运动。所以,系统的变换装置除了前面所述的轴角编码器外,主要是指 ADC 和 DAC,其他如相敏检波器、乘法器、频率-电压转换器等,也是常用的器件。

目前,DAC有多种型号和不同功能可供选择,伺服系统必须考虑到转换速度、精度、极性、温度稳定性和计算机兼容等问题。在伺服系统中,DAC往往用在位置回路中,例如,数字校正采用PID(比例-积分-微分)校正电路,它的输出是速度回路的输入。DAC的输出要和系统的最大速度相对应,例如,对采用 n 位DAC的系统,若最大角速度为 ω_n ,则系统的最小量化角速度为 $\omega_n/2^n$ 。也就是说,DAC的位数要表示系统的最高速度和最低速度的调速范围。在伺服系统中,ADC多用于自动检测,监测某些模拟状态量,这些量可用多路开关控制,顺序输入ADC,转换后的数字量送入计算机进行判断和处理。

(4) 功率放大器

功率放大器件在20世纪80至90年代得到很大的发展。从旋转式放大器发展到静止式放大器,静止式放大器又从可控硅整流器(Silicon Controlled Rectifier, SCR)发展到脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)式放大器,PWM器件又从双极达林顿巨型晶体管(GTR)模块发展到绝缘栅双极型晶体管(IGBT)和智能功率模块(IPM)。

(5) 泵升电压限制

在PWM机电伺服系统中,当电动机减速时,它由于惯性转为发电机状态而向直流电源回馈能量,使电源电压升高,这种现象称为“泵升电压”。由于系统为直流电源,不能将能量回送到电网,而且泵升电压可升至很高使元器件损坏,所以必须对该电压加以限制。

(6) 执行元件

执行元件有电动机和液压两类,雷达伺服系统多以电动机为主。电动机按输出电流的特性分为直流电动机和交流电动机;按其结构组成又可分为有刷和无刷、高速和力矩、大惯量和小惯量等。高速电动机由于其机械特性较好、易于控制等优点,在伺服系统中得到了最广泛最长久的应用。

高速直流电动机的机械特性如图3.28所示。图中, $\tan\alpha = \Delta n/M_1$ 为电动机机械特性的硬度,反映了负载力矩 M 的变化引起转速 n 变化的大小。选用高速电动机的基本原则是,根据负载最大速度、最大加速度、负载惯量、系统的精度等选取电动机的最高速度、力矩、过载能力、再转换功率,同时还要考虑到所带测速发电机的斜率和输出幅值,以及有无制动器等条件。对于负载惯量较小而所需速度较高的情况,可选用无槽电动机和印刷电动机;而无刷电动机由于无刷而没有换向火花干扰等优点,故在优选系列中。

力矩电动机是一种低速电动机。电动机转子一般和负载直接连接,不使用减速器。这样提高了系统的刚度,避免了机械谐振和齿隙对系统的不利影响,在精度要求较高、中小功率的伺服系统较多采用。力矩电动机可以堵转,它的外特性如图 3.29 所示。图中, M_{dz} 为堵转力矩, M_L 为连续堵转力矩。选用时,根据负载转速 n_0 作水平线交特性线于 A 点,然后检查力矩 M_A 是否大于负载力矩 M_d ,若 $M_A < M_d$ 则须重新选取电动机。

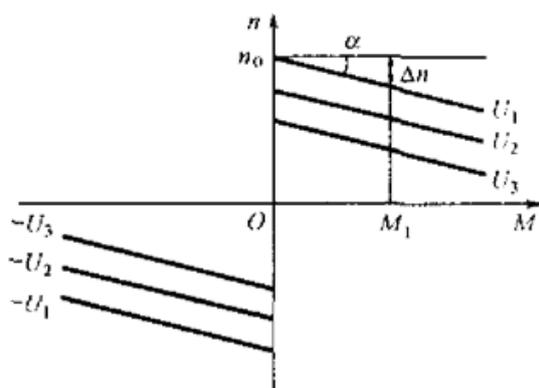


图 3.28 高速直流电动机的机械特性

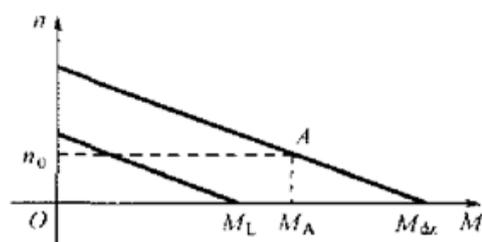


图 3.29 力矩电动机机械特性

近年来,交流驱动伺服系统得到了应用,目前所说的交流伺服电动机实为无刷直流电动机。它采用了电子换向器,可靠性大为提高,而且无电火花干扰;它的转子采用稀土磁钢,从而使电动机体积减小。它的电动机特性类似直流电动机,所以直流系统的分析设计技术可以照常使用。

在对伺服系统进行设计综合时,执行电动机的选取基本确定了伺服系统的工作方式,因此必须结合技术指标、工作环境、可靠性和价格等因素进行综合考虑。伺服系统总的发展趋势是交流驱动、集成模块化控制、力矩电动机直接驱动和数字化。

2) 伺服系统的特性和技术要求

雷达伺服系统除了要能按一定的精度要求跟踪目标,并获取目标的角速度、角加速度、角加加速度外,还要满足针对其快速调转特性和在各种工作状态下的可控性提出的要求。

(1) 从常见的目标运动轨迹(见图 3.30)进行分析,可以获得更清楚的概念,从而提出对雷达伺服系统的合理要求。

图 3.30 中, H 是目标高度, V 是速度, R 是距离, P 是航路捷径, β 是方位角, ε 是俯仰角。假设目标由 A 点飞向 B 点,则在方位角(β)平面内有

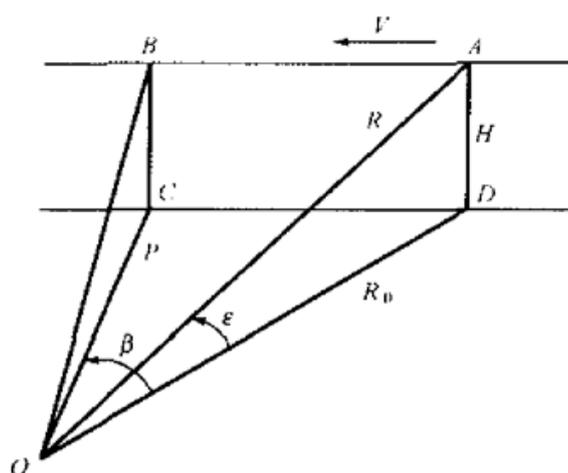


图 3.30 目标等速直线飞行的航迹图

$$\tan\beta = \frac{CD}{P} = \frac{Vt}{P} = at$$

所以
$$\beta = \arctan\left(\frac{Vt}{P}\right) = \arctan(at) \quad (3.20)$$

式中, $a=V/P$ 为目标速度和航路捷径之比。

对式(3.20)进行多次微分,可以得到目标的方位角速度 ω_β 、方位角加速度 $\dot{\omega}_\beta$ 和方位角加加速度 $\ddot{\omega}_\beta$, 分别为

$$\omega_\beta = \frac{d\beta}{dt} = a \cos^2\beta \quad (3.21)$$

$$\dot{\omega}_\beta = \frac{d^2\beta}{dt^2} = -a^2 \sin(2\beta) \cos^2\beta \quad (3.22)$$

$$\ddot{\omega}_\beta = \frac{d^3\beta}{dt^3} = -2a^3 \cos^4\beta (4\sin^2\beta - 1) \quad (3.23)$$

同样地,在俯仰角(ϵ)平面内可得

$$\tan\epsilon = \frac{H}{P} \cos\beta$$

$$\epsilon = \arctan\left(\frac{H}{P} \cos\beta\right) \quad (3.24)$$

令 $b=H/P$, 又有 $a=V/P$, 则对式(3.24)进行多次微分,可以得到目标的俯仰角速度 ω_ϵ 、俯仰角加速度 $\dot{\omega}_\epsilon$ 和俯仰角加加速度 $\ddot{\omega}_\epsilon$, 它们分别为

$$\omega_\epsilon = \frac{d\epsilon}{dt} = ab \frac{\cos^2\beta \sin\beta}{1 + b^2 \cos^2\beta} \quad (3.25)$$

$$\dot{\omega}_\epsilon = \frac{d^2\epsilon}{dt^2} = a^2 b \cos^3\beta \times \frac{2 - 3\cos^2\beta - b^2 \cos^4\beta}{(1 + b^2 \cos^2\beta)^2} \quad (3.26)$$

$$\ddot{\omega}_e = \frac{d^3 \epsilon}{dt^3} = a^3 b \cos^4 \beta \sin \beta \times \frac{6 - 15 \cos^2 \beta - b^2 \cos^2 \beta (2 + 10 \cos^2 \beta + 3b^2 \cos^4 \beta)}{(1 + b^2 \cos^2 \beta)^4} \quad (3.27)$$

假设 $P=1000 \text{ m}$, $V=700 \text{ m/s}$, $H=1000 \text{ m}$, 根据式(3.21)~式(3.27)可以做出目标在方位和俯仰方向上的角速度、角加速度、角加加速度和方位角 β 的关系, 如图 3.31 所示。在图 3.31(a) 中, 方位角加速度的最大值在 $\beta \approx 47^\circ$ 的地方, 将此值代入式(3.23)可得出方位角加加速度为 0.6496 rad/s^3 。

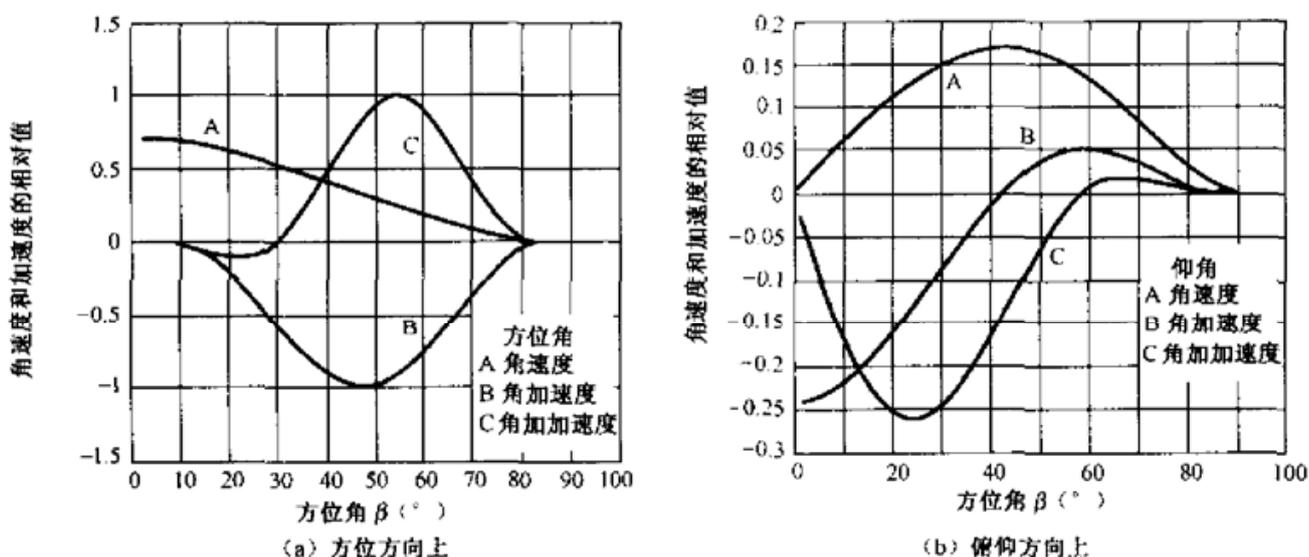


图 3.31 目标的角速度、角加速度、角加加速度和方位角 β 的关系

(2) 如果雷达安装在载体上, 载体的运动也需要伺服系统提供速度、加速度来稳定天线在空间的位置。

例如舰载雷达, 假设船摇摆的模型 $\alpha(t)$ 为正弦方式, 即

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= A \sin(\omega t) \\ \omega &= 2\pi T \end{aligned} \quad (3.28)$$

式中, A 为船摇摆的幅度值, T 为船摇摆周期。

于是, 船摇摆的速度为

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} &= \frac{d\alpha}{dt} = A\omega \cos(\omega t) = \dot{A}_m \sin(\omega t) \\ \dot{A}_m &= A\omega \end{aligned} \quad (3.29)$$

船摇摆的加速度为

$$\frac{d\dot{\alpha}}{dt} = \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = -A\omega^2 \sin(\omega t) = \ddot{A}_m \cos(\omega t) \quad (3.30)$$

$$\ddot{A}_m = -A\omega^2$$

为了稳定天线在空间的位置,抑制船摇摆的干扰,舰载制导雷达的伺服系统还设置了速率陀螺稳定回路,并对此回路提出连续速度隔离度的要求。隔离度是在某一船摇摆频率下提出的,隔离度定义为

$$I = 20 \log_{10} [1 + W_G(s)]_{s=j\omega_0}$$

式中, $W_G(s)$ 为陀螺回路的开环传递函数, $\omega_0 = 2\pi T_0$, T_0 为船摇摆的周期。

(3) 制导雷达系统还要求天线有快速调转能力,如 90° 或 180° 调转时间不大于几秒。调转过程曲线如图 3.32 所示。图中,调转时间 $t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$, 其中, t_1 表示加速, t_2 表示等速, t_3 表示减速, t_4 表示进入线性区。

为了缩短调转时间,系统必须有足够的速度和加(减)速能力。控制方式应采用时间最优的 Bang-Bang 控制和线性控制相结合的双模控制法。

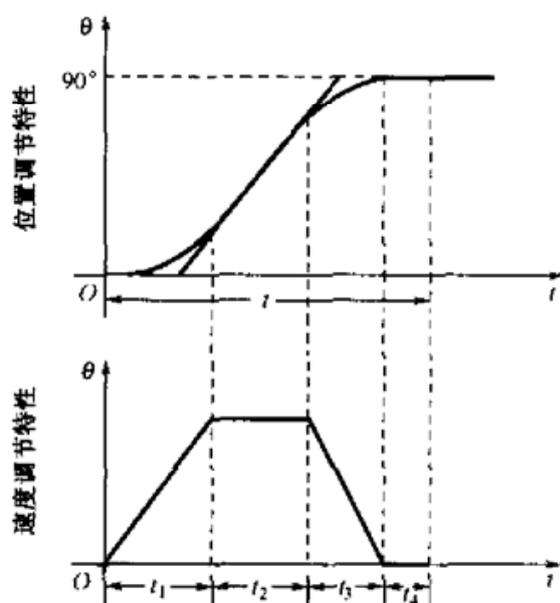


图 3.32 天线的调转过程曲线

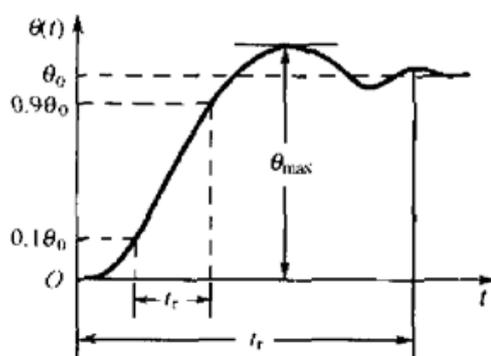


图 3.33 位置过渡过程曲线

(4) 为了跟踪的平稳性,对雷达位置回路在线性范围内的过渡过程通常都提出了如下要求。位置过渡过程曲线如图 3.33 所示。

t_r 是系统上升时间(或第一次协调时间),它取决于系统的截止频率 ω 。 t_s 是过渡过程时间,它是满足 $|\theta(t) - \theta_0(\infty)| \leq \Delta\theta$ 时的最短时间,其中, θ_0 是控制达到平衡点时的位置, $\Delta\theta$ 是给定调整到位的公差值,一般取 $\Delta\theta = \theta_0(\infty) \times 5\%$ 。“超调量”定义为 $\sigma\% = \frac{\theta_{\max} - \theta_0}{\theta_0} \times 100\%$,它一般不大于 30% ,取决于系统稳定裕度

$r(\omega_c)$ 。振荡次数 n 定义为 $\theta(t)$ 跨越稳态 $\theta_0(\infty)$ 值的次数, 一般取为 3 次, 在 II 型雷达伺服系统中大多为 1 次, 否则跟踪的平稳性较差, 随机误差加大。

(5) 制导雷达系统还需要考虑工作状态的可控性。制导雷达的工作状态分为本机状态和遥控状态。在本机工作状态下, 可对伺服系统进行人工或自动测试, 测试对象包括印刷插板和多个回路。当位置回路闭合时, 本机工作状态可以有手控的模拟方式或计算机控制的数字方式。在作战状态下, 伺服系统处于遥控状态, 它要根据目标指示雷达的指示完成雷达的大角度快速调转和搜索目标, 发现目标后进行粗跟踪, 然后再进行精跟踪。

在雷达工作状态的转换中, 伺服系统也要完成与之相适应的变换, 例如, 目标参数坐标系的变换、系统回路控制方式的变换、系统校正网络(通带)的变换等。雷达工作时还需要设置机械和电气安全保护装置, 尤其是对天线俯仰工作角度上下限的设置。

综上所述, 典型的舰载制导雷达伺服系统的技术要求如表 3.10 所示。

表 3.10 舰载制导雷达伺服系统的技术要求

项 目		技 术 要 求
工作范围	方位($^{\circ}$)	360
	仰角($^{\circ}$)	-5~87
最大角速度 (rad/s)		10
最大角加速度 (rad/s ²)		5
调转时间 (s)		≤ 1.5
跟踪误差	静态 (mrad)	≤ 0.2 (均方根值)
	动态 (mrad)	$\leq \ddot{\omega}_a / 10$
船摇摆隔离度 (dB)		≥ 60
系统的固有频率 (Hz)		≥ 30

6. 测距系统

测距系统的主要功能是完成对目标和导弹的跟踪测量, 输出目标和导弹的距离信息给制导系统, 为实施拦截和计算控制指令提供支持。测距系统的另一个任务是产生制导雷达所需的同步信号。根据防空导弹武器系统的要求, 制导雷达对测距系统的主要技术指标包括最大跟踪距离、最大跟踪速度、加速度、系统响应时间等。表 3.11 所示为“响尾蛇”系统制导雷达对测距系统的要求。

制导雷达的同步信号是保证雷达按规定的时间顺序工作的重要条件之一。雷

达的同步信号包括:雷达发射机所需的同步脉冲、目标/导弹本振的频率选择开关信号、目标/导弹的时序开关信号,接收机所需的测试脉冲、遥控指令发射机的同步脉冲、接收机的调零脉冲等。

表 3.11 “响尾蛇”系统制导雷达对测距系统的要求

项 目	目 标 通 道	导 弹 通 道
跟踪距离(m)	50~20000	50~20000
最大速度(m/s)	450	-
最大加速度	-	33g
记忆跟踪状态下4秒内的零点漂移(m)	<150	-
跟踪回路的响应时间(s)	<1	--
跟踪误差(m)	<10	-
距离波门运动的加速度	-	(23~33)g
距离波门的调整时间(由50~18000m)(ms)	<475	-

注:表中的 g 表示重力加速度, $g=9.8\text{ m/s}^2$

参考文献

- 1 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. 26
- 2 张志英等. 制导雷达系统工程. 北京:航天工业出版社, 1995
- 3 Schell J. Coherent Radar Design Challenge and Performance. Radar2000 International Radar Conference
- 4 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. 26
- 5 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. 248
- 6 Barton D K. Radar System Analysis. Prentice-Hall, 1964. 308
- 7 Barton D K. Radar System Analysis. Prentice-Hall, 1964. 441
- 8 陈定昌, 王连成等. 防空导弹武器系统软件工程. 北京:宇航出版社, 1994

第4章

中远程防空导弹武器系统 中的跟踪制导雷达

4.1 概述

多功能相控阵雷达能在大空域范围内完成多种任务,例如搜索多个目标、跟踪和制导多枚导弹对多个目标进行拦截等。多功能相控阵雷达在防空导弹武器系统中的应用标志着防空导弹武器系统发展到一个新阶段,它加强了武器系统对付多个目标和多种威胁的能力。在美国研制的“爱国者”系统、“宙斯盾”系统和俄罗斯研制的 C-300 HIMY 系统中,跟踪制导雷达均采用了多功能相控阵雷达。这些防空导弹武器系统能在复杂的电磁环境下工作,是目前世界上最先进的防空导弹武器系统。多功能相控阵雷达具有波束控制灵活、能进行多目标跟踪的特点,还可以根据不同的任务要求实现能量自适应管理,因此在拦截高速目标、减少系统反应时间方面起到了关键性的作用。

近年来,固态有源相控阵雷达技术的快速发展,使相控阵雷达技术发展到了一个新阶段。固态有源相控阵雷达采用收/发组件(T/R 组件)与天线单元组成一体,大大减小了馈线系统的插入损耗;固态有源相控阵雷达采用数字波束形成技术(DBF),能够灵活地控制天线的波束形状,自适应地在干扰方向上形成天线方向性图的零点,从而获得优良的干扰抑制效果;固态有源相控阵雷达还能够根据不同作战环境的需求,十分方便地发射多种波形,获得较强的抗干扰能力;固态有源相控阵雷达容易获得大的功率孔径积,这有利于有效地探测、跟踪远程弹道导弹和具有隐形特性的目标。由于这些优点,各国目前对固态有源相控阵雷达的发展都非常重视。未来的多功能相控阵雷达将向着固态化的方向发展,具有更高的可靠性、更强的信号处理能力、抗干扰能力和自适应能力。

4.2 多目标相控阵跟踪制导雷达

4.2.1 任务及技术指标要求

多目标相控阵跟踪制导雷达的主要任务是,完成对空中多个来袭目标的搜索、截获和跟踪,并将其测量结果送给武器系统的指挥控制中心,然后根据指挥控制中心的命令在导弹发射后完成对导弹的截获、跟踪测量和制导,最后对拦截效果进行评定。表 4.1 所示为美国“爱国者”防空导弹武器系统中跟踪制导雷达的主要技术指标。

表 4.1 美国“爱国者”系统中跟踪制导雷达的主要技术指标

项 目		技 术 指 标
作用距离(对 RCS=10 m ² 的目标)(km)		150(目标),90(导弹)
目标容量	监视目标数(个)	100(目标)
	跟踪目标数(个)	9(目标)
制导体制		TVM 有源、TVM 无源、TVM 有源+无源
制导导弹数(枚)		3(导弹)
工作频段		C
工作范围	机械运动(°)	360
	电扫描范围(°)	120(方位),82.5(仰角,最高)
	阵面法线角(°)	22.5
天线形式		空间馈电相控阵
天线增益(dB)		38
天线尺寸(m)		2.44
主天线阵的天线单元数(个)		约 5600
移相器		4 位铁氧体非互易锁式
副瓣电平(dB)		-20
波束宽度(°)		1.5
发射机输出功率(kW)		600
发射波形(μs)		1,20,60,100
接收机噪声系数(dB)		3
信号处理		脉冲压缩、动目标处理、CFAR 等
抗干扰方式		频率捷变、恒虚警率、旁瓣对消、发射线性调频脉冲、单脉冲测角体制、动目标显示和动目标检测技术、用诱骗系统对付反辐射导弹等

4.2.2 多功能相控阵跟踪制导雷达的组成

多功能相控阵跟踪制导雷达的组成如图 4.1 所示。相控阵雷达与一般雷达的主要区别在于相控阵雷达采用阵列天线。相控阵雷达分为有源相控阵雷达和无源相控阵雷达,它们的性能虽然有很大不同,但在实现多功能方面并没有本质的区别。根据相控阵天线的工作原理,平面相控阵雷达的电扫描空域通常为偏离天线法线±60°,即单一阵面所能覆盖的空域仅为 120°。因此,为了满足在方位上覆盖 360°的需要,必须使用 3~4 个平面阵,这就大大增加了相控阵雷达的成本。为了克服这一缺点,在中远程防空导弹武器系统中,采用了旋转相控阵技术。

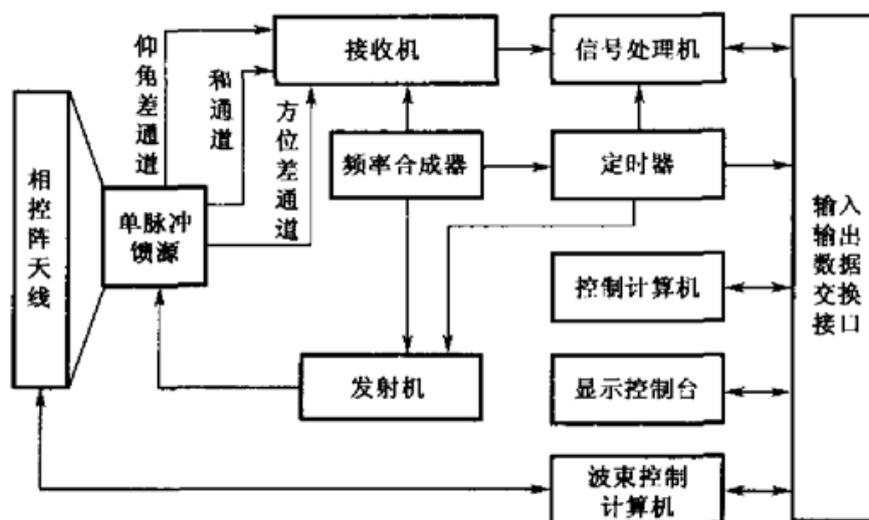


图 4.1 多功能相控阵跟踪制导雷达的组成

4.2.3 工作过程

在相控阵雷达的设计过程中,根据武器系统的作战空域要求,来确定雷达在搜索、跟踪、制导、拦截等阶段的工作状态和在不同作战环境下的能量管理策略。

1. 搜索

搜索阶段的设计主要解决与搜索空域、搜索屏设计、波束扫描方式和发射波形等相关的问题,以及确定相应的目标检测方法。按照目标所处的高度,通常可以将武器系统的工作空域进一步分为高空、中空、低空三部分。对于多功能相控阵雷达来说,这种划分的主要目的是为了更加合理地进行能量分配,从而实现在不同的作战环境下对雷达资源的自适应管理。例如,假设武器系统要求跟踪制导雷达工作的最大作用距离为 150 km,最大高度为 20 km,最小作用距离为 2 km,则对应的工作空域划分如表 4.2 所示。

表 4.2 跟踪制导雷达的工作空域划分

空 域	仰 角	波 形	作用距离(km)	脉冲宽度(μs)
超低空	0°~1°	脉冲串	40	0.5
低空	1°~3°	线性调频	150	64
中空	3°~22°	线性调频	100	16 或 32
高空	22°~80°	线性调频	75	4 或 8

根据表 4.2,可以选择雷达在不同空域工作时所需的脉冲宽度。对于低空探

测,雷达的作用距离最远,发射机发射脉冲的最大宽度为 $64\ \mu\text{s}$;对于中空探测,脉宽可以选择为 $16\ \mu\text{s}$ 或 $32\ \mu\text{s}$;对于高空探测,宽度为 $4\ \mu\text{s}$ 或 $8\ \mu\text{s}$ 的脉冲就能满足系统的要求。

搜索屏的设计应考虑充分利用先验信息,当无任何先验信息时,多功能相控阵雷达可通过进行全空域搜索来发现目标。但是,由于跟踪制导雷达波束宽度通常小于 1.5° ,所以实现全空域搜索所需的波位数是很大的。例如,若采用雷达波束跳跃间隔为 0.8 倍波束宽度,要完成对 $120^\circ \times 80^\circ$ 范围的搜索,则要求波位数 $n = (120 \times 80) / (1.5 \times 0.8 \times 1.5 \times 0.8) \approx 6667$;如果雷达发射脉冲的重复频率 (PRF) 为 $1\ \text{kHz}$,在每个波束停留的位置上采用 $1/3$ 的二进制符合检测(即在每个波束停留的位置上发出 3 个脉冲,只要收到一个回波脉冲即认为目标存在),则每帧搜索的时间将达到 $20\ \text{s}$,这种搜索方式显然是不合理的。在同样的情况下,假定仅要求在低空空域内进行搜索,覆盖仰角为 $0^\circ \sim 3^\circ$,方位角为 120° ,那么所需的波位数 $n = (120 \times 3) / (1.5 \times 0.8 \times 1.5 \times 0.8) = 250$;如果在每个波束位置上发 3 个脉冲,则搜索一帧发射的脉冲数为 750,搜索一帧的时间为 $0.75\ \text{s}$,但在这种情况下,雷达只有 $1/4$ 的能量可用于跟踪;如果系统允许搜索每帧的时间为 $2\ \text{s}$,那么可以估计雷达用于搜索的能量分配比 $\chi_s = 250 \times 3 / 2000 = 37.5\%$ 。也就是说,雷达在跟踪状态下可用的能量还有 62.5% ,但是这些能量对于完成制导多枚导弹拦截多个来袭目标还是不够的。因此,在新型的防空导弹武器系统中,相控阵雷达在功能上必须首先保证满足跟踪和制导的作战需求,搜索和目标指示的任务则需要由专门的目标指示雷达来完成。

2. 跟踪

多功能跟踪制导雷达跟踪目标的方法有两种:边跟踪边搜索 (Track While Search, TWS) 的方法和跟踪与搜索 (Track and Search, TAS) 的瞄准式方法。前者是传统目标指示雷达所采用的跟踪与扫描相结合的方法,后者用于目标精确位置的测量。TWS 方法的跟踪数据率为 $1\ \text{Hz}$,在规定的空域内不需要另外分配能量就能完成搜索任务,它常用来对空中目标进行监视。当确定某些目标需要进行 TAS 跟踪时,雷达即可将目标位置参数指定给 TAS 的滤波器作为建立跟踪的初值。TAS 跟踪要求有较高的数据率,其具体值要根据武器系统对导弹进行控制的要求来决定,一般为 $10 \sim 40\ \text{Hz}$ 。

跟踪阶段包括对指定目标的截获、证实和初始跟踪等内容。在一些设计中,空中目标被划分为一般目标、重要目标和危险目标。在跟踪过程中,对一般目标采用 TWS 方法,对重要目标和危险目标则采用 TAS 方法,对于重要目标至少要采用 10Hz 的数据率,而对危险目标应采用 20Hz 以上的数据率。在这种情况下,需要

表 4.3 对重要目标进行监视的数目

TAS 跟踪的数据率 (Hz)	重要目标数	危险目标数
10	45	9
20	22	9
40	7	9

对雷达的可用资源进行合理的分配。利用前面的例子,假定可用于跟踪的能量比为 62.5%,表 4.3 所示为当采用不同的数据率时,在保证对 9 个危险目标进行跟踪的情况下,还能够对重要目标进行监视的数目。

在相控阵雷达中,与跟踪功能相关的数据处理流程如图 4.2 所示。跟踪接收机负责提取角误差,跟踪滤波器通常采用 α - β 滤波器,误差补偿的任务是对系统误差进行校正补偿。相控阵雷达进行角度跟踪采用的坐标系通常是正弦空间坐标系,所以在误差补偿后通常还要进行坐标变换,将目标的距离、角度数据转换到直角坐标系后,再进行进一步的平滑处理。数据平滑可以采用卡尔曼(Kalman)滤波的方法或多项式最小二乘方法。

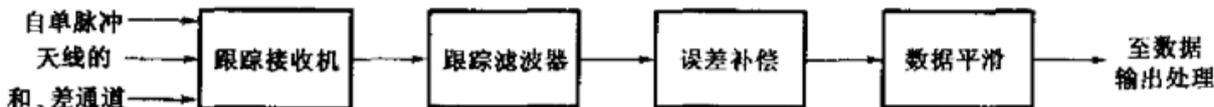


图 4.2 相控阵雷达的跟踪数据处理流程

3. 制导

当导弹发射后,相控阵雷达进入制导阶段,完成对导弹的截获和跟踪测量任务。对导弹飞行参数的测量,不同的制导体制有不同的方法。例如,在“爱国者”系统中采用了 TVM 的制导方法,多功能相控阵制导雷达只需要向目标发射照射信号;导弹上的“导引头”接收到目标反射的照射信号后,由弹上的测量装置获得导弹相对于目标的运动参数;测量数据经过 TVM 无线通信数据链下行线发送到地面制导雷达,然后通过专设的 TVM 相控阵进行接收并送到指挥控制中心进行处理。为了使系统有较好的抗干扰能力,相控阵雷达采用不同的频率照射目标和导弹,而且导弹经 TVM 无线通信数据链下行线的发送频率也是不同的。地面指挥控制中心把由雷达直接测量到的目标位置信息与由导弹测量到的导弹与目标相对位置信

息进行相关处理,然后形成控制导弹飞行的指令,并通过制导雷达发送给导弹。这种方法具有较好的制导精度和较强的抗干扰能力。

4. 拦截

在拦截阶段,制导雷达按照指挥控制中心的命令发出引信解锁指令,并在导弹战斗部爆炸后负责完成对拦截效果的评定。如果拦截失败,即导弹与目标没有交会,制导雷达还要根据设定的判别原则发射自毁指令,使导弹自毁。

4.2.4 相控阵雷达的全空域工作

平面相控阵雷达受其工作原理的限制,它的电扫描工作范围在保证精度的情况下一般为 $\pm 45^\circ$ 。尽管在此范围外还能工作,但由于天线波束变宽和增益下降,雷达的作用距离、跟踪精度等系统性能会随之很快地下降。因此,为了实现全空域工作必须采用多面阵方案。例如,美国的舰载防空导弹武器系统“宙斯盾”中的多功能相控阵雷达 AN/SPY-1(见图 4.3),采用了 4 个阵面来覆盖方位上 360° 的范围。当然,采用多面阵方案将使制造成本大大增加。



图 4.3 AN/SPY-1 舰载多功能相控阵雷达

据报道,AN/SPY-1 多功能相控阵雷达工作在 S 波段,每个阵面由 4480 个天线单元组成,每个天线外形为八角形,对角线尺寸为 3.5 m,峰值发射功率为 4 MW,平均功率为 58 kW,雷达作用距离为 320 km,监视目标数可达 100 个,雷达可以同时完成搜索、截获、跟踪、制导等功能。这种雷达目前已有 A,B,C,D 4 种型号,装备在不同的海军舰艇上。

实现全空域工作的另一种办法是采用旋转相控阵雷达。相控阵雷达安装在一

个可旋转的基座上,转台可在 360° 方位上任意转动。雷达的跟踪系统在仰角上采用电子跟踪,在方位上采用机械/电子复合体制工作。图 4.4 所示为俄罗斯的 C-300 ПМУ-2 防空导弹武器系统,其中跟踪制导雷达就是采用这种方法来实现全空域工作的。

图 4.5 所示为旋转相控阵雷达系统的原理框图。当雷达所要观测的目标范围未超出相控阵天线的电扫描范围时,机械伺服系统控制方位转台停止转动,方位指向由计算机根据目标和制导导弹的空间分布来综合调度;当目标范围超出电扫描范围时,系统可以通过方位机械转动来扩大作战空域,并在转动中控制发射导弹。



图 4.4 俄罗斯的 C-300 ПМУ-2 防空导弹武器系统

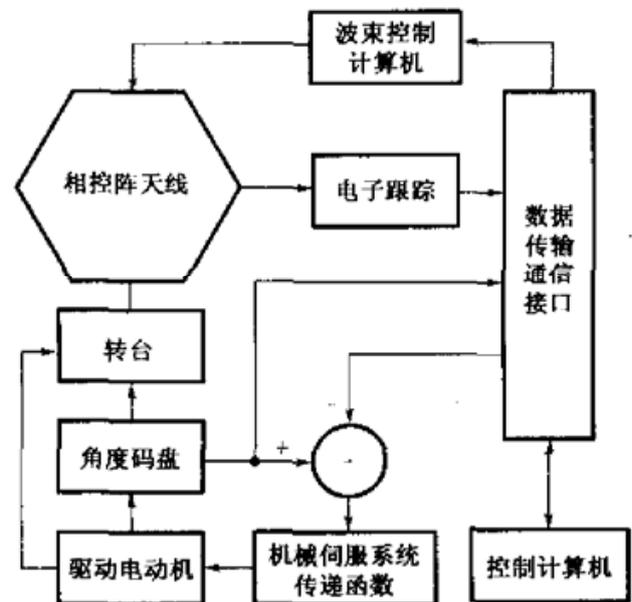


图 4.5 旋转相控阵雷达系统的原理框图

当系统工作在搜索状态时,在方位上可进行等角速度的旋转。在这种情况下,雷达处于类似于三坐标雷达的工作状态,在方位上不进行电扫描,在仰角上进行电扫描。当在某一扇形方向上探测到有威胁的目标,而且目标的分布不超过电扫描的工作范围时,计算机控制伺服系统将天线指向转到所需的方向后停止转动。

在多目标工作状态下,方位伺服系统可将天线指向多个目标中的任意一个,也可以指向多目标的重心位置。这种机械/电子复合跟踪系统的动态特性取决于电子跟踪回路的滤波参数和机械伺服系统方位角数据的坐标变换。所以在系统设计时,方位角编码器的有效位数应和电子跟踪回路的输出精度匹配。

4.3 相控阵跟踪制导雷达主要分系统的设计

4.3.1 相控阵天线

1. 组成及设计特点

相控阵跟踪制导雷达的天线一般由主天线阵和若干个辅助阵面天线组成,每个辅助阵面天线承担不同的任务。例如,在“爱国者”系统的跟踪制导雷达中,天线包括1个主天线和7个辅助天线,主天线负责对目标的搜索、跟踪和对目标进行TVM制导所需的照射,其中的5个辅助天线用于副瓣对消,另一个辅助天线用来接收弹上导引头转发下来的有关TVM制导的信息,此外还有一个辅助天线专门用来完成敌我识别任务。因此,天线的具体组成要根据雷达所要完成的任务来决定。

相控阵天线的设计包括确定天线阵面的排列方式、天线的馈电方式、天线的形状、口面上的幅度分布、移相器的形式、阵面的单元结构和天线阵面内的布线等。

天线电气口径的大小主要取决于对天线增益和天线波束宽度的要求,对于车载相控阵天线,它还受运输条件的限制。一般来说,运输条件限制高度为4m,宽度为3.5m,在天线口径选取时应尽量不要超高超宽。采用空间馈电的相控阵天线的效率一般在0.3~0.35之间,根据效率、增益和波束宽度就可以确定天线的口径。

天线单元的排列方式可以分为周期排列和非周期排列两种。非周期排列阵列有两种,密度加权阵(也称为稀布阵)和非周期阵。密度加权阵常用于设计低副瓣阵,而非周期阵常用于节省单元以降低相控阵天线的成本。特别是在有限扫描相控阵天线中,采用非周期排列可以大大地节省单元,降低相控阵天线的制造成本。周期排列的排列方式有两种,矩形排列和三角形排列。矩形排列方式有利于强迫馈电和布线,常用在强迫馈电相控阵天线和固态阵中。三角形排列方式在同样的扫描空域内可以比矩形排列节省更多的单元。例如,对于圆锥扫描空域,正三角形排列比正方形排列可以节省大约13%的单元。三角形排列主要有两种方式,正三角形排列和等腰三角形排列。在一般情况下,圆锥扫描空域选择正三角形排列,而矩形扫描空域则需要根据栅瓣图,选择合适的等腰三角形排列方式。

天线可以用阵面坐标系或地球坐标系来指定天线的作战空域。若采用地球坐标系,则必须根据指定的作战空域,选定合适的天线阵面倾角,再根据天线倾角、作战空域和栅瓣图来确定天线单元的排列方式和天线单元间距。

移相器是相控阵天线的主要部件之一,相控阵天线是通过改变移相器的相位来实现波束扫描的。移相器的主要技术指标有插入损耗、电压驻波比、移相精度、波束转换时间和圆极化的轴比率。实际工程应用的移相器主要有两种,一种是由PIN管或其他开关管组成的移相器,另一种是铁氧体移相器。在一般情况下,PIN管移相器适合于微波波段(如P波段、L波段等)的低端,在微波波段的高端一般选用铁氧体移相器,因为在此波段铁氧体移相器体积小、插入损耗小。在固态阵中,由于移相器放置在高功率放大器的前级或低噪声放大器的后级,插入损耗的影响相对较小,因此在固态阵中一般选用PIN管移相器。另外,在微波及毫米波单片集成电路中,常选用场效应开关管移相器。

铁氧体移相器主要有3种:“锁式非互易”移相器、“锁式双模互易”移相器和“非锁式互易”移相器。“锁式非互易”移相器由于其非互易性质,在接收状态和发射状态的移相是不一样的,在发射和接收时必须分别“配相”,因此它不能用于高重复频率工作的雷达中。“非锁式互易”移相器需要在激励线圈上保持电流,功耗较大且转换时间长,因此目前在相控阵雷达中已很少采用。“锁式双模互易”移相器一般为圆极化工作,如果要工作在线极化状态,还需要在移相器的两端加上极化器,将圆极化变为线极化。这类移相器可以实现收、发互易工作,因此可以用于高重复频率工作的雷达中。

2. 主要技术性能指标

1) 相控阵雷达的波束宽度

相控阵雷达的波束宽度和天线阵孔径的尺寸、阵中单元的方向性图、阵中每个单元上的幅度相位分布等因素有关。对于幅度为均匀分布的情况,每个单元上相位相同、长度为 $(N-1)d$ 的阵天线的波束宽度为^[1]

$$\theta_3 \approx 0.88 \frac{\lambda}{(N-1)d} \quad (4.1)$$

式中, N 为单元数, d 为相邻单元之间的距离, λ 为雷达工作波长。

当波束扫描偏离法线时,相控阵天线的波束宽度随扫描角的变化而变化。当忽略了单元方向性图的影响时,波束宽度为

$$\theta_3 \approx 0.88 \frac{\lambda}{(N-1)d \times \cos\theta_s} \quad (4.2)$$

式中, θ_s 为波束扫描偏离法线的角度。

天线的合成方向性图 $f(\alpha, \beta)$ 可表示为

$$f(\alpha, \beta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \left\{ g(\theta, \varphi) E(m, n) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} [m d_x (\cos\alpha - \cos\alpha_p) + n d_y (\cos\beta - \cos\beta_q)]\right) \right\} \quad (4.3)$$

$$\cos\alpha = \sin\theta \cos\varphi \quad \cos\alpha_p = \sin\theta_0 \cos\varphi_0$$

$$\cos\beta = \sin\theta \sin\varphi \quad \cos\beta_q = \sin\theta_0 \sin\varphi_0$$

式中, $g(\theta, \varphi)$ 是阵中单元的方向性图, $E(m, n)$ 是阵中位于 (m, n) 单元的幅度, d_x 和 d_y 是阵列天线单元间的距离, θ 和 φ 是控制波束扫描所需的相位, θ_0 和 φ_0 是波束指向角, M 和 N 分别是方位轴与俯仰轴上的单元数目。

当 $g(\theta, \varphi)$ 的幅度随角度 θ, φ 的变化不大, 并忽略了单元之间电磁耦合的影响后, 式(4.3)可写为 $f(\alpha, \beta) = g(\theta, \varphi) \times f_0(\alpha, \beta)$, 其中

$$f_0(\alpha, \beta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E(m, n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} [m d_x (\cos\alpha - \cos\alpha_p) + n d_y (\cos\beta - \cos\beta_q)]\right)$$

称为阵方向性因子, 即相控阵天线的方向性图等于阵中单元的方向性图与阵方向性因子的乘积。

当扫描角偏离法线时, 由于受阵中单元方向性图的影响, 波束将会变得不对称, 波束指向发生偏差。图 4.6 所示为在使用一维相控阵天线的情况下, 单元方向性图对合成方向性图的影响。其中, 单元数为 10, 单元间距 $d = \lambda/2$, 幅度为均匀分布 $E(m, n) = 1$ 。当扫描角 $\theta_s = 60^\circ$ 时, 阵中单元的方向性图 $g(\theta, \varphi) \approx \sqrt{\cos\theta}$, 阵方向性因子为

$$f_0(\theta - 60^\circ) = \sum_{m=1}^{10} E(m) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} m d_x (\sin\theta - \sin\theta_s)\right]$$

$$= \frac{\sin[5\pi \times (\sin\theta - 0.866)]}{10 \sin[\pi/2 \times (\sin\theta - 0.866)]}$$

在相控阵雷达天线的设计中, 单元的排列方式十分重要, 它影响着整个天线的性能和成本。单元排列形式的选择主要决定于系统要求的扫描空域。单元的排列方式一般有矩形排列和三角形排列。

在式(4.3)中, 当满足条件

$$\cos\alpha - \cos\alpha_p = \pm \frac{\lambda}{d_x} p$$

$$\cos\beta - \cos\beta_q = \pm \frac{\lambda}{d_y} q \quad (p, q = 0, 1, 2, \dots) \quad (4.4)$$

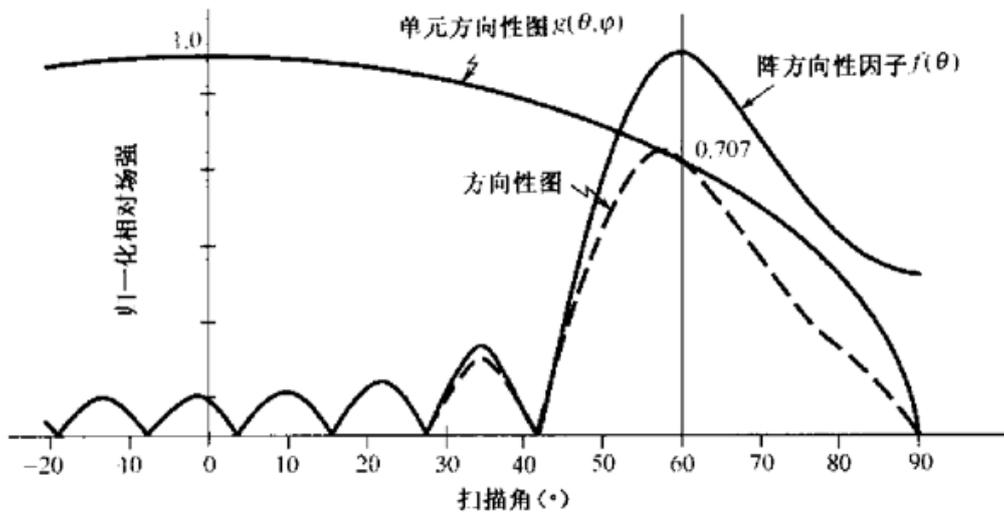


图 4.6 单元方向性图对合成方向性图的影响

时,可以获得方向性的最大值。只有当 $p=q=0$ 时, $f(\alpha, \beta)$ 才代表天线的主波瓣, 对于其他的 p, q 值, $f(\alpha, \beta)$ 称为栅瓣。在波束扫描过程中, 如果存在栅瓣, 将可能产生虚假目标或使系统性能变坏。在常规的阵列天线设计中, 可以通过选择单元之间的距离来控制栅瓣出现的位置。栅瓣的位置和相控阵天线单元之间距离的关系可由式(4.4)求出, 单元排列与栅瓣出现的位置关系如图 4.7 所示。

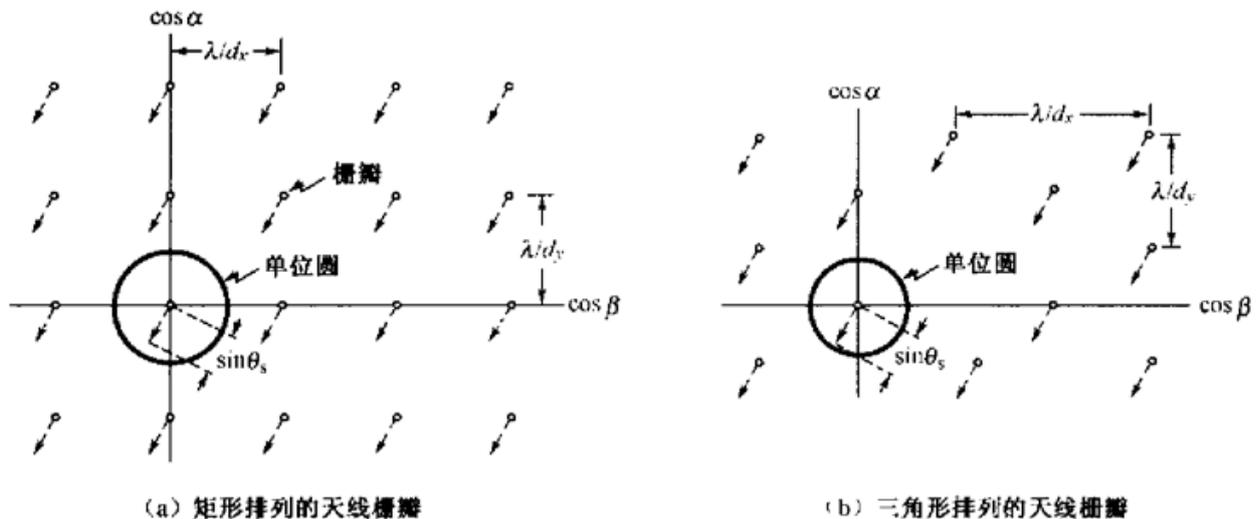


图 4.7 天线栅瓣分布示意图

图 4.7 中, 单位圆表示波束的可见空间。当主波束偏离阵面法线移动时, 单位圆外的栅瓣也开始移动, 设计时必须使主波束扫描范围内的圆外栅瓣不进入单位圆内。如果要求的电扫描范围不大, 单元间距可以选择较大, 在这种情况下, 可见空间内会出现栅瓣。为了有效地克服栅瓣的影响, 需要仔细地设计单元的方向性

图,使其在电扫描空域内增益尽可能保持不变,而在扫描空域外要很快地衰减。这种措施可大大地减少所需的单元数目,降低天线的成本。例如,俄罗斯的Top-MY1系统中跟踪制导雷达的电扫描工作范围仅有 $\pm 7.5^\circ$,可以采用很少的单元组成相控阵天线。

2) 仅相位方向性图赋形技术

相控阵有一个重要的特点,就是可以通过移相器来对方向性图进行控制。在制导雷达设计中,有时要求利用天线波束展宽来解决目标的快速搜索、导弹的截获与跟踪等问题,以提高雷达的性能。相控阵天线的波束展宽就是通过改变相控阵天线的相位来改变方向性图的形状来实现的,即仅相位方向性图赋形。这种方法基于两种思想:一种是平方律相位误差法,另一种是相位相反抵消法。根据这两种思想,有4种展宽波束的方法:“散焦法”、外缘邻近单元“ $0, \pi$ 配相法”、外缘单元“ $0, \pi$ 随机配相法”和外缘单元“ π 配相法”。

散焦法是把相控阵天线的配相加上一平方律相位分布来展宽天线的方向性图。实现平方律相位的方法有两种:一种是直接在相控阵天线单元上加一平方律相位,这种方法适用于平面波馈电和强迫馈电相控阵天线;另一种就是散焦法,即在光程差补偿时,将补偿球面波的焦距有意地加上一种误差,因此这种方法称为“散焦法”,散焦法适用于一般的空间馈电相控阵天线。下面介绍这几种方法的数学仿真模型及结果。

天线的方向性图表示为

$$F(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^M \left\{ A_m(x_m, y_m) \exp \left[jk(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) \right] \times \right. \\ \left. \exp \left[j(k_x x_m \sin \theta \cos \varphi + k_y y_m \sin \theta \sin \varphi) \right] \times \right. \\ \left. \exp \left[-j(k_x x_m \sin \theta_s \cos \varphi_s + k_y y_m \sin \theta_s \sin \varphi_s) \right] \right\} \quad (4.5)$$

式中, $A_m(x_m, y_m) \exp \left[jk(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) \right]$ 是馈源照射时单元接收到的场强, θ 和 φ 是波束偏离天线法线的方向角, θ_s 和 φ_s 是给定的波束扫描角, $k = 2\pi/\lambda$, F_0 是天线的焦距。要使相控阵天线聚焦,必须对馈源的光程差进行补偿,即在相控阵天线的每个单元中减去一个相位,可以表示为 $\varphi_m = k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_c^2} - F_c)$, F_c 是天线馈源偏离焦点的距离。当 $F_c = F_0$ 时,天线方向性图聚焦,当 $F_c \neq F_0$ 时,天线方向性图散焦。由不同的 F_c 值可以得到不同波束宽度的散焦方向性图,图 4.8 所

示为当 $F_0=3600\text{mm}$, $F_c=3100\text{mm}$ 时的散焦方向性图, 对应的波束宽度如表 4.4 所示。

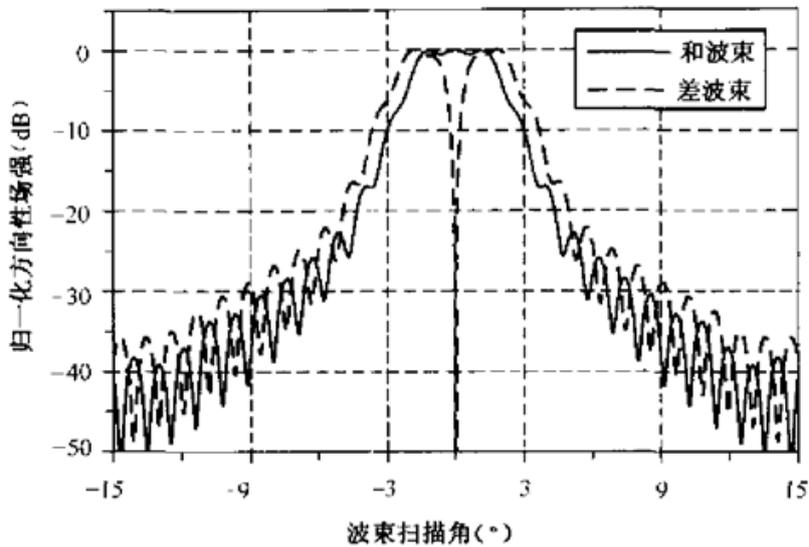


图 4.8 当 $F_0=3600\text{mm}$, $F_c=3100\text{mm}$ 时的散焦和、差波束方向性图

表 4.4 不同焦距对应的波束宽度

$F_c(\text{mm})$	3050	3100	3200	3300	3400	3600
波束宽度($^\circ$)	3.94	3.8	1.77	1.35	12.8	12.5

从图 4.8 中可见, 天线和方向性图散焦时, 波束形状正常, 副瓣电平也较低, 但此时天线差波束方向性图的有效范围随着和方向性图的展宽而无太多的变化, 因此这种波束展宽方法不适用于单脉冲工作方式。但是, 这种散焦方法对和波束是非常有效的, 波束能有效地展宽, 并且副瓣电平也较低, 该方法可以用于发射状态, 如发射指令等。

外缘邻近单元“ $0, \pi$ 配相法”是将外缘邻近单元进行“ $0, \pi$ 配相”(即把单元的相位置为 0 或 π), 使外缘单元在主波束方向处的场强叠加并相互抵消。这样, 对主波束有贡献的主要是中间的单元, 这就相当于起作用的单元减少了, 因此, 天线的有效口径变小, 天线方向性图变宽。

对于空间馈电相控阵天线, 式(4.5)的波束方向性图经过相位补偿后表示为

$$F(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^M \left\{ A_m(x_m, y_m) \exp \left[jk(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) \right] \times \right. \\ \exp \left[j(k_x x_m \sin\theta \cos\varphi + k_y y_m \sin\theta \sin\varphi) \right] \times \\ \left. \exp \left[-j(k_x x_m \sin\theta_s \cos\varphi_s + k_y y_m \sin\theta_s \sin\varphi_s + \varphi_m) \right] \right\}$$

式中, φ_m 为相位补偿项。

对于聚焦波束, 有

$$\varphi_m = k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0)$$

对于外缘邻近单元“0、 π 配相法”, 有

$$\varphi_m = \begin{cases} k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) & (0 \text{ 配相单元}) \\ k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) + \pi & (\pi \text{ 配相单元}) \end{cases}$$

对于单元为矩形排列的天线, 外缘邻近单元“0、 π 配相法”是将排列在栅格上的单元相连, 构成许多不同边长的矩形环, 当矩形的边长大于一定值时, 使相邻两环单元的相位为 0 或 π 。对于正三角形排列的阵面, 外缘邻近单元“0、 π 配相法”是将栅格上不同边长单元相连, 构成正六边形环, 使相邻的正六边形单元的相位为“0、 π 配相”。图 4.9 所示为当正三角形排列的相控阵天线的波束扫描到 45° 时, 采用外缘邻近单元“0、 π 配相法”进行波束展宽得到的和、差波束方向性图。从图中可见, 这种方法副瓣较低, 但在扫描时有较大的栅瓣。

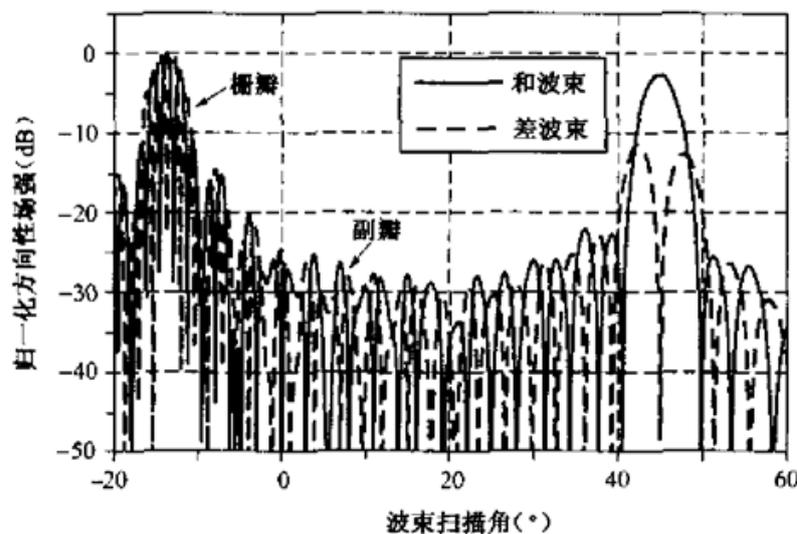


图 4.9 45° 扫描时, 采用外缘邻近单元“0、 π 配相法”得到的和、差波束方向性图

外缘单元“0、 π 随机配相法”的原理是对半径 $R = \sqrt{x_m^2 + y_m^2} > R_0$ 的单元随机地进行“0、 π 配相”(按均匀 0、1 分布), 使 φ_m 满足

$$\varphi_m = \begin{cases} k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) & \sqrt{x_m^2 + y_m^2} \leq R_0 \\ k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) + \text{RAN}(0, 1)\pi & \sqrt{x_m^2 + y_m^2} > R_0 \end{cases}$$

式中, R_0 是波束展宽所要求的半径, $\text{RAN}(0, 1)$ 代表在 $(0, 1)$ 之间均匀分布的随机数。

图 4.10 所示为 45° 扫描时, 采用外缘单元“ $0, \pi$ 随机配相法”展宽波束后的和、差波束方向性图。由图中可见, 这种方法不出现栅瓣, 并且副瓣电平也较低, 差波束宽度能有效展宽。

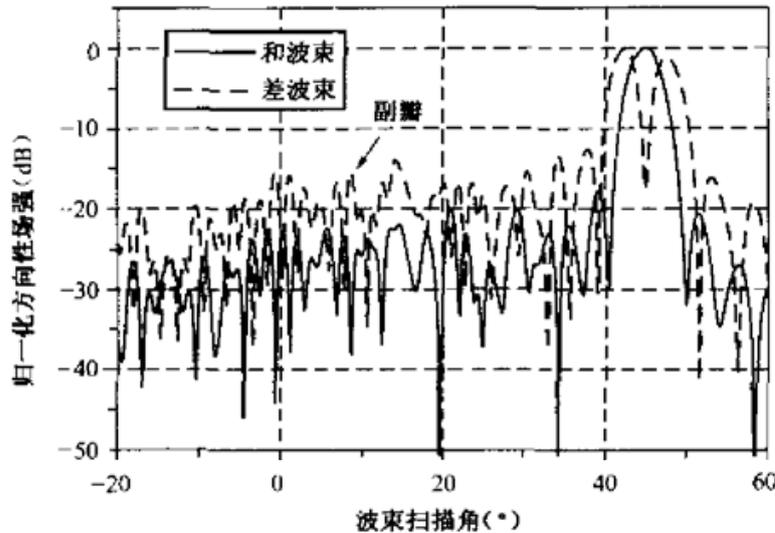


图 4.10 45° 扫描时, 采用外缘单元“ $0, \pi$ 随机配相法”展宽波束后的和、差波束方向性图

外缘单元“ π 配相法”基于在主波束方向上, 外缘单元与中间单元相互抵消的思想, 即让 φ_m 满足

$$\varphi_m = \begin{cases} k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) & \sqrt{x_m^2 + y_m^2} \leq R_0 \\ k(\sqrt{x_m^2 + y_m^2 + F_0^2} - F_0) + \pi & \sqrt{x_m^2 + y_m^2} > R_0 \end{cases}$$

图 4.11 所示为 45° 扫描时, 采用外缘单元“ π 配相法”展宽波束后的和、差波束方向性图。从图中可见, 这种方法能有效地展宽和波束与差波束, 但波束展宽会使方向性图的副瓣增高。对于矩形排列的天线, 进行“ π 配相法”的单元数不超过单元总数的 $1/3$, 就可做到波束展宽 2 倍; 该方法可以使和、差波束的有效工作范围同时展宽, 并且没有栅瓣, 因此适用于单脉冲相控阵天线。图 4.12 所示为散焦法展宽方位和、差波束的试验结果, 图 4.13 所示为外缘单元“ $0, \pi$ 随机配相法”展宽方位和、差波束的试验结果。

3) 相控阵天线的增益

在理想的情况下, 平面相控阵列天线的增益为

$$G(\theta) = \pi \cos \theta_s \times M \times N$$

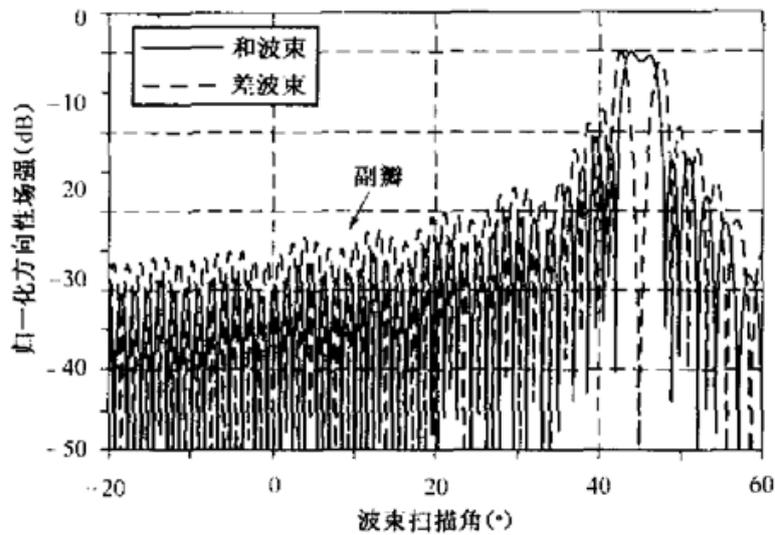


图 4.11 45°扫描时,采用外缘单元“ π 配相法”展宽波束后的和、差波束方向性图

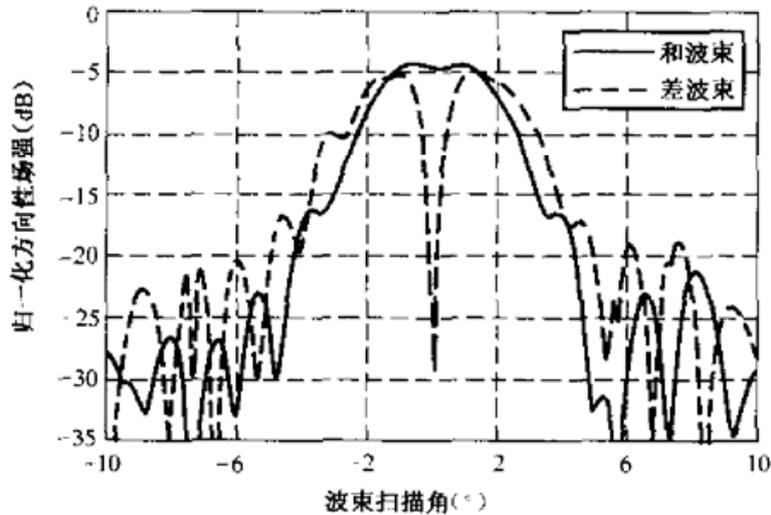


图 4.12 采用散焦法展宽波束后的方位和、差波束方向性图(试验结果)

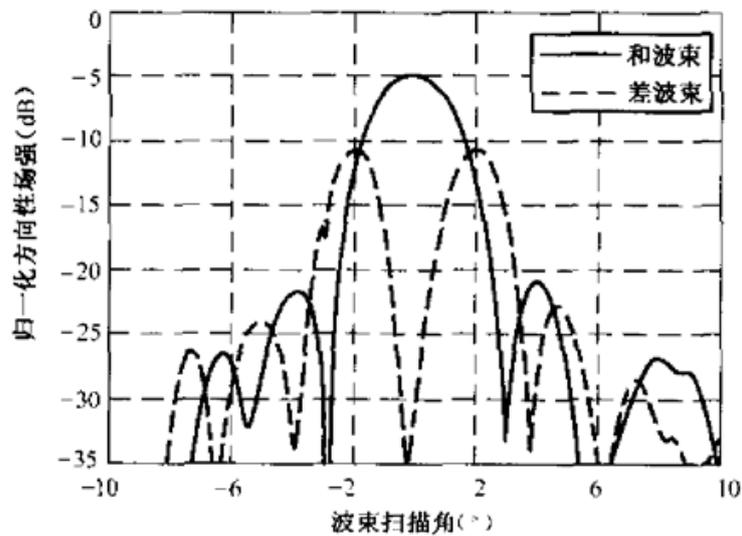


图 4.13 采用外缘单元“ $0, \pi$ 随机配相法”展宽波束后的方位和、差波束方向性图(试验结果)

式中, M 为相控阵天线行单元数, N 为列单元数, θ_0 是扫描角。

实际上, 天线的增益要考虑单元之间互相耦合的影响和单元的幅度分布, 单元上的幅度相位误差会使有效利用系数下降, 可以表示为

$$G(\theta) = \eta \pi \cos^{(1.5 \sim 2)} \theta_0 \times M \times N \quad (4.6)$$

式中, η 是利用系数, 它包括了幅度加权系数、移相器的插入损耗、天线单元的幅度相位误差、极化损失等因素的影响, 工程上一般在 0.3~0.45 之间。

4) 相控阵天线的馈电方法

相控阵天线的馈电方法主要有 3 种: 由馈源辐射、阵面收集单元接收后再传给移相器的空间馈电方式, 由功率分配器构成的强迫馈电方式, 由空间馈电与强迫馈电组成的混合馈电方式。

空间馈电相控阵天线就是用馈源直接照射阵面的相控阵天线。若用单脉冲馈源进行馈电, 则可实现单脉冲相控阵天线, 它可以应用于跟踪制导雷达或相控阵测量雷达。空间馈电的方式较多, 如透镜式和反射式。实际上, 空间馈电相控阵天线的相控阵阵面是一个透镜, 因此, 除了可以用一般馈源照射馈电外, 还可以用各种反射面天线进行馈电, 可以是平面波馈电, 也可以是非平面波馈电, 非平面波馈电产生的光程差要用移相器来补偿。在反射式相控阵天线中采用反射式移相器, 馈源将微波能量照射到天线阵面, 经单元接收并由移相器二次移相后再辐射到空间。

对于圆极化相控阵天线, 一般要求用圆极化馈电系统进行馈电。由于移相器的互易特性是“发左收右”的性质, 因此馈电系统必须有收、发互为正交极化的特性。收、发正交的圆极化单脉冲馈电系统有两种形式, 一种是收、发合一的正交圆极化单脉冲馈源, 另一种是采用发射馈源与接收馈源组成的收、发分开的圆极化馈电系统。这两种馈电系统各有特点: 收、发合一的正交圆极化单脉冲馈源体积小、结构紧凑, 但收、发隔离度较差, 不易进行和、差波束的最佳化设计, 和、差波束之间的矛盾较大; 收、发分开的圆极化单脉冲馈电系统收、发隔离度好, 接收馈源为线极化馈源, 可以进行和、差波束的优化设计, 可以很好地解决和、差波束间的矛盾, 但它结构复杂、体积大。收、发合一的正交圆极化单脉冲馈源常采用多喇叭馈源组阵来实现, 而收、发分开的圆极化单脉冲馈电系统一般由水平极化的发射馈源、垂直极化的接收馈源、极化选择器、圆极化器组成。其中, 发射馈源为插片角锥喇叭, 接收馈源为叠层四喇叭三通道单脉冲馈源, 包括和波束、方位差波束、俯仰差波束 3 个通道。馈电系统的功能是为相控阵天线阵面上的单元提供初级照射。

极化选择器采用相互平行的金属丝栅条, 当栅条为水平方向时, 金属丝栅条将

对入射的水平线极化电磁波产生反射,而垂直线极化波直接通过。如果发射馈源发出水平线极化波,经极化选择器反射后,再通过圆极化器就变为左旋圆极化波,辐射到空中;左旋圆极化波经目标反射后变为右旋圆极化波,经过天线阵面上的圆极化器后变为垂直极化的线极化波,再经过极化选择器后由接收馈源接收。

发射馈源采用 E 面插片的角锥喇叭方案。因为 E 面插片角锥喇叭为 H_{10} 模喇叭,所以该方案具有较宽的频带和良好的阻抗匹配特性。 H_{10} 模在 H 面的分布为余弦分布,而插片可以使得喇叭口径在 E 面上形成台阶式的“锥削”分布,因此该馈源在双平面上均可实现低副瓣性能。另外,为满足高功率要求,需要对发射馈源进行充气密封。

当设计发射馈源时,首先要确定 H 面口径尺寸。馈源 H 面的口径分布为余弦分布,用口面电场积分计算 H 面的方向性图,再由所需边缘照射电平确定 H 面口径尺寸。然后确定 E 面口径尺寸,根据 E 面方向性图的要求,也采用在口面上电场积分的方法,综合得到被插片分割出的 5 个小喇叭的尺寸及各自的幅度分布。为保证 E 面和 H 面的相位中心都尽可能在天线口面上,喇叭必须足够长。

当接收馈源为单脉冲馈源时,为了减小天线的和、差波束矛盾,一般采用多模、多喇叭或两者相结合的办法。多模喇叭的频带相对较窄,单口径多模馈源的设计难度较大。性能较好的是 H 面多模、 E 面多口径的馈源,它的特点是:和波束由中间的两个喇叭形成,在喇叭的口面上形成 H_{10} , H_{20} , H_{30} 模,由 H_{20} 模形成口面的 H 差分布,由 H_{10} , H_{30} 模的适当组合形成口面的和分布,这样使得 H 差口径约为 H 和口径的 2 倍,可以很好地解决 H 面的和、差波束矛盾;在 E 面上增加两个辅助差喇叭,这两个喇叭与中间的两个喇叭共同形成 E 面差分布,这样使得 E 差口径约为 E 和口径的 2 倍,同样解决了 E 面的和、差波束矛盾。这种馈源的主要缺点是口径上的场在 E 面为均匀分布,因此 E 面的和、差波束的副瓣电平较高,其优点是方向性图和电压驻波比频带较宽、容易实现和、差波束的单独优化。

和喇叭波形器及喇叭张角设计的主要任务,就是由喇叭的 H 面口径尺寸及和波束的 H 面照射电平来确定所需的 H_{30} 模和 H_{10} 模的比值。在天线口面上, H_{30} 模和 H_{10} 模同相相加,形成钟形分布。根据计算, H_{30} 模和 H_{10} 模的比值约为 0.38。

设计差喇叭的 H 面口径分布的过程与和喇叭的 H 面口径分布近似。对于差喇叭的 E 面口径尺寸的确定,可将差波束口面上的场分布假定为 E 面的一维线源分布,根据不同的幅度分布和差喇叭口径尺寸(中间两个喇叭口径已经由和波束确定),计算 E 差波束的方向性图,使其满足照射要求。在设计时,取边上两个喇叭

与中间喇叭的功率分配比为 1:1,这样做的好处是功率分配器可以用一分二的魔 T 加减器代替,以便获得较好的匹配。为满足差口径为和口径 2 倍的要求,差喇叭的 E 面口径尺寸基本上与中间和喇叭的 E 面口径尺寸相同。

强迫馈电就是采用各种形式的功率分配器将功率分配到各个单元上去。理论上,强迫馈电可以实现理想天线口面上的幅度分布,没有泄漏损失,所以可以获得较高的效率。要保证强迫馈电的高效率,需要馈电网络的插入损耗小;若馈电网络的插入损耗太大,天线效率将大大降低。在微带天线设计中,常常因馈电网络损耗大,天线增益的进一步提高受到限制,因此实际上微带天线的增益有一定的极限。强迫馈电方案可以实现高效率、宽频带、可控时延补偿、单脉冲和差波束等关键指标,其中的关键技术就是研制低损耗的馈电网络。另外,馈电网络与天线单元的宽频带良好匹配也是非常重要的。常规的强迫馈电结构比较复杂,其复杂性主要体现在馈电网络上,因此需要设计一种低损耗、高效率、简单的馈电网络。为了降低馈电网络的复杂性,除了设计简单的馈电网络以外,还可以采用模块化设计,即将阵面分为若干个子阵,子阵内的功率分配器都是一样的,这样不仅可以降低成本,还有利于设计。

强迫馈电用功率分配器来实现,功率分配器有微带线、带状线、三板线和同轴线等形式的 TEM 波传输线,也有波导型的非 TEM 波传输线。TEM 波传输线形式的功率分配器适用于频率较低的微波波段,波导型功率分配器适用于频率较高的微波波段。TEM 波传输线形式的功率分配器体积小、结构紧凑,但在较高的微波波段损耗大,而波导型功率分配器损耗小,但体积大。

对于工作在 S 波段以下的频率,可以采用低损耗的 TEM 波传输线形式的功率分配器进行馈电,而对于工作在 S 波段以上的频率,在工程上很难实现低损耗的 TEM 波传输线形式的功率分配器。若采用 TEM 波传输线形式的功率分配器,就会因其插入损耗较大,天线增益指标难以满足要求,失去了强迫馈电带来的优势,因此只能选用波导型功率分配器。

波导型功率分配器大体可以分为以下几种:并联馈电的功率分配器(由单 T、魔 T、定向耦合器、E 面插片功率分配器等器件组成的功率分配网络),等长度串联馈电网络(能量边传输边耦合,进行功率分配),不等长度串联馈电网络和径向波导功率分配器。并联馈电的功率分配网络能保证等相馈电,而且各路之间的隔离能做得较好,工作频带较宽。等长度串联馈电的网络也能保证各路出口等相位,工作频带较宽,电气设计和结构设计都比并联馈电网络简单,但为了保证等长度馈电,还需要加一段波导传输线来保证各路出口等相位,因此体积较大。不等长度串联

馈电网络各输出端的相位不等,但它的体积小、结构紧凑,适合于那些要求工作频带较窄的相控阵天线。径向波导功率分配器一般为圆盘状,多采用同轴线输出端,若采用这种方式,天线单元必须采用同轴输入,这不仅增加了天线单元的复杂程度,而且插入损耗也较大。

混合馈电技术是在子阵内采用空间馈电,而采用强迫馈电网络给每个子阵进行馈电。子阵内的空间馈电可以采用反射面,也可以采用喇叭。子阵内空间馈电可以实现扫描时延补偿,即在给每个子阵馈电的功率分配器上加可控延迟线进行时延补偿,这对于实现宽频带、大扫描角的相控阵雷达天线是十分重要的。子阵内空间馈电的缺点是天线效率低,实际上比一般空间馈电相控阵天线的效率还要低一些,子阵式空间馈电相控阵天线也可以实现收、发分开的双极化工作,收、发隔离性能好。

图 4.14 与图 4.15 所示分别为相控阵天线的强迫馈电(通过微波功率分配网络实现)和反射式空间馈电的原理示意图。一般地,强迫馈电的方式可以得到较高的孔径利用系数,同时天线的结构紧凑,但馈电网络的设计较复杂;空间馈电的方式比较简单且容易实现,例如,俄罗斯的 C-300 系统和美国的“爱国者”系统中的跟踪制导雷达等都采用了空间馈电的方式。

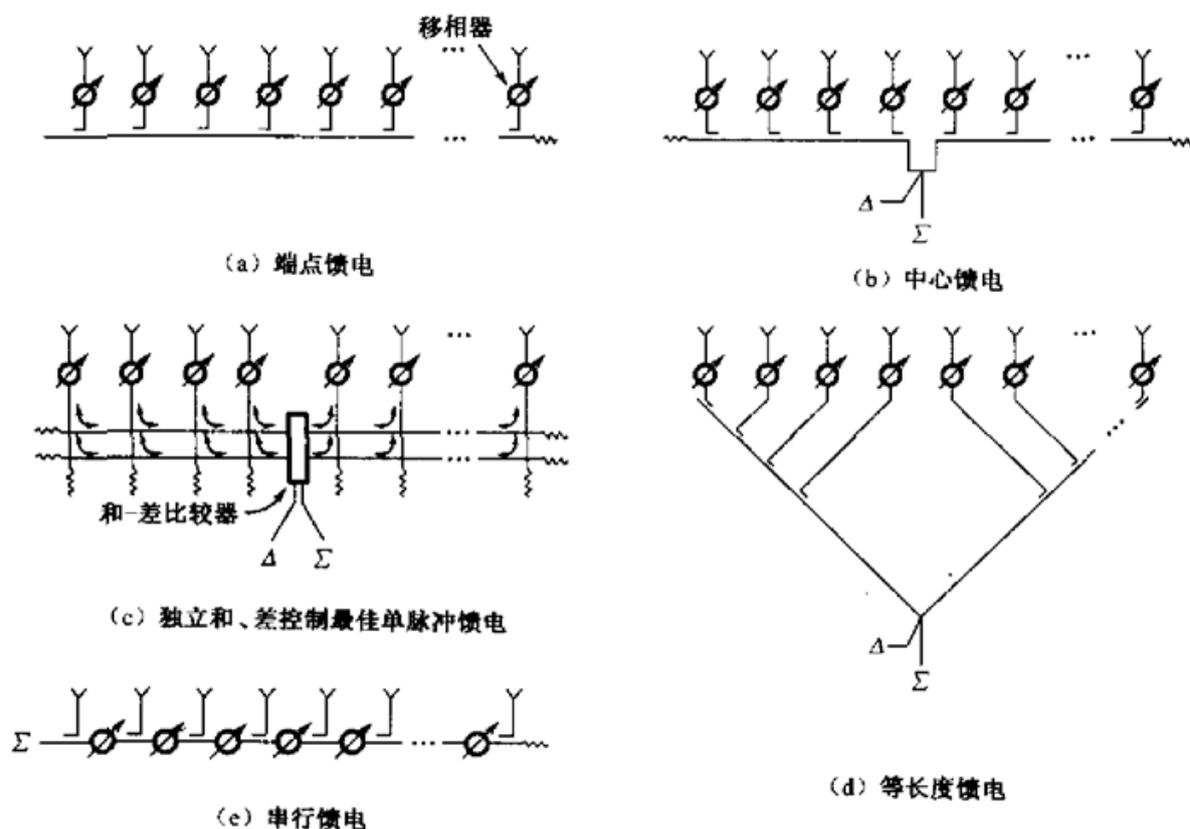


图 4.14 相控阵天线的强迫馈电原理示意图

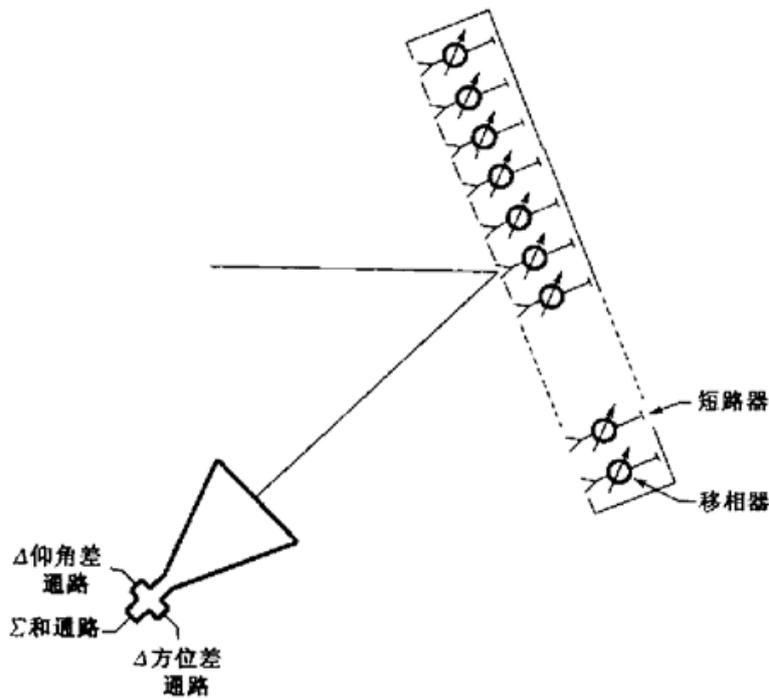


图 4.15 相控阵天线的反射式空间馈电原理示意图

图 4.16 所示为另一种空间馈电方式，它将发射和接收分别用两个馈源来完成。这种方法的优点是利用馈源的空间分布可获得 25~30 dB 的收、发隔离效果，减少了对收、发开关隔离比和承受功率容量的要求，该方法在“爱国者”PAC-2 系统的雷达中获得应用。在这种情况下，单元上的移相器要完成波束指向所需要的相位校正功能，以及接收和发射时光程差所需的相位补偿功能。

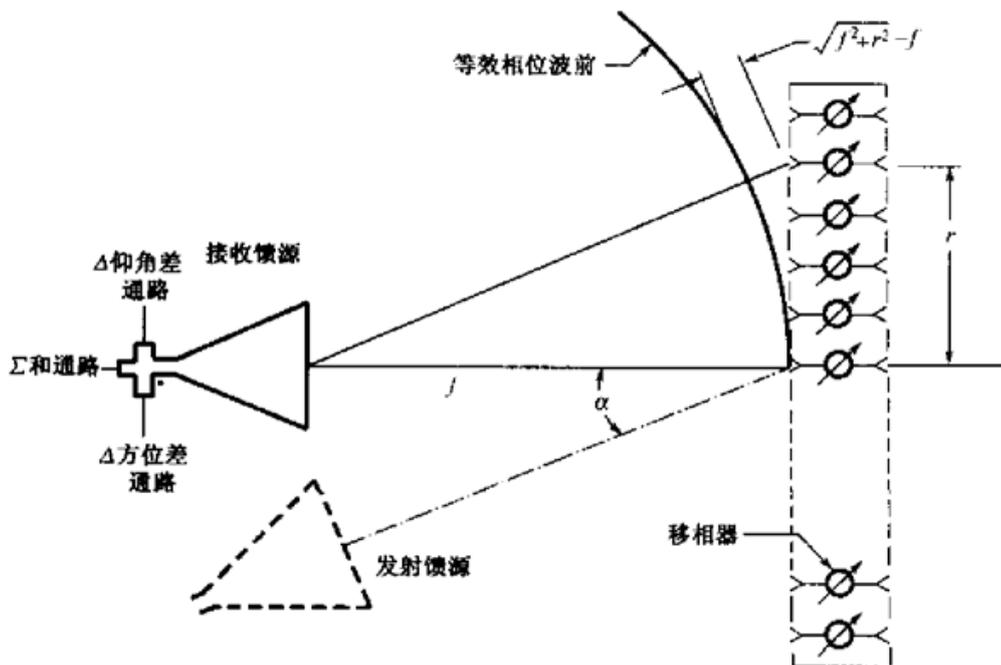


图 4.16 收、发分开的空间馈电的原理示意图

4.3.2 相控阵雷达的波束控制

相控阵雷达是通过控制每个天线单元上移相器的相位来控制波束指向的,因此相控阵雷达的波束指向和单元上的相位值有关。行列坐标为 (m, n) 的单元 i 上的相位 $\varphi(i)$ 可表示为

$$\varphi(i) = \frac{2\pi}{\lambda}(md_x \cos\alpha + nd_y \cos\beta) + \Psi(x, y) \quad (4.7)$$

对于采用空间馈电方式的相控阵天线, $\Psi(x, y)$ 是进行光程差补偿的相位值。在图 4.16 中, 如果馈源位于阵面的轴上, 则

$$\Psi(x, y) = \frac{2\pi}{\lambda}(\sqrt{f^2 + x^2 + y^2} - f) \quad (4.8)$$

由于每个移相器的最大相位只能是 2π , 因此在实际相位控制时, 单元上的相位是模 2π 的形式, 于是式(4.7)变为

$$\varphi(i) = \text{mod} \left[\frac{2\pi}{\lambda}(md_x \cos\alpha + nd_y \cos\beta) + \Psi(x, y) \right]$$

式中, mod 是取 2π 为模的运算。

在工程上, 波束控制常常是采用数字式移相器来实现的, 因此对应于给定的波束指向, 每个单元上的相位值实际上可表示为

$$\varphi(i) = \frac{2\pi}{2^p} \text{INT} \left\{ \frac{2^p}{2\pi} \text{mod} \left[\frac{2\pi}{\lambda}(md_x \cos\alpha + nd_y \cos\beta) + \Psi(x, y) \right] \right\} \quad (4.9)$$

式中, INT 表示将计算结果只取整数, p 为数字移相器的位数。当 $p=4$ 时, 数字移相器的最小有效位为 22.5° 。

在相控阵雷达的设计中, 究竟选择多少位的数字移相器应根据系统要求雷达达到的技术性能指标来决定。一般来说, 数字移相器的位数越多, 指向精度就越高并且天线副瓣的电平也就越低。从这一目的出发, 最好是选择多的位数, 但这样会大大地增加相控阵雷达的制造成本, 因此数字移相器的位数应根据性能-价格比来优化折中选择。关于数字移相器对雷达指向精度影响的分析, 在第 5 章有详细的讨论。

波束控制机是相控阵雷达完成波束控制的设备, 它根据雷达控制计算机输出的命令按照式(4.9)对每个单元的相位进行计算。在工程设计中, 波束的计算时间和所需的计算字长与相控阵雷达的波束步进间隔有很大的关系。选择计算字长要

保证输出波束的指向精度,它与移相器的位数、天线孔径的大小和相位参考原点有关。

在跟踪制导雷达的设计中,波束控制机的运算精度应保证实现最小的波束跳跃角。假设一维相控阵天线的单元间距为 d ,单元总数为 N ,移相器的位数为 p ,相位参考点选为第 1 个单元,那么对应于移相器最小有效位的波束指向为

$$\sin\theta_1 = \frac{\lambda}{(N-1)d \times 2^{p-1}} \approx \frac{\theta_3}{2^{p+1}} \quad (4.10)$$

式中, θ_3 为天线的 3dB 波束宽度。同样地,当第 $N-1$ 个单元上的相位对应于移相器最小有效位时,波束指向为

$$\sin\theta_2 = \frac{\lambda}{(N-2)d \times 2^{p-1}} \approx \frac{\theta_3}{2^{p+1}}$$

所以,最小的波束跳跃角为

$$\delta\theta_{\min} \approx \sin\theta_2 - \sin\theta_1 \approx \frac{\theta_3}{N \times 2^{p-1}} \quad (4.11)$$

利用式(4.11),假设天线的波束宽度为 1° ,单元数为 100,采用 4 位移相器,那么相应的最小波束跳跃角为 0.00543mrad。波束控制机的运算字长精度为

$$\alpha_{\min} \approx \frac{2\pi}{\lambda} d \times \delta\theta_{\min}$$

当 $d/\lambda=0.5$ 时,有 $\alpha_{\min} \approx \pi \times \delta\theta_{\min} \approx 1.7 \times 10^{-5}$,近似为 15 位的字长。

波束控制机将计算结果的前 8 位送给移相器的驱动器进行相位控制。图 4.17 所示为一种非互易铁氧体移相器的波束控制计算时序关系。图 4.17 中,在 T_1 时刻雷达发射脉冲;在 T_2 时刻由雷达控制计算机向波束控制计算机输入下一个波束指向的位置 $(\cos\alpha, \cos\beta)$;在 T_3 时刻波束控制计算机按照式(4.9)计算每个单元所需的相位;在 T_4 时刻将计算结果输入移相器驱动电路寄存器并对下一个波束指向进行“配相”,在完成“配相”后雷达开始向新的波束位置发射脉冲;当发射结束后,在 T_5 时刻驱动电路取反码,进行对接收波束的“配相”。如果移相器是互易的则不需要进行 T_5 时刻的工作。

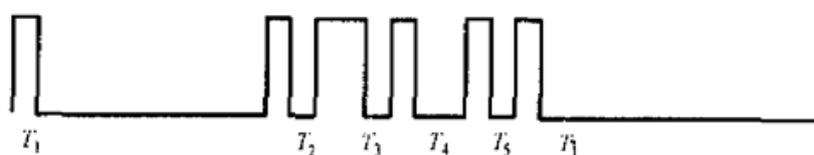


图 4.17 波束控制计算时序关系

4.3.3 发射机

相控阵雷达的发射机与一般雷达的发射机在工作原理和组成上没有区别,但由于相控阵雷达要实现多功能状态工作,如搜索、监视、跟踪等,所以经常需要根据任务的不同改变发射波形和脉冲重复频率。这会给发射机的平均功率造成很大的波动,对于采用电真空器件的发射机的稳定性是不利的,因此在进行工程设计时,应采取必要的措施来克服平均功率波动的影响。

相控阵制导雷达的发射机一般采用全相参放大链式结构,末级功率放大管多采用行波管或多注速调管。例如,美国的“爱国者”系统中制导雷达的发射机选用行波管,俄罗斯的C-300系统中制导雷达的发射机选用多注速调管。多注速调管具有输出功率大、频谱纯度高、体积小、重量轻、工作电压低的特点,因而在雷达系统中应用越来越多。下面重点介绍多注速调管的工作原理、组成和设计特点。

1. 主要技术指标要求

典型的多注速调管雷达发射机系统的主要技术指标如表4.5所示。

表4.5 典型的多注速调管雷达发射机系统的主要技术指标

项 目	技 术 指 标
工作频段	X
工作带宽(MHz)	300
输入脉冲功率(mW)	10
输出脉冲峰值功率(kW)	100~200
输出脉冲平均功率(kW)	5~10
输出脉冲宽度(μ s)	0.5~500
输出脉冲前沿(μ s)	0.1
输出脉冲后沿(μ s)	0.1
脉冲重复频率(Hz)	125~ 1×10^6
占空比	5%

2. 系统组成及工作原理

图4.18所示为一个典型的雷达发射机系统的组成框图,它是全相参两级放大链系统,前级为场效应晶体管放大器,末级为栅控多注速调管放大器。

系统在同步脉冲和末级同步脉冲的作用下,将来自频率合成器的脉冲激励信

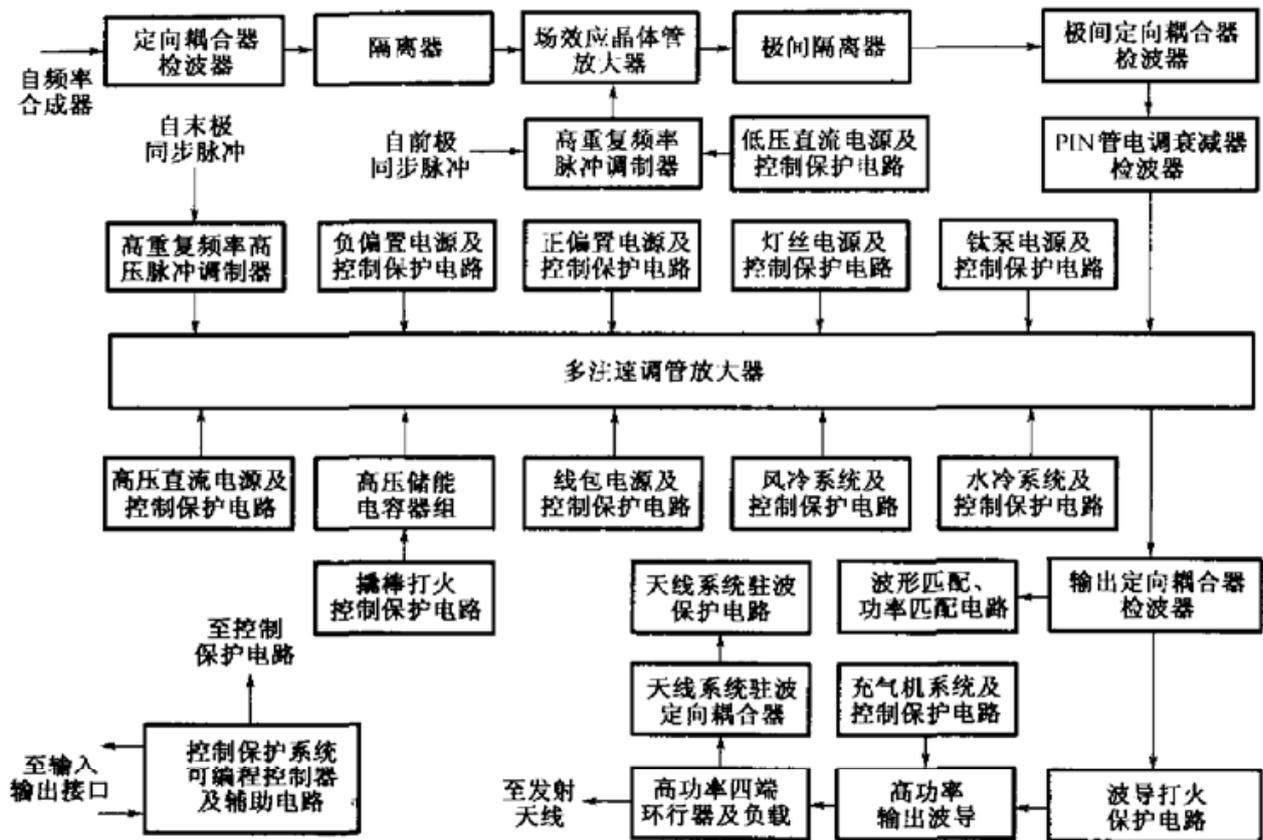


图 4.18 采用栅控多注速调管的雷达发射机系统的组成框图

号经前级放大器进行放大,信号再经 PIN 管电调衰减器衰减和末级多注速调管放大器放大后,经隔离器和波导等送往天线馈电系统并向空间辐射。

前级由场效应晶体管放大器组成,输入端的定向耦合器、检波器对频率合成器的输出信号进行采样监测。PIN 管电调衰减器使末级多注速调管放大器的激励功率能够随雷达工作频率进行程控调节,从而获得末级多注速调管放大器全频段所需的最佳激励功率。低压直流电源及控制保护电路为多波形脉冲调制器和场效应晶体管放大器提供直流工作电压,保证它们稳定工作;并且当发射机系统出现波导“打火”故障时,可以用来快速切断末级多注速调管放大器的激励信号。

多波形脉冲调制器为末级多注速调管放大器系统提供控制极和阴极间所需的调制脉冲,保证多注速调管放大器工作。负偏置电源及控制保护电路提供多注速调管的控制极和阴极间所需的负偏置电压,以使多注速调管在脉冲之间可靠截止;正偏置电源及控制保护电路提供多注速调管控制极和阴极间所需的正偏置电压,以使多注速调管在脉冲内可靠导通。

多波形脉冲调制器是一个典型的浮动板调制器,选用 MOSFET 进行串联连

接作为调制管,用“切尾电路”通过脉冲变压器传输脉冲和隔离高压,并分别触发脉冲前、后沿。

灯丝电源及控制保护电路提供多注速调管灯丝加热所需的直流功率,以使多注速调管阴极稳定地发射电子。钛泵电源提供钛泵所需的直流工作电压,以保持多注速调管良好的真空度。

高压直流电源及控制保护电路提供多注速调管阴极所需的直流高压和功率,是发射机系统的主要功率来源。高压储能电容器组提供多注速调管在阴极脉冲内所需的直流脉冲功率,以减小输出脉冲包络顶部的降落。聚焦线包电源及控制保护电路提供聚焦线包所需的稳定的直流电流,使多注速调管良好聚焦,以获得较高的电子通过率。高压电源采用全桥零电流串联谐振逆变脉冲频率调制调压稳压电路,两路直流输出并联连接以实现大功率输出。

风冷系统及控制保护电路提供发射机系统所需的强迫冷却风,对多注速调管的控制极、阴极、引出管脚、相关电路(含多波形脉冲调制器、负偏置电源及其控制保护电路、正偏置电源及其控制保护电路、灯丝电源及其控制保护电路)和高功率输出波导进行强迫冷却,保证系统稳定工作。

水冷系统及控制保护电路提供5路具有一定压力和流量的冷却水,对多注速调管的收集极、管体、聚焦线包和高功率四端环行器及其负载进行强制冷却,保证多注速调管和发射机系统稳定工作。

在发射机输出端的微波传输系统中,定向耦合器和检波器对末级多注速调管放大器的输出信号进行采样监测。

充气机系统及控制保护电路为输出微波传输系统提供一定压力和流量的干燥空气,以避免高功率微波击穿打火。高功率四端环行器及负载把发射机系统和天线馈电系统隔离开,以免天线馈电系统的故障引起驻波过大而造成发射管损伤或损坏。

控制保护系统负责把发射机系统的各种信息传送给雷达系统,并负责传递控制指令和采集故障信息,实现发射机系统自动按时序开关机和自动按顺序进行故障保护。

在控制保护系统中,撬棒打火保护电路(见图4.19)对流经多注速调管阴极的脉冲电流进行采样监测并与基准值进行比较,当出现过流或多注速调管发生高压打火时,电路迅速向发射机系统发出撬棒打火保护故障信号,同时在几微秒内将撬棒放电管点火,使其在数十微秒内将高压储能电容器上储存的电荷释放掉,实现对

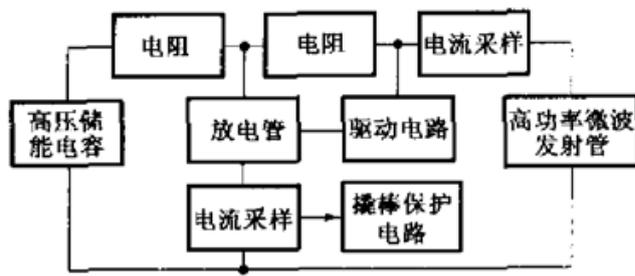


图 4.19 撬棒打火保护电路原理框图

多注速调管阴极电流的分流,达到快速保护阴极的目的。波导打火保护电路对多注速调管输出窗和输出微波传输系统进行监控,当输出窗和输出微波传输系统中的任意一个出现高功率微波打火现象时,电路迅速向发射机系统发出波导打火保

护故障信号,同时与前级放大器系统配合在几微秒内切断多注速调管放大器的射频激励信号,实现对多注速调管输出窗的快速保护。

天线馈电系统的驻波定向耦合器使用高功率四端环行器第三端的信号,为驻波保护电路提供输入。驻波保护电路把天线馈电系统的反射功率采样信号与其基准值进行比较,当超限时,迅速向发射机控制保护系统发出驻波保护故障信号,同时与前级放大器系统配合在几微秒内切断多注速调管放大器的射频激励信号,实现对多注速调管输出窗和发射机系统的快速保护。波形检测电路对发射机系统的输出采样信号进行监测,并将其包络脉冲波形回送给雷达监测系统,判断是否有漏码和误码现象。

3. 发射机关键电路的设计

1) 高稳定高压开关电源设计

高压电源是高功率放大链式发射机系统的关键组成部分之一,其性能的优劣对于发射机系统性能有着举足轻重的影响,因此高稳定高压电源的设计是高功率放大链式发射机系统设计的关键之一。传统高压电源电路的形式很多,主要方案有:调压器调压、高压变压器升压、桥式或 12 相整流、 π 型电感电容滤波电路;可控硅调相调压、高压变压器升压、桥式或 12 相整流、 π 型电感电容滤波电路;可控硅高压变压器初级抽头调压、高压变压器次级升压、桥式或 12 相整流、 π 型电感电容滤波电路;静止变频调压、高压变压器升压、桥式或 12 相整流、 π 型电感电容滤波电路;高压变压器升压、桥式或 12 相整流、 π 型电感电容滤波、电子管高压串联调整稳压电路等。但这些方案的体积和重量都较大,往往占据发射机系统近一半的空间和重量。

近些年来,随着技术的发展,功率半导体器件和磁性材料的性能不断提高,新型大功率半导体器件及磁性材料不断出现。同时,各种新型电力电子变换电路也

随之不断出现,电路性能日益完善。功率半导体技术、磁性材料技术、电力电子技术的发展,有力地推动了高稳定高压开关电源技术的不断发展和完善。现代高稳定高压开关电源以体积小、重量轻、效率高、稳定性好的优势,在高功率放大链式发射机系统中获得了广泛应用。

现代高压开关电源电路的形式较多,按照输出功率的大小,其基本电路形式可分为如下两种。一是小功率输出的推挽逆变脉宽调制稳压电源,其电路组成和工作原理为交流输入电压直接整流、电容滤波、推挽式逆变或半桥式逆变、高频高压变压器升压、单次级桥式整流或多次级桥式分别整流串联叠加、 π 型电感电容滤波或 π 型电阻电容滤波、脉宽调制调压稳压,它适用于多注速调管发射机的负偏置电源等。二是大功率输出的全桥零电流谐振逆变脉冲频率调制稳压式电源,其电路组成和工作原理为交流输入电压直接整流、 Γ 型电感电容滤波、全桥式零电流谐振逆变、高频高压变压器升压、单次级桥式整流或多次级桥式分别整流串联叠加、 π 型电感电容滤波、脉冲频率调制调压稳压,它适用于大平均功率行波管发射机的高压电源、大功率多注速调管发射机的高压电源。

高压开关电源目前主要选用的开关器件有金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)单管和MOSFET模块、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)单管和IGBT模块、智能型功率模块(IPM)等。高压开关电源目前主要选用的磁性材料有铁氧体、非晶合金等。

一部典型的雷达发射机高压大功率开关电源电路的主要技术指标要求为:输出电压是24 kV,输出电流是1.7 A,输出纹波是0.01%,输入电压是三相400 Hz、208 V。

高压电源的电路组成包括低压整流滤波电路、高频高压逆变电路、高压整流滤波电路、输出电压采样电路、可控硅(SCR)触发电路、IGBT触发电路、脉冲频率控制及保护电路;在结构上分为低压整流滤波、高频高压逆变、高压整流滤波3个组合,总装在1个机柜内。

高压电源各部分的组成框图分别如图4.20~图4.22所示。图4.20所示为典型的三相桥式整流、电容滤波电路。在可控硅(SCR)触发电路的控制下,通过对可控硅导通角的控制实现电路慢启动。图4.21所示为典型的以IGBT模块为开关管的全桥式电感电容串联谐振逆变电路。在脉冲频率控制及保护电路的同步控制下,IGBT触发电路输出两路互补的触发脉冲,使4个IGBT模块交替导通,实现全桥逆变。图4.22所示为典型的单相桥式整流、电感电容滤波电路。该电路通

过两路单相桥式整流和直流输出串联叠加,完成直流输出的高压合成。

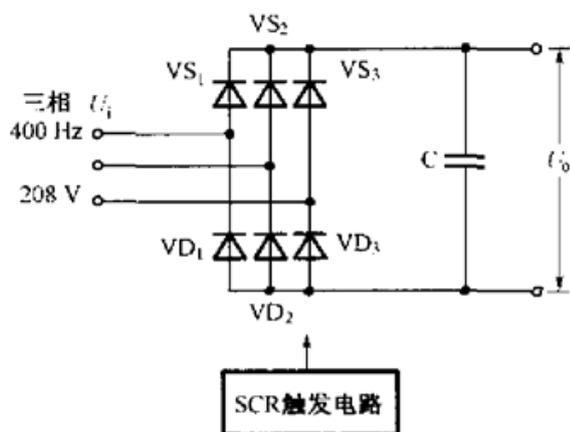


图 4.20 低压整流、滤波电路示意图

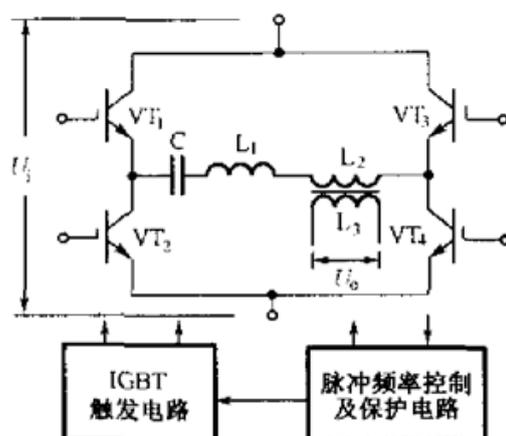


图 4.21 全桥式电感电容串联谐振逆变电路示意图

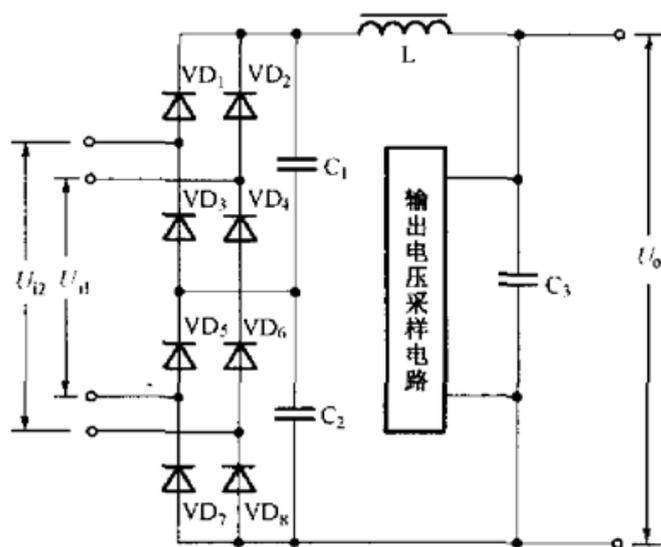


图 4.22 高压整流、滤波电路示意图

高压开关电源的工作原理如下。来自电网的三相 400 Hz, 208 V 交流电经低压桥式整流、LC 滤波后,变为约 250 V 的低压直流电;然后经由 IGBT 模块开关管组成的 LC 串联谐振高频高压逆变器,变为两路约 12 kV, 20 kHz 的交流方波电压;再经两路高频高压桥式整流、电容滤波,最后变成所需的 24 kV 直流高压。输出电压采样电路对输出电压进行采样,并把采样信号送往脉冲频率控制电路,使得逆变电路的工作频率随电网电压或输出负载电流的变化而自动调整,从而实现输出电压的稳定。当输出电压过高或输出电流过大、IGBT 发生过流故障或电网电压缺相时,保护电路将关闭 SCR 触发脉冲和 IGBT 模块触发脉冲,或者断开高压,从而实现故障保护。这种电源采用高压大功率可控硅模块作为交流输入电子开

关,具有电流为零的触发导通,因而对电网无污染,保护速度快。

2) 电磁兼容性设计

制导雷达发射机系统的电子电路形式复杂,应用器件种类繁多,有模拟电路、数字电路、模拟数字混合集成电路。因此在设计时,发射机放大链的总功率增益不能过高,要控制在适当范围内以避免系统自激,同时要合理分配和掌握各级放大器的功率增益,做好放大链级间隔离,以免放大器级间隔离度不足而引起发射机系统自激。另外,还要做好末级高功率放大器的隔离和电磁屏蔽,特别是对末级高功率微波放大管及发射管,要采用隔离器和合理的发射机系统结构布局,来实现良好的级间隔离。直流高压电路的设计应根据发射机系统的实际结构布局和连线需要,分析实际直流电流回路和脉冲电流回路布局,做到各电路引线要尽可能短,回路面积要尽可能小,以减小引线电感和回路辐射面积。同时,不同电流的回路采用不同规格的导线,直流电流回路导线尽可能地采用多根多股线并联或汇流条馈电的方式。采用合理的结构布局、电气布线和导线规格,可大大减小直流高压电路对发射机其他电路因电磁耦合而产生的干扰。

低压电路在结构布局上要远离高压电路,并采取电气隔离或屏蔽措施,以免高压电路对它形成干扰。对于悬浮在高电位上的低压电路,在电气和结构设计上要减小对地分布电容,在布线时要单点对高电位相连,以免高压发生波动或发射机出现高压打火时通过分布电容充放电,对低压电路造成干扰或损坏。对于低压脉冲电路和低压控制保护电路,脉冲信号和控制信号的传输要通过同轴电缆或双绞屏蔽线进行,同时须将屏蔽线在适当位置单点接地;另外,信号传输线要与其他导线分开布局,尤其是要尽可能地远离高压大电流脉冲电路引线,以免高压脉冲对其形成干扰。

控制保护电路与发射机其他电路的接口,尽量避免直接电气连接,可采用光电耦合隔离,或采用继电器触点隔离,以免对控制保护电路形成干扰。

发射机系统的接地有直流电路地、脉冲电路地、悬浮电位参考地、信号电路地和安全地等,设计时要予以区分,各电路要单点接地。另外,各接地线上不能出现有电流回路,真正做到零电流接地,这样可避免地线干扰。

对于发射机系统的微波输出信号,要求其输出频谱纯、带外杂散电平低,以免影响其他电子系统正常工作。

3) 冷却系统设计

制导雷达发射机的工作效率较低,往往只有百分之十几到百分之二十几,大部

分供电功率都变为热量,需要及时排除;特别是大功率发射机系统的供电功率达数十千瓦至数百千瓦,需要耗散的平均功率常常达到数十千瓦。因此,发射机系统的冷却问题十分突出,应予以高度重视。发射机冷却系统一般包括风冷和液冷两部分。

对发射机系统的电子设备、微波发射管灯丝与阴极电极的引脚、低功率微波发射管与微波器件等,主要采用强迫风冷;对大功率微波发射管、大功率微波器件等,则以强迫液冷方式为主。冷却系统的主要技术参数有:电子设备功率损耗量、设备冷却介质的工作温度范围及温度保护点、各路冷却介质的工作流量范围及流量保护点、各路冷却介质的压力及压力保护点、各路冷却介质的压力降、冷却介质的最大压力及压力保护点、冷却介质的电阻率、冷却设备的工作环境温度范围、冷却设备的工作环境湿度范围、冷却设备的工作环境海拔高度、冷却设备噪声、冷却设备供电容量和控制保护电路接口要求等。

风冷系统主要由冷却通风机、风道、空气分配器、空气合成器、风流量传感器、过滤器和控制保护电路等组成。在设计时,可以先根据电子设备功率损耗量和允许的设备工作温升来确定冷却通风机流量;然后根据被冷却设备的结构组成及各部分所需的冷却风量,主风道结构和空气分配器、空气合成器的路数及其结构,被冷却设备的压力降和风道、空气分配器、空气合成器的压力降,确定冷却通风机的输出风压;最后根据要求的通风机流量和输出风压,确定冷却通风机的规格型号、主风道流量传感器和各风道流量传感器的规格型号,以及各流量保护点参数。

在结构设计时,还要根据设备的工作温度范围,确定温度传感器或温度继电器的规格型号及各温度保护点参数,并将温度传感器或温度继电器设计安装在各自风道入口和出口处的合适位置。在风道入口和出口处分别设计安装空气过滤器,以滤除杂质、灰尘和水分。风冷系统的控制保护电路一方面按要求对冷却通风机实施开、关机,另一方面对风冷系统的工作状态进行监测,并及时向发射机系统发出风冷故障信号,如通风机故障、各路流量小、温度超限、供电缺相和电路过流等。

液冷系统主要由水泵、过滤器、管道、温度传感器、水分配器、水收集器、流量调节器、流量传感器、二次热交换器、加热器、储水箱、膨胀箱、液位传感器、系列快速接头和控制保护电路等组成。液冷系统的设计要根据被冷却的微波发射管、微波器件的功率损耗量和允许的工作温升,来确定液冷系统的总流量、水泵流量、主管道的结构、水分配器和水合成器的路数及其结构;根据被冷却的微波发射管、微波器件的压力降和管道、水分配器、水合成器的压力降,确定冷却水泵的输出液压或扬程;根据二次热交换器的结构容积,确定储水箱容积与膨胀箱容积。在已知总流

量和各路流量的要求后,确定主管道流量传感器和各管道流量传感器的规格型号及各路流量保护点参数,并将流量传感器设计安装在各自管道的合适位置。为保证发射机工作时安全可靠,还要根据设备工作温度范围,确定温度传感器或温度继电器的规格型号及各路温度保护点的参数,并将温度传感器或温度继电器设计安装在各自管道的合适位置。在二次热交换器风道的入口和出口处分别设计安装空气过滤器,以滤除杂质和灰尘。为便于设备在低温下能正常启动和工作,往往还需要在主管道内安置大功率加热器,以便及时对液体加热,迅速提升液体工作温度;加热器功率的大小取决于设备工作要求的最低温度值和发射机的最快启动时间等。液冷系统的控制保护电路负责对液冷系统的工作状态进行监测,并及时向发射机系统发出液冷故障信号,如各路流量小、液体压力高、液位低、温度超限、供电缺相、电路过流和二次热交换器通风机故障等。

4) 控制保护系统设计

控制保护系统负责发射机系统与制导雷达系统之间的通信,接收各种控制指令,同时负责将发射机系统的状态传送给制导雷达系统。控制保护系统的另一任务是直接与发射机系统各组成部分连接,传递控制指令和采集状态信息,实现发射机系统自动按时序开关机和自动按顺序进行故障保护。

高功率发射机系统的开机时序为:冷却系统、充气系统、低压电路、高压电路、调制脉冲、微波激励。高功率发射机系统的关机时序为:微波激励、调制脉冲、高压电路、低压电路、充气系统、冷却系统。

为使发射机系统在开机时不产生冲击,在发射机系统的电源电路中设有输出电压启动电路,如灯丝电源输出电压慢启动、高压输出电压慢启动等。为使发射机系统在故障时电子电路不被损坏,在其电路中通常设置的故障保护有:输入电压缺相保护、风冷流量过低保护、钛泵保护、高压保护、调制脉冲保护、天线馈电系统驻波保护等。为确保微波发射管在打火时不被损坏,在发射机系统电路中通常设置有波导打火保护电路和撬棒打火保护电路。为使发射机系统在出现故障后设备能够快速恢复,在控制保护电路中设置有故障复位电路。考虑到发射机系统的效率较低,控制保护系统还设置有输入微波激励功率低和输出微波功率低的故障告警电路。

发射机控制保护系统采集的状态信息主要有:供电电压是否正常、冷却系统工作是否正常、充气系统工作是否正常、波导系统充气压力是否正常、低压电路工作是否正常、高压电路工作是否正常、脉冲调制电路工作是否正常、微波激励功率是

否正常、微波输出功率是否正常、天线馈电系统驻波是否正常等。

4.3.4 接收机

中远程相控阵雷达接收机的设计和第3章中介绍的制导雷达接收机的设计没有原则上的区别,仅是根据系统要求的功能,通道数量较多。因此,保证各路接收机幅度和相位的一致性、各路接收机之间隔离度的一致性、各路接收机的STC和AGC等控制电路的幅度和相位的一致性,是设计中的关键问题。

4.3.5 信号处理器

1. 主要任务

多功能相控阵跟踪制导雷达的信号处理器主要负责完成线性调频信号或相位编码信号的脉冲压缩、MTI滤波、MTD处理、恒虚警率(CFAR)处理、二进制数字积累和信号检测等任务,以及对多目标和导弹进行距离跟踪,产生雷达工作所需的同步信号等任务。信号处理器还要负责雷达工作在复杂电磁环境下的干扰分析,控制雷达已有的抗干扰资源进行电子对抗。

图4.23所示为美国“爱国者”系统中相控阵雷达信号处理器的原理框图,它是多功能相控阵雷达的核心组件之一。

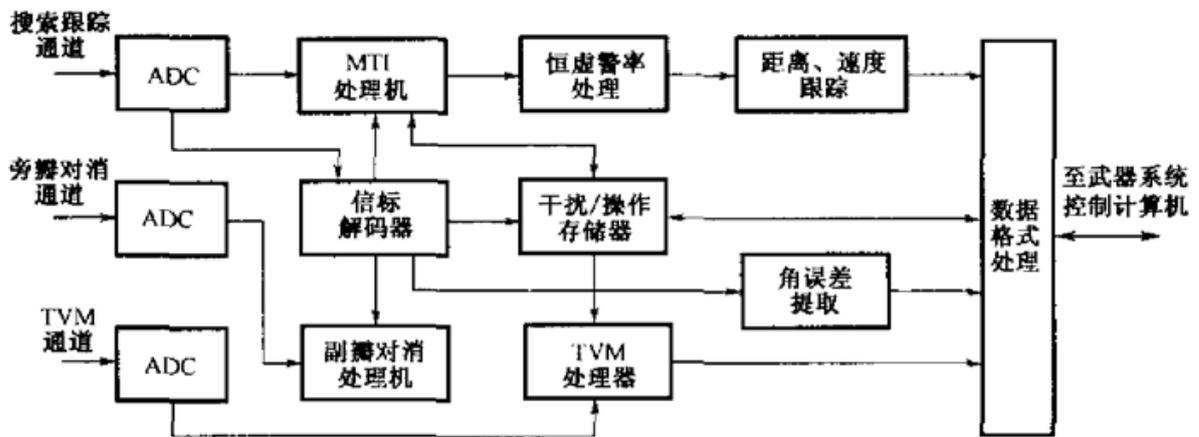


图 4.23 “爱国者”系统中相控阵雷达信号处理器的原理框图

2. 技术性能要求

根据制导雷达的任务要求,表4.6中列出了信号处理器的主要技术项目。

表 4.6 多功能相控阵雷达信号处理器的主要技术项目

项 目	目 标	导 弹
脉冲重复频率(kHz)	1~16	1
脉冲宽度(μ s)	0.5, 8, 16, 32, 64, 128	—
副瓣对消(dB)	15	
CFAR 处理	有	
MTI 处理(改善因子)(dB)	50	—
MTD 处理	有	—
MTT	有	
目标数	10	12
距离、角度误差提取	有	有
距离跟踪精度(m)	30	30
干扰分析	有	—
频率捷变	有	—
产生雷达的同步信号	有	有
对雷达各分系统的状态控制	有	有

3. 信号处理器的组成

由于相控阵雷达所要完成的任务多、处理目标数量大,同时为了适应在复杂电磁环境下工作(反干扰),雷达系统要求信号处理器除完成规定的任务外,在结构上要有“可扩展”和“可重构”的能力,即要求信号处理器只需要经适当地改变结构,就能在处理速度、容量上满足增加的任务要求。近几年来,专用的信号处理芯片在信号处理能力上有了很大的提高,利用 ADSP21XXX 系列芯片构成的并行通用处理器,就能满足这一要求。当要求增加新任务时,只要在信号处理器的插槽上增加相应的功能 PCB 板,修改相应的软件就可以了。由于这一特点,这种类型的信号处理器在相控阵雷达中应用十分广泛。

信号处理器一般由 A/D 转换器、预处理器、主处理器、控制器、通用接口和 D/A 转换器组成。A/D 转换器将接收机输入的中频信号转变为数字信号,送入预处理器,预处理器的作用是完成与其他系统数据交换,并完成对数据打包等预处理。主处理器是信号处理器的核心,主要完成的任务有:目标通道的数字脉冲压缩、DMTI、副瓣对消、角误差提取、干扰分析、多目标的距离跟踪、导弹通道的角误差提取、多枚导弹的距离跟踪等。控制器产生雷达所需的同步信号,根据雷达控制计算机发出的命令,实施对各分系统的状态控制。通用接口负责与各分系统的数

据通信。

4. 信号处理器的设计

1) 处理器芯片的选定

处理器芯片是信号处理器的核心部件。近几年,美国 ADI 公司推出了可并行扩展的超级哈佛指令计算机(SHARC),其主要型号包括 ADSP21060 和 ADSP21160 等。其中,DSP 结构设有乘法与累加指令、分开的指令与数据存储器,具有零开销循环等特点。在并行处理功能方面,芯片内部有 3 套独立的总线,每套总线都有独立的数据总线和地址总线,可完成双向数据存取、指令存取、非指令性 I/O 操作;芯片内部有 4 Mb 的片内双端口存储器,每块 SHARC 芯片都可以被访问,且具有并行处理接口,是可扩展的并行 SHARC 结构。该系列芯片可方便地构成多片并行处理系统,包括共享存储器并行处理系统、数据流并行处理系统、集束并行处理系统、单指令多数据流(SIMD)并行处理系统等。

ADSP21160 芯片具有 32 位定点及 32 位(或 40 位)浮点运算能力,单片可提供高达 600MFLOPS(每秒百万次浮点运算)的运算速度。该芯片具有单指令多数据流的内部结构,有两个 32 位的计算单元,每个单元包括算术逻辑单元(ALU)、移位器(Shifter)、乘法累加器(MAC)和数据寄存器(Data Register),保持与 ADSP2106X 代码的高度兼容;芯片内集成独立的 I/O 处理器,具有 4 Mb 双端口 SRAM,芯片外具有 4GB 的统一寻址空间;PM(Processing Module),DM(Data Management)和 I/O 总线都达到了 64 位,支持新的同步主机接口协议,增加了“链接口”的吞吐量,可达 100 MBps,使处理器之间的数据吞吐量大大增加。该芯片还支持多达 6 片的并行处理器互连,片内具有分布式总线仲裁逻辑,不需要任何附加逻辑电路;外端口支持统一的地址空间,每一个处理器可直接读/写任何一个并行处理器的内存;DMA 通道增加到 14 个,每个设备都具有单独的 DMA 通道,其中链接口占 6 个,串口占 4 个,外端口占 4 个,打包模式支持 64 位的外部 and 内部总线。表 4.7 所示为 ADSP21160 与 ADSP21060 的速度性能测试结果。

ADI 公司还推出了 TigerSHARC DSP 芯片,其最高运行速度为 300 MHz,内核指令周期为 3.3 ns,每周期能够执行多达 4 条指令,24 个 16 位的定点运算单元和 6 个浮点运算单元,并包含 6 Mb 的片内 SRAM,具有很高的存储和运算性能,在信号处理领域应用价值很高。

表 4.7 ADSP21160 与 ADSP21060 的速度性能测试结果

测试算法	ADSP21160	ADSP21060
1024 点复数 FFT	90 μ s	0.46ms
FIR 滤波(每级)	5ns	25ns
IIR 滤波(每级)	20ns	100ns
除法(y/x)	30ns	150ns
平方根倒数	45ns	225ns
DMA 传输率	700MBps	240MBps

选用 ADSP21XXX 系列芯片和通用大规模可编程器件来构成硬件框架,可以使设计灵活,大大降低模块的体积和功耗,使模块具有更好的通用性、兼容性和可靠性。在信号处理器中究竟选取哪种 ADSP21XXX 芯片,要根据任务的要求,充分地进行论证选择,以便达到最高的性能价格比。

2) 主处理器的结构

主处理器是信号处理器的核心部件,它采用网络结构(MeshSP),通过链接口(Link)把相邻的 SHARC 连接在一起。这是一种灵活高效的并行系统结构,可以达到非常高的数据处理能力和吞吐能力,适合于大规模的数字信号处理场合。

图 4.24 所示为一种由 6 片 ADSP21060 组成的共享总线结构的并行处理系统^[2]。该系统可根据从前级处理模块来的输入数据,自定义总线,并将数据存入输入缓存;输入控制 EPLD(Erasable Programmable Logic Device)产生地址写入信号、数据读/写信号和输入握手信号;DSP 处理系统将存储器中的数据读入,并对其进行处理,得出的运算结果存入输出缓存;输出控制 EPLD 产生地址读取信号、数据读/写信号和输出握手信号,将输出数据经寄存器输出至后级处理模块。

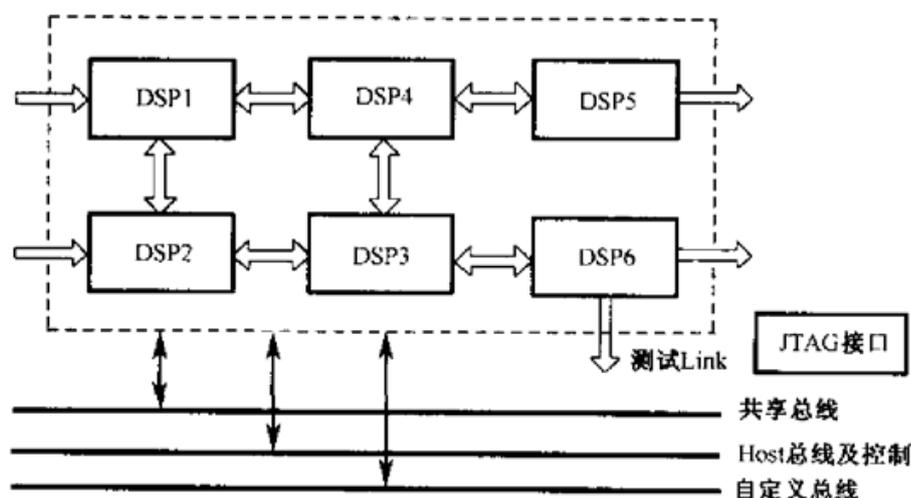


图 4.24 主处理器结构的原理框图

前级输入数据还可通过输入 Link 总线输入到 DSP 处理系统,输出数据也可通过输出 Link 总线输出至后处理模块。模块内部数据的流向可根据具体任务来选择,通过共享总线或是 Link 总线来传输。测试数据通过测试 Link 总线,经总线开关送至主控制器,这样便于系统调试和观测各结点的运行。主控制器通过 Host 总线接口控制 DSP 处理系统,并可通过该总线对各模块实施统一控制管理。

定时控制模块产生信号处理系统的自调试定时信号,同时接收雷达系统的定时信号;码源与输入模块接收其他系统的数字信号,也可产生自己的码源供调试用;主控制器模块是整个信号处理系统的工作控制器;宏指令控制模块接收雷达控制器发来的工作状态控制信号;监测控制模块完成系统的故障诊断;面板控制接口用于处理器系统自检调试键盘的控制,通用接口用于数据的接收或发送;D/A 转换模块将数字视频信号变为模拟信号,以便于观察。

各处理模块一般设计成多层印制电路板。由于通用 DSP 的工作主频较高,在印制板设计中要考虑高频数字电路设计时需要注意的一些问题,如电源分布、走线间的串扰、信号耦合和信号反射等,针对这些问题要采取相应的抗干扰和匹配措施,如滤波、屏蔽和阻抗匹配等。对共享总线控制信号、高频时钟信号、高速数据传输信号要仔细设计其布局布线,走线要短,最好放在地层的两侧。

参考文献[3]介绍了采用 4 片 ADSP21160 的信号处理板设计。处理板的拓扑结构如图 4.25 所示,板上处理器 #1、#2 和处理器 #3、#4 分别由局部数据总线和地址总线相连,构成处理板上两个并行运算子模块。每个运算子模块分别共享 $2\text{M} \times 64$ 位的大容量片外 SRAM,两个运算子模块基本平衡对称。这样设计没有简单地将板上的 4 片处理器直接用总线相连,优点是可以减少处理器对总线的竞争,使得处理器对总线的操作更加灵活,有利于处理器对存储器的数据读/写操作。各处理器间由“链接口”互相连接,每个处理器可与其余 3 个处理器进行高速点对点通信。每个处理器都有 1 个“链接口”连接到处理板的 VME 总线接口,便于印制电路板间的互连通信和与标准的通用信号处理板组合使用;其余 8 个“链接口”保留到前面板,可用来与其他信号处理板通信,构成多维信号处理系统,这些都为板间数据传输提供了极大的便利。

通过处理板上 VME 总线接口,多块处理板可插在 VME 背板上并行工作,处理板可通过 VME 总线与其他的处理板及主机通信,构成完整的信号处理系统。该处理板在硬件结构上具有简单、可靠、高效的优点,有利于任务灵活分配和算法高效实现,整块信号处理板的峰值运算能力达到了 2400 MFLOPS。

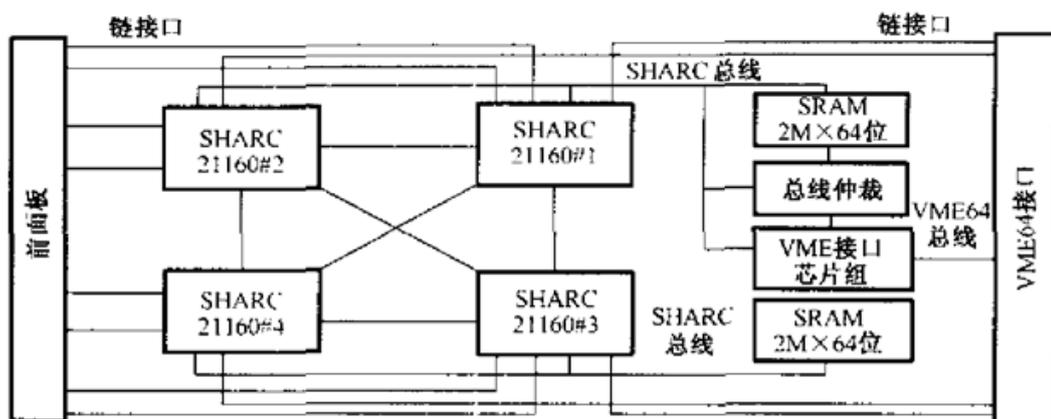


图 4.25 采用 4 片 ADSP21160 的信号处理板的拓扑结构

3) 软件设计与程序编制

根据雷达对信号处理器提出的任务要求,并结合处理器的硬件组成与模块结构,进行信号处理器软件设计的需求分析。需求分析的目的是将各项任务分配给不同的功能模块。例如,要实现数字脉冲压缩功能,就是对接收到的回波进行匹配滤波,需要完成卷积运算 $y(n) = x(n) * h(n)$,式中, $x(n)$ 为输入信号, $h(n)$ 为匹配滤波器的冲激响应函数, $*$ 为卷积运算;当用傅里叶变换法来实现数字脉冲压缩时,需要完成傅里叶逆变换,数学上表示为 $y(n) = \text{IFFT}[x(j\omega) \times h(j\omega)]$,或 $y(n) = \text{IFFT}[\text{FFT}x(n) \times \text{FFT}h(n)]$ 。对于执行上述计算任务,在分析其计算量的大小和所需时间后,将任务分给处理模块中的一片或几片 DSP。采用同样的方法,根据表 4.6 提出的要求将任务逐个分配到每个处理模块,以保证高速实时的数字信号处理能力。按照软件系统工程化管理办法,在完成需求分析后即可进行软件的初步设计和详细设计,完成详细设计后即可进行程序的编制。

程序编制可在开发系统平台上应用汇编语言或高级语言(如 C++)编写。为了保证程序结构稳定可靠,在编程设计中应重点考虑相关变量的变化、中断嵌套时的中断优先级顺序、非直接读/写的 DMA 传输方式、分支结构入口的设置和子程序设计等关键问题。编程还包括利用 ADSP21060 的 FLG0~FLG3 监测程序的运行,测量某段程序真正的运行时间。编程设计完成后,要在专用的软件测试设备上进行测试,只有通过测试后才能进行软件的调试。

4) 信号处理器与主控计算机、显示控制台的数据交换

信号处理器是雷达主控计算机和武器系统作战指挥中心的数据交换中心。信号处理器输入到主控计算机的数据有:搜索状态下的波束指向信息、搜索接收机输

出的雷达视频信号、雷达同步信号、目标的点迹和批次等。在跟踪状态下输入到主控计算机的数据有：目标的角误差值、跟踪距离值、目标的批次和目标的信噪比等。在导弹制导阶段输入到主控计算机的数据有：导弹的角误差值、距离值、导弹的地址码和导弹的信噪比等。信号处理器将主控计算机提供的信息(包括搜索监视目标的坐标、精确跟踪目标的坐标及航迹、导弹的坐标及轨迹、敌我识别信息等)送到显示控制台进行显示。另外,信号处理器还要负责将主控计算机提供的信息(包括操作控制装置对雷达发出的各种控制命令)发送到各个有关的分系统,控制雷达的状态;同样,信号处理器接收各个分系统发来的状态信息,并将其转发到显示控制系统,以便为操作员提供雷达的各种工作状态。

5. 可靠性设计

1) 元器件选择

为了减少器件种类和缩小系统的硬件规模,从而提高系统的可靠性,系统应尽量采用超大规模集成电路,如数字信号处理器(DSP)芯片和可编程逻辑器件(EPLD)等。例如,数字信号处理器芯片选用美国 Analog Devices Inc. 公司的 ADSP21060CZ-160($-40\sim 100^{\circ}\text{C}$),可编程逻辑器件选用美国 Altera 公司的工业级 EPF10K30 等可靠的高宽温型芯片,以提高系统对环境温度的适应性,从元器件选用上保证信号处理器的可靠性。

2) 印制板设计

随着信号处理器速度的提高,信号的时钟频率也相应地提高,并且脉冲上升沿变陡、电路板尺寸变小、布线密度加大,这样使得信号串扰成为一个非常值得注意的问题。因此,在设计印制板时可采取如下方法减小信号串扰。加大布线间距,减小平行布线的长度;输入端接入匹配电阻以消除反射;对于微带传输线和带状传输线,尽量将导线限制在高于地线平面 10 mil($1\text{mil}=2.54\times 10^{-2}\text{mm}$)以内;在串扰严重的两条信号线之间加一条地线,以起到隔离作用;采用多层印制板,将电源层放在几层地线层中间。设计组合的结构要采用加固措施,使其具有良好的抗震动性能,并要采用电磁屏蔽措施以减小内部电路间的串扰。

3) 信号传输设计

组合间的数据传输采用差分平衡方式传输或光纤传输,以减小数据误码率,提高可靠性。

4) 系统的维修性

系统的维修性也是制导雷达信号处理器的关键指标之一。为方便系统的维修,应对关键性的系统硬件给出状态标志,反映信号处理器的工作状态。雷达在系统的调度管理中,应按一定的周期进行系统软件自检。

4.3.6 雷达显示控制系统

1. 显示控制系统的组成

显示控制系统是作战指挥控制和人机交互的界面,其性能好坏直接影响到雷达使用性能和战术技术性能的发挥。根据制导雷达的作战、训练、检验飞行、维修、监测等工作状态和搜索、跟踪、制导等工作方式的要求,显示控制系统的主要功能包括:空情显示及人工干预的操作控制,发射制导显示和操作控制,角度、距离和速度手控跟踪,跟踪质量显示,监测数据显示,人工辅助抗电子干扰,通信控制,电源及灯光控制等。

一般而言,制导雷达的显示控制系统根据其完成的主要功能可以分成若干个显示控制台,它们是作战空情显示控制台,发射制导显示控制台,角度、距离、速度手控跟踪台及有关接口组合等,其组成如图 4.26 所示。

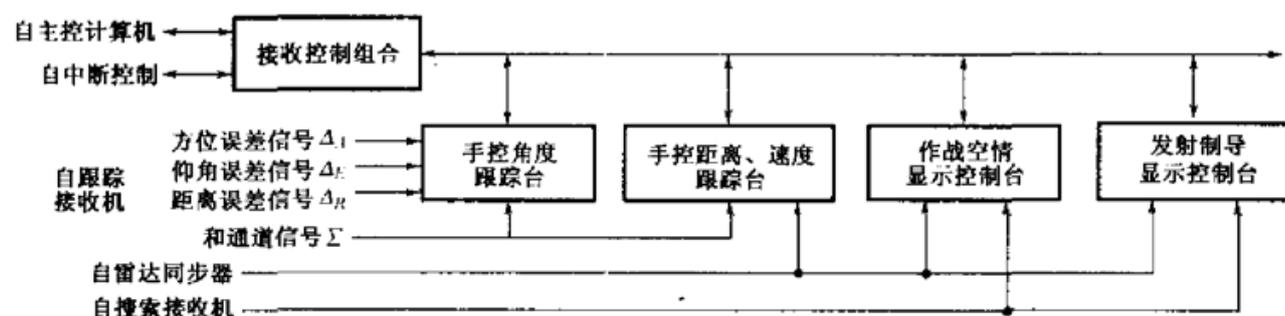


图 4.26 显示控制系统的组成框图

2. 显示控制系统的设计

光栅扫描显示器是近年来发展起来的一种新型显示器件,它具有显示灵活、适应性好、信息量大、全彩色等优点。因此,显示控制系统应全部采用彩色高分辨率光栅扫描显示技术,并配以触摸屏的一、二次信息结合的显示器。另外,还应配置一台信息处理计算机,以处理来自主控计算机及人工干预的各种信息。

显示控制系统的软件应是一个独立的软件。二次信息(如跟踪状态及符号、敌

我识别状态及符号)由显示控制软件变换处理后组成显示画面,一次信息(即雷达回波的原始视频波形)的显示由硬件来完成。

1) 空情显示控制台的功能

空情显示控制台的任务是显示作战空情和作战态势,包括搜索监视上百批次的目标。跟踪目标和发射的导弹、监视保护区和限制区等,同时还为指挥员提供对制导雷达系统的操作控制和作战过程中人工干预的操作控制等。

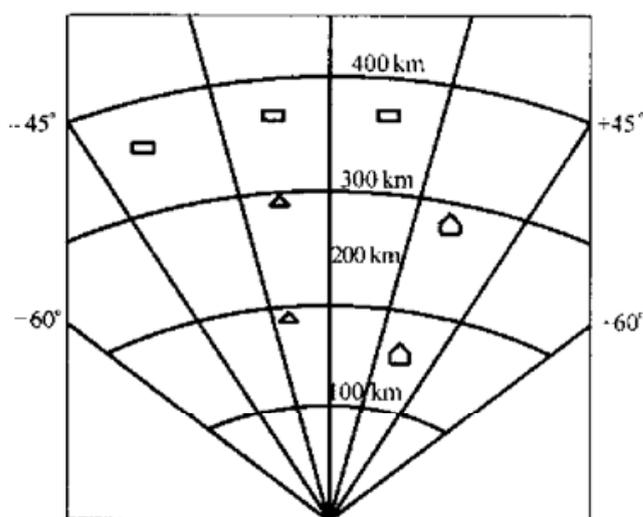


图 4.27 空情显示器的显示画面

2) 空情显示器的显示画面

根据防空作战的显示要求,空情显示器的显示画面如图 4.27 所示。图中的栅格线表示方位角和距离,不同的符号可代表不同的目标属性。例如,三角形表示我方或友方的飞机,矩形表示敌方飞机等。

3) 空情显示控制台的组成

如图 4.28 所示,空情显示控制台由高分辨光栅彩色显示器、显示控制计算机、触摸屏、功能键组、跟踪球和专用键盘等组成。

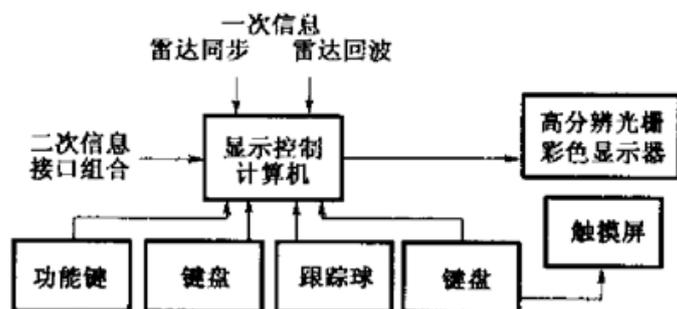


图 4.28 空情显示控制台的组成

4.3.7 相控阵制导雷达的软件

1. 相控阵制导雷达的数据处理

相控阵制导雷达的数据处理系统主要有两大功能,即搜索与跟踪等雷达事件的调度功能、跟踪与处理多机动目标的功能。下面分别讨论这两大功能。

1) 搜索与跟踪等雷达事件的调度功能

在研制多功能相控阵雷达时,计算机软件特别是控制软件中,雷达调度部分的设计与实现不容忽视。调度的复杂性是相控阵雷达数据处理的特点之一。

设计一个有效的调度程序必须考虑根据操作需求确定事件的优先级,确定约束雷达操作的因素,选择调度间隔及调度策略。调度策略是指调度程序按什么准则和方法处理各种可能的波束请求,表现为安排在一个调度间隔内的事件序列。在相控阵制导雷达中,常用的调度策略有固定模板策略、多模板策略、部分模板策略和自适应调度策略4种。

固定模板策略是指,在每一个调度间隔 T 内,预先分配相同的时间间隔,用于一组固定组合的雷达事件。固定模板策略仅限于单一用途或单一功能的雷达使用。图 4.29 所示为一种简单的固定模板策略,在每个调度间隔内,调度程序依次安排了7个雷达事件。

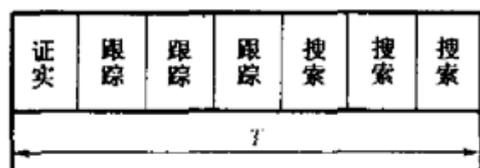


图 4.29 固定模板策略

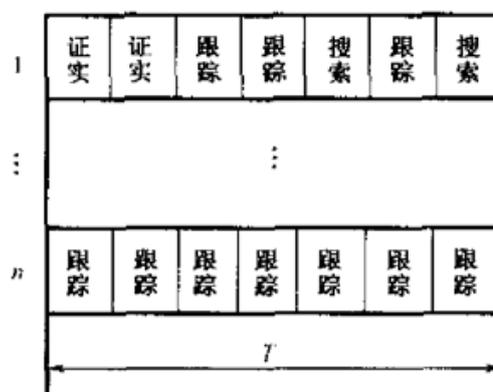


图 4.30 多模板策略

如图 4.31 所示,部分模板策略是指在调度间隔内,预先安排一个或多个事件,在剩余时间内按照操作优先级和各种约束,安排其他雷达操作。这种策略实质上是一种部分自适应策略,它主要用于多用途多功能雷达。

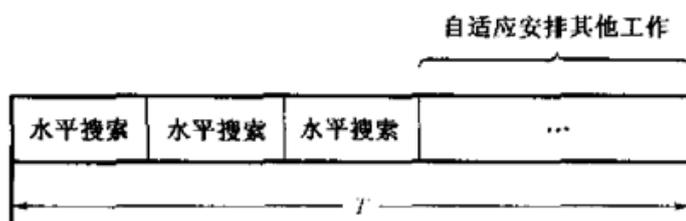


图 4.31 部分模板策略

如图 4.32 所示,自适应调度策略是指,在满足不同工作方式的相对优先级和表征参数的门限值约束的情况下,在雷达设计条件范围内,通过实时地平衡各种雷达波束请求所要求的时间、能量和计算机资源,为一个调度间隔选择一个最佳雷达事件序列的调度方法。

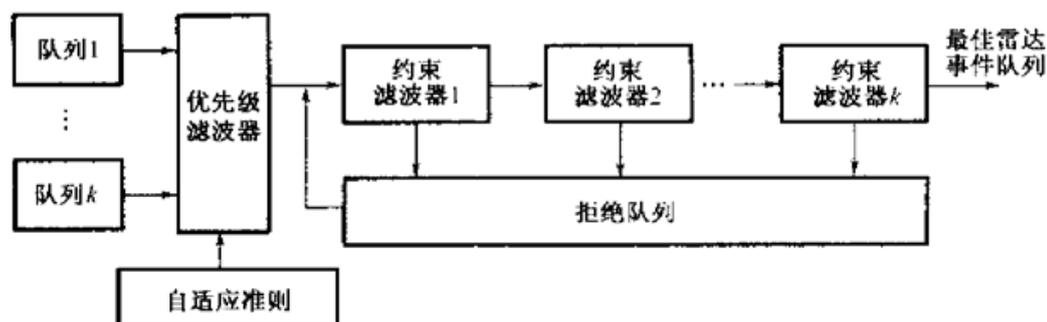


图 4.32 自适应调度策略

除了以上所述的调度策略外,人们对于调度的专家系统也进行了大量而深入的研究。

2) 跟踪与处理多机动目标的功能

相控阵雷达跟踪和处理多机动目标的功能是一般雷达不可比拟的,相控阵雷达的这个功能除了依赖于相控阵雷达天线指向的快速变化能力外,还依赖于相控阵雷达在数据处理中强大的跟踪滤波功能和多目标相关处理功能,这是相控阵雷达数据处理的重要特点。下面分别介绍相控阵雷达在数据处理中的跟踪滤波方法及多目标相关处理方法。

(1) 跟踪滤波方法

相控阵雷达要求实时滤波,为此常常使用递推滤波算法。在 1960 年,Kalman R E 和 Bucy R S 等运用状态空间描述法及动态系统状态转移的概念,第一次提出了著名的线性滤波和预测的递推方法(即卡尔曼滤波法),该方法使实时滤波得以实现。

相控阵雷达在数据处理中的跟踪滤波器对测量值和误差数据进行处理,得到当前位置的平滑估计值、当前速度的平滑估计值和下一个采样预测位置的估计值。影响滤波器输出的主要因素有动态系统模型、观测系统模型、雷达系统的输入噪声和观测噪声。

当观测系统模型是线性的,系统噪声和观测噪声具有 Gauss 分布时,应用 Kalman 算法可得到最佳滤波。然而在实际问题中,很难获得准确的系统噪声的

统计特性,动态系统模型及观测方程是非线性的,特别是当目标运动发生变化时更为严重。解决的办法有两类。一类是模拟随机加速度的统计特性,例如,将加速度模拟为零均值、平稳、时间相关、服从均匀分布的随机过程,也可将加速度描述为均值不为零、在时间上相关、统计上服从 Rayleigh 分布或服从截断正态分布的随机过程。由于需要计算加速度的不确定性,依上述方法设计的滤波器都考虑了某种类型的自适应。另一类是采用机动检测法,这类算法以跟踪滤波器提供的统计更新序列为基础进行检测判别,一旦判别发现统计信息量超过设定的门限,即启动适合于机动情况的滤波算法。

一般来说,观测非线性比动态非线性对滤波器精度的影响更大,因此观测非线性常常是考虑的重点。目标的运动特性常在笛卡儿坐标系中进行描述,而相控阵雷达观测是在方向余弦坐标系,所以雷达的观测值与目标的笛卡儿坐标之间存在非线性关系。一般的做法是在笛卡儿坐标系下滤波,在滤波之前完成方向余弦坐标系到笛卡儿坐标系的变换。但是跟踪的目标不同,做法也有所不同。例如,在跟踪再入飞行器时,在笛卡儿坐标系下进行状态的预测,而在方向余弦坐标系下进行滤波,能获得较高的估算精度。

(2) 多目标相关处理方法

现代多目标跟踪技术是数据相关处理与现代滤波理论的有机结合。多目标跟踪问题包括相关门的形式、数据关联,以及跟踪的起始、保持和终止,其中数据关联是多目标跟踪技术中的重点和难点。

当只有单一回波落入某个目标的相关门内时,相关过程立即结束。但是在密集多回波环境下,可能出现多于一个回波落入相关门内,或是单个回波落入多个相关门的交集内,这时就需要运用最近邻域法、概率数据关联滤波法或联合概率数据关联滤波法建立的逻辑进行反复判断,才能完成相关过程。联合概率数据关联滤波法与某种自适应滤波算法的结合是处理多机动目标跟踪的有效途径。利用相控阵雷达提供的径向速度信息,可以提高跟踪滤波器的初始化进程,特别是当目标急剧变化时可以提高目标参数的估计精度,而在多回波情况下,则可以减少点迹与航迹关联的模糊。

编队飞行目标群跟踪问题的难点,也在于如何正确地进行数据相关与关联,只是在这种情况下问题变得更复杂了。

在相控阵雷达数据处理的应用中,常采用相关门技术,它基本上是一种相关处理过程。相关门是在跟踪空间中以被跟踪目标的预测位置为中心的一块子空间。

其大小的选择原则是,一个以最大速度飞行的目标,在两次跟踪校正期间移动的距离不应超过相关门范围。对于相关门范围的精确选择必须充分考虑噪声的影响,如接收正确回波的概率和目标加速度造成的目标位置的不确定性。相关门技术可以改善系统的空间分辨率,使用相关门技术后,雷达的空间分辨率不再由波束宽度和带宽决定,而是由相关门范围决定。

2. 相控阵制导雷达的自适应调度

近几十年来,随着相控阵雷达技术的蓬勃发展,相控阵雷达已充分体现出灵活、快速、多功能地发现并跟踪空中目标的能力。相控阵雷达扫描天线在计算机的控制下,能在微秒量级的时间内形成和定位雷达波束,因此,它能在一秒内形成上百个跟踪和搜索波束,并进行回波处理,这使雷达能同时对许多目标交替进行搜索、跟踪和识别等操作。由于每个雷达动作(如搜索和跟踪)消耗不同的雷达资源,而雷达资源又是有限的,因此,如何分配和使用这些资源,对发挥相控阵雷达的巨大潜力有着重要的影响。本节将介绍如何在计算机中设计一套雷达工作方式的策略,以确保雷达能根据当时面临的目标环境状况、目标的类型、各种能量资源和设计约束限制,对雷达的各种工作方式进行调度和分配,均衡和充分地利用雷达系统资源,满足系统设计要求,充分发挥相控阵雷达的优势。

当相控阵雷达工作时,它对每个目标(或空域)采取的每一种工作方式都是通过调度程序进行设置的。调度程序驻留在雷达系统的计算机内,并且按一定的调度策略工作。调度策略的设计主要受以下几个因素影响。

1) 各种工作方式的相对优先级

在多目标威胁环境中,处于边跟踪边扫描状态下的雷达调度程序总是面临着多种请求,而且这些请求可能竞争同一时间间隔。但是,由于受到各种资源和雷达设计条件的约束,这些请求不可能同时都得到满足,因此必须为相控阵雷达规定各种工作方式的相对优先级。

由于雷达的每一种工作方式都是相对于特定的目标(或空域)而采取的,所以每种工作方式的相对优先级主要取决于相应目标(或空域)的相对重要性和时间紧迫程度,而且与系统设计师的经验和主观判断有关。一般可按递减的顺序,把各种可能的工作方式分为以下5个级别。

(1) 专用工作方式。它是指雷达为完成某些特殊功能而必须采取的工作方式。

(2) 关键工作方式。该方式要求向目标发射多个脉冲,所以要将它置于特别

高的优先级,如拦截导弹和跟踪目标即属此类方式。

(3) 近距离跟踪与搜索。由于该工作方式的时间较为紧迫,所以应将它置于较高的优先级。

(4) 远距离跟踪与搜索。置于较低的优先级。

(5) 测试与维修。与雷达系统的可靠性和可维修性有关,一般置于最低的优先级。

对于一个具体的雷达系统而言,所设置的优先级个数应视其作战任务而定。显然,优先级个数越多,系统的作战效率越高,但也同时增加了对计算机处理与存储性能的要求。因此,优先级个数是作战效率与对计算机要求的折中。Richard A. Baugh 对此给出了一个经验法则,即主要的优先级个数等于或小于 12 个;并对一个战术防空系统规定了 10 个优先级,按优先级数递减的顺序依次为:专用工作方式、拦截、关键时间方式、特殊请求、高优先跟踪、低优先跟踪、水平搜索、仿真、诊断与空操作。

2) 不同工作方式表征参数的门限

相控阵雷达各种工作方式优先级的相对性,不仅是指在正常工作条件下它们的相对重要性,而且也是指在非正常条件下这种相对重要性的可变性。

为描述这种可变性,引入工作方式的表征参数,并定义它为相应工作方式的完成程度。对于不同的工作方式定义不同的表征参数。例如,对于跟踪方式,定义其表征参数是在一个调度间隔内被调度的跟踪请求数;对于搜索方式,定义“帧扫描时间”(雷达天线完成对某个指定空域的扫描所需要的时间)为它的表征参数。

在规定各种雷达工作方式的相对优先级的同时,还应对各种工作方式的表征参数规定相应的门限值。在正常工作条件下,雷达调度程序按规定的各种工作方式的相对优先级调度雷达事件。但是,当由于这种调度使处于较低优先级工作方式的表征参数大于(或小于)其门限,以致使系统难以在整体上实现其作战意图时,就应该减少对较高优先级工作方式的请求调度,并相应增加对较低优先级工作方式的请求调度,其等效作用是改变了它们的相对优先级。

3) 调度间隔的选择

调度程序是受系统控制程序控制的,调度间隔是指系统控制程序调用调度程序的时间间隔。仅当受到调用时,调度程序才对即将发生的调度间隔内的雷达事件做出安排。

显然,调度间隔不可选择得太长,因为如果太长了,就无法实现系统对某些工

作方式的频率(雷达的回路响应时间或数据率)要求。但是,调度间隔也不可选择的太短,因为太短了就会额外增加计算机的支援程序和内务处理程序的开销。因此,调度间隔应在满足系统对响应时间要求的条件下尽可能长一些。

在图 4.33 中,两个坐标分别表示计算机和雷达的处理时间,时间轴以调度间隔为单位,依次划分为 A,B,C,D,E,⋯等间隔。现假定在 A 间隔调度在 B 间隔发生的对某目标的跟踪事件,则在 B 间隔雷达发射所要求的跟踪脉冲波形并接收回波,在 C 间隔计算机完成回波处理和跟踪滤波器的校正,并且只有在此之后调度程序才能在 D 间隔再调度雷达对该目标在 E 间隔的工作方式。由于第一个事件可能发生在 B 间隔的开始处,第二个事件可能发生在 E 间隔的末尾处,所以雷达回路的响应时间为 4 个调度间隔。由此得出最大调度间隔公式为

$$\text{调度间隔} \leq \text{跟踪回路要求的最快响应时间} \times 1/4$$

例如,如果要求目标的跟踪校正速率最快为每秒 1 次,即最快响应时间为 1 s,则调度间隔应小于 1/4 s,即 250 ms。

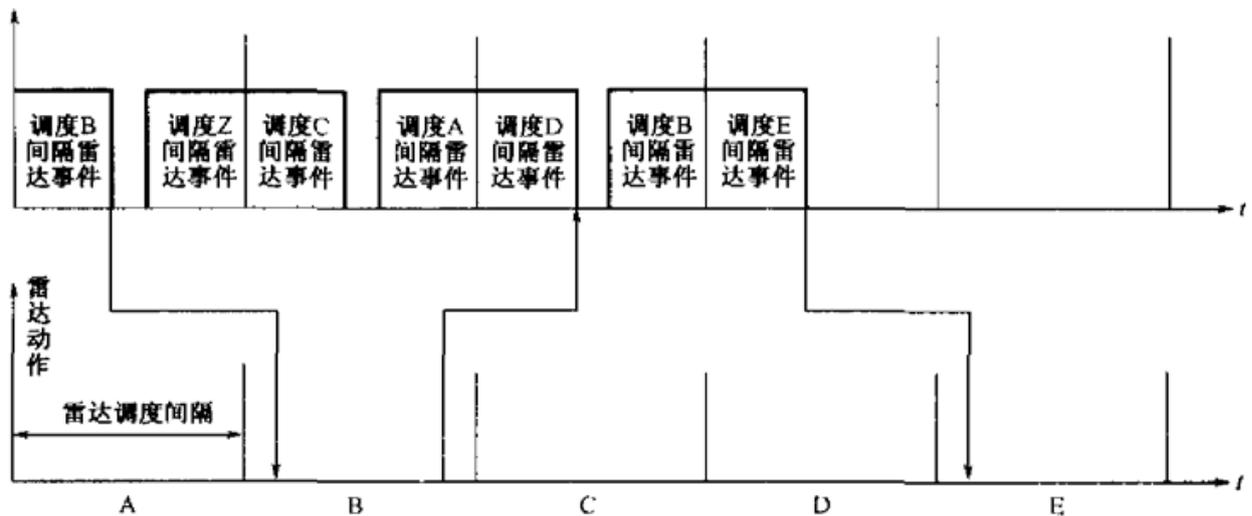


图 4.33 调度程序排列

4) 资源与设计条件约束

由于每一种工作方式都要消耗一定的资源,而雷达系统所拥有的资源是有限的,因此调度策略的设计必然还受到以下资源和设计条件的影响。

(1) 时间资源约束

任何一个雷达事件的发生,从波束定位到事件完成,都要求雷达有相应的动作时间,所以当选定好调度时间的间隔后,即使不考虑其他约束,在一个调度间隔内可能安排的雷达事件数也是有限的。

(2) 能量资源约束

同时间约束一样,任何一个雷达事件的发生,都要求雷达发射机发射一个或多个形状不同的脉冲,即消耗一定数量的能量。特别是对那些距离远或处于干扰环境中的目标,为保证足够的目标数据质量,可能要消耗更多的发射机能量。

由于不同的工作方式通常要求不同的脉冲波形,即对应于不同的占空比,所以在考虑调度策略时,应取在某个固定时间区间(一个或多个调度间隔)上一个脉冲序列的平均占空比,即综合占空比来进行设计。

(3) 计算机资源约束

在每一个雷达事件结束之后,雷达回波要经信号处理器送到雷达系统计算机进行数据处理,因而要占用相应的计算机处理与存储资源。跟踪方式一般比搜索方式要占用更多的计算机资源。为了方便起见,通常认为前者为后者的1.5倍,并把计算机约束统一表示为在单位时间内允许的最大跟踪波束数。

(4) 雷达设计条件约束

雷达设计条件约束是指由某些硬件设计带来的限制。例如,对于采用闭锁式铁氧体移相器的雷达,移相器就决定了在单位时间内允许的最大波束位置改变次数,因而也就限制了在一个调度间隔内可调度的最大工作方式数。

(5) 调度策略的选择

调度策略的设计方法是多种多样的,但归结起来常用的方法有4种,即固定模板、多模板、部分模板和自适应调度策略。一般地说,这4种方法覆盖面很宽,在实现上各有优缺点。当设计师面临多种功能应用时,自适应调度策略是最灵活和最有效的设计方法。

(6) 雷达面临的动态环境

由于新目标不断地出现,已跟踪目标可能丢失,所以对于同一目标,雷达的工作状态按信息的积累程度会不断变化,由威胁估计产生的对不同目标威胁严重程度的判断也会导致对不同目标跟踪频度的变化。所以,雷达面临的环境是动态的,甚至从一个调度间隔到另一个调度间隔往往也是不同的。

(7) 固定模板调度策略的局限性

固定模板调度策略的优点是简单,并且由于它不要求实时地进行事件排序,所以它对计算机的处理要求也最少。但是,由于雷达面临的环境是动态的,这种固定模板只可能适用于特定的目标环境,不可能适用于多样化的动态环境。同时,就雷达时间和能量的利用情况而言,这种调度策略也是低效的。因为模板的设计(即每

个调度间隔内的时间间隔的数量和顺序安排)是与最恶劣的作战环境相匹配的,对于非恶劣作战环境必然是低效的。为了克服上述局限性,可采用多模板调度策略,但是随着模板种类的增加,对计算机的处理要求也随之增加,并且即使模板种类增加得非常多,也难以达到自适应调度策略的灵活性和自适应性。

(8) 自适应调度策略的准则

自适应调度策略设计应与动态变化的波束请求环境相适应,应与规定的不同工作方式的相对优先级相适应,同时不超过各种工作方式表征参数的门限值范围。自适应调度策略设计应使时间、能量和计算机资源得到尽可能充分的利用,同时又不超出它们的约束范围,因此对波形和能量的调整要灵活而且精细。在雷达设计条件的约束范围内,波束请求安排应在时间上尽可能均匀,以免出现峰值资源要求。把满足上述条件的事件序列叫做最佳雷达事件序列,因为在满足系统作战要求的条件下,它所对应的调度效率最高。

4.4 新型固态有源相控阵跟踪制导雷达

4.4.1 固态有源相控阵雷达

1. 固态有源相控阵雷达的任务

近年来,高技术飞行器的性能获得了很快的提高,特别是高机动隐身飞机、高速无人飞行器、地-地战术弹道导弹、各种精确制导武器的出现,对防空系统构成了很大的威胁。随着微电子技术的发展,固态有源相控阵雷达技术日趋成熟,目前在



图 4.34 法、德联合研制的 ARABEL 雷达

法、德联合研制的中近程防空导弹武器系统中,已采用了旋转固态有源相控阵跟踪制导雷达,如 ARABEL 雷达(见图 4.34)。该雷达工作在 X 波段,作用距离为 50km,能在复杂的电磁环境下拦截各种空中目标,包括低可观测(小雷达散射面)的目标,该系统被称为新一代的防空导弹武器。图 4.35 和图 4.36 所示为正在建设中的美国国家导弹防御(NMD)系统

中的 GBR-P 多功能固态有源相控阵跟踪制导雷达。表 4.8 所示为该雷达的主要技术指标。该雷达对弹头类小目标的作用距离可达 2000 km, 天线孔径面积为 123 m^2 , 每个天线单元连接一个 T/R 组件, 雷达共有 81000 多个组件, 雷达在方位上可旋转, 瞬时带宽可达 1.3 GHz, 距离分辨率约为 30 cm。该雷达的主要任务是对大气层外来袭弹头进行截获、跟踪和识别, 对拦截导弹进行制导和对拦截效果进行评估。雷达巨大的功率对周围场地提出了严格的要求和规定。例如, 在 150 m 范围内为禁区, 为了确保安全, 通过计算机软件实行功率管制, 在 5 km 范围内会影响通信和电视的接收效果, 在 50 km 内禁止雷达主波束照射到空中的各种飞行器。性能优良的 GBR 雷达代表了当代雷达发展的方向。



图 4.35 GBR-P 雷达天线实物图

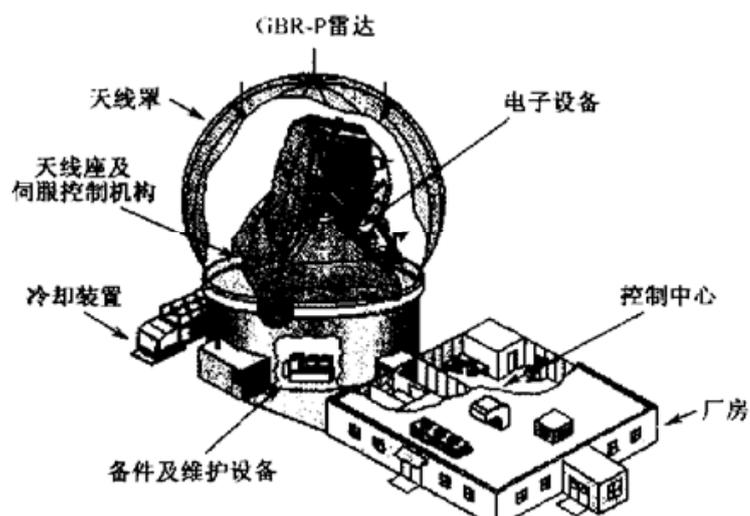


图 4.36 GBR-P 雷达天线安装示意图

表 4.8 美国 NMD 系统中制导雷达的主要技术指标

项 目		技 术 指 标
技术性能	作用距离 (km)	2000
	工作频段	X
	工作带宽 (MHz)	1300
	天线增益 (dB)	59
	天线尺寸 (m)	12.52
	波束宽度 (°)	0.3
	天线单元数	81000
	发射机峰值功率 (kW)	810~1250
	发射机平均功率 (kW)	170
	发射波形	线性调频 (LFM)
	接收机噪声系数 (dB)	3
工作范围	机械运动 (°)	方位角: ± 178 , 俯仰角: $0 \sim 90$
	电扫描范围 (°)	50×50

2. 固态有源相控阵雷达的组成

固态有源相控阵雷达由相控阵天线、多路接收机、数字波束处理机、信号处理器、数据处理器等设备组成。固态有源相控阵雷达和无源相控阵雷达的区别是：T/R 组件直接和天线单元安装在一起，因而将传输过程中的插入损耗降低到了最小程度，大大地增加了天线的效率，和常规的雷达设计相比可减少收、发之间的损耗 5~7 dB；它不像常规雷达那样发射功率受到电真空器件和传输线功率容量的限制，可以获得大的功率孔径积；固态有源相控阵采用先进的数字波束形成 (DBF) 技术，可以灵活地控制天线波束的形状；根据不同的工作环境自适应地构成与复杂电磁环境相匹配的空间滤波器，达到较理想的抗干扰效果；利用自适应天线零点控制技术，可以在天线的主波束外在不同干扰源方向形成零点，具有良好的抗有源干扰性能；通过计算机对每个单元进行幅度、相位加权，可以容易地获得与雷达工作模式相对应的波束，形成理想的单脉冲和、差波束、任意多波束等，大大改善了雷达的搜索与跟踪性能；雷达系统采用超分辨率处理方法，能够提高目标的角度分辨率；固态化的发射组件可以容易地发射多种波形，自适应地进行空间的能量管理。固态有源相控阵雷达的上述优点成为未来新一代防空导弹武器系统的发展方向。图 4.37 所示为固态有源相控阵雷达系统的原理框图。

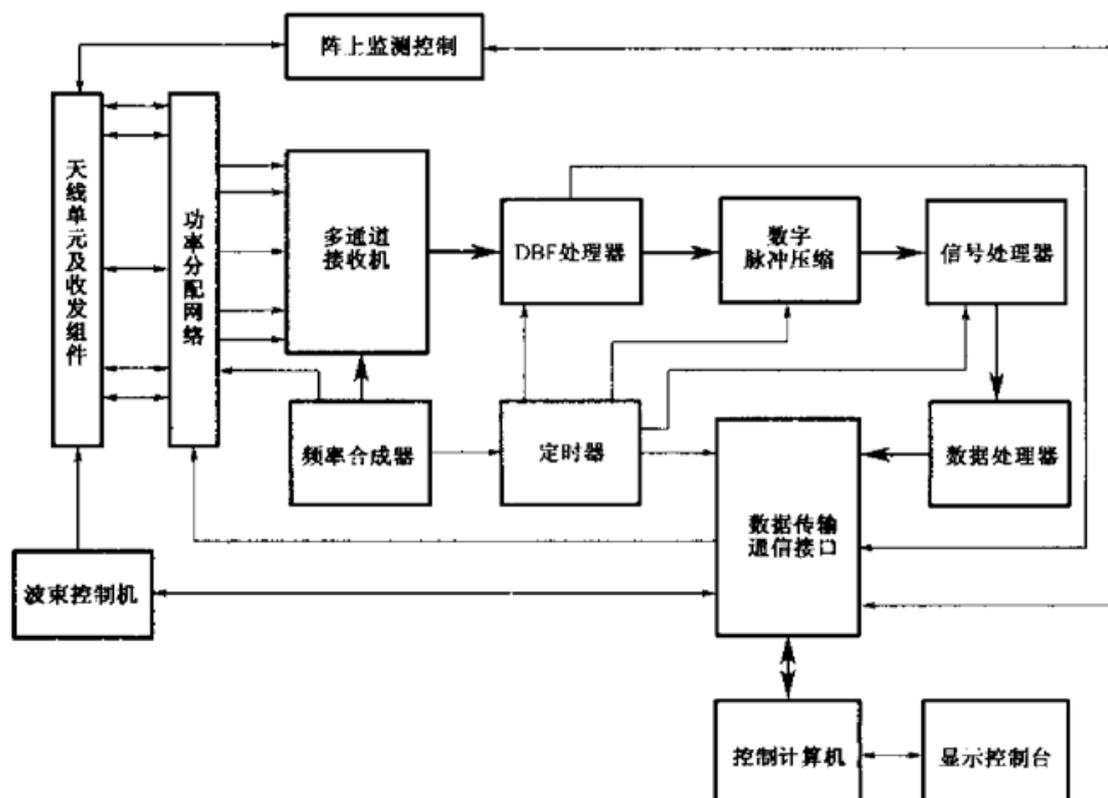


图 4.37 固态有源相控阵雷达系统的原理框图

4.4.2 反导技术中的关键问题

1. 固态有源相控阵天线单元

T/R 组件是固态有源相控阵雷达的关键设备之一,它采用先进的微波单片集成技术将射频接收电路和发射电路集成为一体。图 4.38 所示为 T/R 模块的基本结构框图,T/R 模块包括了阵列天线的发射单元和接收单元。图 4.39 所示为一种工作在 C 波段的 T/R 模块的实物照片,该模块在发射状态下峰值输出功率为 15 W,效率为 25%;接收状态下噪声系数为 2 dB,外形尺寸仅为 12.7mm×12.7mm×5.3mm。

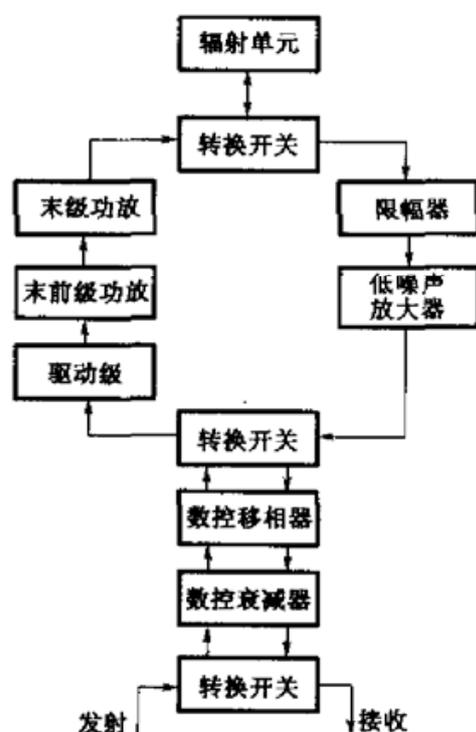


图 4.38 T/R 模块的基本结构框图

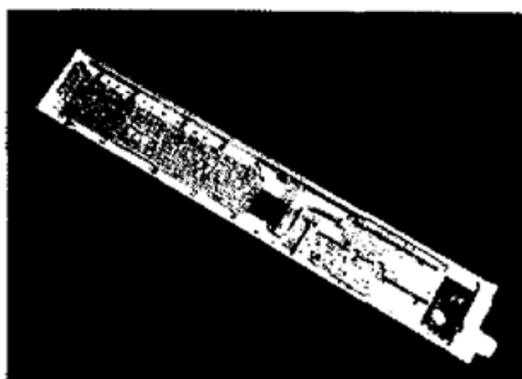


图 4.39 工作在 C 波段的 T/R 模块

2. 数字信号处理

1) 数字波束形成

数字波束形成处理器是固态有源相控阵雷达的关键组成部分,图 4.40 所示为一种闭环控制的数字波束形成处理器的原理框图。该处理器由数字波束形成单元 A、波束指向控制单元 B 和后置波束形成处理单元 C 组成。天线阵中的 R 模块接收到的信号经下变频成为两路正交的基带信号,再经 ADC 变为数字信号后输入到单元 A;在单元 A 内,信号与单元 B 送来的波束控制权系数相乘求和后,就形成了数字波束。单元 C 的功能是完成对信号的 MTI 和 CFAR 等处理。单元 A 的输

出反馈到单元 B,使得单元 B 可以按调整后的波束位置对天线单元的幅度、相位进行控制。在这种情况下,控制是闭环的,因此可通过自适应技术根据不同的环境使系统获得最佳性能。这种方法为雷达数字波束形成提供了最灵活和最有效的手段,可采用较多的控制算法来实现精确地加权,同时还可引入校准技术,并且没有正交性的限制。该方法存在的主要问题是硬件配置的规模大,需要有一个高速大容量的数字波束形成处理器。

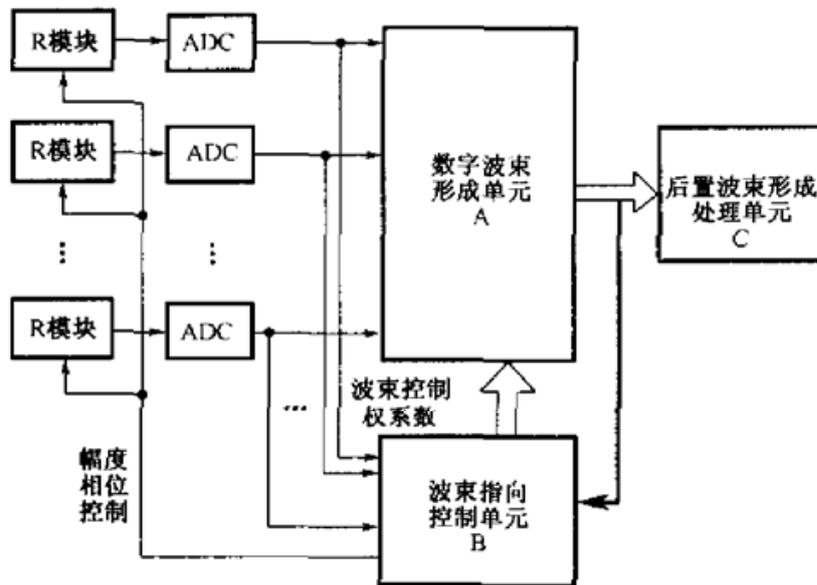


图 4.40 闭环控制的数字波束形成处理器的原理框图

图 4.41 所示为开环控制的数字波束形成处理器的原理框图,波束指向控制单元 B 只接收来自天线阵中 R 模块的信号,而数字波束形成单元 A 的输出不再反馈到单元 B。在这种情况下,控制是开环的。

接收单元输出信号的数字化可采用零中频技术很方便地在基带上实现。图 4.42 所示为形成 I、Q 正交信号的中频基带正交采样电路的结构示意图,输入的中频信号分成两路,通过正交混频器形成 I、Q 两路正交的基带信号。该信号经过基带放大、低通滤波和 A/D 转换后得到两路数字的 I、Q 信号,送入波束形成器进行 DBF 处理。零中频基带处理的缺点是电路很难使两路通道间达到理想的幅度、相位平衡,其结果将使形成波束的副瓣电平变坏和指向误差增加,而且对后续的多普勒处理也有影响。因此,最好的办法是直接进行中频采样来获得 I、Q 两路正交信号,这就要求 A/D 转换器有更高的采样率。近年来,在市场上已能够买到 500 MHz 采样率的 A/D 转换电路,因此采用直接中频采样获得 I、Q 正交信号将是最好的方案。

数字波束形成器将每个 R 模块输出的信号与由波束指向控制器送来的复数加权系数相乘并求和,就可形成所需要的波束,其实数分量 I 和虚数分量 Q 可

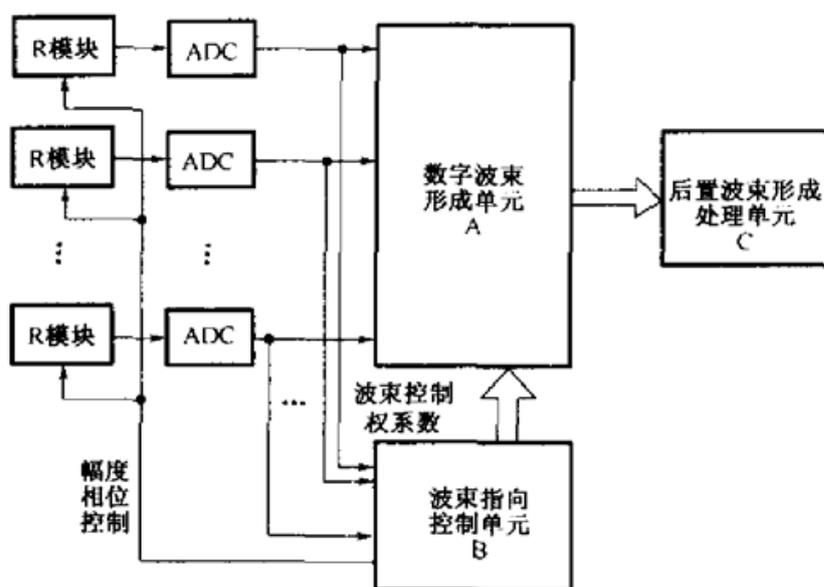


图 4.41 开环控制的数字波束形成处理器的原理框图

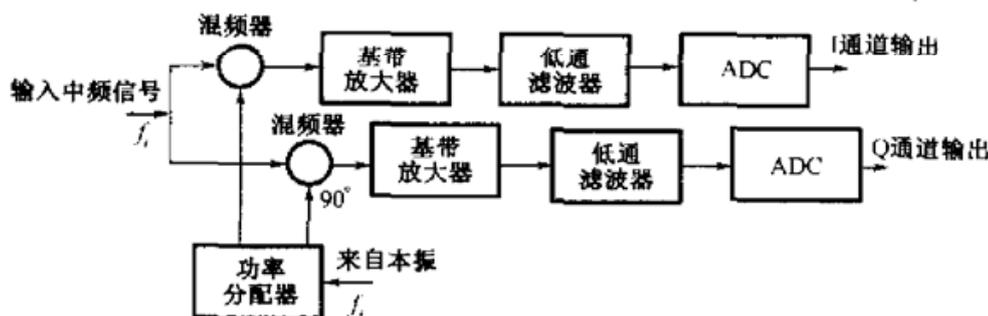


图 4.42 中频基带正交采样电路的结构示意图

以表示为

$$I_s = \sum_{i=1}^n (I_{si} I_{wi} - Q_{si} Q_{wi})$$

$$Q_s = \sum_{i=1}^n (I_{si} I_{wi} + Q_{si} Q_{wi})$$
(4.12)

数字波束的幅度为

$$F_s = \sqrt{I_s^2 + Q_s^2}$$

式中, n 为天线单元的总数, I_{si} 和 Q_{si} 分别是第 i 个天线单元收到的复数信号的实数分量和虚数分量, I_{wi} 和 Q_{wi} 分别是第 i 个天线单元的幅度、相位复加权系数的实数分量和虚数分量。波束形成器的实现方法可采用离散傅里叶变换(DFT)或快速傅里叶变换(FFT);对于开环控制方法,式(4.12)中的加权系数可通过常规的天线设计方法来确定。

图 4.43 所示为由 8 个单元组成的一维相控阵,采用数字波束方法形成单脉冲

和、差波束的原理。图中, $[W_{11}, W_{12}, W_{13}, W_{14}, W_{15}, W_{16}, W_{17}, W_{18}]$ 是形成和波束的权系数, $[W_{21}, W_{22}, W_{23}, W_{24}, W_{25}, W_{26}, W_{27}, W_{28}]$ 是形成差波束的权系数, θ_s 是天线波束的指向角。

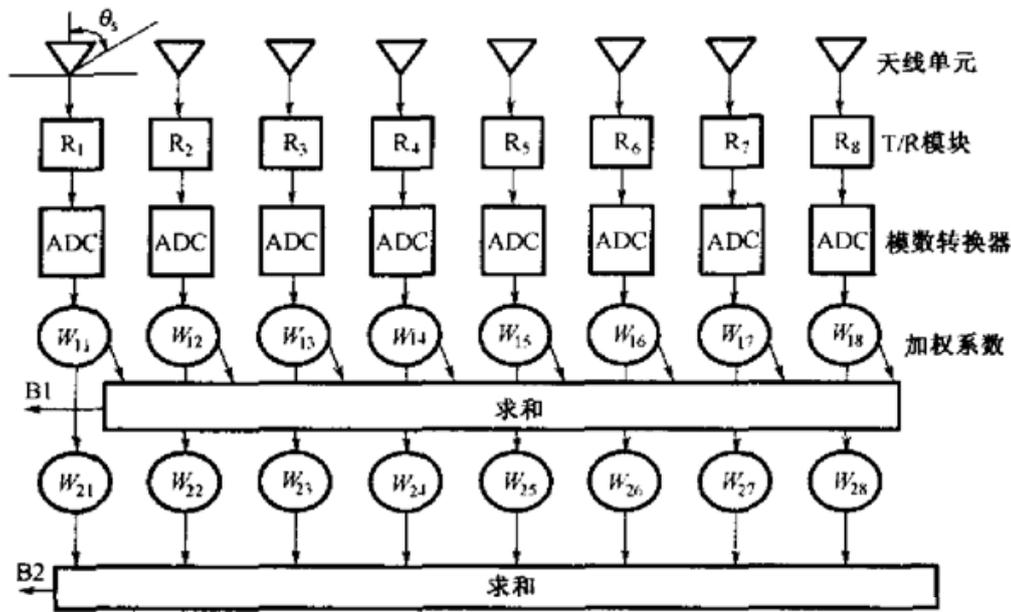


图 4.43 一维相控阵采用 DBF 形成单脉冲和、差波束的原理示意图

加权系数一般为复数, 根据不同的需要对天线每个单元的幅度、相位进行加权处理。在以上例子中, 假设和波束的幅度加权系数为 $W_{1k} = \sin\left[\frac{\pi}{7}(k-1)\right] \times e^{j\varphi_k}$, 差波束的幅度加权系数为 $W_{2k} = \cos\left[\frac{\pi}{7}(k-1)\right] \times e^{j\varphi_k}$; 式中的相位加权系数 φ_k 由天线波束的指向角 θ_s 决定, 它满足 $\varphi_k = \frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin\theta_s$, 这里 d 是天线单元之间的距离, λ 是波长。

同理, 可以由多组加权系数在数字波束形成器中进行运算来获得多个波束, 也就是说, 通过不同的权函数就能够灵活地控制波束的形状。

后置波束形成处理器的主要任务是完成对输入信号的时域处理, 包括数字脉冲压缩处理、MTD 处理和 CFAR 处理等, 这些处理和常规雷达的信号处理是一样的。

雷达功率和波束驻留时间是雷达的宝贵资源, 数字加权的灵活性允许雷达根据不同的任务和环境做出最佳的配置。例如, 搜索与跟踪用不同的波束, 对于近距离的目标采用宽波束发射、窄的多波束接收, 在存在干扰源的方向上自适应地对天线的方向性图“调零”, 从而自动抑制多个方向的干扰。参考文献[3]报道了利用由超大规模集成电路构成的 Systolic 阵并行处理器来实现雷达副瓣消隐(SLB)、副

瓣对消(SLC)和自适应相控阵零点控制的电路结构。参考文献[4]报道了通过幅度、相位校准,可使天线的副瓣电平下降20~30 dB,实现超低副瓣的能力。

实现高的角分辨率对目标识别和跟踪十分重要。通常,雷达的角分辨率取决于天线的波束宽度,利用DBF技术可以实现“超角分辨率”。表4.9所示为Gabriel W F给出的角分辨率和信噪比的关系^[5]。可以看出,如果要使角分辨率达到0.5倍波束宽度,则需要增加约为10 dB的信噪比;要获得更高的分辨率则需更高的信噪比。

表 4.9 阵列角分辨率和信噪比之间的关系

分辨率(波束宽度)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6
信噪比(dB)	33	22	16	12	10	7

2) 目标特征识别

(1) 目标识别可用的物理特征

在新一代的防空导弹武器设计中,反地-地战术导弹是主要内容之一。特别是在导弹飞行的中段,为了保证突防的成功,进攻方会采用多种措施,如炸毁助推火箭或在弹头周围形成大量碎片、施放假目标、施放干扰等手段。这些干扰物在真空中飞行是比较难辨识出来的,当再入大气层后,由于大气的过滤作用,碎片、箔条干扰物、轻诱饵等假目标都会被滤除,识别起来会比较简单,但那些采用机动变轨突防措施的导弹仍然会给拦截造成很大的困难。到目前为止,在导弹飞行的中段,这一问题还远未解决。一些美国的专家认为:“由于来犯弹头很可能伴有假目标,用导弹拦截导弹不可能有百分之百的成功率。”假目标就会使拦截导弹失灵,如果弹头表面覆盖海绵橡胶或任何电磁波吸收材料也会使传感器无法分辨弹头与假目标。同样地,对弹道导弹的目标识别虽然进行了大量工作,但到目前为止还远未解决。

在反导的拦截过程中,目标识别首要的关键技术问题是怎样获得目标的特征,其次是对获取的目标特征进行综合分析判别,包括利用先验知识建立有效的决策程序获得正确的结论。显而易见,当能够获取的目标特征越多时,最终得出的判断就越准确。为此,特别是当导弹在大气层外飞行时,如果要进行真假弹头的识别,必须采用多种传感器来获得尽可能多的目标特征量。

表4.10所示为导弹飞行在不同阶段时存在的一些物理特性,这些特性在目标识别中是十分有用的。

表 4.10 目标识别可用的物理特征

物理特征		上升段拦截	中段拦截	再入大气层后拦截
运动特性	弹道	可行	可行	可行
	速度	可行	可行	可行
	加速度	可行	可行	可行
	质阻比			可行
目标回波特征	RCS	可行	可行	可行
	幅度起伏频谱	可行	可行	可行
	极化特性	可行	可行	可行
	目标的长度	可行	可行	可行
目标的光学特性	目标的像(可见光)	可行	可行	可行
	红外	可行	可行	可行
传播特性	尾流	可行		可行

利用导弹飞行的理论可以建立不同类型导弹的运动特性模型,然后通过测量导弹飞行的轨迹、速度、姿态、高度、发动机燃烧率和其他飞行数据,来验证运动模型的正确性,并把这些特征量放置到“知识库”中。在识别过程中,把雷达测量出的与导弹飞行相关的特征量和知识库中的特征量进行比较,就能判别来袭导弹的类别。

在大气层内实施拦截时,由于大气的过滤作用,轻诱饵和弹头能自动分开。美国在 20 世纪 70 年代研制的大气层内拦截武器“斯普林特”(Sprint)的作战过程表明,当高度在 55 km 内就可滤除箔条之类干扰物,高度在 43 km 内可滤除碎片和轻、中型的诱饵。因此,在大气层内实施拦截时,识别主要靠导弹的运动特性和雷达目标的回波特性。为了达到较高的识别成功率,知识库中的模型必须通过充分的实验验证。例如,美国导弹防御局为了研究 PAC-2 拦截“飞毛腿”导弹的有效性,专门在加利福尼亚州的范登堡空军基地发射了 2 枚“飞毛腿”导弹,以了解这种导弹的特点。他们制定了一个为期 3 年的项目研究计划,数据收集是其中的主要部分。在每次发射前,技术人员在“飞毛腿”上安装各种传感器,用以收集速度、姿态、高度、发动机燃烧率和其他飞行数据。这些特征点测量的可信度和雷达的精度有着直接的关系。

(2) 目标特征识别的逻辑构成^[6]

图 4.44 所示为目标特征识别的逻辑示意图。

① 目标速度

速度是目标特征识别中的一个十分重要的参数。雷达获得目标速度的方法有

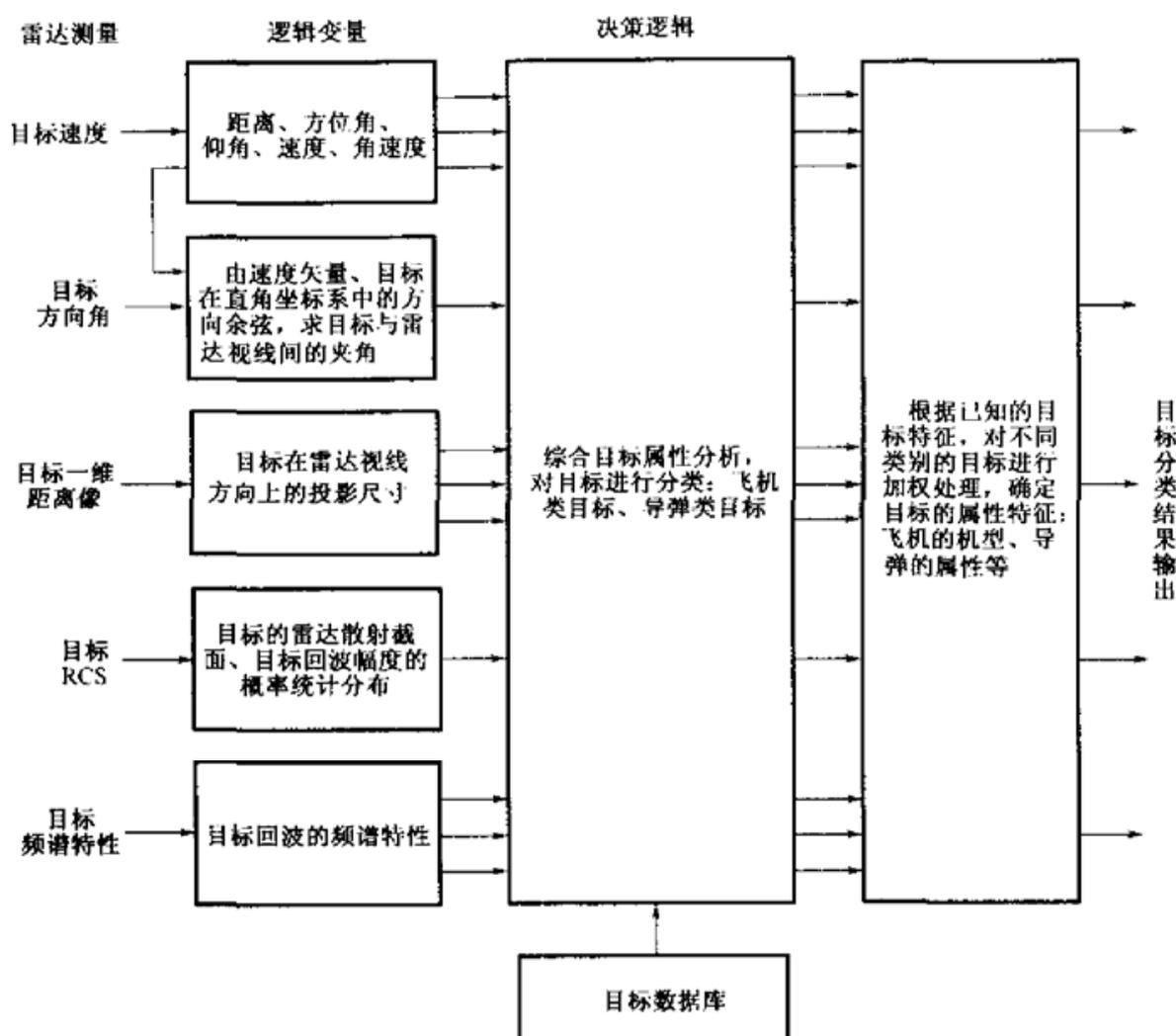


图 4.44 目标特征识别的逻辑示意图

许多种,一般情况下可以通过数据平滑方法对目标运动的航迹微分来得到,但这种方法实时性较差。另一种方法是直接由雷达测量目标相对于雷达运动的径向速度,当要求精度不高时,可以通过对雷达测量的目标距离进行微分得到;也可以在接收系统中增加多普勒细谱线跟踪回路,直接获得较精确的目标运动的径向速度,可以满足 $0.1\sim 0.5\text{ m/s}$ 的测速误差要求。此外,如果雷达除了发射窄带工作波形外还有宽带高分辨率波形,那么就可以利用宽带波形获得目标的一维距离像,然后通过几帧距离像的相关处理得到目标的径向速度。在参考文献[6]中介绍了用这种方法对各种飞机目标进行识别,试验结果表明,即使目标的径向速度接近于0,也能获得较好的速度测量精度。

如表 4.11 所示,通过理论分析可以得到典型的不同的射程的地-地战术导弹的特征点参数。可以看到,对于射程为 1000 km 的导弹,在关机点时的飞行时间约为

115 s,对应的高度为 90 km,飞行速度达到 2740 m/s,射角为 38°;飞行到最高点时的高度为 239.161 km,再入大气层时的速度可达到 2957 m/s。分析这些特征点的参数,对于识别不同射程的导弹是有用的。

表 4.11 典型战术弹道导弹在不同射程的特征点参数

射程 (km)		300	600	1000
特征点参数	时间 t_k (s)	62	93	115
	速度 V_k (m/s)	1521.9	2216	2740
	倾角 θ_k (°)	45	40	38
	距离 X_k (m)	2146.2	45748	100000
	高度 Y_k (m)	27695.7	49207	90000
最高点参数	时间 t_m (s)	114	180	180
	速度 V_m (m/s)	1072	1659.4	2102
	倾角 θ_m (°)	0	0	0
	距离 X_m (m)	143041	347716	485452
	高度 Y_m (m)	8812	155916	239161
再入点参数	时间 t_r (s)	224	302	360
	速度 V_r (m/s)	1486	2114	2957
	倾角 θ_r (°)	-44.2	-37.4	-33.97
	距离 X_r (m)	257737	544017	849207
	高度 Y_r (m)	28882	49010	86065
落点参数	时间 t_c (s)	252.7	351	443
	速度 V_c (m/s)	1372	1954	1106
	距离 X_c (m)	285619	618111	995816
	高度 Y_c (m)	-1000	-30224	-78139
总飞行时间	T (m)	252.7	351	443
最大马赫数	v	5.3	7.8	9.68
再入段平均速度	\bar{V}_m (m/s)	1500	2200	2500

表 4.12 所示为一些已装备的地-地战术弹道导弹的射程的最大再入角、高度等数据。可以看到,它们和弹道理论计算的结果(见表 4.11)是比较符合的。

表 4.12 已装备的地-地战术弹道导弹的重要特征量

导弹型号	潘兴-2	SS-22	SS-23	飞毛腿 B	长矛、SS-21
射程 (km)	1800	900	500	300	120
最大速度 (km/s)	3.9	2.9	2.2	1.5	1.1
再入角 (°)	40.9	43	43.9	42.2	44.7
弹道最高点 (km)	409	222	120	88	30
总飞行时 (min)	10	7.5	6	5	3.5

② 目标运动的航向角

目标运动的航向角是目标速度矢量在空间的取向和雷达与目标视线之间的夹角,可以通过雷达测量得到。在目标识别中,它可用来估计目标的 RCS、目标的尺寸和目标的速度等。

③ 雷达目标的距离像

复杂目标的距离像是指目标的各个散射单元投影到雷达视线上的相对位置。目标的一维距离像可以用来估计目标的长度,在目标识别中是一个重要的特征量。然而要获得雷达目标的一维距离像,雷达必须具有高分辨率。雷达的距离分辨率和信号带宽的关系为

$$\delta R = \frac{c}{2B}$$

例如,当 $B=200\text{ MHz}$ 时,雷达的距离分辨率约为 1.0 m 。图 4.45 所示为参考文献[6]给出的波音 737 飞机背离雷达方向飞行时目标的一维距离像。雷达的波形采用线性调频,工作在 L 波段,信号带宽为 200 MHz 。从一维距离像中可以得到波音 737 飞机的长度为 74 英尺,而飞机的实际长度为 110 英尺,两者之间存在着差异,这是因为在这种飞行状态下,飞机机头的散射单元被遮挡掉了,在距离像中只能读到飞机的机尾和发动机之间的距离。由于目标的距离像只代表目标的各个散射单元投影到雷达视线上的相对位置,所以由距离像来得到目标长度和目标散射单元的大小、目标的飞行姿态和航向有很大的关系,不同类型的目标有不同的识别概率。表 4.13 所示的数据是参考文献[6]中试验得到的结果。

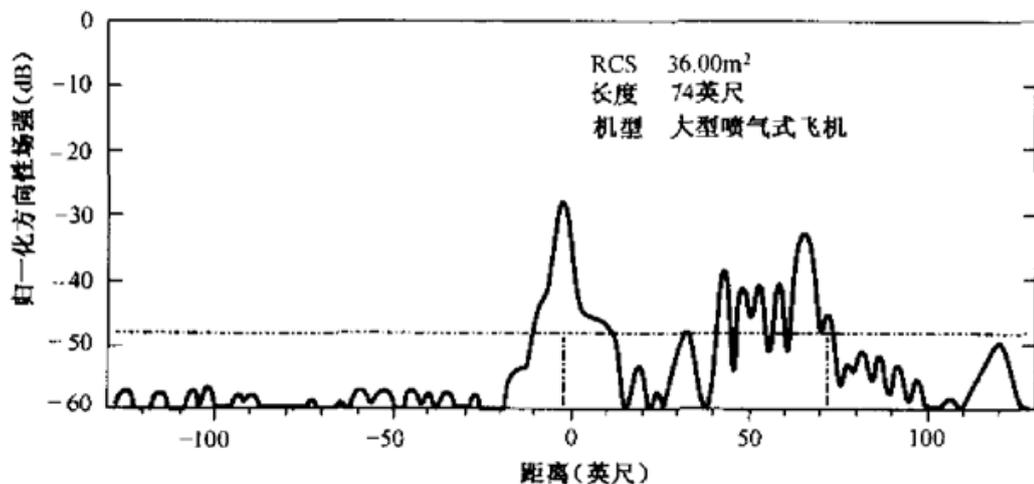


图 4.45 波音 737 的一维距离像

表 4.13 不同类型目标的识别概率

目标类别	识别概率
大型喷气式飞机	0.93
小型喷气式飞机	0.82
大型螺旋桨飞机	0.87
小型螺旋桨飞机	0.82
直升机	0.68

对于导弹类目标,由于弹体的结构和形状简单,且尺寸较短,因此如果要有较高的距离分辨率,就要求雷达有更宽的瞬时带宽。据报道,美国的“爱国者”PAC-3 系统中的雷达改进项目之一就是将宽带通道的信号带宽增加到 500 MHz,对应的距离分辨率为 0.4 m,通过测量目标的长度来滤除碎片之类的假目标。

④ 导弹目标回波的 RCS

目标回波的 RCS 是识别目标的一项重要特征。为了分析这一特征,需要利用电磁场理论建立雷达目标的电磁散射模型。在参考文献[7]中,将弹道导弹的结构简化为由一个圆锥体和圆柱体组成的“平底锥柱头体”。“平底锥柱头体”导弹的 RCS 由 5 个主要的电磁散射单元构成,可表示为

$$\sigma = \left| \sum_{i=1}^5 \sqrt{\sigma_i} \times e^{i\psi_i} \right|^2$$

令电磁波的入射方向 $\varphi=0$,对于弹道导弹弹头,在锥头方向上的目标后向散射截面近似为

$$\sqrt{\sigma_1} e^{i\psi_1} + \sqrt{\sigma_3} e^{i\psi_3} = \frac{2\sqrt{\pi}D\sin(\pi/n_1)}{n_1[\cos(\pi/n_1) - \cos(2\pi/n_1)]}$$

$$\sigma_2 = \sigma_4 \approx 0$$

$$\sqrt{\sigma_5} = \sqrt{\pi}b \left[1 - \frac{\sin[2k_0b(1 - \sin\gamma)]}{k_0b\cos^2\gamma} \right]^{1/2}$$

$$\psi_5 = 2k_0 \left[\left(D \frac{\cos\gamma}{\sin\gamma} - \frac{b}{\sin\gamma} \right) \cos\varphi + b + 0.5h\cos\varphi \right]$$

式中, $n_1 = 1 + \gamma/\pi$, $k_0 = 2\pi/\lambda$, λ 为雷达波长, D 为“平底锥柱头体”弹头的底部半径(m), b 为导弹平底锥弹头的头部半径(m), γ 为弹头的半锥角($^\circ$), h 为导弹圆柱体部分的长度(m)。

以“飞毛腿”B 型导弹为例, $D=0.88\text{ m}$, $\gamma=9.8^\circ$, $b=0.05\text{ m}$, $h=9.2\text{ m}$, 将数据代入上式,得到表 4.14 所示的“飞毛腿”B 型导弹在不同波段的 RCS 值。

表 4.14 “飞毛腿”B型导弹的雷达目标散射截面

雷达工作波段	S	C	X
RCS(m ²)	0.053	0.049	0.049

据报道,“爱国者”系统的雷达工作在 C 波段,发现距离为 150 km (RCS = 2 m²)。以此来计算,当“飞毛腿”导弹的 RCS 约为 0.049 m² 时,雷达的发现距离为 70 km。在海湾战争中,“爱国者”系统的雷达发现“飞毛腿”导弹的距离为 80~90 km,基本上与计算结果一致。实际上,雷达目标的后向散射截面与电磁波的人射方向有很大的关系,参考文献[7]也给出了当电磁波在其他入射方向上时的“平底锥柱头体”导弹 RCS 的计算公式,这里不再列出。

⑤ 目标回波的频谱

雷达目标回波的幅度起伏特性随时间的变化规律可用目波的幅度起伏频谱来描述,回波的幅度起伏通常称为“闪光效应”(Scintillation)。一般而言,雷达目标的幅度谱是一平稳随机过程,它的起伏谱模型可以描述为马尔可夫过程,表示为

$$W(f) = \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2}$$

式中, f_a 是对应于半功率点的频率。

对于 SW I 和 SW III 型目标, $f_a = 1/t_a$, t_a 是相关时间,“闪光”频率的最大分量 f_{\max} 和目标的尺寸 L 、工作波长 λ 有关,即 $f_{\max} = 2\pi f_a L/\lambda$ 。对于 SW II 和 SW IV 型目标, f_a 将高于目标的重复频率 f_r 。

雷达目标的角噪声来源于回波相位波前的变化,有时称为“闪烁现象”(Glint),它可以认为是目标反射中心的漂移,这种漂移可以落到目标的实体尺寸之外。目标的角噪声可以给雷达的跟踪带来很大的误差,特别是在近距离上成为限制跟踪精度的主要因素,因此对于近程雷达,研究减小角噪声的方法是十分重要的课题。雷达目标的角噪声频谱可以通过记录角误差的时间函数,并利用传统的谐波分析技术(即傅里叶变换)得到。与目标的幅度噪声特性类似,目标的角噪声也可以认为是一平稳的随机过程,它的频谱表示为

$$W(f) = \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2}$$

与幅度噪声谱一样,“闪烁”噪声的最高频率分量 f_{\max} 与目标的尺寸 L 、工作波长 λ 和目标相对于雷达运动的角速度 ω_A 有关,即 $f_{\max} = 2\omega_A L/\lambda$ 。

从上述公式可以看出,如果采用不同波段的雷达来测量估计同一目标的起伏

谱,可以增加数据的冗余度,这样再通过数据融合处理,对提高可信度是有好处的。起伏谱的测量可以采用通常的谱估计方法,其结果可以用做目标识别的一个参数。

⑥ 目标的形状估计

通过发射不同极化的电磁波测量目标回波的极化特性,并用散射矩阵计算,在原理上可以估计出目标的形状。但要实现这一功能,雷达设备是比较复杂的。

参考文献

- 1 Merrill I. Skolnik. Radar Handbook, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1990. No. 7
- 2 蒋志焱, 黄银河, 夏映玲. 基于 DSP 的雷达数字信号处理通用模块. 第 8 届雷达学术年会, 2002
- 3 蒙修德, 张庆祥. 基于 ADSP21160 的高速并行信号处理板设计. 哈尔滨工业大学电子工程技术研究所, 中国雷达, 2003(2)
- 4 Herd J. Array Element Pattern Correction in a Digital Beamforming Array; An Experimental Study. URSI National Radio Science Meeting, Canada, 1985
- 5 Gabriel W F. Spectral Analysis and Adaptive Array Super Resolution Techniques. Spectral Proc IEEE, 1980, 66(6)
- 6 George Linde Naval Research Laboratory. Use of Wideband Waveforms for Target Recognition with Surveillance Radars. IEEE International Radar Conference, 2000
- 7 黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性. 电子工业出版社, 2005

第 5 章

制导雷达系统的精度分析

5.1 概述

制导雷达的测量精度是防空导弹武器系统的主要战术技术性能指标之一,不同制导体制的防空导弹武器系统对制导雷达精度的要求是不一样的。采用无线电指令制导的防空导弹武器系统,对目标、导弹相对偏差测量精度有较高的要求。本章从雷达测量精度的基本定义出发,讨论雷达能达到的极限测量精度,分析单脉冲制导雷达和相控阵雷达制导雷达由于设备制造不完善所引入的各种测量误差,及目标回波起伏特性和环境特性所引入的测量误差,提出了一些减小测量误差的方法,给出了测量误差的综合方法。

5.2 基本概念及定义

5.2.1 精度的定义

雷达系统工程中的测量精度(Accuracy)是随机误差的表现形式,而测量的精确度(Precise)是系统误差与随机误差的总和。考虑到防空导弹武器系统对雷达输出数据的不同需要,雷达测量的精确度又分为绝对精度和相对精度。绝对精度是指在以地面参照物为原点的坐标系下进行测量的精度,所有误差都要转换到基准的参照坐标系中进行处理。相对精度是指相对于某一指定参考点的测量精度。参照物可以是一个被测的运动目标,其他被测目标的坐标位置均以所指定的参照物为原点,而参照物的准确地理坐标不需要知道。例如,在指令制导的防空导弹武器系统中,参考坐标系可以是被雷达跟踪的某一个目标,而其他被测目标的位置都是相对于指定目标的测量值。利用目标和导弹的相对坐标值来计算控制指令可以提高精度,消除许多在测量过程中目标和导弹共有的误差分量。

5.2.2 潜在精度

潜在精度是指在热噪声存在的情况下,测量系统所能达到的理想精度。潜在精度是可以达到的最佳精度,它和系统采用的测量方法和能量噪声比有关,可作为评价不同测量方法好坏的指标。早在20世纪50年代,许多研究人员就利用数理统计的方法进行了关于雷达测量精度的理论研究。例如,Cramer给出了测量精度估计值的下限,被称为“Cramer-Rao”界,Kelly E J应用最大似然估计法得到了相

同的结果。1953年, Woodward用匹配滤波器设计的方法, 推导出距离测量和多普勒测量的潜在精度^[1], 即

$$\sigma_{\varphi} = \frac{1}{\varphi\sqrt{2E/N}} \quad (5.1)$$

式中, E/N 是信号能量和噪声能量之比, φ 是一个常系数。对于多普勒速度测量, φ 用 α 替换, 根据 Woodward 的定义, α 称为信号功率的均方根宽度, 可以表示为

$$\alpha^2 = \frac{\int_{\tau} (2\pi\tau)^2 |a(\tau)|^2 d\tau}{\int_{\tau} |a(\tau)|^2 d\tau} \quad (5.2)$$

式中, τ 是匹配滤波器输出信号脉冲的半功率点宽度。

对于距离测量, φ 用 γ 替换, γ 称为信号能量谱的均方根谱宽, 可以表示为

$$\gamma^2 = \frac{\int_{-B_a/2}^{B_a/2} (2\pi f)^2 A(f)^2 df}{\int_{-B_a/2}^{B_a/2} |A(f)|^2 df} \quad (5.3)$$

式中, $A(f)$ 是信号的频谱, B_a 为信号的频谱宽度, 在匹配滤波的条件下, 信号的频谱宽度和脉冲的宽度成反比, 即 $B_a = 1/\tau$ 。

1960年, Mannasse 和 Skolnik 将均方根谱宽的概念推广应用到雷达的角度测量上。对于角度测量, 式(5.1)中的 φ 用 β 替换, β 称为角度均方根谱宽, 表示为

$$\beta^2 = \frac{\iint_A (2\pi x)^2 E(x, y) dx dy}{\iint_A E^2(x, y) dx dy} \quad (5.4)$$

式中, $E(x, y)$ 是天线孔径上的幅度分布函数, 它的积分上下限由天线的孔径尺寸来决定。当天线和波束孔径为均匀分布时, $E(x, y) = 1$, 利用式(5.4)可得 $\beta = \pi w/(\sqrt{3}\lambda)$, 将它代入式(5.1)中, 可得到在有热噪声的情况下的潜在测角精度为

$$\sigma_{\beta} = \frac{\lambda/w}{1.81\sqrt{2E/N}} \quad (5.5)$$

式中, w 是天线孔径的宽度, λ 为工作波长。当天线的孔径分布函数为均匀分布时, 天线波束半功率点的宽度为 $\theta_3 = 0.886\lambda/w$ 。这样, 可以对式(5.5)进行变换, 得到在有热噪声时的潜在测角精度为

$$\sigma_{\beta} = \frac{\theta_3}{1.61\sqrt{2E/N}} \quad (5.6)$$

5.2.3 雷达精度分析中常用的概率分布函数

在对雷达测量误差的处理中,会遇到大量的随机变量,它们大部分都服从正态分布的统计规律,例如,接收机的热噪声通过中频放大器后,服从正态分布的统计特性。但对于相控阵雷达天线,由于制造不完善而引入的相位误差和由于数据量化而引起的误差,则服从均匀分布的规律。因此,为了能更精确地处理各种类型的误差,知道各种误差的概率密度分布函数是十分必要的。如果不知道误差的概率密度分布函数,那么在进行误差的统计处理前应利用统计直方图确定它们的概率密度分布函数,然后才能进行误差的数据处理。下面介绍在精度分析中常遇到的一些分布函数,并简单地讨论一下它们的特征和应用。

(1) 正态分布

正态分布的概率密度函数为

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5.7)$$

式中, μ 是随机变量的均值

$$\mu = E(x) = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x)dx \quad (5.8)$$

σ 是随机变量的方差

$$\sigma = D(x) = \int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^2 f(x)dx \quad (5.9)$$

在雷达测量的精度分析中, μ 可以是常数或函数,代表被测量的数学期望值,而 σ 代表被测量的精度。在实际进行的误差统计处理中, μ 的估计值可写为

$$\hat{\mu} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (5.10)$$

σ 的估计值为

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{\mu})^2 \quad (5.11)$$

(2) 均匀分布

在雷达误差分析中,量化误差、制造公差等的统计特性常常服从均匀分布的规律。当随机变量 x 在区间 $(-a, a)$ 服从均匀分布时,它的概率密度函数为

$$f(x) = \frac{1}{2a} \quad (5.12)$$

随机变量的均值和方差为

$$E(x) = \int_{-a}^a \frac{1}{2a} x dx = 0 \quad (5.13)$$

$$D(x) = \int_{-a}^a \frac{1}{2a} x^2 dx = \frac{a^2}{3} \quad (5.14)$$

均匀分布的随机变量的均方根为

$$\sigma = \frac{a}{\sqrt{3}} \quad (5.15)$$

在式(5.10)和式(5.11)中,由于样本数 n 是有限的,所以 $\hat{\mu}$ 和 $\hat{\sigma}$ 本身也是一个随机量,用 $\hat{\mu}$ 来代表被测物理量的真值是有误差的。所以,在进行统计估计时,还应对它们的置信度和置信区间进行检验。对于这一问题,可以利用以下统计检验的方法来实现。

(3) t 分布

t 分布常用于当总体方差未知时,检验总体均值是否等于已知真值 μ_0 。 t 分布的概率密度函数为

$$p_t(x) = \frac{\Gamma[(n+1)/2]}{\sqrt{n\pi}\Gamma(n/2)} \left(1 + \frac{x^2}{n}\right)^{-(n+1)/2} \quad (5.16)$$

式中, n 为正整数, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。

假设检验表示为 $H_0 = \mu_0 : \hat{\mu} \leq \mu_0, \hat{\mu} \geq \mu_0$ 。构造统计量 t

$$t = \frac{\sqrt{n}(\hat{\mu} - \mu_0)}{\hat{\sigma}} \sim t(n-1) \quad (5.17)$$

t 分布的概率积分为

$$\int_{-t_0}^{t_0} t(n-1) dv = 1 - \alpha \quad (5.18)$$

当给定 α 时,积分限 t_0 可由 t 分布的概率积分表查得。如果 $|t| \geq t_0$, 则判为 $\hat{\mu} \neq \mu_0$; 或者可进一步判断 $\hat{\mu} \geq \mu_0$ 还是 $\hat{\mu} \leq \mu_0$ 。对于 $\int_{-\infty}^{t_0} t(n-1) dv = 1 - \alpha$, 若 $t \geq t_0$ 则判为 $\hat{\mu} \geq \mu_0$; 对于 $\int_{-t_0}^{\infty} t(n-1) dv = 1 - \alpha$, 若 $t \leq -t_0$ 则判为 $\hat{\mu} \leq \mu_0$ 。

(4) χ^2 分布

在统计检验中, χ^2 分布常用来检验被测随机量的方差是否等于已知的常数 σ_0^2 。当已知总体均值时, χ^2 分布的概率密度函数为

$$p_{\chi^2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{n/2} \Gamma(n/2)} x^{n/2-1} e^{-x/2} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

式中, n 为正整数。统计量 χ^2 表示为

$$\chi^2 = \frac{1}{\sigma_0^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu_0)^2 \sim \chi^2(n) \quad (5.20)$$

利用 $\int_{\chi_{\alpha/2}^2}^{\infty} \chi^2(n) dv = \frac{\alpha}{2}$, 在给定置信度 α 和 n 的条件下, 从 χ^2 的概率积分表中可以查到对应的 $\chi_{\alpha/2}^2$ 的值。如果 $\chi^2 > \chi_{\alpha/2}^2$, 则判为 $\sigma^2 \neq \sigma_0^2$ 。当总体均值为未知时, 式(5.20)仍有效。在这种情况下, 式(5.20)中的 μ_0 用式(5.10)的计算值代替。在雷达误差数据处理中, χ^2 分布常用来检验设备的测量精度是否达到预定的设计指标。

(5) F 分布

在统计检验中, F 分布常用来比较两个总体方差之间的一致性。在雷达误差数据处理中, 经常需要比较不同时间段的测量精度, 分析它们是否一致, 及样本数据能不能合并, 这就需要通过 F 检验来判断。

F 分布的概率密度函数为

$$p_F(x) = \begin{cases} \frac{x^{m/2-1}}{B(m/2, n/2)} \left(\frac{m}{n}\right)^{m/2} \left(1 + \frac{mx}{n}\right)^{-(m+n)/2} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

式中, m 和 n 为自由度, $B(\cdot)$ 为贝塔函数。 F 分布的统计量为

$$F = \frac{\max(s_1^2, s_2^2)}{\min(s_1^2, s_2^2)} = \frac{s_{\max}}{s_{\min}} \sim F(n-1, m-1) \quad (5.22)$$

式中, $s_1^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_{1i} - \mu_1)^2$, $s_2^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{k=1}^m (x_{2k} - \mu_2)^2$, s_{\max} 是两组方差中最大的一组, s_{\min} 是两组方差中最小的一组, 需要判别 s_1^2 是否等于 s_2^2 。

当给定第一组方差的样本数 n 、第二组方差的样本数 m 和置信度 α 后, 可由式(5.22)计算 F 分布的概率积分为

$$\int_0^{F_{\alpha/2}} F(n-1, m-1) dv = 1 - \frac{\alpha}{2} \quad (5.23)$$

式中, $F_{\alpha/2}$ 可由 F 分布的概率积分表查得。如果 $F \geq F_{\alpha/2}$, 则判为 $s_1^2 = s_2^2$ 。

5.2.4 平稳随机过程

在雷达系统的精度分析中,目标噪声(幅度起伏噪声和角噪声)往往是引起雷达误差的主要原因之一,目标噪声的统计特性通常可用平稳随机过程来描述。按照平稳随机过程的定义,如果随机过程 $\{\xi(t), t \in T\}$ 满足条件

$$E\{\xi(t)\} = m \quad (5.24)$$

$$E\{[\xi(t) - m][\xi(s) - m]\} = R(t - s) \quad (5.25)$$

则称随机过程为弱平稳过程,或广义平稳过程。在雷达系统的精度分析中,大多数情况是平稳随机过程,此时随机函数 $\xi(t)$ 的方差为一常数,因此,它们对样本空间的平均(如均值、相关矩等)可以用对时间的平均来代替。也就是说,对于这种平稳随机过程,只要进行的时间足够长,就可以决定它的均值和相关函数。在误差分析中,平稳随机过程的功率谱 $S(\omega)$ 和相关函数 $R(\tau)$ 是傅里叶变换的关系,即

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos(\omega \tau) d\tau \quad (5.26)$$

$$R(\tau) = \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega \tau) d\omega \quad (5.27)$$

5.3 跟踪制导雷达的角度测量

单脉冲雷达测量目标角度的方法有两种:相位比较法和幅度比较法。本节主要针对幅度比较单脉冲雷达,讨论其测角原理和角误差信号提取等问题。

5.3.1 相位比较单脉冲雷达的测角原理

相位比较单脉冲雷达的角误差信号是通过提取回波的相位信息获得的。图5.1所示为相位比较单脉冲雷达测角的原理框图。目标回波信号分别被天线A和天线B接收后,先经过混频变换到中频,再经中频放大后送至相位检波器,最后得到两天线信号之间的相位差为 $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} D \sin\theta$ 。式中, D 是两天线中心之间的距离, λ 是波长, θ 是目标回波到达方向与天线连线的垂直线间的夹角。当测得相位 φ 后,目标的角度位置为

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\varphi \lambda}{2\pi D}\right)$$

相位比较单脉冲测角方法的优点是天线结构比较简单,缺点是电轴稳定性差,很难获得高精度的定向,因此,它只适合用在一些定向精度要求不高的系统中。

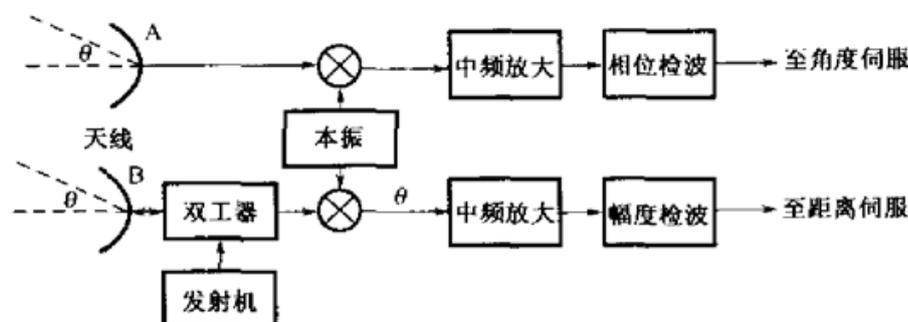


图 5.1 相位比较单脉冲雷达测角的原理框图

5.3.2 幅度比较单脉冲雷达的测角原理

幅度比较单脉冲雷达的角误差信号是通过提取回波脉冲的幅度信息获得的。图 5.2 所示为典型的幅度比较单脉冲雷达的原理框图。雷达采用频率分集的工作方式,由两部 Ku 波段的磁控管发射机交替发射射频脉冲信号,以降低目标角噪声的影响。发射机的输出端接入微波组合的双工器,实现高频段和低频段信号的合成,合成后的信号送入单脉冲天线后背上的高频头发射通道,通过天线向空中发射。雷达发射的峰值输出功率约为 50 kW,重复频率约为 2000 Hz,脉冲宽度为 0.8 μs。单脉冲天线的馈源采用四喇叭三模波形器,以便较好地解决和、差波束间的矛盾,天线的直径为 1.1 m,波束宽约为 1.1°,天线增益为 42 dB,单脉冲差波束的零值深度可达 35 dB 以上。为了提高系统的一致性,减少了接收机的通道数,在天线的仰角差和方位差输出端接入一个通道转换开关,按时间分割的方式接通仰角差和方位差信号,合成一个通道输入到差通道的高频接收机。合成后的仰角差和方位差信号经低噪声放大器放大后,再通过混频器下变频到 36 MHz 的中频;和信号经高频接收机的低噪声放大器放大后,再通过混频器下变频到 36 MHz 的中频。和中频信号与差中频信号经前置中频放大器放大后,再经过和-差信号混合器变为 $\Sigma + j\Delta_{E/A}$ 和 $\Sigma - j\Delta_{E/A}$;这两个信号经过放大限幅处理后,通过角误差解调器形成仰角和方位角的合成误差信号,最后经过通道选择开关分离出仰角和方位角的误差信号。误差信号送入定序器后,经 ADC 形成仰角和方位角的误差控制字,然后定序器将误差控制字送入控制计算机,从而实现对雷达角度跟踪回路的闭环控制。

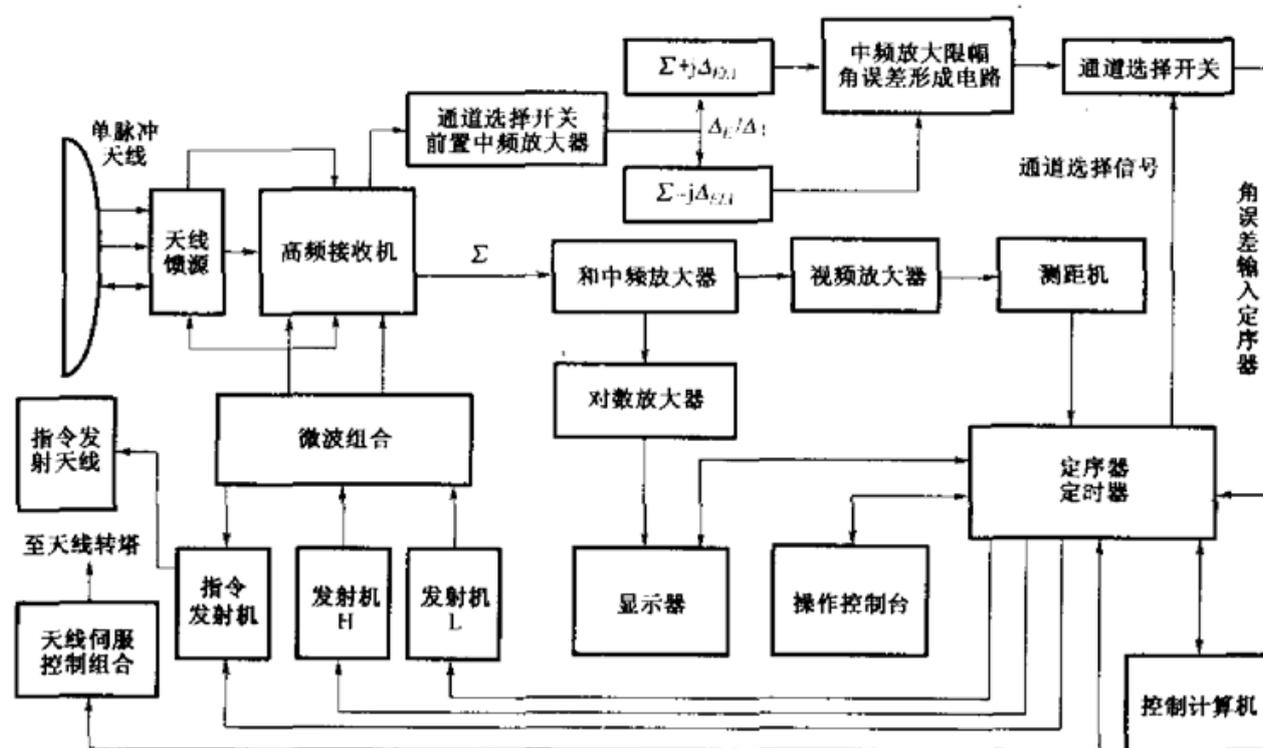


图 5.2 幅度比较单脉冲雷达的原理框图

在幅度比较单脉冲雷达中,测角系统主要包括单脉冲天线、测角误差信号处理电路和天线伺服控制组合。单脉冲天线包括一个旋转对称的反射抛物面和单脉冲馈源,经典的四喇叭单脉冲馈源的工作原理如图 5.3 所示。单脉冲馈源的 4 个喇叭放置在偏离反射抛物面焦点的地方,并与和-差比较器相连。4 个喇叭输出的电磁波经抛物面反射后在空间形成 4 个独立的波束,每个波束的指向和抛物面的焦距、喇叭偏离焦点的位移有关。假设抛物面的焦距长为 F ,喇叭偏离焦点的位移为 d ,则波束偏离角为 $\theta_e \approx k_F d / F$,其中 k_F 称为波束偏离因子,它是抛物面天线的焦距直径比 F/D 的函数。在接收状态时,4 个馈源喇叭收到的信号为 A, B, C, D ,它们送入和-差比较器形成和信号 $U_\Sigma = A + B + C + D$ 、仰角差信号 $U_{\Delta E} = (A + B) - (C + D)$ 、方位角差信号 $U_{\Delta A} = (A + C) - (B + D)$,最后这 3 个信号送到接收机进行角误差处理。角误差信号的处理电路有多种形式,将在下一节中详细讨论。

5.3.3 幅度比较单脉冲雷达的角误差信号提取

单脉冲雷达的测角精度和角误差信号处理电路的结构有很大的关系。图 5.4 至图 5.8 所示为不同形式的单平面角误差信号(即只有方位角或仰角一个通道信

号)的处理电路。图 5.4 所示为早期单脉冲雷达的角误差信号处理电路的典型结构,其特点是结构简单,直接利用和通道的 AGC 电路完成角误差信号的归一化处理(即用和信号除差信号)。但在这种情况下,AGC 回路的带宽(时参数)对输出的误差电压有一定影响,特别是当目标信号的幅度起伏变化快而 AGC 电路的响应速度慢时,归一化效果不理想,使接收机输出的误差信号产生一个附加的调制。如果这一误差电压直接作用到雷达的伺服控制系统上,将给雷达的角跟踪输出信号引入一个不希望的低频摆动,使跟踪精度变坏。基于以上原因,这种电路结构在现代单脉冲雷达中已不采用。

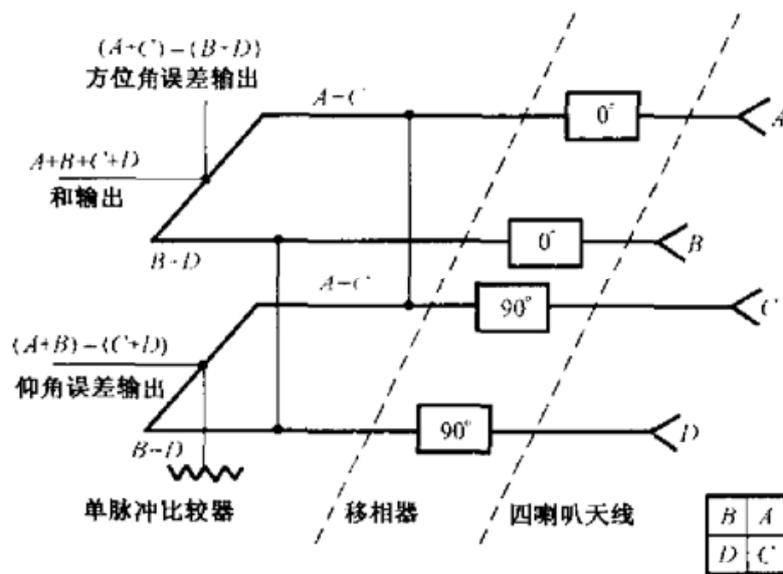


图 5.3 四喇叭单脉冲天线馈源(和-差比较器)的工作原理

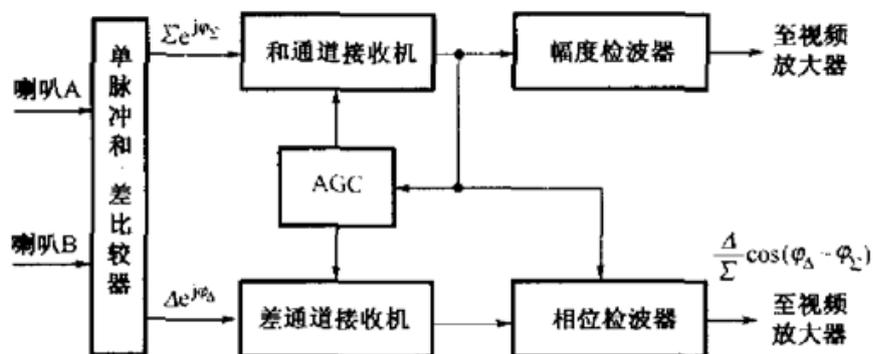


图 5.4 早期单脉冲雷达的角误差信号处理电路

图 5.5 所示为幅度-相位线性单脉冲处理接收机的原理框图。在这种电路中,相位信息用来判别误差电压的极性。这种电路不能进行动目标跟踪(MTT)处理。

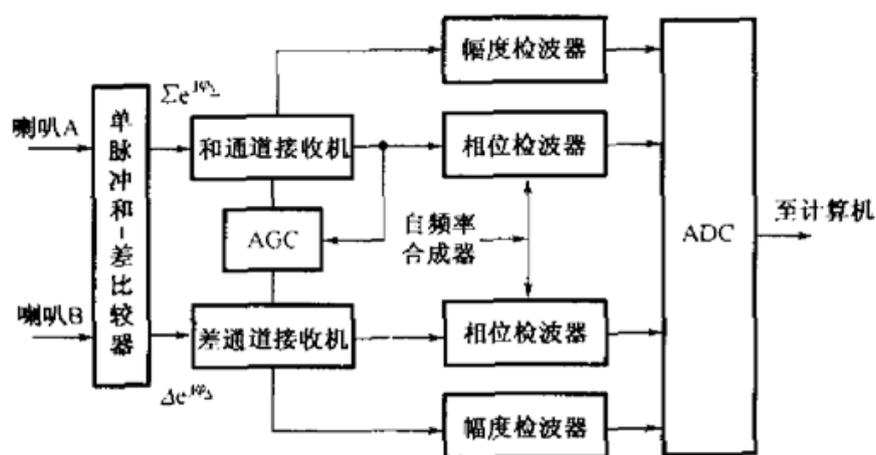


图 5.5 幅度-相位线性单脉冲处理接收机原理框图

图 5.6 所示为对数放大检波器单脉冲处理接收机的原理框图。这种电路的优点是动态范围大,但要求和、差通道的对数放大器的一致性较好。同样,这种电路也不能进行 MTT 处理。

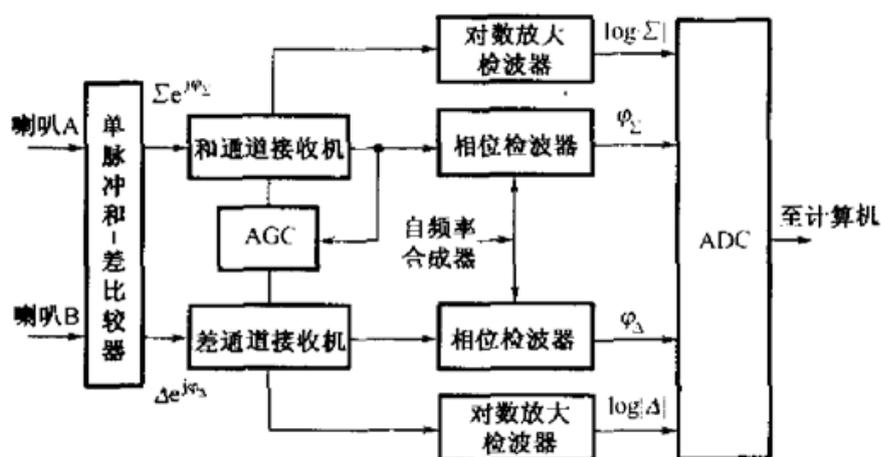


图 5.6 对数放大检波器单脉冲处理接收机原理框图

图 5.7 所示为 I/Q 通道单脉冲处理接收机的原理框图,它是现代单脉冲多普勒雷达所采用的结构。这种电路的优点是可以进行 MTT 处理。在这种电路中,AGC 仅用来控制接收机的增益,防止由于信号太强引起和通道输出信号饱和,导致角误差归一化计算不正确。由于角度误差电压的计算是在计算机中完成的,因此真正做到了理想的归一化处理。在工程设计中,为了获得较为理想的动态范围,对接收机 AGC 输出电平的选择应与 ADC 的动态特性和目标起伏特性综合考虑。一般情况下,ADC 的输入电平选择为 ADC 饱和电平的 1/2。这样做的目的是防止由于目标回波的强度瞬时过大而引起 ADC 饱和,使归一化发生错误。

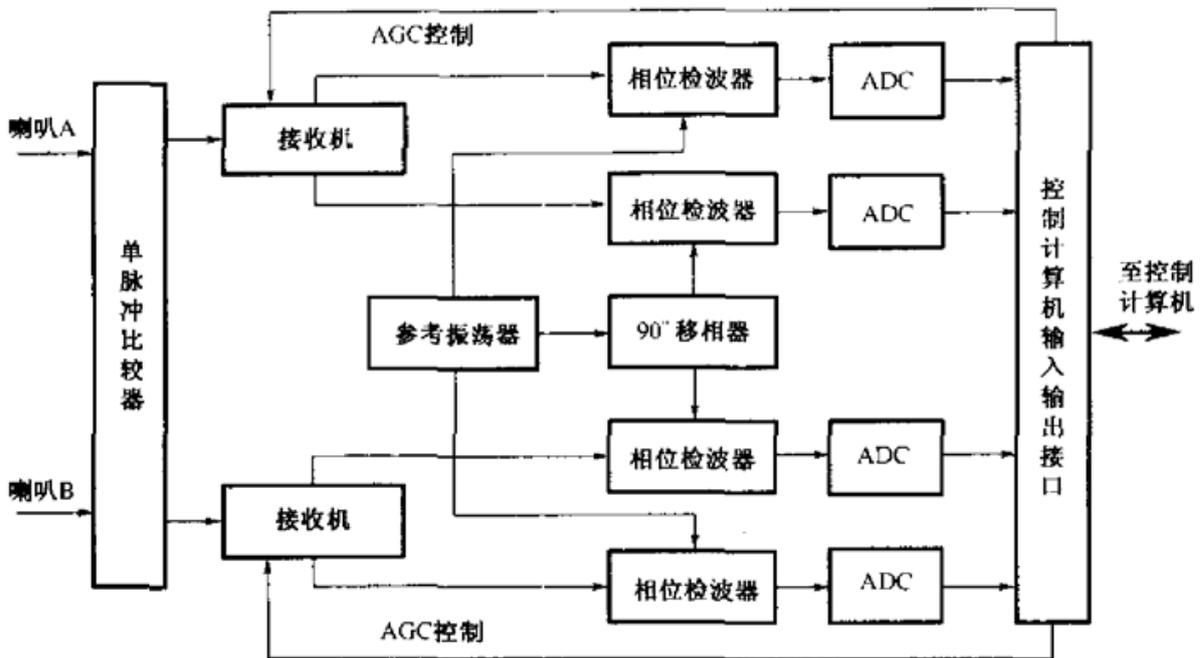


图 5.7 I/Q 通道单脉冲处理接收机原理框图

图 5.8 所示为比相限幅单脉冲角误差处理接收机的原理框图。这种电路的特点是结构简单, 有较好的实时归一化性能和动态范围, 不存在强信号的饱和问题, 因此在许多单脉冲雷达中采用这种电路结构, 如法国“响尾蛇”3000 型系统中的跟踪制导雷达。但这种处理电路对一些发射波形(如线性调频波形)是不适用的, 而且不能进行 MTT 处理。

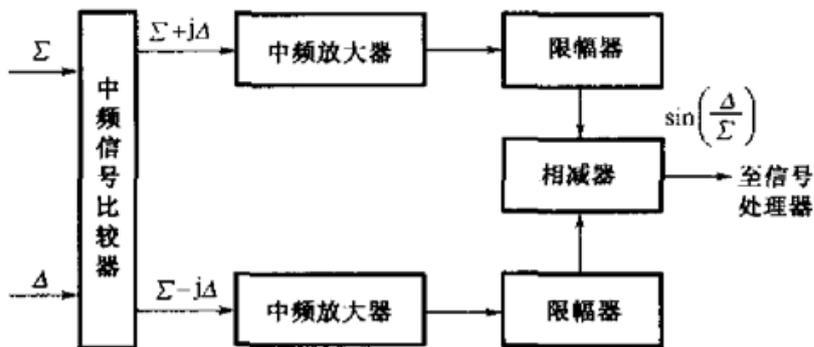


图 5.8 比相限幅单脉冲角误差处理接收机原理框图

5.3.4 单脉冲雷达的角误差信号提取模型

为了研究各种不理想因素对角度测量精度的影响, 需要建立单脉冲角度测量的数学模型, 而作为分析计算, 建立一维的角度信息提取模型就足够了。角度信息

提取模型和单脉冲处理接收机的电路结构有关,图 5.9 所示的模型就是根据图 5.5和图 5.7 的电路结构提出的。

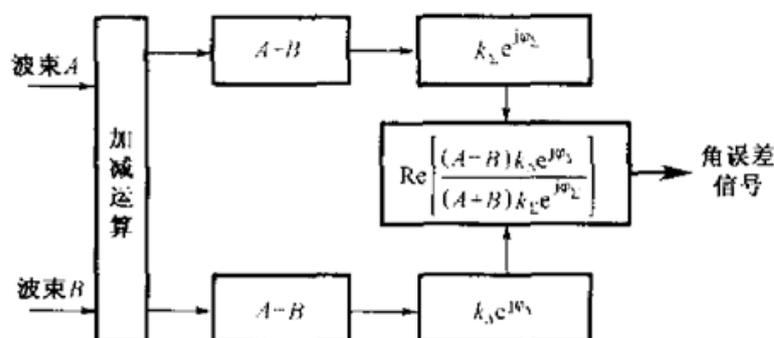


图 5.9 提取单脉冲角误差信号的数学模型

从系统精度分析的要求来说,在理想情况下,天线形成的波束 A 和 B 可用 $\frac{\sin[k(\theta \pm \theta_{ps})]}{k(\theta \pm \theta_{ps})}$ 来近似表示。其中, $k=2.783$ 是与天线半功率点有关的常数,波束分离角 $\theta_{ps} \approx 0.4\theta_3$, θ_3 是天线波束半功率点的宽度。所以,波束 A 和 B 可以表示为

$$A = f_A(\theta) = \frac{\sin[2.783 \times (\theta - 0.4\theta_3)/\theta_3]}{2.783 \times (\theta - 0.4\theta_3)/\theta_3} \quad (5.28)$$

$$B = f_B(\theta) = \frac{\sin[2.783 \times (\theta + 0.4\theta_3)/\theta_3]}{2.783 \times (\theta + 0.4\theta_3)/\theta_3} \quad (5.29)$$

如图 5.9 所示,波束 A 和 B 输入到单脉冲天线馈源的和-差比较器,在比较器的输出端分别得到和信号 $(A+B)$ 与差信号 $(A-B)$,这两个信号再分别送到传递函数为 $k_z e^{j\varphi_z}$ 的和通道接收机与传递函数为 $k_\Delta e^{j\varphi_\Delta}$ 的差通道接收机进行处理,最后得到角误差信号 $U = \text{Re} \left[\frac{(A-B)k_\Delta e^{j\varphi_\Delta}}{(A+B)k_z e^{j\varphi_z}} \right]$,式中符号 Re 表示取复数的实数部分。

建立数学模型后就可以计算各种不理想情况对输出测角精度的影响。例如,要考查由天线造成的波束不对称对测角精度的影响,只要令 $A = (1 + \delta A) e^{j\beta} f_A(\theta)$, $B = f_B(\theta)$,然后计算 $A+B$, $A-B$ 就可以了。如果要考查接收机的幅度、相位不平衡对指向精度的影响,可以令和通道接收机的传递函数为 $k_z e^{j\varphi_z}$,差通道接收机的传递函数为 $k_\Delta e^{j\varphi_\Delta}$,最后计算

$$U = \text{Re} \left\{ \frac{[(1 + \delta A) e^{j\beta} f_A(\theta) - f_B(\theta)] k_\Delta e^{j\varphi_\Delta}}{[(1 + \delta A) e^{j\beta} f_A(\theta) + f_B(\theta)] k_z e^{j\varphi_z}} \right\} \quad (5.30)$$

就可以得到结果。

利用上述模型可以计算接收机的幅度、相位不平衡对测角精度的影响。例如，给定波束 A 与波束 B 之间的相位不平衡 $\delta \approx 0.0355 \text{ rad}$ ，幅度不平衡 $\delta A = 0$ ，和、差两通道的放大系数 $k_{\Sigma} = k_{\Delta} = 1$ ，将这些条件代入式(5.30)中求出 U ，再利用 $U \approx k_m / \theta_3 \times \delta \epsilon$ 的关系式，就可以得到和、差两通道接收机之间的相位变化对指向精度的影响。当 $\theta_3 \approx 20 \text{ mrad}$ ，归一化单脉冲差斜率 $k_m \approx 1.4$ 时，计算结果如图 5.10 所示。可以看到，当和、差两通道接收机之间的相位变化为 20° 时，波束指向角度的变化为 0.06 mrad 。

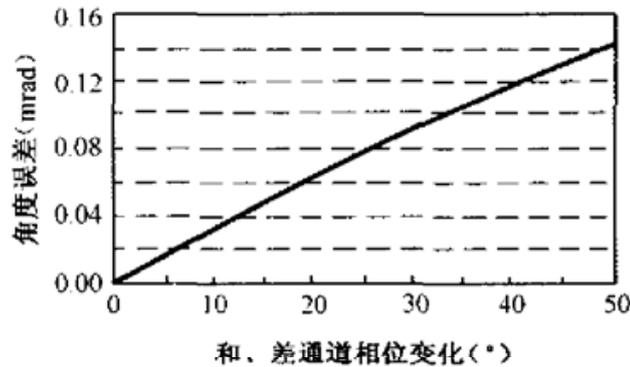


图 5.10 和、差两通道接收机的相位不平衡对指向精度的影响

5.3.5 单脉冲跟踪制导雷达的偏轴测量方法

制导雷达测量目标在空中的位置是利用单脉冲跟踪雷达技术实现的，而测量导弹在空中的位置是利用接收机的角误差灵敏度曲线，通过估计导弹偏离目标跟踪轴的位置来实现的，这种方法称为偏轴测量法。图 5.11 所示为目标、导弹相对角偏差的偏轴测量原理图。其中， $G(s)$ 为伺服系统的传递函数， $H_T(s)$ 是目标通道内的滤波器，它用来减小角噪声的影响； $H_M(s)$ 是导弹通道内的滤波器，它需要根据导弹的运动特性进行设计。在设计中，为了保证导弹的测角精度，对接收机 S 曲线的零点位置和线性度范围提出了严格的要求。例如，对于典型的跟踪制导雷达，目标、导弹的相对角偏差及零点位置的变化要小于 0.2 mrad 、斜率的误差 $\Delta k/k$ 要小于 10% 。

偏轴测量的精度和单脉冲天线的归一化差斜率、信噪比附加损耗、目标通道的跟踪误差 $\sigma(0)$ 有关^[2]，偏轴误差值可以表示为

$$\frac{\sigma(\theta)}{\sigma(0)} = \sqrt{L_\theta \left[1 + \left(k_m \frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 \right]}$$

式中, $\sigma(0) = \theta_3 / (k_m \sqrt{\text{SNR}} \times f_r / \beta_n)$, k_m 是归一化差斜率, θ_3 是天线的半功率点波束宽度, β_n 是跟踪伺服系统的带宽, θ 是导弹偏离目标的角度, L_θ 是由于偏离跟踪轴线引起的信噪比附加损耗, 近似为 $10 \log_{10} L_\theta = 12 (\theta / \theta_3)^2$ 。图 5.12 所示为偏轴误差值和相对偏轴角之间的关系, 其中, 单程表示只有接收, 双程包括发射和接收。

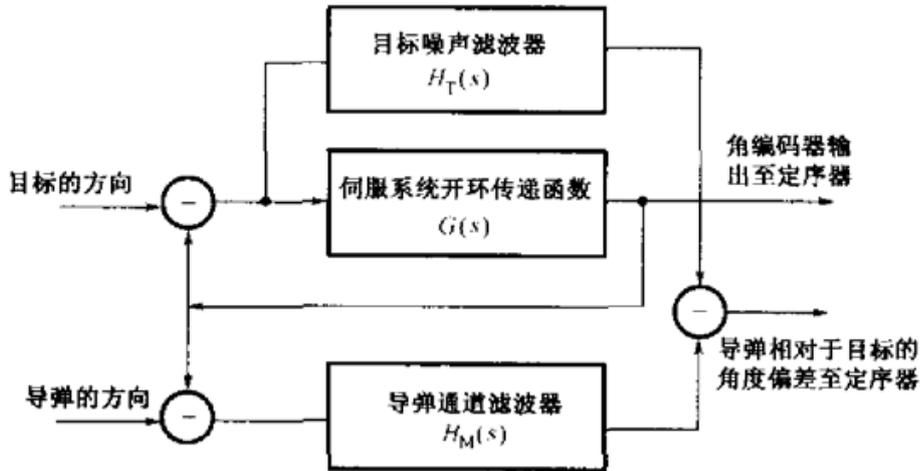


图 5.11 目标、导弹相对角偏差测量原理图

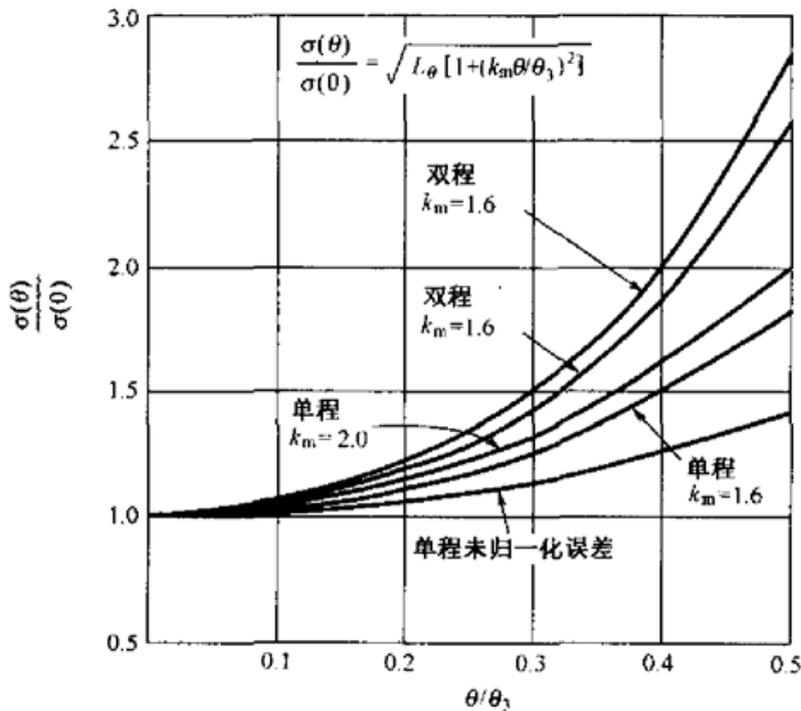


图 5.12 偏轴误差值和相对偏轴角之间的关系

5.3.6 单脉冲天线在角度测量中的特性

当采用单脉冲天线进行角度测量时,为了更好地描述角度测量精度,Kirkpatrick 在 1953 年引入了差斜率的概念。1961 年,Hanna 从单脉冲天线的设计要求出发,重新定义了单脉冲天线的相对差斜率,表示为

$$k = \frac{1}{\sqrt{G_0}} \left. \frac{\partial F_d(\theta, \varphi)}{\partial \theta} \right|_{\theta=0} \quad (5.31)$$

式中, G_0 是天线孔径分布为均匀分布时的增益, $F_d(\theta, \varphi)$ 是单脉冲天线的差方向性图。在单脉冲角度测量时,角误差灵敏度正比于差方向性图在角度为 0 时的斜率。Hanna 还定义了差斜率比,它是相对差斜率与最大可能差斜率之比,即

$$k_r = \frac{k}{k_0} \quad (5.32)$$

式中, k_0 是单脉冲天线的最大可能差斜率,它是当单脉冲天线的孔径分布为均匀分布时,单脉冲天线的差波束在角度为 0 时的导数。

为了将测角精度和实际的单脉冲雷达测角的物理过程更紧密地联系起来,Barton 在 1964 年引入了归一化单脉冲差斜率的概念,即

$$k_m = \frac{\theta_3}{\sqrt{G_m}} \left. \frac{\partial F_d(\theta, \varphi)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_3} = \theta_3 k \sqrt{\frac{G_0}{G_m}} \quad (5.33)$$

式中, G_m 是天线和波束的增益,表示为

$$G_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left[\int_A g(x, y) dA \right]^2}{\int_A |g(x, y)|^2 dA} \quad (5.34)$$

其中, $g(x, y)$ 是对应孔径上的分布函数。

Barton 还给出圆锥扫描测角方法的角误差斜率为

$$k_s = \frac{\theta_3}{\sqrt{G_m(\theta_k)}} \left. \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_k} \quad (5.35)$$

式中, θ_k 是波束偏离的角度。式(5.31)至式(5.35)是下面估计单脉冲雷达的角度测量精度的基础。

根据参考文献[3],当单脉冲差波束天线的方向性函数 $F_d(\theta, \varphi)$ 等于和波束天线方向性函数 $F(\theta, \varphi)$ 的导数时,单脉冲差波束的性能最佳,即

$$F_d(\theta, \varphi) = \frac{\lambda}{L_s} \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \theta}$$

又根据天线的孔径分布函数与远场方向性图是傅里叶变换的关系,可得出差波束天线的孔径分布函数满足

$$g_d(x, y) = \frac{2\pi x}{L_s} g(x, y) \quad (5.36)$$

所以,相对差斜率可以表示为

$$k = \frac{1}{\sqrt{G_0}} \left. \frac{\partial^2 F}{\partial \theta^2} \right|_{\theta=0} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\left| \int_A x^2 g(x, y) dA \right|}{\left[A \int_A |g(x, y)|^2 dA \right]^{1/2}} = \frac{L_\theta^2}{L_s} \frac{\sqrt{\eta_0}}{\lambda} \quad (5.37)$$

式中, L_θ 是和波束的等效(电压)孔径宽度, L_s 是和波束的等效(功率)孔径宽度, η_0 是天线的孔径利用系数,它们可以分别表示为

$$L_\theta = \left[\frac{\int_A (2\pi x)^2 g(x, y) dA}{\left| \int_A g(x, y) dA \right|} \right]^{1/2} \quad (5.38)$$

$$L_s = \left[\frac{\int_A (2\pi x)^2 |g(x, y)|^2 dA}{\int_A |g(x, y)|^2 dA} \right]^{1/2} \quad (5.39)$$

$$\eta_0 = \frac{\left[\iint_A g(x, y) dx dy \right]^2}{A \iint_A |g(x, y)|^2 dx dy} \quad (5.40)$$

这样,归一化单脉冲差斜率和对应的孔径上的分布函数的关系可以表示为

$$k_m \approx 1.63 \frac{L_\theta}{L_s} = 1.63 \left[\frac{\int_A (2\pi x)^2 g(x, y) dA \int_A g^2(x, y) dA}{\int_A (2\pi x)^2 g^2(x, y) dA \int_A g(x, y) dA} \right]^{1/2} \quad (5.41)$$

当 $g(x, y) = 1$ 时,即天线的和方向性孔径分布是均匀分布时,可以得到对应的最大可能差斜率为

$$k_0 = \left[\frac{(2\pi)^2}{A} \int_A x^2 dA \right]^{1/2} \quad (5.42)$$

当天线的孔径为 $w \times h$ 的矩形时,则可以进一步得到 $k_0 = \pi w / (\sqrt{3}\lambda)$,它和由式(5.4)计算得到的结果是一致的。因此可以看到,理想的单脉冲测角方法是一个最佳的角度估计器。但由于在实际的工程设计中,很难同时做到和波束孔径分布函数为均匀分布,且差波束孔径分布函数为奇次线性分布,因此单脉冲雷达测角的

实际精度要比潜在精度差。

在单脉冲雷达测角系统中,角误差灵敏度 U 是一个重要的技术性能指标,它和归一化单脉冲差斜率成正比,即 $U \approx k_m / \theta_3 \times \delta\epsilon$ 。利用式(5.41),并结合实际的天线孔径分布函数,就可以得出 k_m 和指向误差 $\delta\epsilon \approx U\theta_3 / k_m$ 。表 5.1 所示为常用的天线孔径分布函数对应的最佳单脉冲天线的主要性能参数,表中的 $G_{3\sigma}$ 是天线和波束的第一旁瓣电平, τw 是天线的长度。

表 5.1 最佳单脉冲天线的主要性能参数^[3]

和波束孔径分布函数	$\theta_3 w / \lambda$	η_x	L_0 / w	L_1 / w	$L_0 \theta_3 / \lambda$	$L_1 \theta_3 / w$	k / k_0	k_m	$G_{3\sigma} (\text{dB})$
$g(x) = \sqrt{1 - (2x/w)^2}$	1.028	0.924	1.571	1.406	1.167	1.446	0.932	1.81	17.6
$g(x) = 1 - 2x^2/w^2$	0.972	0.969	1.66	1.53	1.613	1.481	0.983	1.75	17.1
$g(x) = 1 - 4x^2/w^2$	1.155	0.883	1.407	1.188	1.624	1.372	0.836	1.92	20.6
$g(x) = 1 - 2x/w $	1.276	0.75	1.28	0.994	1.636	1.268	0.79	2.08	26.4
$g(x) = \cos(\pi x/w)$	1.189	0.812	1.37	1.136	1.629	1.350	0.812	1.96	23.0
$g(x) = \cos^2(\pi x/w)$	1.441	0.667	1.134	0.89	1.636	1.283	0.653	2.08	32.0
$g(x) = \cos^4(\pi x/w)$	1.853	0.515	0.866	0.699	1.645	1.240	0.466	2.18	48.0

表 5.1 中所列数值可推广到用来估计两维的情况。当天线孔径上的照射函数为 $g(x, y) = g(x)g(y)$ 时,天线的效率 $\eta_x = \eta_x \eta_y$,单脉冲差波束在 $\varphi = 0$ 的平面内的差斜率比 $k_{r,y} = k_{r,y} \sqrt{\eta_y}$,单脉冲差波束在 $\varphi = 90^\circ$ 的平面内的差斜率比 $k_{r,x} = k_{r,x} \sqrt{\eta_x}$ 。

表 5.2 所示为不同形式的馈源对应的单脉冲天线的主要性能参数,表中的 $G_{3\sigma}$ 是天线差波束的第一旁瓣电平。对于给定的单脉冲天线孔径上的电磁场分布,归一化差斜率 k_m 可通过式(5.41)计算得到;作为近似的估计,在选定了单脉冲馈源的形式后,也可根据表 5.2 得到 k_m 。

表 5.2 抛物面单脉冲天线的馈源形式及主要性能参数^[3]

馈源形式	η_x	H 面		E 面		$G_{3\sigma} (\text{dB})$	$G_{3\sigma} (\text{dB})$
		$k_r \sqrt{\eta_x}$	k_m	$k_r \sqrt{\eta_x}$	k_m		
4 喇叭	0.58	0.52	1.2	0.48	1.2	-19	-10
双喇叭双模	0.75	0.68	1.6	0.55	1.2	-19	-10
双喇叭 3 模	0.75	0.81	1.6	0.55	1.2	-19	-10
12 喇叭	0.56	0.71	1.7	0.67	1.6	-19	-19
4 喇叭 3 模	0.75	0.81	1.6	0.75	1.6	-19	-19

5.4 单脉冲跟踪制导雷达的角度测量精度

在估计雷达的测角精度时,通常假设各项误差是相互独立的,然后分析它们产生的原因,并在此基础上利用概率统计的方法综合估计系统的精度。这种方法比较简单直观,但忽视了许多误差之间的相关性。因此,较为严谨的方法是根据系统的物理结构建立数学模型,然后通过计算机仿真得出估计结果。单脉冲跟踪制导雷达进行角度测量时产生的误差按其来源分为:与雷达设备有关的误差、与目标有关的误差、坐标传递误差、工具方法误差、多路径误差和与电磁波传播有关的误差。

5.4.1 与雷达设备有关的误差

与雷达设备有关的误差的来源主要包括:接收机的热噪声、接收机内部电路的温度特性与频率特性引起的S曲线的电轴漂移、接收系统中由于和、差通道之间隔离不好而使和信号串到差通道引起的电轴变化、天线交叉极化耦合、伺服系统的噪声和不平衡等。在进行误差计算时,都要涉及单脉冲归一化差斜率 k_m 、天线的效率 η_a 等。从测角精度的基本关系式(5.6)中,可以得到在热噪声条件下的潜在测角精度的计算公式,利用该公式可以得到在理想条件下的相对差斜率 $k \approx 1.63/\theta_3$ 。当计算在热噪声条件下的单脉冲测角精度时,只要利用Barton引入的归一化单脉冲差斜率,用 k_m 替换 k 即可。可以看到,在热噪声条件下的单脉冲测角精度与 k_m 成反比,所以为了提高单脉冲雷达的测角精度,希望 k_m 的值比较大。

1. 热噪声

接收机热噪声的影响和波束轴线上的信噪比SNR有关,还和跟踪伺服系统的带宽 β_n 及脉冲重复频率 f_r 有关。接收机热噪声引入的误差为

$$\sigma_1 = \frac{\theta_3}{k_m \sqrt{\text{SNR} \times f_r / \beta_n}} \quad (5.43)$$

式中, θ_3 是天线和波束的半功率点波束宽度。

2. 电轴漂移

引起单脉冲雷达电轴漂移的主要因素有:由频率变化引起的接收机和、差通道的幅度与相位不平衡、中频接收系统的失谐、接收机的幅度与相位变化、信号强度变化、温度变化等。幅度比较单脉冲测角电路的电轴漂移与天线差波束的零值深度 G_n 和比较器后和、差通道间的相位差 φ 有关。和、差通道相位不等引入的误差为

$$\sigma_2 = \frac{\theta_s \tan \varphi}{k_m \sqrt{G_n}} \quad (5.44)$$

当计算方位角的误差时,要考虑到波束的横向电轴漂移投影到方位角平面的变换,因此方位角误差为

$$\Delta_a = \sigma_2 \sec E \quad (5.45)$$

式中, E 是天线的仰角。

3. 和、差通道隔离不好

如果单脉冲和-差比较器的隔离度不够高,接收机和通道的信号会通过混频器进入差通道产生串扰,一般要求和、差通道间的隔离度应大于 50dB。和、差通道间的隔离度不好引入的误差为

$$\sigma_3 = \frac{\theta_s}{k_m \sqrt{I}} \quad (5.46)$$

式中, I 是单脉冲接收机和、差通道间的隔离度。

4. 交叉极化耦合

由于天线存在交叉极化分量,目标散射回波的正交分量会在天线输出端产生不希望响应,交叉极化分量引起的指向误差和天线的极化隔离度及目标散射的正交极化分量有关。由天线交叉极化耦合产生的测角误差^[2]为

$$\sigma_4 = \frac{\theta_s (\Delta_c / \Sigma)}{k_m \sqrt{2\sigma_p / \sigma_c}} \quad (5.47)$$

式中, Δ_c / Σ 是差通道输出的交叉极化分量 Δ_c 与和通道正常极化分量之比,对抛物面天线一般可做到 -30dB; σ_p / σ_c 是目标散射的正常极化分量与交叉极化分量之比,一般为 6dB。假设 $\Delta_c / \Sigma = 0.032$, $\sigma_p / \sigma_c = 4$, 则 $\sigma_4 \approx 0.01132 \times \theta_s / k_m$ 。

5. 伺服系统的噪声和不平衡

伺服噪声来源于伺服系统电路的热噪声和齿轮的齿隙在转动中产生的摆动,伺服不平衡主要来源于伺服放大器的电压漂移和正、反向转动的放大倍数不一样。在跟踪制导雷达中,一般采用二阶无静差电路,这种电路由于噪声的影响会使指向产生低频摆动,从而使跟踪精度变坏。通常设计可实现的伺服系统由于不平衡产生的系统误差为 0.05~0.1 mrad,噪声误差为 0.02~0.04 mrad。

6. 风力矩影响^[4]

由于风力的作用,天线的伺服系统要产生克服风作用的力矩而引起指向的变

化,它和风速、风向及天线的风力矩系数 k_w 有关,也和伺服系统的力矩传递函数在零频的值 $k_p = Y_p(0)$ 有关。风作用的力矩引起的指向误差为

$$\delta\varepsilon = \frac{M}{k_p}, \quad M = k_w V^2$$

式中, M 是风产生的力矩, V 是风速。

在阵风作用下,系统产生的随机指向误差为^[4]

$$\sigma_w^2 = 4k_w^2 V_w^2 \int_0^{f_{\max}} \frac{W_w(f)}{Y_p^2(f)} df \quad (5.48)$$

式中, V_w 是风速, $W_w = \frac{W_0 f_s^2}{f^2 + f_s^2}$ 是通过统计观测得到的阵风的频谱, W_0 是阵风的频谱密度, f_s 是 3dB 频谱宽度。

5.4.2 与目标有关的误差

1. 目标角噪声

目标角噪声是由目标视在相位中心的漂移引起的,有些情况下目标的等效视在中心可能落在目标的实体范围之外。目标角噪声和雷达与目标的距离有关,可以表示为 $\sigma_r = (0.2 \sim 0.4)L/R(t)$, 这里 L 是目标在雷达视线上的投影尺寸, $R(t)$ 是目标与雷达之间的距离。目标角噪声 $\zeta(t)$ 随时间的变化可用随机过程的统计方法来描述,但严格地说,因为角噪声和距离成反比的关系,所以它不满足平稳随机过程的条件。但是,通过适当的变换可得到角噪声线偏差为

$$\xi(t) = \zeta(t) \times R(t) \quad (5.49)$$

对于一个特定的目标, $\xi(t)$ 可以近似为一个平稳随机过程,它的频谱特性可表示为

$$W(f) = \frac{W_0 f_s^2}{f_s^2 + f^2} \quad (5.50)$$

式中, f_s 是角噪声功率谱的截止频率,它和雷达的工作波长 λ 、目标运动角速度 \dot{A} 有关。目标角噪声的截止频率为

$$\omega_s = 2\pi f_s = \dot{A} \frac{L}{\lambda} \quad (5.51)$$

目标的角噪声也可表示为

$$\sigma_r^2 = \int_0^{\infty} \frac{W_0 f_s^2}{f^2 + f_s^2} df \quad (5.52)$$

将 $\sigma_r = (0.2 \sim 0.4)L/R$ 代入式(5.52),就可以得到角噪声的谱密度与角噪声的关系为

$$W_{\omega} = \frac{2}{\pi} \frac{\sigma_{\omega}^2}{f_n} \quad (5.53)$$

目标角噪声是影响防空导弹武器系统杀伤区近界射击精度的主要因素之一,因此有效地减小角噪声的影响是十分重要的。在工程设计中,采用一些技术可以有效地减小角噪声对跟踪精度的影响,例如,采用脉间频率捷变技术可以消除脉冲之间的噪声相关性,从而降低角噪声的影响。此外,利用角噪声和幅度噪声具有负相关特性这一特点,根据信号起伏的大小设置门限,选取强信号对应的角误差电压输入伺服控制回路,或采用窄的伺服系统带宽,都可以降低角噪声的影响。

2. 动态滞后

伺服系统的动态滞后也是引起跟踪制导雷达测角误差的原因之一。雷达的伺服系统通常采用二阶回路结构,所以目标运动的角加速度、角加加速度会引入误差,误差的量值和伺服系统的加速度常数有关。二阶伺服系统的加速度常数和伺服系统的等效闭环回路带宽之间的关系近似为

$$K_a \approx 2.5\beta_n^2 \quad (5.54)$$

根据伺服系统的控制理论,二阶伺服系统的动态滞后误差主要是由目标运动产生的角加速度引起的,其方位角滞后误差为

$$\sigma_{\delta} \approx -\frac{\dot{\omega}_A}{K_a} \quad (5.55)$$

式中, $\dot{\omega}_A$ 是目标在方位上的角加速度。假设目标的运动是匀速、等高的直线运动, R_0 是目标向雷达方向运动的最大距离, V 是目标运动的速度, P 是航路捷径, H 是目标的高度, A 是方位角, E 是仰角,则运动方程为

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + (Vt)^2 - 2Vt\sqrt{(R_0^2 - H^2 - P^2)}} \quad (5.56)$$

$$A = \arcsin\left(\frac{P}{\sqrt{R^2 - H^2}}\right) \quad (5.57)$$

$$E = \arcsin\left(\frac{H}{R}\right) \quad (5.58)$$

对式(5.57)的两边求导数,整理后可得到方位角速度

$$\omega_A = \frac{V}{P} \sin^2 A \quad (5.59)$$

对式(5.59)的两边求导数,整理后可得到方位角加速度

$$\frac{d\omega_A}{dt} = 2\left(\frac{V}{P}\right)^2 \sin^3 A \cos A \quad (5.60)$$

同理,由式(5.58)可以得到仰角速度和仰角加速度分别为

$$\omega_E = \frac{HV}{P^2} \frac{\sin^2 A \cos A}{1 + (H/P)^2 \sin^2 A} \quad (5.61)$$

$$\frac{d\omega_E}{dt} = \frac{HV^2}{P^3} \sin^3 A \frac{[2 - 3\sin^2 A - (H/P)^2 \sin^4 A]}{[1 + (H/P)^2 \sin^2 A]^2} \quad (5.62)$$

为了减小伺服系统的动态滞后误差,可以采用加速度前馈开环补偿的方法,这需要知道目标运动的角速度。对于一个进行匀速等高、固定航路捷径直线运动的目标,角加速度的计算可以简化。假设目标的坐标位置表示为

$$\begin{aligned} X &= R \cos E \cos A \\ Y &= R \cos E \sin A \\ Z &= R \sin E \end{aligned} \quad (5.63)$$

因为对于一个进行匀速等高、固定航路捷径直线运动的目标, $\ddot{X} = \ddot{Y} = \ddot{Z} = 0$, 所以只要对式(5.63)的两边求二阶导数,通过矩阵求逆运算,就可以得到目标在球坐标系内的距离加速度、仰角和方位角加速度与速度的关系表达式为

$$\begin{bmatrix} \ddot{R} \\ \ddot{E} \\ \ddot{A} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial X}{\partial R} & \frac{\partial X}{\partial E} & \frac{\partial X}{\partial A} \\ \frac{\partial Y}{\partial R} & \frac{\partial Y}{\partial E} & \frac{\partial Y}{\partial A} \\ \frac{\partial Z}{\partial R} & \frac{\partial Z}{\partial E} & 0 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 X}{\partial R^2} & \frac{\partial^2 X}{\partial E^2} & \frac{\partial^2 X}{\partial A^2} \\ \frac{\partial^2 Y}{\partial R^2} & \frac{\partial^2 Y}{\partial E^2} & \frac{\partial^2 Y}{\partial A^2} \\ \frac{\partial^2 Z}{\partial R^2} & \frac{\partial^2 Z}{\partial E^2} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{R} \\ \dot{E} \\ \dot{A} \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

式中, $\ddot{R}, \ddot{E}, \ddot{A}$ 分别是目标在球坐标系内的距离加速度、仰角和方位角加速度,相应的目标运动速度 $\dot{R}, \dot{E}, \dot{A}$ 可从雷达的距离伺服回路、角度伺服回路中得到。通过前馈补偿一般可使动态滞后误差降低 85% 以上,获得较好的跟踪效果。

5.4.3 坐标传递和工具方法误差

坐标传递误差的来源主要包括:基座调平不理想、天线的俯仰轴与方位轴互相不垂直、指北方向不准等。一般来说,这些误差是可以通过校正来消除的。常用的办法是在天线基座上建立一个基准光轴,调整雷达波束的电轴使其和光轴平行;然后通过电视跟踪指定的星体,这些星体的准确位置可以由天文学的星历表中得到,把它们作为绝对标准和雷达角度码盘的输出进行比较得出系统误差;最后利用最小二乘法估计出各种误差分量,并在雷达输出数据中扣除。

1. 基座调平

天线基座不能调到理想的水平状态会影响指向精度,天线基座不水平引起的误差表示为

$$\begin{aligned}\delta e &= \zeta \cos A \\ \delta A &= \zeta \cos A \tan E\end{aligned}\tag{5.65}$$

式中, δe 为仰角误差, δA 为方位角误差, ζ 是天线基座的调平误差(rad)。

2. 轴正交

天线基座的方位轴与俯仰轴互相不垂直会影响方位指向精度, 方位角误差为

$$\delta A = \gamma \cos A\tag{5.66}$$

式中, γ 为天线基座的方位轴与俯仰轴的不垂直度(rad), $\gamma = \pi/2 - \delta$, δ 是方位轴与俯仰轴间的夹角。

3. 太阳辐射引起变形

太阳辐射的热量会引起天线基座变形, 产生测角误差。为了减小影响, 在雷达的环境设计上应采取适当的措施, 如安装天线罩, 以及将天线和天线基座涂覆能反射阳光的防辐射涂料。

4. 正北对准

在绝对坐标测量中, 通常将正北方向作为方位码盘的零值。如果正北指向标定存在误差, 雷达输出的数据会带有系统误差。标定正北指向的误差大小取决于选用的指北仪表的精度。

5. 光、电轴不一致

天线的基准光轴与波束指向的电轴不一致将对方位角测量产生影响, 方位角误差为

$$\delta A = \xi_T \sec E\tag{5.67}$$

式中, ξ_T 是天线的基准光轴与波束电轴指向之差(rad), 称为光、电轴的平行度。

6. 工具方法误差

码盘的量化误差属于工具方法误差, 码盘的量化误差由码盘的最小有效位决定。在系统设计时, 最小有效位应与系统的噪声误差相匹配。一般来说, 选择码盘的最小有效位等于热噪声误差的均方根值比较合理。

5.4.4 多路径误差

在雷达工作过程中, 电磁波可通过多种途径进入雷达接收机, 从而造成测量误差。由于地面反射产生的多路径误差是雷达在低仰角工作时的限制因素。

图 5.13 所示为直达波信号和反射波信号的相对几何关系。

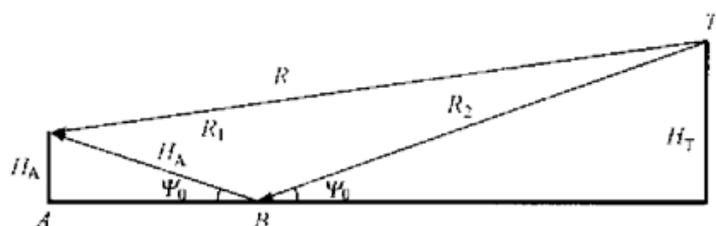


图 5.13 多路径误差的几何关系

图 5.13 中, H_A 是雷达天线架设的高度, H_T 是目标高度, R 是雷达天线与目标之间的距离, Ψ_0 是擦地角。从图中可以得到以下关系表达式。

$$\text{目标仰角} \quad E = \arcsin[(H_T - H_A)/R] \approx (H_T - H_A)/R \quad (5.68)$$

$$\text{擦地角} \quad \Psi_0 = \arcsin[(H_T + H_A)/R] \approx (H_T + H_A)/R \quad (5.69)$$

$$\text{直达波与反射波的路程差} \quad \delta_0 = R \left[\left(\frac{\cos E}{\cos \Psi_0} - 1 \right) - 1 \right] \approx \frac{2H_T H_A}{R} \quad (5.70)$$

$$\text{雷达天线到反射点的水平距离} \quad x_0 = \frac{H_A}{\tan \Psi_0} \approx \frac{RH_A}{H_A + H_T} \quad (5.71)$$

天线方向性图 $f(E)$ 后的传播因子为

$$F = |f(E) + f(-\Psi_0)\rho D \exp(-j\alpha)| \quad (5.72)$$

式中, D 是考虑球形地面影响的扩散因子。 α 是反射波的相位, 表示为

$$\alpha = \left(\frac{2\pi\delta_0}{\lambda} \right) + \varphi \quad (5.73)$$

式中, φ 是反射系数的相位。 ρ 是地面反射系数, 表示为

$$\rho = \rho_0 \rho_s \rho_v \quad (5.74)$$

式中, ρ_0 是菲涅耳(Fresnel)反射系数, ρ_s 是粗糙表面的散射系数, ρ_v 是植被的吸收系数。

对于水平极化波, 地面反射系数 ρ_0 为

$$\rho_0 = \frac{\sin \Psi_0 - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \Psi_0}}{\sin \Psi_0 + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \Psi_0}} e^{j\varphi} \quad (5.75)$$

对于垂直极化波, 地面反射系数 ρ_0 为

$$\rho_0 = \frac{\epsilon_c \sin \Psi_0 - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \Psi_0}}{\epsilon_c \sin \Psi_0 + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \Psi_0}} e^{j\varphi} \quad (5.76)$$

式中, ϵ_0 是介电常数, 与地面的状况有关, 表 5.3 所示为典型地面的介电常数值。

表 5.3 典型地面的介电常数^[4]

地面状况	介电常数 ϵ_0	表面电导率 σ_s (mol/m)
好土壤(湿土)	25	0.02
一般土壤	15	0.005
干土壤	3	0.001
冰雪	3	0.001
干净水	81	0.7
海水	75	5

对于粗糙表面, 散射系数为

$$\rho_s = \exp\left[-\left(\frac{4\pi\sigma_h}{\lambda}\right)^2 \sin^2 \Psi_0\right] \quad (5.77)$$

式中, σ_h 是表面不平度(m)。当植被的厚度大于一个波长时, 植被的吸收系数 ρ_s 的典型值在 0.03~0.3 之间。假设天线的方向性图 $f(E)$ 可近似表示为

$$f(E) = \frac{\sin(k\theta)}{k\theta} \quad (5.78)$$

式中, k 是和天线波束半功率点宽度有关的常数, $k=2.783$ 。那么, 利用上述近似公式, 单脉冲雷达的和、差波束表达为

$$\text{和波束} \quad \Sigma(\theta) = g_\Sigma [a_1 f(\theta - \theta_p) + a_2 f(\theta + \theta_p)] \quad (5.79)$$

$$\text{差波束} \quad \Delta(\theta) = g_\Delta [a_1 f(\theta - \theta_p) - a_2 f(\theta + \theta_p)] \quad (5.80)$$

式中, a_1 和 a_2 是常数, 一般情况下, $a_1 = a_2 = 1$; g_Σ 和 g_Δ 是与和、差天线增益有关的常数, θ_p 是波束分离角。

利用上面的公式, 就可以建立计算多路径误差的模型。假设目标飞行高度 $H_T = 300$ m, 目标飞行速度 $V = 200$ m/s, 干燥土壤的介电常数 $\epsilon_0 = 15$, 天线架设高度 $H_A = 34$ m, 工作波长 $\lambda = 5.6 \times 10^{-2}$ m, 目标背离雷达飞行时由于多路径引起的仰角跟踪误差如图 5.14 所示。

当目标的仰角高于 $1.5\theta_3$ 时, 地面反射波落入天线的副瓣区, 多路径引入的误差可近似为

$$\sigma_m = \frac{\rho\theta_3}{k_m \sqrt{4G_\Sigma(2E)}} \quad (5.81)$$

当目标的仰角低于 $0.7\theta_3$ 时, 雷达的跟踪误差将会很快增大, 以致使仰角跟踪丢失。因此, 解决低仰角跟踪的问题是雷达设计工作者长期以来研究的课题之一。在工程上, 减小多路径误差的方法有以下几种^[5]。

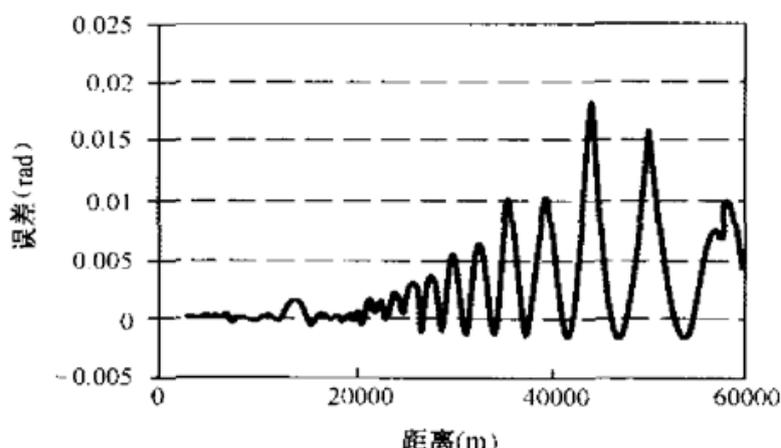


图 5.14 多路径引起的仰角跟踪误差

1. 频率分集、频率捷变技术

通过频率分集、频率捷变技术和滤波技术可以减小多路径误差的影响,因为频率分集和频率捷变技术可以消除反射波的相关性。采用频率分集或频率捷变技术时,要达到较好的去相关性效果,一般应使频率间隔大于 40 MHz。

当反射表面为漫反射时,地面反射系数减小了,但杂波强度也增加了。此时,在采用脉冲多普勒体制工作的雷达中,可以通过脉冲串之间的频率捷变来消除反射波的相关性,从而使系统获得较好的改善因子。

2. 偏轴跟踪法

偏轴跟踪法是在工程上常用的一种方法。当目标的仰角低于预定值时,就将天线的指向固定在预定的位置上,雷达仪对目标的方位运动进行跟踪。目标的仰角估计值可通过单脉冲俯仰通道接收机的输出得到,但由于地面反射波和目标反射的直达波相干的结果,输出会产生较大的摆动。在这种情况下,为了得到较好的估计精度,可对输出数据进行滤波处理。这种方法和频率捷变或频率分集技术组合运用,同时对输出误差电压进行滤波处理,可以使低仰角跟踪有较好的效果。

3. 利用极化特性

根据电磁波在不同介质表面传播的理论,当一个垂直极化波入射到介质表面上并满足布儒斯特(Brewster)反射条件时,在表面上不会产生反射波,从而可消除多路径的影响。这一方法在一些体制的寻的导引头中获得运用,但要对导弹的攻角进行特殊控制。

4. 毫米波雷达技术

采用毫米波技术可使雷达容易获得高的角分辨率,是一种减小地面反射影响的比较可行的方法。但如果应用在低空近程防空导弹武器系统中,需要解决波束宽度变窄后目标截获和导弹引入雷达波束的问题。所以,通常将毫米波和厘米波结合起来进行双波段工作。

5. 自适应信号处理技术

地面反射波可以看做由目标的镜像发出的,多路径效应就是来自目标的直达波和来自镜像目标的波相干的结果。利用自适应信号处理的方法,使得在镜像目标的方向上形成天线方向性图的零点,以达到减小镜面反射效应和多路径误差的目的。但是,采用这种方法需要增加辅助天线。这会使雷达设备变得庞大,降低其机动性,因此目前在工程上很少采用。

6. 距离高分辨率技术

采用高分辨率技术,从距离波门中选出目标回波,滤除镜像回波,从而达到消除多路径反射影响的目的。但在仰角很低时,直达波与反射波的路程相差不大,如果要通过距离波门将它们区分开,就要求雷达系统有很高的距离分辨率。例如,如果直达波与反射波的路程差为 0.5m,那么要求信号的瞬时带宽为 500MHz。

7. 复角跟踪技术

在特定的场地上,先通过记录接收机输出的 I/Q 信号,绘出在不同目标高度上的 I/Q 信号的考涅纽(Корню)螺线;然后将该曲线存储在计算机中,通过查表估计目标的仰角。但是,这种方法和地形地貌的关系很大,而且要预先测量出反射场地不同目标高度上接收机输出 I/Q 信号的考涅纽线,因此在工程上不实用。

8. 通用多传感器光电复合体制

通过由雷达和电视、红外成像设备组成的多传感器测量系统,来解决低角度跟踪是目前工程上有效的方法。当目标仰角低于预设值时,由电视或红外成像设备完成角度跟踪测量任务,雷达仅负责对目标进行距离测量。这一工作体制的缺点是成本高,作用距离受天气条件限制。

5.4.5 与电磁波传播有关的误差

电磁波传播引起雷达测量误差的因素包括大气折射和电离层折射。

1. 对流层折射和大气湍流对测角精度的影响

对于中远程作用距离的跟踪制导雷达(跟踪距离大于 100 km),大气折射效应会造成仰角测量误差。所以为减少大气折射的影响,通常必须对雷达输出的数据进行折射校正。对于所有的雷达工作频率,大气的折射指数为^[6]

$$N = (n - 1) \times 10^6 = \left(\frac{77.6}{T} \right) \left(P + \frac{4810 p_w}{T} \right) \quad (5.82)$$

式中, T 是热力学温度(K), P 是大气压强(mb), p_w 是水蒸气的压强(mb)。在海平面上, N 的典型值在 300~350 之间。随着高度的增加,折射指数将会下降,折射指数 N 和目标高度的关系为

$$N(h) = 313 \exp(-0.1439h) \approx 313 \exp\left(\frac{-h}{7}\right) \quad (5.83)$$

式中,目标高度 h 的单位为 km。当目标高度较低时,折射指数可近似为常数。

折射效应的存在将会使雷达的视线距离加大,所以在计算时常用等效地球半径 $ka = 4/3 \times a$ (a 为地球半径)来计算雷达的视距。当目标高度大于 4 km 时,大气折射指数将有较大的变化。当目标的仰角 E 大于 5° 时,由大气折射引起的仰角测量误差近似为

$$\Delta E = N_s \cot E \times 10^{-6} \text{ (rad)}$$

式中, N_s 是大气折射率。当仰角较低时,仰角测量误差为

$$\Delta E = (a + bN_s) \frac{h}{35 + h} \times 10^{-6} \approx \frac{N_s}{\tan E} \frac{h}{35 + h} \times 10^{-6} \text{ (rad)} \quad (5.84)$$

式中, a 和 b 是经验系数。

对流层的大气湍流运动也会使角度测量产生随机误差,可表示为

$$\begin{aligned} \sigma_e &= \sqrt{C_n^2 L} \\ C_n^2 &= \frac{\overline{\Delta N^2}}{l_0} \end{aligned} \quad (5.85)$$

式中, C_n^2 是对流层大气异常的相关尺度因子, $\overline{\Delta N^2}$ 是折射指数变化的平方平均值, L 是传输路程长度(km), l_0 是湍流发生的相关路径长度(km), l_0 通常为几百米至几千米。

2. 电离层折射对测角精度的影响

当目标的高度在距离地面 100 km 以上时,必须考虑电离层折射对雷达测量精度的影响。电离层对测量精度的影响和雷达的工作波长有十分密切的关系。电离层的折射误差和电离层的电子浓度、雷达的工作频率有关^[2]。电离层的折射率可

表示为

$$N_i \approx \frac{40 N_c}{f^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2$$

式中, N_c 是电离层的电子浓度(电子数/ m^3), f 是雷达工作频率, f_c 是临界频率。

图 5.15 所示为电离层仰角测量误差与雷达工作频率的关系。可以看到, 对于工作频率选择在 C 波段以上的跟踪制导雷达, 即使是远程工作的仰角误差, 其大小也仅在几微弧度的范围内, 可以忽略电离层的影响。

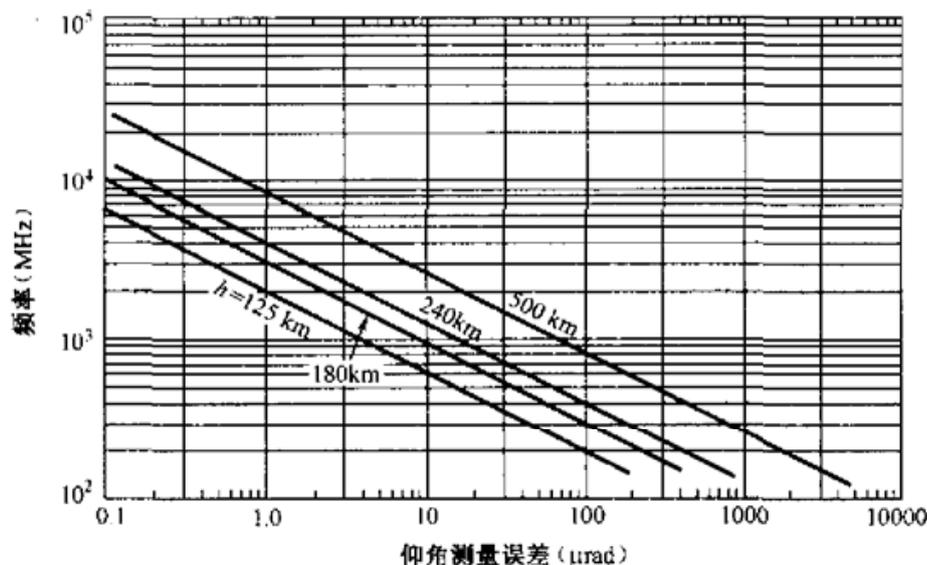


图 5.15 仰角为 0 时, 电离层仰角测量误差与雷达工作频率的关系

5.4.6 干扰条件下的精度

参考文献[1]指出, 当存在干扰时, 可利用计算热噪声对指向精度影响的式(5.43)来估算指向精度, 但在此情况下, 信噪比 $\text{SNR} = S/N$ 要用信干比 S/I_Δ 来代替, 即

$$\sigma_1 \approx \frac{\sqrt{\eta} \times \theta_3}{k_m \sqrt{(2 \times S/I_\Delta) n_c}} \quad (5.86)$$

式中, S/I_Δ 是和通道的信号电平与差通道的干扰信号电平之比, η 是考虑到相对于理想接收条件下信干比损耗的效率因子, n_c 是信号处理中干扰的样本数。将 $S/I_\Delta = (S/I) \times (\Sigma/\Delta)_1^2$ 代入式(5.86)可以得到

$$\sigma_1 \approx \frac{(\Delta/\Sigma)_1 \sqrt{\eta} \theta_3}{k_m \sqrt{(2S/I) n_c}} \quad (5.87)$$

式中, $(\Delta/\Sigma)_1$ 是和、差两通道接收到干扰信号电平之比, S/I 是和通道的信号干扰比。假设杂波均匀分布在目标周围的几个波束宽度内, 且杂波功率的分布在差波

束与和波束中基本相同,则方位角测量误差为

$$\sigma_A = \frac{\theta_3}{k_m \sqrt{2(S/I \times n_c)}} \quad (5.88)$$

考虑面杂波的情况,假设杂波在方位角上均匀分布,在雷达的分辨单元内,幅度上服从瑞利(Rayleigh)分布,则距离单元内的信号干扰比为

$$\frac{S}{I} = \frac{\sigma G_{si} G_{sr}}{\sigma_i} = \frac{\sigma G_{si} G_{sr}}{\sigma^0} \times \frac{L_p}{R \theta_3} \times \frac{2}{\tau_3 c} \quad (5.89)$$

式中, σ 是目标的等效散射截面, σ_i 是干扰(杂波)的等效散射截面, G_{si} 是发射天线在目标方向上的增益与在干扰方向上的增益之比, G_{sr} 是接收天线在目标方向上的增益与干扰方向上的增益之比, σ^0 是地面的散射系数, L_p 是损耗因子, θ_3 是天线3dB波束宽度(rad), R 是雷达天线与干扰源之间的距离, τ_3 是发射脉冲的宽度(μs), c 是真空中光速。

对于气象杂波(雨、云、雪),它们的信号干扰比为

$$\frac{S}{I} = \frac{\sigma}{\eta_v} \times \frac{1.74}{R^2 \theta_{3A} \theta_{3E}} \times \frac{1.88}{\tau_3 c} = \frac{3.3\sigma}{\eta_v R^2 \theta_{3A} \theta_{3E} \tau_3 c} \quad (5.90)$$

式中, τ_3 是发射脉冲的宽度(μs), η_v 是体杂波散射率, θ_{3A} 和 θ_{3E} 是天线在方位角和仰角方向上的半功率点波束宽度(rad)。

式(5.89)和式(5.90)中的杂波特性可通过以下模型来估算。陆地面杂波的地面散射系数为

$$\sigma^0 \approx 0.00032/\lambda \quad (5.91)$$

海杂波的散射系数满足

$$10 \log_{10} \sigma^0 = -64 + 6K_B + 10 \log_{10}(\sin \gamma) - 10 \log_{10} \lambda \quad (5.92)$$

式中, K_B 为蒲福氏风级, γ 近似为一常数, λ 是工作波长。

箔条杂波的体杂波散射率为

$$\eta_v = 3 \times 10^{-8} \lambda \quad (5.93)$$

雨杂波的体杂波散射率为

$$\eta_v = 6 \times 10^{-14} r^{1.6} \lambda^{-1} \quad (5.94)$$

5.4.7 角度测量误差的综合估计

前面讨论了影响雷达角度测量精度的各种因素,从精度分析的目的来讲,还应该对各种因素叠加后的总效果进行估计。由于各种误差的统计特性是不一样的,因此严格地说,对误差叠加后的综合估计应通过计算机数字仿真来进行。但作为一种简单的估计,可以假设各种误差在统计上是独立的,那么在这种情况下,可用统计量相加的方法来处理。表5.4所示为各项误差的性质和计算公式,可供误差

估计时使用。

表 5.4 各项误差的计算公式和性质

项 目	计 算 公 式	误 差 性 质	
与雷达设备有关的误差	热噪声	$\sigma_1 = \frac{\theta_3}{k_m \sqrt{\text{SNR} \times f_r / \beta_n}}$	随机误差
	电轴漂移	$\sigma_2 = \frac{\theta_3 \tan \varphi}{k_m \sqrt{G_n}}$	系统误差
	和、差通道隔离不好	$\sigma_3 = \frac{\theta_3}{k_m \sqrt{I}}$	系统误差
	交叉极化耦合	$\sigma_4 = \frac{\theta_3 (\Delta_c / \Sigma)}{k_m \sqrt{2} \sigma_p / \sigma_c}$	系统误差
	伺服不平衡	—	随机误差
	风力矩	$\delta \varepsilon = \frac{M}{k_p}, M = k_w V^2$	系统误差
	阵风影响	$\sigma_5 = 4k_w^2 V^2 \int_0^{\text{max}} \frac{W_g(f)}{Y_p^2(f)} df, W_g = \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2}$	随机误差
与目标有关的误差	目标角噪声	$\sigma_7 = \frac{(0.2 \sim 0.4)L}{R}, \sigma_7^2 = \int_0^{\infty} \frac{W_0 f_a^2}{f^2 + f_a^2} df$	随机误差
	动态滞后	$\sigma_8 \approx -\frac{\dot{\omega}_A}{K_a}$	系统误差
多路径误差		$\sigma_m = \frac{\rho \theta_3}{k_m \sqrt{4G_n(2E)}}$	随机误差
坐标传递误差	基座调平	$\delta e = \zeta \cos A, \delta A = \zeta \cos A \tan E$	系统误差
	轴正交	$\delta A = \gamma \cos A$	系统误差
	光轴和电轴不重合	$\delta A = \varepsilon_T \sec E$	系统误差
	正北对准	—	系统误差

根据误差分量的不同特点,利用统计相加的方法进行综合估计,可以表示为

$$\sigma^2 = \Delta^2 + \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 \quad (5.95)$$

式中, Δ 是系统误差,它等于各项系统误差总和的平均,即 $\Delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \xi_i$ 。

以第3章表3.4所示的跟踪制导雷达的性能数据为例,来说明误差综合的方法。首先利用雷达作用距离方程式(2.23)得出信噪比和雷达作用距离的关系,即 $10\log_{10}\text{SNR}=180-40\log_{10}R$,然后设定目标的航迹参数(飞行高度为1000 m,航路捷径为500 m,速度为280 m/s),以及与雷达设备、目标、环境等有关的各误差分量,最后通过计算机仿真计算,得到角误差综合估计的结果(见表5.5、图5.16和图5.17)。由图5.16和图5.17可见,在近距离情况下,目标的角噪声与距离成反比关系,在距离小于3 km的范围内,误差增加很快;而在距离大于15 km的范围,由于信噪比减小的原因,误差主要是由热噪声引起的。

表5.5 跟踪制导雷达的误差分量

项 目		误差分量	计算条件
与雷 达设 备有 关的 误差	热噪声	$\sigma_1 = \frac{20}{1.4 \sqrt{\text{SNR} \times 2000/2}}$	波束宽度:20 mrad $k_m \approx 1.4$ 脉冲重复频率:2000 Hz 伺服带宽:2 Hz 天线零值深度:35 dB 和、差通道相位差:20° 和、差通道隔离比:50 dB
	电轴漂移	$\sigma_2 = \frac{20 \times \tan 20}{1.4 \sqrt{3000}}$	
	和差隔离不好	$\sigma_3 = \frac{20}{1.4 \sqrt{300000}}$	
	交叉极化耦合	$\sigma_4 = \frac{20 \times 0.003}{1.4 \sqrt{2 \times 4}}$	
	伺服不平衡	0.2 mrad	
	风力矩	0.2 mrad	
	阵风影响	0.2 mrad	
与目 标有 关的 误差	目标角噪声	$\sigma_7 = \frac{0.3 \times 9}{R}$	飞机目标翼展:9 m 加速度误差系数:10 rad/s ²
	动态滞后	$\sigma_8 \approx \frac{\dot{\omega}_A}{10}$	$\dot{\omega}_A$ 根据目标的航迹参数计算得到
多路径误差		$\sigma_m = \frac{0.3 \times 20}{1.4 \sqrt{4G_2(2E)}}$	地面反射系数:0.3 $G_2(2E)$ 由仿真的和波束与目标的仰角 E 计算得到
坐标 传递 误差	基座调平	$\delta e = 0.5 \times \cos A$ $\delta A = 0.5 \times \cos A \tan E$	不平度:0.5 mrad A 和 E 根据目标的航迹参数计算得到
	轴正交	$\delta A = 0.2 \times \cos A$	不垂直度:0.2 mrad 平行度:0.2 mrad
	光轴和电轴不重合	$\delta A = 0.2 \times \sec E$	
	正北对准	0.5 mrad	

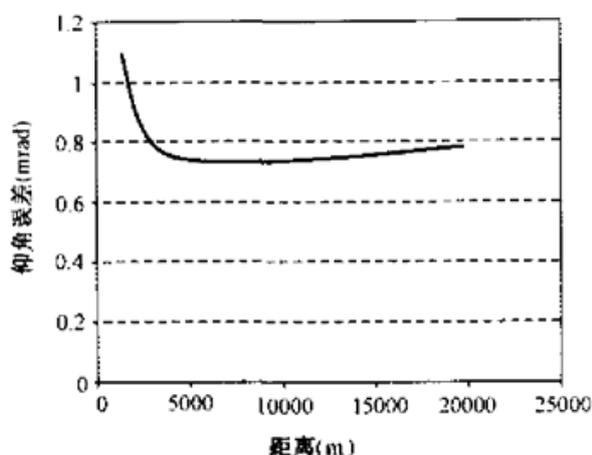


图 5.16 仰角误差综合估计结果

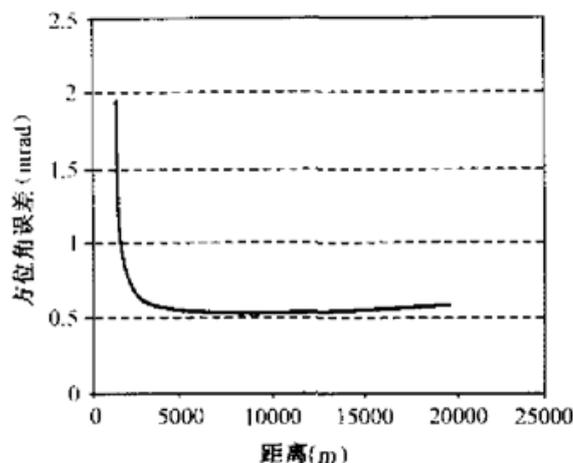


图 5.17 方位角误差综合估计结果

5.5 多功能相控阵跟踪制导雷达的角度测量精度

采用相控阵体制工作的跟踪制导雷达和常规单脉冲体制的跟踪制导雷达最主要的区别是：相控阵雷达的波束指向是由计算机通过控制每个天线单元中移相器的相位来实现的，移相器通常是数字式的，数字式移相器的位数将使波束指向引入附加的量化相位误差。此外，相控阵雷达的角度伺服回路是电子跟踪回路，没有机械结构谐振频率的限制，因此可以获得十分优良的动态响应特性。

5.5.1 天线单元的幅度和相位误差对指向精度的影响

天线单元的幅度和相位误差会使天线的增益下降，副瓣电平上升，从而造成指向精度变坏。同时，天线增益下降还会使信噪比变坏，由热噪声造成的测角误差增大。

天线单元的幅度和相位误差对增益有影响，天线增益的下降值为

$$L_g \approx 1 + \frac{\delta\varphi^2 + \delta A^2}{3} \quad (5.96)$$

式中， $\delta\varphi$ 和 δA 分别是天线的相位和幅度误差。在相控阵天线中，造成幅度和相位误差的原因主要有：移相器的插入相位和插入损耗的变化、铁氧体移相器的差相移误差、相位量化误差、单元位置公差、互耦效应、驻波变化、移相器的温度特性和频率特性等。

天线单元的幅度和相位误差使天线副瓣电平上升，从而会造成多路径误差增加和抗干扰性能下降。副瓣电平的上升值为

$$SL_0 = 10 \log_{10} [\pi(\delta\varphi^2 + \delta A^2)] \quad (5.97)$$

天线单元的相位误差引起的指向误差为

$$\sigma_{\theta} \approx \frac{\theta_s \sigma_{\varphi}}{1.4\sqrt{N}} \quad (5.98)$$

式中, σ_{φ} 是天线单元相位误差的均方根值, N 是相控阵天线的单元数。

需要注意的是, 以上公式假设各单元的相位误差是相互独立的, 但这对于有些误差分量是不成立的, 例如, 移相器量化误差在扫描角度较小时就不能应用此假设。

单脉冲相控阵天线的波束指向精度与天线差波束的孔径分布有关, 对于一维线阵的情况, 假设单元数为 N , 则指向精度为

$$\delta\theta = \frac{\lambda}{2\pi d \cos\theta_s} \times \frac{\sum_{i=1}^N \xi(i) E_d(i)}{\sum_{i=1}^N i E_d(i)} \quad (5.99)$$

式中, $\xi(i)$ 是天线差波束孔径上的相位误差, $E_d(i)$ 是差方向性图的分布函数, d 是单元之间的距离, λ 是工作波长, θ_s 是波束偏离天线法线的方向角。

如果天线单元之间的相位误差是相互独立的随机量, 它们的概率统计特性服从均匀分布规律, 并且差波束的孔径分布为 ± 1 , 那么指向误差为

$$\sigma_{\theta} \approx \frac{2\lambda}{\pi Nd} \frac{\varphi_{\max}}{\sqrt{3N}} \approx \frac{\theta_s \sigma_{\varphi}}{1.39 \cos\theta_s \sqrt{N}} \quad (5.100)$$

式中, φ_{\max} 是数字式移相器的最大相位误差, 如果数字移相器的位数为 m , 则 $\varphi_{\max} = 2\pi/2^m$, $\sigma_{\varphi} = \varphi_{\max}/\sqrt{3}$ 。

5.5.2 数字式移相器的量化误差对指向精度的影响

如果知道了相位误差在天线孔径上的分布函数, 就可以更精确地计算移相器量化误差对指向精度的影响。相控阵单元的相位和波束指向的关系为

$$\varphi(i) = \frac{2\pi}{\lambda} i d \sin\theta_s \quad (5.101)$$

式中, d 是单元间距, θ_s 是波束扫描指向角。

天线孔径上的相位量化误差分布函数为

$$\xi(i) = \frac{2\pi}{2^m} \left[\varphi(i) - \text{INT} \left(\frac{\varphi(i)}{2\pi} 2^m + 0.5 \right) \right] \quad (5.102)$$

式中, m 是移相器的位数, INT 表示计算后对结果仅取整数部分。

当单元数为 80, 单元之间的距离为 0.6λ , 数字式移相器的位数为 4, 扫描角为 0.0087 rad 时, 天线孔径上的量化相位误差分布如图 5.18 所示。

图 5.19 所示为利用式(5.99)计算得到的相控阵天线的指向误差与扫描角度

的关系。可以看出,当扫描角偏离阵面法线较小时,指向误差较大。

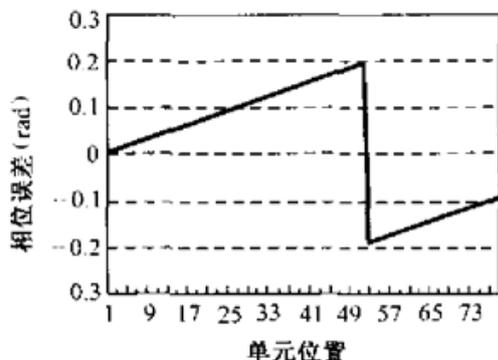


图 5.18 天线孔径上的量化相位误差分布

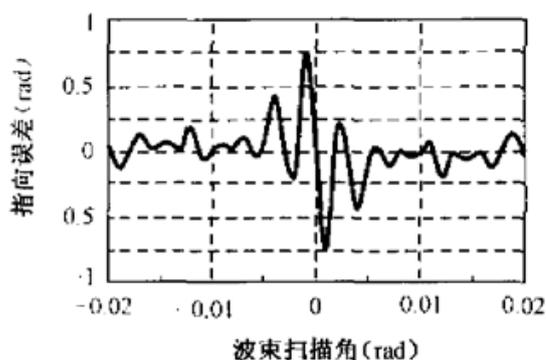


图 5.19 指向误差与波束扫描角的关系

5.5.3 移相器的频率和温度特性、驱动电路电压不稳定等因素的影响

相控阵雷达中的移相器有微波铁氧体移相器和半导体 PIN 管移相器两类。微波铁氧体移相器的相位和工作频率、温度及驱动电路的电压有关,在一级近似的条件下可以表示为

$$\varphi(f, T, V) \approx \varphi(f_0, T_0, V_0) + \frac{\partial \varphi}{\partial f} \Delta f + \frac{\partial \varphi}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial \varphi}{\partial V} \Delta V \quad (5.103)$$

$$\begin{aligned} \frac{\varphi(f, T, V)}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \approx & 1 + \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \Delta f + \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial T} \Delta T \\ & + \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial V} \Delta V \end{aligned} \quad (5.104)$$

式中, $\frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial f}$ 是移相器的频率系数, $\frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial T}$ 是移相器的温度系数, $\frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial V}$ 是移相器的电压系数,它们都用相对于标称值的百分比来表示。

例如,对于锂-矽材料的铁氧体移相器,频率系数一般为 0.1%~0.3%/MHz,温度系数一般为 0.3%/°C,电压系数一般为 0.1%/V。

在设计中,通过在相控阵波束控制方程中进行补偿校正,可以减小移相器的频率特性、温度特性和电源电压不稳定对波束指向精度的影响。此时,式(5.101)可改写为

$$\varphi(i) = \frac{2\pi}{\lambda} i d (1 + a_f \Delta f) (1 + a_T \Delta T) (1 + a_V \Delta V) \sin \theta, \quad (5.105)$$

$$a_f = \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \quad (5.106)$$

$$\alpha_T = \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial T} \quad (5.107)$$

$$\alpha_V = \frac{1}{\varphi(f_0, T_0, V_0)} \frac{\partial \varphi}{\partial V} \quad (5.108)$$

系数 $\alpha_f, \alpha_T, \alpha_V$ 可通过测量移相器的特性得到, 应当注意的是, 它们的符号应和实测结果相反。在工程上, 频率、温度、电压变化的补偿可在相应的工作范围内分段完成, 具体的分段要由移相器的特性和精度要求来决定。

5.5.4 相控阵雷达的角跟踪算法

α - β 滤波器是相控阵雷达常用的一种滤波器, 具有结构简单的优点。滤波器的方程为

$$\begin{aligned} X(k, k) &= X(k, k-1) + \alpha [X_M(k) - X(k, k)] \\ \dot{X}(k, k) &= \dot{X}(k-1, k-1) + \frac{\beta}{T} [X_M(k) - X(k, k)] \end{aligned} \quad (5.109)$$

$$X(k+1, k) = X(k, k) + \dot{X}(k, k)T$$

式中, $X(k, k)$ 是 k 时刻的平滑值, $X_M(k, k)$ 是 k 时刻的测量值, $\dot{X}(k, k)$ 是 k 时刻的速度平滑值, T 是滤波周期, α 和 β 是滤波器的系数。

α 和 β 之间的关系满足 $\beta = \alpha^2 / (2 - \alpha)$ 。参数 β 的值与跟踪系统的动态滞后有关, 动态滞后误差 $\epsilon = \ddot{A} T^2 / \beta$, 这里 \ddot{A} 是目标的角加速度, T 是数据更新的周期。

滤波器的输出热噪声误差为

$$\sigma_o^2 = \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{2\alpha(4 - \alpha - \beta)} \sigma_i^2 \quad (5.110)$$

式中, σ_i 是滤波器输入端的热噪声误差, 对于单脉冲相控阵雷达, $\sigma_i = \theta_3 / (k_m \times \sqrt{\text{SNR}})$ 。和典型的单脉冲雷达的热噪声误差公式(5.43)比较后, 可以得出跟踪伺服系统最佳的等效带宽为

$$\beta_n = \frac{\sigma_o^2}{\sigma_i^2} \frac{1}{T} = \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{2\alpha(4 - \alpha - \beta)} \frac{1}{T} \quad (5.111)$$

式中, T 是脉冲重复周期, $T = 1/f_r$, f_r 为脉冲重复频率。

5.6 跟踪制导雷达的距离测量精度

雷达测量距离是通过测量发射信号与接收到目标回波之间的时间延迟来实现的, 所以距离可以表示为

$$R = \frac{c\tau_d}{2}$$

式中, τ_0 是接收到目标回波与发射信号之间的时延, c 是真空中光速。基于上述原理, 雷达距离测量的潜在精度和发射信号的带宽、雷达接收机对接收信号的频谱响应、信噪比及时间延迟的测量方法有关; 雷达距离测量的实际精度将取决于雷达设备本身的制造误差、目标特性、环境的影响和工具误差等因素^[5]。雷达距离跟踪器的输出精度和跟踪器所采用的方案有关, 单脉冲雷达中的距离跟踪器通常有两种基本结构: 利用前、后波门和目标回波信号相乘得到距离误差, 并跟踪目标回波的中心; 另一种结构是跟踪回波的前沿。后者用于目标环境比较复杂的情况, 例如对编队飞行的多架飞机进行多目标距离跟踪。图 5.20 和图 5.21 分别为这两种距离跟踪器方案的原理框图。

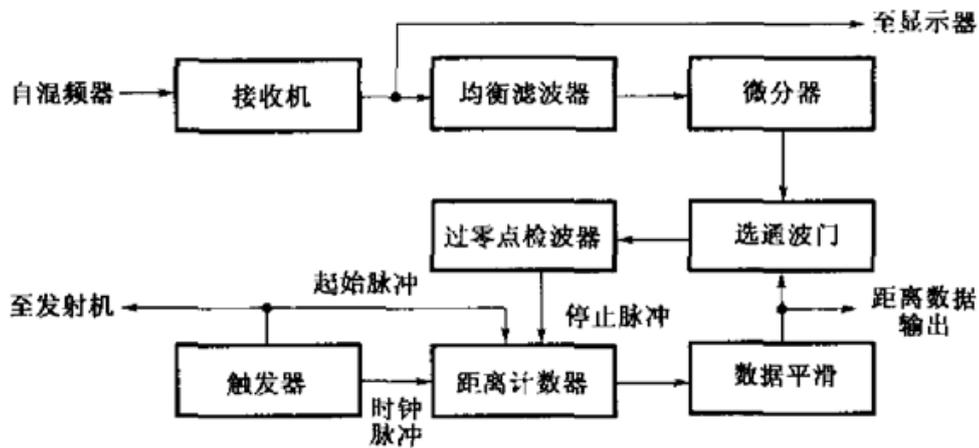


图 5.20 前、后波门距离跟踪器的原理框图

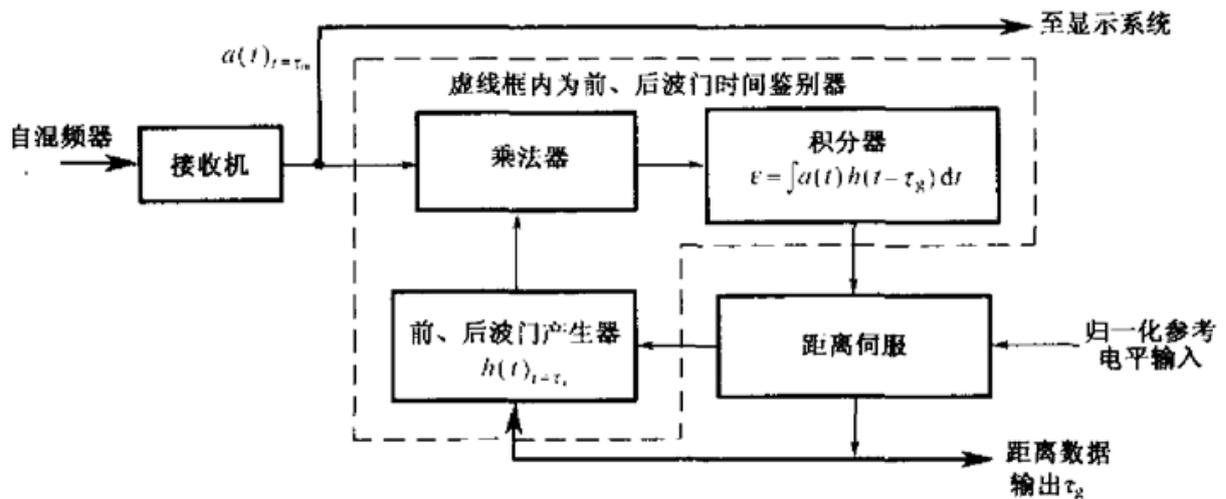


图 5.21 回波前沿距离跟踪器的原理框图

5.6.1 与雷达设备有关的误差

1. 热噪声

当距离跟踪器存在热噪声时,输入端的单个脉冲的测距误差为

$$\sigma_r = \frac{c}{2} \times \frac{1}{K \sqrt{2L_m \times \text{SNR}}} \quad (5.112)$$

式中, K 是距离鉴别器的相对差斜率,单位为 $1/\mu\text{s}$; L_m 是滤波器的失配损失, SNR 是信噪比。

K 和输入信号的波形、滤波器的特性、距离鉴别器采用的方案、波门宽度等因素有关。当距离跟踪器采用前、后波门的结构时,距离鉴别器的斜率 K 满足

$$K\tau_{3\text{dB}} = 2\tau_{3\text{dB}} \frac{a_{\text{max}}}{a_m} \sqrt{\frac{B_{\text{na}}}{\tau_g}} \left[1 - \frac{a(\tau_g/2)}{a_m} \right] \approx \frac{2\tau_{3\text{dB}}}{\sqrt{\tau_g \tau_{\text{na}}}} \left[1 - \frac{a(\tau_g/2)}{a_m} \right] \quad (5.113)$$

式中, $\tau_{3\text{dB}}$ 是输入脉冲信号的半功率宽度 (μs), a_m 是距离鉴别器输入端的电压 (V), a_{max} 是距离鉴别器输出端的电压 (V), τ_g 是距离跟踪器波门的宽度 (μs); B_{na} 为等效噪声带宽 (MHz), τ_{na} 是对应于距离跟踪器等效噪声带宽的等效信号宽度 (μs), $\tau_{\text{na}} = 1/B_{\text{na}}$; $a(\tau_g/2)$ 表示在时间延迟等于 $\tau_g/2$ 时的脉冲信号幅度,对于前、后分离波门距离鉴别器,回波在跟踪状态下处于波门中心, $a(\tau_g/2) = 0$,当距离波门宽度 τ_g 大于脉冲宽度 τ 时, $\tau_{3\text{dB}} = \tau_{3\text{dB}} = \tau$ 。对于矩形脉冲,有

$$K\tau = 2\sqrt{\tau/\tau_g} \quad (5.114)$$

对于高斯型脉冲,有
$$K\tau_{3\text{dB}} = 1.94\sqrt{\tau_{3\text{dB}}/\tau_g} \quad (5.115)$$

对于 $\sin x/x$ 型脉冲信号,有
$$K\tau_{3\text{dB}} = 1.86\sqrt{\tau_{3\text{dB}}/\tau_g} \quad (5.116)$$

当距离跟踪器采用跟踪回波前沿的结构时,如果输入波形为矩形脉冲或高斯脉冲,接收机带宽为 B_{nb} ,则距离鉴别器的斜率 K 为

$$K\tau = \sqrt{8B_{\text{nb}}\tau/3} = 1.63\sqrt{B_{\text{nb}}\tau} \quad (5.117)$$

距离跟踪器通常采用电子跟踪回路,通过 α - β 滤波器来完成距离跟踪, α - β 滤波器的输出和参数 α, β 有关。因此,雷达距离测量精度可以表示为

$$\sigma_{r_0}^2 = \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{2\alpha(4 - \alpha - \beta)} \sigma_n^2 \quad (5.118)$$

式中, σ_n 是输入距离跟踪器的热噪声误差,对于宽度为 τ 的矩形脉冲,将式(5.114)代入式(5.112),并设距离鉴别器的波门宽度 $\tau_g = 2\tau$,则可以得到 $\sigma_n =$

$$\frac{c\tau}{4\sqrt{\text{SNR} \times L_m}}。$$

2. 距离-多普勒速度耦合

采用脉冲压缩技术的雷达在进行距离测量时,信号的距离-多普勒速度耦合会给测距带来较大的误差,距离测量误差 $\delta R = cf_d\tau/(2B)$,式中, f_d 是多普勒频率, τ 是发射脉冲的宽度, B 是调频带宽。对于高速运动的目标,距离-多普勒速度耦合引起的距离测量误差将是很大的。例如,雷达工作在 C 波段,发射频率 $f_0 = 5300$ MHz,目标的径向速度 $V_r = 1000$ m/s,则对应的多普勒频率 $f_d = 2f_0V_r/c \approx 3.5$ MHz;如果雷达发射的脉冲宽度 $\tau = 50 \mu\text{s}$,线性调频带宽 $B = 10$ MHz,那么距离测量误差为 2625 m。一般来说,多普勒耦合误差在无径向加速度存在时是一个常数,可通过补偿的办法来消除其影响。补偿方法是:首先对目标距离进行微分,获得目标径向速度的估计值,然后利用公式 $f_d = 2\dot{R}/c$ 得到目标的多普勒频率的估计值,最后代入公式 $\delta R = cf_d\tau/(2B)$ 内得到距离的修正值,在距离输出数据中扣除这部分,就可以消除多普勒耦合对距离测量的影响。利用这种方法进行补偿后的剩余误差为

$$\sigma_{r2} = \frac{\sigma_{fd}\tau}{2B} \quad (5.119)$$

$$\sigma_{fd} = \frac{2f_0\tau_3\sqrt{3}}{1.6T\sqrt{nf_r/\beta_n} \times \text{SNR}} \quad (5.120)$$

式中, τ_3 是压缩后的脉冲宽度, n 是参加微分平滑的点数, T 是脉冲重复周期。

3. 接收机延时变化

在接收机中频放大器的电路中一般都存在信号延时,延时的大小和中频放大器的带宽有关。一般情况下,由电路产生的延时是一个常数,因此可以通过零距离校正把它消除。但是,电路中元器件的性能变化会使延时发生变化,从而使距离测量产生误差。在允许的公差范围内,这种距离测量误差的统计特性服从均匀分布,可以表示为

$$\sigma_{r3} = \frac{c \times \Delta\tau_3}{2\sqrt{12}} \quad (5.121)$$

式中, $\Delta\tau_3$ 是接收系统的延时变化值(s)。

4. 距离鉴别器的零位漂移

电路中元器件的性能变化将会使测距前、后波门电路的零位发生漂移,在给定公差的条件下,该误差的统计特性服从均匀分布,可以表示为

$$\sigma_{r4} = \frac{c \times \Delta\tau_4}{2\sqrt{12}} \quad (5.122)$$

式中, $\Delta\tau_4$ 是鉴别器电路的零位漂移值(s)。

5. 基准振荡器不稳定

当距离测量系统工作时, 首先用雷达发射的脉冲触发距离计数器开始计数, 然后距离鉴别器在雷达回波的位置上形成一个对应的脉冲触发距离计数器停止计数, 此时, 距离计数器的输出就对应于雷达测量到的目标距离(见图 5.20)。距离基准振荡器的不稳定将使输出数据产生误差, 误差的大小为

$$\sigma_{15} = \frac{c \times \Delta\tau_5}{2\sqrt{12}} \quad (5.123)$$

式中, $\Delta\tau_5$ 是距离基准振荡器的时间基准误差值(s)。例如, 如果距离基准振荡器的频率为 10 MHz, 它的频率稳定度为 10^{-7} , 那么 $\Delta\tau_5 = 100 \text{ ns}$, 代入上式可以得到距离测量误差 $\sigma_{15} \approx 5.3 \text{ m}$ 。

6. 触发脉冲抖动

距离测量系统一般是用雷达发射的脉冲触发距离计数器开始计数的, 因此雷达发射的触发脉冲的抖动将会引起距离零位的变化, 产生测距误差。触发脉冲抖动引起的误差的大小为

$$\sigma_{16} = \frac{c \times \Delta\tau_6}{2\sqrt{12}} \quad (5.124)$$

式中, $\Delta\tau_6$ 是触发脉冲抖动值(s)。

7. 应答机延时变化

对于导弹上的应答接收机, 信号通过其中的中频放大器电路时都会存在延时, 延时的大小和中频放大器的带宽有关。一般情况下, 由电路产生的延时是一个常数, 因此可以通过零距离校正把它消除。但是, 电路中元器件的性能变化会使延时发生变化, 从而使距离测量产生误差。在允许的公差范围内, 该误差的统计特性服从均匀分布, 可以表示为

$$\sigma_{17} = \frac{c \times \Delta\tau_7}{2\sqrt{12}} \quad (5.125)$$

式中, $\Delta\tau_7$ 是应答接收机的延时变化值(s)。

5.6.2 与目标有关的误差

1. 目标散射中心漂移

目标散射中心的漂移会造成测距误差, 误差的大小为

$$\sigma_{i0} = 0.35L \quad (5.126)$$

式中, L 是目标长度在雷达视线方向上的投影长度。

2. 动态滞后误差

距离跟踪伺服系统中通常采用 α - β 滤波器, 距离跟踪滞后误差和滤波器的 β 值、目标运动的加速度 \ddot{R} 及采样周期 T 有关, 可以表示为

$$\delta R = \frac{\ddot{R}T^2}{\beta} \quad (5.127)$$

假设目标的速度为 V , 航路捷径为 P , 目标飞行高度为 H , 目标航迹为平行地面且固定航向角的直线, 那么运动方程可写为

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + (Vt)^2 - 2Vt\sqrt{R_0^2 - H^2 - P^2}} \quad (5.128)$$

对式(5.128)求导数就可以得到目标的径向速度、加速度、加加速度分别为

$$\dot{R}(t) = \frac{V^2t - V\sqrt{(R_0^2 - H^2 - P^2)}}{R(t)} \quad (5.129)$$

$$\ddot{R}(t) = \frac{V^2 - \dot{R}^2(t)}{R(t)} \quad (5.130)$$

$$\ddot{\dot{R}}(t) = \frac{-3\ddot{R}(t)\dot{R}(t)}{R(t)} \quad (5.131)$$

利用上述公式, 就可以计算距离跟踪伺服系统的动态滞后误差。另外, 在进行距离跟踪器的设计时, 为了获得最佳的跟踪性能(即让热噪声误差与动态滞后误差之和最小), 要对跟踪器的参数进行折中选择。

3. 距离闪光误差

距离闪光误差来源于复杂目标的等效相位中心的径向变化。实验指出, 目标的闪光误差大约等于目标尺寸的 $1/4$ 。闪光误差的频谱和角度闪烁起伏的频谱一样, 目标的闪光误差起伏能对接收机自动增益控制回路产生调制, 从而导致回波延时的变化, 产生测距误差。

5.6.3 与电磁波传播有关的误差

1. 多路径误差

由于多路径效应引起的距离测量误差为

$$\sigma_{r1} = \frac{c}{2} \times \frac{\rho\tau}{1.63\sqrt{4G(2E)}} \quad (5.132)$$

式中, ρ 是地面的反射系数, τ 是脉冲宽度, $G(2E)$ 是天线在仰角 E 方向上的增益。

2. 大气效应

(1) 大气折射效应

当已知大气的折射指数时, 可以对由大气折射效应产生的距离测量误差进行校正, 这种测量误差可以表示为

$$\Delta R = 0.0235 \times \frac{N}{\sin E} \times \frac{h + 0.1h^2}{50 + h + h^2} \quad (5.133)$$

式中, N 是大气的折射率, E 是仰角, h 是目标的高度。

(2) 大气异常现象

大气异常现象包括湍流、气团等现象, 由大气异常现象引起的距离测量误差可以表示为^[6]

$$\sigma_{r12} = \left(\int_{10^{-8}}^{\infty} W(f) df \right)^{1/2} \times L \times 10^{-6} \quad (5.134)$$

式中, $W(f) = 32 \times f^{-1}$ ($10^{-8} < f < 10^{-5}$)。当 $f > 10^{-5}$ Hz 时, $W(f) = 1 \times 10^{-6} c_1 f^{-2.5}$, 其中, c_1 是一个常数, $c_1 = 1 \times 10^{-12}$ Hz^{1.5}。代入式(5.134)中, 且当 $L = 30$ km 时, $\sigma_{r12} \approx 0.45$ m, 因此在多数情况下, σ_{r12} 可忽略不计。

5.6.4 与雷达有关的传递误差

1. 数据量化

一般情况下, 距离最小量化间隔由雷达要求的测距精度决定, 即由要测量的距离最大值和测距机插值延时线的最小延时值决定, 表示为

$$\sigma_{r13} \approx \frac{R_{\max}}{2^n \sqrt{12}}$$

式中, R_{\max} 是最大距离值, n 是测距机插值延时线的位数。通常选择最小量化值为 1 m, 由此可得到所需的插值延时线的位数。

2. 光速的准确度

雷达测量目标径向距离的基本公式为 $R = c\tau_d/2$, 因此光速的准确度会直接影响到雷达测距的准确度。对于在大气层内工作的雷达, 光速准确度的影响很小。

3. 零距离标定

距离零点标定的目的是消除雷达各分系统的固定时延。标定时, 先通过跟踪

已知距离的地面靶标得到雷达测量的距离,然后和经大地测量得到的靶标精确距离相减得到距离误差,并经多次测量后对误差求平均值,最后该误差平均值作为雷达距离测量系统的固定时延误差,用于修正输出的距离数据。

5.6.5 距离测量误差的综合估计

表 5.6 所示为距离测量的各种误差分量及其性质。

表 5.6 距离测量的各种误差分量及性质

项 目	计 算 公 式	误 差 性 质
与雷达设备有关的误差	热噪声 $\sigma_{10}^2 = \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{2\alpha(4 - \alpha - \beta)} \sigma_{\tau}^2$ $\sigma_{\tau} = \frac{c\tau}{4\sqrt{\text{SNR} \times L_m}}$	随机误差
	距离鉴别器零位漂移 $\sigma_{14} = \frac{c \times \Delta\tau_4}{2\sqrt{12}}$	系统误差
	接收机延时变化 $\sigma_{13} = \frac{c \times \Delta\tau_3}{2\sqrt{12}}$	系统误差
	基准振荡器不稳定 $\sigma_{15} = \frac{c \times \Delta\tau_5}{2\sqrt{12}}$	随机误差
	距离-多普勒速度耦合 $\sigma_{12} = \frac{c \sigma_{14} \tau}{2B}$	系统误差
	触发脉冲抖动 $\sigma_{16} = \frac{c \times \Delta\tau_6}{2\sqrt{12}}$	随机误差
	应答机延时变化 $\sigma_{17} = \frac{c \times \Delta\tau_7}{2\sqrt{12}}$	系统误差
与目标有关的误差	距离闪光误差 $\sigma_{110} = 0.35L$	随机误差
	动态滞后误差 $\delta R = \frac{\ddot{R}T^2}{\beta}$	系统误差
与电磁波传播有关的误差	多路径误差 $\sigma_{111} = \frac{c}{2} \times \frac{\rho\tau}{1.63\sqrt{4G(2E)}}$	随机误差
	大气折射误差 $\Delta R = 0.0235 \times \frac{N}{\sin E} \times \frac{h + 0.1h^2}{50 + h + h^2}$	系统误差
	大气异常现象 $\sigma_{112} = \left(\int_{10^{-8}}^{\infty} W(f) df \right)^{1/2} \times L \times 10^{-6}$	随机误差

续表

项 目		计 算 公 式	误 差 性 质
传 递 误 差	数据量化	$\sigma_{r13} = \frac{R_{\max}}{2^n \sqrt{12}}$	随机误差
	光速的准确度	$c \approx 2.997925 \times 10^8 \text{ m/s}$	系统误差
	零距离标定	—	系统误差

5.7 跟踪制导雷达的速度测量精度

雷达测量目标运动的速度可以通过测量距离,并利用微分平滑的方法得到,但由这种方法获得的速度精度比较差。为了获得较高的径向速度精度,需要测量目标运动的多普勒频率。目标运动的多普勒频率和速度的关系为^[6]

$$f_d = \frac{c - V_r}{c + V_r} - 1 \quad (5.135)$$

$$V_r = -\frac{f_d c}{2f_0} \left(1 - \frac{f_d}{2f_0} + \frac{f_d^2}{4f_0^2} - \dots \right) \approx -\frac{f_d c}{2f_0} = \frac{f_d \lambda}{2} \quad (5.136)$$

式中, V_r 是目标的径向速度, f_0 是雷达的工作频率。

脉冲雷达利用多普勒效应进行速度测量有非相参脉冲测量和相参脉冲串测量两类,它们和发射脉冲的波形及频谱结构有很大的关系。图 5.22 所示为雷达发射宽度为 τ 的一个脉冲串的波形和对应的频谱结构。

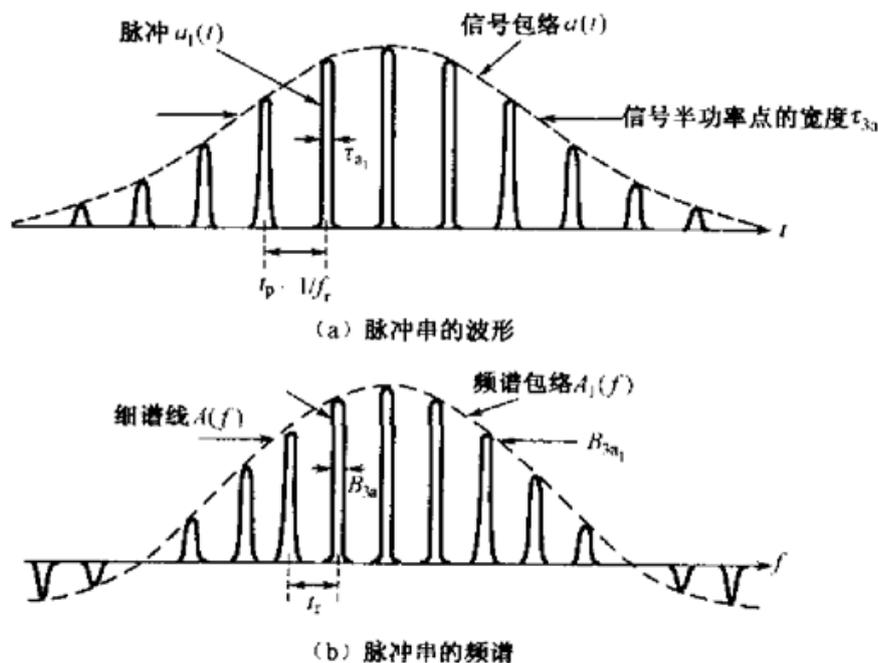


图 5.22 宽度为 τ 的脉冲串的波形和频谱结构

当利用非相参测量法测量目标运动的多普勒频率时,热噪声条件下的最佳频率测量精度为^[3]

$$\sigma_{1f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\tau\sqrt{2nE/N_0}} \quad (5.137)$$

式中, n 是非相参积累的脉冲数, N_0 是热噪声的能量。为了达到指定的精度, σ_{1f} 必须远小于脉冲重复频率 f_r 。如果要求解模糊成功的概率为99.7%,则需要满足 $\sigma_{1f} \leq f_r/6$,或 $\pi\tau f_r \sqrt{2E/N_0} \geq 6\sqrt{3}$ 。因为 $\tau f_r = D_0$, D_0 是发射脉冲的占空比,所以有

$$\sqrt{2 \frac{E}{N_0}} \geq \frac{6\sqrt{3}}{\pi D_0} \approx \frac{3.31}{D_0}$$

上式说明了为满足指定频率精度的要求,脉冲串的信号噪声能量比与发射波形占空比之间的关系。如果 $D_0 \approx 0.03$,则要求能量比在5000以上,而且由于在许多雷达中还存在各种设备不稳定因素, $D_0 \geq 0.03$ 的条件是很难满足的。因此,雷达测速都不采用非相参脉冲串来实现。

脉冲雷达测量目标的径向速度均采用相参脉冲串频率跟踪回路,通过接收机锁定脉冲串的细谱线来完成。图5.23所示为一种多普勒速度测量估计器的原理框图。一个窄带的细谱线滤波器将脉冲串信号变为连续波后,通过由高、低通滤波器组成的鉴频器得到频率误差电压,该电压用来控制一个压控振荡器(VCO),从而得到目标运动的多普勒频率。在工程设计中,细谱线滤波器的带宽选择必须考虑目标运动的加速度和电路的频率稳定度等因素的影响,一般选为10~100 Hz。

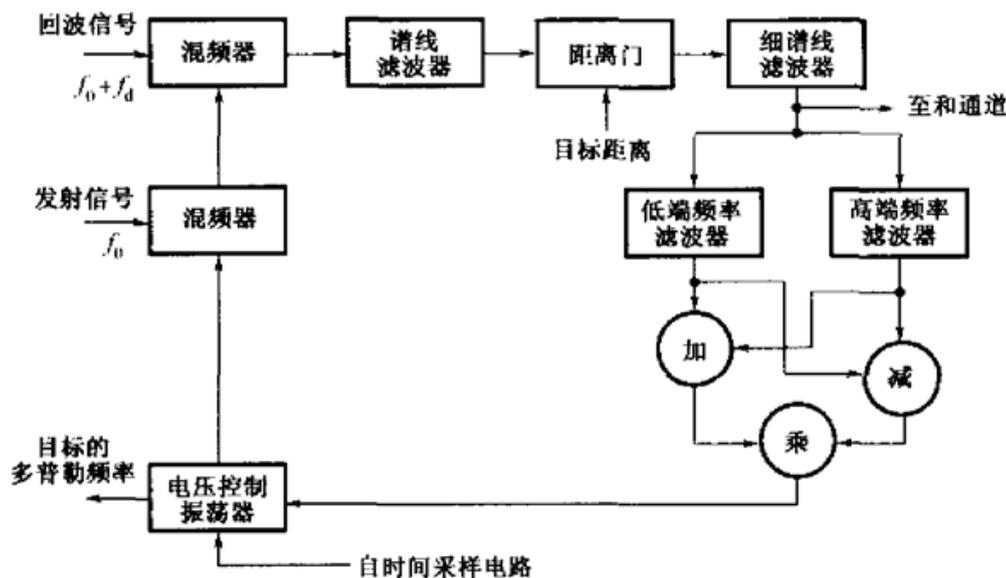


图 5.23 多普勒速度测量估计器的原理框图

相参脉冲串多普勒速度测量需要解决频谱模糊的问题,也就是说,必须使压控振荡器正确地锁定在主谱线上。为了达到这一目的,可以采用以下方法:

- (1) 利用目标运动的规律或由其他测量设备提供的信息给出指定频率的参数;
- (2) 通过对目标距离的微分来计算所需的频率;
- (3) 利用两种以上的重复频率,通过解模糊算法来跟踪正确的谱线。

为了跟踪到正确的谱线,要保证有较高的成功截获概率(99.7%)。当利用距离微分法来获取速度时,测速误差为

$$\sigma_v = \frac{c}{2} \frac{\sigma_r}{t_0} \sqrt{\frac{12}{n}} \quad (5.138)$$

式中, t_0 是平滑用脉冲串的宽度(s), n 是微分平滑用的脉冲数; σ_r 是距离测量的精度(m), 可以表示为

$$\sigma_r \approx \sqrt{\frac{\tau}{2B_s E/N_0}} \approx \frac{\tau}{\sqrt{2E/N_0}} \quad (5.139)$$

式中, B_s 为均方根信号带宽, 可由式(5.3)计算得到, 对于匹配滤波, $B_s = 1/\tau$ 。将式(5.139)代入式(5.138)中, 可以得到 $\sigma_v \approx \frac{c\tau\sqrt{3}}{t_0\sqrt{2nE/N_0}}$ 。利用 $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$ 和 $f_0 = c/\lambda$, 可以得到频率误差为

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda} = \frac{c\tau\sqrt{6}}{t_0\lambda\sqrt{nE/N_0}} = \frac{f_0\tau\sqrt{6}}{t_0\sqrt{nE/N_0}} \quad (5.140)$$

为了使解模糊的成功截获概率达到 99.7%, 要求频率精度满足

$$\frac{f_r}{\sigma_f} = \frac{f_r t_0 \sqrt{nE/N_0}}{f_0 \tau \sqrt{6}} \geq 6 \quad (5.141)$$

将 $n = f_r t_0$, $B_s \approx 1/\tau$, $E/N_0 \approx 2S/N = 2\text{SNR}$ 代入式(5.141)可得

$$\frac{f_r}{\sigma_f} = \frac{nB_s}{f_0} \sqrt{2n \times \text{SNR}} = nd \sqrt{2n \times \text{SNR}} \geq 6 \quad (5.142)$$

式中, d 是接收机的相对带宽。如果雷达发射频率 $f_0 = 3000$ MHz, 相对带宽 $d = 0.001$, 那么利用式(5.142)可得

$$n\sqrt{2n \times \text{SNR}} \geq 6000$$

当雷达重复频率 $f_r = 1000$ Hz, $n = 100$ 时, 达到解模糊的信噪比要求为 $\text{SNR} \geq 18$, 这是可以实现的。

5.7.1 与雷达设备有关的误差

1. 热噪声

当雷达设备有热噪声时,对于单个脉冲的情况,多普勒速度测量估计器的最佳精度为

$$\sigma_f = \frac{1}{\alpha_0 \sqrt{2E_1/N_0}} \quad (5.143)$$

$$\alpha_0^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi t)^2 |a(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt} \quad (5.144)$$

式中, E_1 是单个脉冲的能量。对于宽度为 τ 的矩形脉冲

$$\alpha_0 = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \tau \quad \sigma_f = \frac{1}{1.81\tau\sqrt{2E_1/N_0}} \quad (5.145)$$

对于存在热噪声时,非相参脉冲串的多普勒频率测量的误差为

$$\sigma_f = \frac{1}{K_f \sqrt{2n \times \text{SNR}}} = \frac{B_3}{1.18\sqrt{2n \times \text{SNR}}} \quad (5.146)$$

式中, B_3 是单个脉冲的 3dB 频谱宽度, K_f 是测速回路中鉴频器在零频率工作点的斜率, n 为脉冲串的个数。对于非相参脉冲串的多普勒频率测量, $K_f \approx 1.18/B_3$, 对于相干脉冲串的多普勒频率测量, $K_f \approx 1.18/B_f$, B_f 为细谱线滤波器的 3dB 宽度。

对于相参脉冲串的多普勒频率跟踪器,输出精度为

$$\sigma_{1f} = \frac{1}{K_f \sqrt{2n \times \text{SNR}}} = \frac{B_f}{1.18\sqrt{\text{SNR} \times f_r/\beta_n}} \quad (5.147)$$

式中, B_f 为细谱线滤波器的 3dB 宽度, f_r 为雷达的重复频率, β_n 为多普勒频率跟踪器的伺服系统闭环回路的等效带宽。

2. 振荡器的频率稳定度

振荡器的短期频率稳定度是影响速度测量精度的主要原因之一。振荡器的短期频率稳定度引起的速度测量误差为

$$\sigma_{2f} = 4\sqrt{2}\tau \int_0^{\infty} S(\omega) \sin^2\left(\frac{\omega\tau_d}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) d\omega \quad (5.148)$$

式中, $S(\omega)$ 是振荡器的噪声功率谱密度, τ_d 是雷达目标回波的延迟时间, τ 是雷达发射脉冲的宽度。

3. 振荡器的频率漂移

振荡器的频率漂移是指振荡器的频率在工作时间内发生变化, 这种变化是由振荡器电路中电子元件的温度特性或老化等因素引起的。在长时间的频率测量后, 利用线性回归的方法得到振荡器的频率随时间变化的特性曲线, 然后就可以根据特性曲线来补偿振荡器的频率漂移。

4. DDS 振荡器的频率稳定度

有些基准振荡器采用了直接数字频率合成(DDS)技术, 由 DDS 振荡器的频率稳定度引起的测速误差为

$$\sigma_{v_f} = \frac{\delta f \lambda}{\sqrt{12}} \quad (5.149)$$

式中, δf 为 DDS 振荡器的频率误差。

5. 频率准确度

在利用多普勒效应进行速度测量的系统中, 目标的速度是通过 $\dot{R} = f_d c / f_0$ 计算得到的, 所以如果频率 f_0 不准确, 那么得出的速度也会不准确。频率准确度定义为振荡器的实际频率值与规定频率值之间的偏差, 一般用相对频率偏差或不确定度表示。对于一般的振荡器, 可以通过和一个高稳定振荡器的频率 f_1 比较得到 $\Delta f = f_0 - f_1$, 则相对频率偏差为 $\Delta f / f_0$ 。由于测量值是在规定的采样时间内得到的平均值, 因此在多次测量后可以利用统计的方法得到偏差的不确定度 σ 。

5.7.2 与目标有关的误差

1. 目标噪声

目标噪声来源于目标的旋转运动, 它和目标的尺寸、目标相对于雷达转动的角速度有关, 可以表示为

$$\sigma_{v_f} = \frac{2\omega L}{\lambda} \quad (5.150)$$

式中, ω 为目标相对于雷达视线的转动角频率(Hz)。

2. 动态滞后误差

测速系统跟踪回路的动态滞后误差和回路的特性有关。当采用二阶伺服跟踪回路时,动态滞后误差与伺服系统的加速度误差常数成反比,可以表示为

$$\sigma_{sf} = \frac{\ddot{R}}{K_a} \quad (5.151)$$

式中, \ddot{R} 是目标运动的加加速度(m/s^3), K_a 是加速度误差常数($1/s^3$)。

5.7.3 与电磁波传播有关的误差

1. 多路径误差

影响速度测量精度的多路径误差可以表示为

$$\sigma_{sf} = \frac{h\rho\dot{E}}{K_f\sqrt{G(2E)}} \quad (5.152)$$

式中, h 是雷达天线的架设高度, ρ 是地面反射系数, \dot{E} 是目标在仰角方向上的角速度, $G(2E)$ 是当仰角为 E 时的天线增益; K_f 和选用的波形有关,可由式(5.146)得到。

2. 对流层折射误差

对流层对速度测量精度的影响主要表现在两个方面:由于对流层平均折射率变化引起的目标径向速度误差和由于折射效应使电磁波传播路径弯曲而产生的切向速度误差。在一阶近似条件下,由于平均折射率变化而引起的目标径向速度误差为^[2]

$$\begin{aligned} \Delta f_d &= f_d N_t \times 10^{-6} \\ f_d &= \frac{2f_0 \dot{R}}{c_t} = -\frac{2\dot{R}n_t}{\lambda} \end{aligned} \quad (5.153)$$

式中, N_t 是对流层的平均折射率, $c_t = c/n_t$ 是光在大气介质中的传播速度, c 是光在真空中的传播速度, n_t 是折射指数。

对流层大气的折射效应使电磁波传播路径发生弯曲,由此产生的切向速度误差为^[2]

$$\sigma_{v,E} \approx \dot{E} \sigma_E L \quad (5.154)$$

式中, \dot{E} 是目标在的仰角方向上的角速度, L 为路径长度; σ_E 是折射误差的随机分量, 在多数情况下, $\sigma_E \approx 0.1 \text{ mrad}$ 。

在方位方向上, 速度测量误差为

$$\sigma_{v,A} \approx \dot{A} \sigma_A L \quad (5.155)$$

式中, \dot{A} 是目标在的方位方向上的角速度; σ_A 是在对流层水平方向上折射误差的随机分量, 在多数情况下, $\sigma_A \approx 0.1 \text{ mrad}$ 。

5.7.4 工具方法引起的误差

工具方法引起的误差主要是量化误差。速度测量是通过计数器记录压控振荡器的输出频率来实现的, 对于利用过零点形成脉冲的方法计数可能会发生一个脉冲的错误, 即相当于存在 $\Delta f = 0.5 \text{ Hz}$ 的误差, 所以量化误差可表示为

$$\sigma_{\tau,f} = \frac{\Delta f_c}{\sqrt{12}} \quad (5.156)$$

5.7.5 速度测量误差综合估计

总结前面的内容, 影响速度测量精度的各种因素及性质如表 5.7 所示。

表 5.7 速度测量的各种误差分量及性质

项 目	计算公式	误差性质	
与雷达设备有关的误差	热噪声	$\sigma_{1f} = \frac{B_f}{1.18 \sqrt{\text{SNR} \times f_r / \beta_n}}$	随机误差
	振荡器频率稳定度	$\sigma_{2f} = 4\sqrt{2}\tau \int_0^{\infty} S(\omega) \sin^2\left(\frac{\omega\tau_d}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) d\omega$	随机误差
	振荡器频率漂移	—	随机误差
	DDS 频率稳定度	$\sigma_{3f} = \frac{\delta f_A}{\sqrt{12}}$	随机误差
	频率准确度	—	随机误差
与目标有关的误差	目标噪声	$\sigma_{4f} = \frac{2\omega L}{\lambda}$	随机误差
	动态滞后误差	$\sigma_{5f} = \frac{\ddot{R}}{K_s}$	系统误差

续表

项 目		计 算 公 式	误 差 特 性
与电磁波传播有关的误差	多路径误差	$\sigma_{\theta, \rho} = \frac{h\rho\dot{E}}{K_T\sqrt{G}(2E)}$	随机误差
	对流层折射误差	$\sigma_{\theta, E} \approx \dot{E}\sigma_{\rho}L, \quad \sigma_{\alpha, \lambda} \approx \dot{\lambda}\sigma_{\rho}L$	系统误差
量化误差		$\sigma_{i, f} = \frac{\Delta f_c}{\sqrt{12}}$	随机误差

参 考 文 献

- 1 Barton D K, Ward H R. Handbook of Radar Measurement. Prentice-Hall, 1969. 9~12
- 2 Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988. ch2
- 3 Barton D K, Ward H R. Handbook of Radar Measurement. Prentice-Hall, 1969. ch3
- 4 Barton D K. Radar System Analysis. Prentice-Hall, 1964. ch9
- 5 Barton D K, Ward H R. Handbook of Radar Measurement. Prentice-Hall, 1969. ch3
- 6 Barton D K, Ward H R. Handbook of Radar Measurement. Prentice-Hall, 1969. ch4

第 6 章

制导雷达结构的总体设计

6.1 概述

制导雷达系统是电子技术、光学技术和机械技术高度集成的设备。制导雷达结构的总体设计以完成雷达装备的硬件总成为目的,是雷达装备总体设计的重要组成部分。雷达结构设计以战术技术指标的要求为依据,将总体结构分解成若干功能单元,通过分析、评价和选优的过程,最后确定能实现各个功能的技术方案。

6.2 系统总体对雷达结构的要求

制导雷达系统总体对雷达结构的要求因系统战术指标和应用环境的不同而不同。例如,对于防空导弹武器系统的机动式制导雷达,为便于作战协调,要求将雷达与指挥系统集于一体,使其具有良好的野战机动性能和快速展开、撤收能力。而对于海上防空导弹武器系统中的制导雷达,由于雷达安装在军舰上,所以要求其结构具有较高的电磁防护能力和适应舰上恶劣环境条件的能力。当然,对一些共性的指标,如整体稳定性、天线的运动范围、结构的精度、安全性、可靠性、操作维护性等也有相应的要求。

结构总体设计要根据制导雷达战术指标的要求进行,各种体制的制导雷达对结构总体设计的基本要求大体有:

- 雷达系统装载要求,如采用机动式地面车辆或舰船来装载制导雷达等;
- 整装设备运输要求,如雷达设备应具有公路和铁路运输能力,有些装备还要考虑海运和空运条件;
- 机动性要求,如越野性、通过性、展开和撤收时间等;
- 雷达观察空域要求,如方位上 360° 无限制、俯仰范围覆盖 $0^\circ \sim 180^\circ$;
- 运动要求,如速度、加速度、调速范围和运动精度等;
- 结构精度要求,如结构指向精度、车厢调平精度等;
- 体积和重量要求,如尺寸、重量等;
- 动力要求,如供电体制(50 Hz 或 400 Hz)、电源设备等;
- 工作环境要求,主要有 3 个方面,即气候环境(包括温度、湿度、太阳辐射强度、低气压、盐雾、沙尘、霉菌、昆虫、鼠类侵蚀等),机械环境(包括冲击、振动、碰撞、颠簸等),电磁环境(包括射频干扰、电磁场干扰等);
- 三防能力要求,包括防化学武器、防生物武器和防核武器的能力;

- 声强指标要求,如在指挥员操作间的声强不应超过 75 dB 等;
- 操作性要求,如人机交互功能、舒适性、可操作性和方便培训等;
- 安全性要求,如结构体的强度和刚度、整体结构的稳定性、系统的自动保护和报警等;
- 伪装要求,如伪装涂料、伪装网等;
- 电磁屏蔽要求,根据装备的使用环境确定;
- 维护性要求,如快速装拆、互换性和可达性等;
- 可靠性要求,如结构的可靠性、使用寿命、机电系统的平均无故障时间等;
- 备件要求,如零部件备件的备份原则等;
- 三化要求,即标准化、模块化和通用化。

1. 雷达结构的主要组成

以机动式车载相控阵制导雷达为例,它的主要结构组成有:

- 相控阵天线和馈源,包括阵面结构体、移相器、极化栅和馈线等;
- 雷达转台,包括基座、齿轮轴承、驱动减速器和汇流环等;
- 电子机柜和电子组合;
- 装载车厢,包括骨架车厢、方舱;
- 热稳定系统,包括空调、水冷设备、通风设备、加热设备和风道等;
- 相控阵天线阵面液压展开和撤收装置;
- 供电设备,包括发电机组、发电设备和逆变电源等;
- 通信设备,包括数据传输和通信设备等;
- 装载车辆;
- 整车液压支撑系统;
- 标校设备,包括标校塔、标校车;
- 维修设备,包括电子产品的维修平台、维修车;
- 备份设备,包括储存零部件、元器件等备件的备件柜(箱)和备件车。

2. 结构总体设计的主要内容

制导雷达结构的总体设计是以满足雷达系统的性能要求为目的,对结构方案进行综合评价,实现系统整体优化设计的过程。雷达结构总体设计一般包括以下内容。

(1) 了解国内外同类产品的性能和发展水平,根据系统的指标要求,在充分考察现有制造工艺水平的基础上,对研制结构的规模、成本和周期进行可行性论证。

(2) 综合实际需求,确定结构总体技术指标,把复杂的系统结构分解为若干个相互联系、相对独立的子系统结构,以使设计和分析比较简单。选出实现各种子系统功能的结构方案,将方案进行适当的有机组合和优化,形成满足系统指标的总体方案。

(3) 根据结构总体方案进行结构总体技术设计,并对各子系统间的结构接口进行详细设计。在分系统的技术设计中,对总体结构性能进行复查,如果发现问题,应及时修改方案。从这个意义上来讲,一个雷达系统的结构总体设计是一个长期的过程,它贯穿在产品生命周期的全过程。

(4) 雷达结构的调试过程是结构总体设计的重要组成部分。它包含两个方面的内容。其一是发现和排除设计、制造、装配等过程中的失误,如部件之间的相互干涉、运动部件之间的配合等问题;其二是调试制导雷达各传感器之间光轴和电轴的关系,使其满足武器系统作战性能的要求。

3. 结构设计的基本原则

制导雷达结构设计涉及机械学、数学、力学、计算机科学、热学、电学、材料学、环境学、人机工程学等多学科,是一个大型复杂的系统工程,在设计过程中要遵循明确统一、简单优化、安全可靠三项基本原则。

1) 明确统一原则

对系统战术技术指标的要求、对结构功能的要求应明确无误;与系统工作状态相关的机械环境、气候环境、工作环境等是结构设计中必须考虑的条件;对电气与结构间、结构与结构间接口的要求应当明确;上述指标和要求必须满足国家规定的设计和制造标准。总体结构是由分系统结构有机组合而成的,结构设计必须有统一的标准、统一的材料、统一的零件规范、统一的色彩和统一的工艺制造技术等,只有这样才能保证总体结构设计理念的实现。

2) 简单优化原则

复杂的雷达结构在划分成各分系统结构时,应按照功能独立、结构简单、接口协调、调试方便、安装维护便利、加工制造简单的原则进行。雷达结构采用标准化、系列化、通用化设计是研制过程中简化设计、降低成本、提高效率、缩短研制周期的有效途径。雷达结构的接口优化设计是指,各种设备之间必须保证机械接口参数

协调、运动部件状态协调和精度匹配协调。雷达结构设计要以结构简单、重量轻、加工方便、经济实用、造型美观等为原则进行多目标优化。

3) 安全可靠原则

在规定的载荷下,在规定时间内,结构构件应当不发生断裂、过度变形、过度磨损,并且不丧失稳定性。雷达结构功能的可靠性应保证在规定的条件下实现系统的功能;工作安全性要保证满足设备的安全要求和操作者的人身安全要求,不允许产生环境污染,同时也要保证整个系统对环境的适应性。

6.3 车载制导雷达的结构设计

车载制导雷达利用机动式车辆作为装载制导雷达的工具,具有机动灵活、展开撤收方便的特点。车载制导雷达的车辆载体主要有轮式车、装甲车和履带车等。

6.3.1 电子设备的装载设计

电子设备的装载设计是将系统原理结构化的过程,即把系统需求的实现方案转化为三维可制造的形体。也可以说,该过程是从为了实现总系统功能而进行的初步总体布局开始,到最佳装配设计的最终完成及审核通过为止。电子设备的装载设计包括两个方面,即“质”的设计和“量”的设计。所谓“质”的设计是指定形设计;定形设计分为系统的定形和零部件的定形,这部分工作对系统的设计质量有决定性意义。“量”的设计则是指选择材料、确定尺寸和对零部件进一步详细设计等。电子设备的装载设计阶段的工作量是相当大的,同时它的工作质量对满足系统要求、保证总体质量和可靠性、降低成本等起着十分重要的作用。

6.3.2 装载设计的特点

机动式制导雷达的电子设备集中装载在一个机动式运载设备上,这种装备具有如下特点。

(1) 装备密度大、装载空间小

机动式制导雷达的电子设备一般将天线馈电系统和发射接收系统集中装载在一个车厢内,信号处理和显示控制系统单独装载在另一个方舱内。除电子设备外,回转车厢的转动装置、定位装置、支撑装置和通风系统等与电子设备硬件安装在同一车厢内。为保证系统的机动性,结构设计要根据车厢装载空间的大小进行整体

规划,以满足雷达系统的要求。

(2) 质量集中

由于装载空间小、装备密度大,装载设备的质量集中。因此,高密度载荷要求底盘的支撑装置、装载车厢、转动装置和天线支撑装置等结构体,应当具有高强度和高刚度。

(3) 高密度、高功耗电子设备的散热

制导雷达由大量电子设备组成,其中的高功率发射系统和大型相控阵雷达都是功耗较大的电子设备。因此,为保证电子设备的可靠性,必须在有限的空间中装配通风散热设备。

(4) 快速展开和撤收

机动式制导雷达一般要求在作战时,能够在规定的时间内将雷达设备从运输状态转换到作战状态。机动式制导雷达展开和撤收的基本内容包括:机动车辆的定位、底盘支撑系统的展开、天线馈电系统的展开、外接电缆的连接、设备的加电和雷达的定位定向等过程,和上述内容的反过程。

(5) 定位定向

机动式制导雷达在作战时,天线机械指向的稳定性是保证系统指向精度的条件之一。天线机械指向的精度有两方面的含义,其一是天线初始指向的定位定向精度,其二是天线处于运动状态时的定位定向精度。因此,在机动式制导雷达上应有快速初始定位定向设备。同时,结构体应具有较高的刚度,以保证设备的静态和动态定位精度。

(6) 机动性能

机动式制导雷达的机动性包括:整体设备的可运输性(包括公路运输和铁路运输的可行性)、整体设备的装载速度和转移速度、整体设备的静态和动态稳定性。

(7) 越野性能

机动式制导雷达的越野性能是指整体设备适应恶劣的地理环境和气候环境的能力,具体包括整体设备越障、跨沟、涉水的能力,和在高原、高温、低温、高湿等环境条件下的工作能力。

6.3.3 总体布局设计

机动式制导雷达的总体布局设计是一个全局性问题,不但要考虑系统本身的

设计,还要考虑系统与外界的关系,如人机关系、环境的适应性、系统对外界的影响等因素。总体布局设计一般是先布置系统的主要功能设备,如天线馈电系统、发射系统、转动装置和支撑装置等,然后再布置电缆系统、动力系统、散热系统和操作系统等设备,最终确定出较理想的方案。

总体结构布局的基本要求是功能合理、结构紧凑、层次清晰、比例协调,能够充分利用空间,并且造型美观大方。不论在整体上还是在局部上,布局都不应影响系统的功能。

总体结构布局要根据设备的使用功能来进行。设备的质量分布应当均匀,布局后的质心应位于旋转中心或吊装中心,以便使底盘轴承的负荷分布均匀。同时,要使整体设备的重心位置低,以保证系统的稳定性和安全性。操作空间的布局,既要考虑到人员作战操作符合人机工程的要求,如人体站和坐的需求,还要考虑到保证足够的安装维护设备所需的操作空间,以及维护设备的观察空间等。天线与发射机、接收机之间的布局要使射频传输线最短,以减小因射频传输线过长而导致的损耗加大的问题。电缆布线要使路程尽可能短,并要考虑不同频率信号电缆间的电磁干扰问题,将传输大电流的电缆和传输弱信号的电缆隔离开,传输高频信号的电缆要采取屏蔽措施。系统通风管道的长度要尽可能短,以减小风压损失,风道设计要使风流形成畅通的回路,同时要采取振动噪声隔离措施。在结构设备和电气设备对人身有伤害的地方,要采取安全防护措施,并配有安全标识。灯光位置的设置应方便人员的操作,尤其是不要影响对显示器的观察。

6.4 制导雷达系统的热设计

6.4.1 热设计的目的与定义

雷达系统在加电工作时将部分电能转换为热能。由于电子设备装配密度大、功率密度高,所以雷达系统工作时的热密度很大。一般来说,工作温度的变化对电子设备的性能和失效率有较大的影响,解决散热问题并有效地控制电子设备的工作环境温度,能够提高设备的工作效能和可靠性。所以,用热设计理论对雷达系统装备进行科学细致的分析和研究是极为必要的。

雷达系统的热设计具体是指,根据装备装载的结构特性,采用热设计理论分析电子设备所处的环境条件,并据此提出整体装备温度的调节方式,通常为冷却方

式,对电子设备的温度进行控制,以满足整机工作的性能要求,提高设备的可靠性。

6.4.2 冷却方式的分类

为使整体装备内的电子设备温度控制在规定的范围内,需要根据装备的具体情况,选用适当的方式对电子设备进行冷却。常用的冷却方式有自然冷却、强迫通风冷却和液体冷却等。

1. 自然冷却

自然冷却是指不借助外部设备(如通风机、泵等)实现电子设备的散热。电子设备通过热传导、对流和热辐射等方式将热量传递到电子设备的外部。

热传导是指直接接触的物体各部分之间的热量交换。车厢壁是一个热导体,如果车厢内的温度高于车厢外温度,那么将通过车厢壁发生热传导现象,车厢内的热量将被传递到外面。

对流是指流体(液体或气体)与固体表面直接接触时,相互之间进行的热能交换。在车厢上开一些通风口,使车厢内的空气产生对流,帮助电子设备散出热量并将热量导出厢体。

热辐射主要取决于物体的温度。被辐射的物体一般吸收一部分辐射能量,剩余部分的能量被反射回去。被吸收的那部分能量使物体温度升高。车厢内的电子设备通过其表面向外辐射热量,达到部分散热的目的。

2. 强迫通风冷却

强迫通风冷却是指借助通风机产生的动力,使空气沿着一定的通风管网分送到需要冷却的电子设备,并通过管网将热源的热量排出。强迫通风的特点在于散热效率较高,便于控制风量和送风参量,因此可以满足较高的冷却要求。强迫通风的种类很多,用安装在车厢壁或窗口上的轴流通风机排风,是最简单的一种形式。在对电子设备进行通风时,一般分为开环通风和闭环通风两种方式。开环通风是指流经电子设备的气流不形成闭环,在车厢内由通风管道从外部均匀地向电子设备送风,并向车厢外排风,直接将热量排到车厢外的大气中。车厢内的闭环通风通过回风管路将电子设备的热量转移到冷却系统,然后将经冷却处理过的气流经通风管路再次送至电子设备的输入端,以此达到冷却电子设备的目的。

3. 液体冷却

液体冷却是利用冷却剂吸收热量,达到电子设备散热的目的。液体冷却主要有直接冷却和间接冷却两种方式:直接冷却是冷却剂直接与设备接触,将设备热量带走;间接冷却是冷却剂作为热交换器内的介质,不直接与设备接触,电子设备的热量通过热交换器由冷却剂带走。在雷达系统中,常采用间接冷却方式对大功率电子设备进行散热。

除上述主要的冷却方式外,还有蒸发冷却、热管冷却等方式。虽然这些冷却方式散热效率高,但其冷却部件的生产成本很高,多用于局部元件的冷却。

6.4.3 冷却方案的选择

冷却方案的选择要考虑设备的总功耗、允许温度、环境温度、自身的散热能力、设备的结构布局等因素。冷却方案的选择首先要考虑电子设备的热流密度(表面散热功率系数或体积发热功率系数)。设备的表面散热功率系数是指单位面积散发功率的大小,设备的体积发热功率系数是指单位体积内发热功率的大小。图6.1所示为当温度升高 40°C 时,选择不同冷却方案所参考的热流密度值。

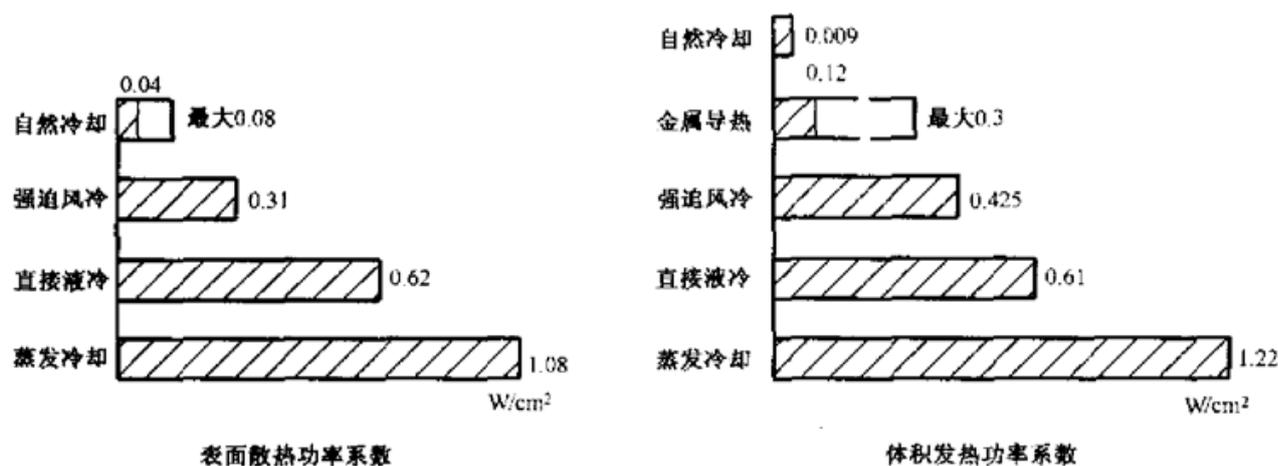


图 6.1 冷却方案的选择

热流密度不能作为确定散热方式的唯一标准,因为影响冷却方式的因素较多,没有一个统一的量化公式,所以在确定冷却方式时要全面衡量,以便得出一个比较经济有效的方案。

一般来说,根据电子设备对温升要求的不同,雷达系统的冷却采用多种方式。

对一些发热功率不太大,而且温升要求不太高的设备,多采用自然冷却方式;对一些发热功率比较大,对工作温度范围控制要求比较严格的设备,采用强迫通风冷却方式;而对一些发热功率大、热密度大的电子设备,则采用液体冷却方式。

6.4.4 热设计的基本原则

热设计的基本原则是要保证电子设备内的元件均能在规定的温度范围内正常工作,即把电子设备的温度限制在某一规定的范围内和尽量使设备内各点之间的温差最小。因此,冷却系统必须能以重复和预定的方式完成所规定的功能;冷却系统中要安装保护装置,如温度继电器、流量开关等;冷却系统在设计时还应留有足够的余量,以应付热负荷的不稳定性,并要便于维护、测试和有好的性价比。总之,最佳的热设计应使在满足技术要求条件下采用的冷却系统最简单。

6.4.5 设计方法及参数选择

雷达系统的热设计一般包括:计算系统的热负荷、计算系统所需要的风量、冷却系统的气流组织设计、通风管道设计、计算风压和选择通风机等。

1. 热负荷计算

热负荷是热设计计算的重要原始依据,系统热负荷计算的内容通常包括电子设备的散热量和传入热负荷。

1) 电子设备的散热量

电子设备的散热量大小取决于电子设备的效率,可以表示为

$$Q_1 = \text{设备的输入功率} \times \text{电子设备的效率}$$

2) 传入热负荷

传入热负荷是指从系统外部通过辐射或热传导方式传入到设备内部的热量,主要是由太阳辐射和设备内外空气的温度差产生的。

(1) 太阳辐射传入热量

考虑太阳辐射时,物体和周围介质吸收或放出的热量为

$$Q_2 = \epsilon_1 K S_1 \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right] - A_s E_s S_s$$

式中, ϵ_1 是物体表面的黑度, K 是传热系数(m^2/K), S_1 是物体的表面积(m^2), T_1

是设备表面温度(K), T_2 是周围空气温度(K), A_s 是物体对太阳的吸收率, E_s 是太阳照射力(W/m^2), S_s 是物体被太阳照射的面积(m^2)。

如果设备安装在车厢内, 则通过车厢壁传入的太阳辐射热量为

$$Q_3 = 0.047KA_sE_sS_s$$

表 6.1 所示为不同材质的 A_s 之值。

表 6.1 不同材质物体对太阳的吸收率

材质	表面 磨光铝	地沥青	表面 磨光铁	氧化生 锈的铁	白色颜料	表面 磨光铜	旧镀锌 铁皮	新镀锌 铁皮	黑色颜料
吸收率	0.26	0.89	0.45	0.74	0.12~0.26	0.26	0.89	0.66	0.97~0.99

(2) 照明设备的散热量

白炽灯的散热量可以表示为

$$Q_1 = nP$$

式中, n 是白炽灯的总数, P 是单个白炽灯的功率。

荧光灯的散热量可以表示为

$$Q_5 = \eta(P_1 + P_2)$$

式中, η 一般取 0.6~0.8, P_1 是荧光灯的功率; P_2 是整流器的功率, 一般取为荧光灯功率的 20%。

(3) 人体的散热量

人体的散热量可以表示为

$$Q_6 = nq$$

式中, n 是工作人数, q 是一个轻体力劳动者的散热量, 一般取为 125 kcal/h。

2. 风量计算

一般通风量的计算是在一定的简化条件下进行的, 即考虑空气流动过程是稳流的, 电子设备内空气温度取其平均值, 电子设备内空气流动没有任何障碍, 不考虑局部气流的影响。这样, 散热所需的风量为

$$Q_f = \frac{Q}{c_p \rho \Delta t}$$

式中, Q_f 是风量(m^3/s), Q 是总损耗功率(W), c_p 是比定压热容($J/(kg \cdot K)$), ρ 是空气的密度(kg/m^3), Δt 是空气进口与出口温差($^{\circ}C$)。

如果电子设备表面温度高于周围环境温度, 那么设备还可以通过对大气的辐射和自然对流方式散去热量。通常在强迫风冷时, 辐射与自然对流方式的散热量

约占总散热量的 10%。

3. 气流组织

在装载电子设备的车厢内合理地组织气流,使其满足设备和人体对环境的要求,称为车厢内的气流组织。在原理上,以不同的方式送入同样参数和数量的空气时,所得到的通风效果是不同的。由于影响气流运动的因素很多,关系也比较复杂,所以目前只能够根据气流组织的基本规律来合理地组织以满足通风的要求。气流组织时要将不发热和发热量小的元件排列在冷空气的上游,即靠近进风口处,耐高温强的设备排列在冷空气的下游。电子设备排列时,应力求对气流的阻力最小,整机通风系统的进、出风口应避免气流短路。

气流组织方式按其特点有侧送风方式、孔板下送风方式、散流平送风方式和散流器下送风方式 4 种。侧送风方式是最常用的方式,其特点是气流速度较大、区域温差较大、投资比较小;孔板下送方式的工作区域气流速度很小,区域温差也很小,适用于温差要求严格的工程;散流平送风方式的扩散性较好,区域温差通常能满足要求;散流器下送风方式的单位送风量一般都比较大,但工作区域的气流速度都不高,工作区域温差较大。

风道的计算方法有流速控制法、压损平均法等,其中应用最多的是流速控制法。采用流速控制法进行风道设计计算可按下列步骤进行。首先确定风道形式,合理布置风道,并绘出风道的计算草图,在计算草图上进行管段编号,并注明管段的长度和风量;然后选定合理的空气流速,使系统的造价和运行费用经济;最后按选定的流速逐段确定风道断面(选取标准的管径),求出管内实际流速,并根据上述参数和系统的总风量及阻力选择通风机。

1) 通风系统的压力损失

通风系统的压力损失包括沿程阻力损失和局部阻力损失。沿程阻力损失是由气流相互运动产生的阻力和气流与管道内壁的摩擦引起的损失,局部阻力损失是由气流方向发生变化或管道截面发生突变引起的损失。根据国军标 GJB/Z 27—1992 提供的计算方法,沿程阻力损失表示为

$$\Delta P_f = f \times \frac{lV^2\rho}{2d_e} \quad (6.1)$$

式中, ΔP_f 是沿程阻力导致的压力损失(Pa), f 是沿程(摩擦)阻力系数, l 是风道的长度, d_e 是当量直径, V 是空气的流速, ρ 是空气的密度。当量直径 d_e 是用来计算非圆形管的等效直径, $d_e = 4A/U$,其中 A 是非圆形管的截面积, U 是非圆形管的周长。 f 与雷诺数 Re 及相对粗糙度 ϵ/d_e 有关, ϵ 可由表 6.2(国军标 GJB/Z 27—1992 中)查得。当层流时, $f = 64/Re$;当紊流且 $Re \leq 10^5$ 时, $f = 0.3164 \times Re^{-0.25}$;

当紊流且 $10^3 < Re < 3 \times 10^6$ 时, $f = 0.184 \times Re^{-0.2}$ 。

表 6.2 常用管道的绝对粗糙度

管道形式及特征	$\varepsilon(\text{mm})$	管道形式及特征	$\varepsilon(\text{mm})$
换热器黄铜管	0.03~0.06	一般镀锌钢管	0.12~0.15
新的热拉无缝钢管	0.05~0.1	新的黄铜、铜、铝管	0.0015~0.01
新的纵焊接钢管	0.05~0.1	新的铸铁管	0.25
新的冷拉无缝钢管	0.01~0.03	新的塑料及玻璃管	0.0015~0.01
新的轧制无缝钢管	0.05~0.1	橡胶软管	0.1~0.2

局部阻力损失表示为

$$\Delta P_l = \zeta \times \frac{V^2 \rho}{2} \quad (6.2)$$

式中, ΔP_l 是管道局部阻力导致的压力损失(Pa); ζ 是局部阻力损失系数, 它与通风管道的结构有关, 可参见国军标 GJB/Z 27-1992 中的表 9.2 和表 9.3。

通风系统的总压力损失等于管道的沿程阻力损失与局部阻力损失之和。因为风量与风速的关系为 $q_v = VA$, 这里, q_v 是风量(m^3/s), A 是管道的截面积(m^2), V 是空气的流速(m/s), 所以将 $V = q_v/A$ 代入式(6.1)和式(6.2)中, 可以得到通风系统的总压力损失为

$$\Delta P = \Delta P_l + \Delta P_c = f \times \frac{l \rho q_v^2}{2d_c A^2} + \zeta \times \frac{\rho q_v^2}{2A^2} = (Z_l + Z_c) q_v^2$$

式中, $Z_l = f \times \frac{l \rho}{2d_c A^2}$, 称为管道的沿程流阻(kg/m^7), $Z_c = \zeta \times \frac{\rho}{2A^2}$, 称为管道的局部流阻(kg/m^7)。

通风系统的总压力损失的表示 $\Delta P = (Z_l + Z_c) q_v^2$ 与电路中的焦耳定律 $P = I^2 R$ 相似, 这里总压力损失 ΔP 相当于消耗在电阻上的功率 P , 风量 q_v 相当于电流 I , $Z_l + Z_c = Z$ 相当于电阻 R 。这种方法可推广应用至计算复杂通风系统的总压力损失。当管道是串联时, 总压力损失 $\Delta P = \left(\sum_{i=1}^k Z_{li} + \sum_{c=1}^k Z_{ci} \right) q_v^2$, 其中的 $\sum_{i=1}^k Z_{li}$

为各段管道的沿程流阻之和, $\sum_{c=1}^k Z_{ci}$ 为各段管道的局部流阻之和; 当管道是并联

时, 等效流阻 $Z = \left(\frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}} + \dots + \frac{1}{\sqrt{Z_k}} \right)^{-2}$, 总压力损失 $\Delta P = Z q_v^2$ 。

2) 风道系统的设计原则

风道系统的设计要使风道尽可能短, 分支管道尽可能少, 风道尽可能用直管。当管道需要弯曲时, 应采用局部阻力小的结构, 并且最好在风速小的地方弯曲; 弯

曲率半径一般选择为 1.25 倍风道直径 d 。管道的截面尺寸和出口形状最好和通风机出口一致,以免因变换截面而增加阻力;风道也应避免突然扩大或突然缩小,要保证扩大角在 20° 以内,缩小角在 60° 以内;风道截面以圆形为最佳,当采用方形或矩形风道时,矩形风道截面的宽高比最好在 4:1 以内。进口的结构既要使其对气流的阻力最小,还要达到滤尘的作用。室外风道外应保温,以免在管道上结露造成风道腐蚀。为了排除风道内的积水,风道沿空气流动方向的坡度不小于 0.005,并在风道的底端设有排水管;为防止水从风道顶部流进通风机,在通风机前应设置一段竖直的风道。

3) 通风机的选择

通风机按其工作特性可以分为两类,即轴流式通风机和离心式通风机。轴流式通风机风压低、风量大;离心式通风机风压高、风量小,一般用在阻力较大的发热元件的通风冷却。在设计时,要根据所需风量和风路的全压来确定通风机的功率。当忽略了通风机的损失时,通风机的功率为

$$N \approx \frac{Kq_v P}{10.408\eta}$$

式中, K 是储备功率系数, q_v 是通风机风量, P 是通风机的全压, η 是通风机的效率。

通风机的全压 P 用来克服通风管道内的阻力,并要在出风口形成一定的速度,全压等于通风系统的总压力损失与通风机的动压之和,即

$$\begin{aligned} P &= \left(\sum_{i=1}^k Z_i + \sum_{c=1}^k Z_c \right) q_v^2 + \frac{\rho q_v^2}{2} \\ &= \left(\sum_{i=1}^k Z_i + \sum_{c=1}^k Z_c + \frac{\rho}{2} \right) q_v^2 \end{aligned} \quad (6.3)$$

由式(6.3)可以看出,所需全压与风量的平方成正比。

当通风机在固定转速下工作时,压力、效率、功率随风量变化的关系可以用通风机的特性曲线表示,不同型号的通风机有不同的特性曲线。图 6.2 所示为一种前弯式通风机的特性曲线。

在确定了通风机的类型后,通风机特性曲线可从通风机的生产单位得到,通风系统风道的特性曲线可根据 $\Delta P = \left(\sum_{i=1}^k Z_i + \sum_{c=1}^k Z_c \right) q_v^2$ 计算得到,风道特性曲线与通风机特性曲线的交点 C (见图 6.3)就是通风系统的工作点。

根据通风机系统的工作点对应的风量 q_v 和压力 P 来选择通风机型号,工作点应选在通风机效率最大值的附近,以达到功率消耗最小的目的。如果所选通风机的风量或风压不能满足要求,可采用通风机串联或并联的方法来解决。当通风

机串联时,风量基本上等于单台通风机的风量,风压相当于各台通风机的压力之和;当通风机并联时,风压是单台通风机的风压,而总风量相当于各台通风机的风量之和。

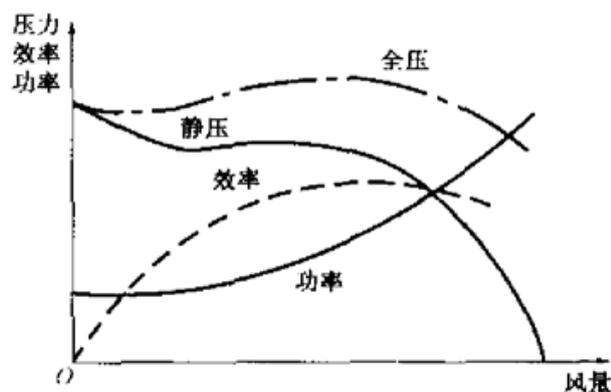


图 6.2 前弯式通风机的特性曲线

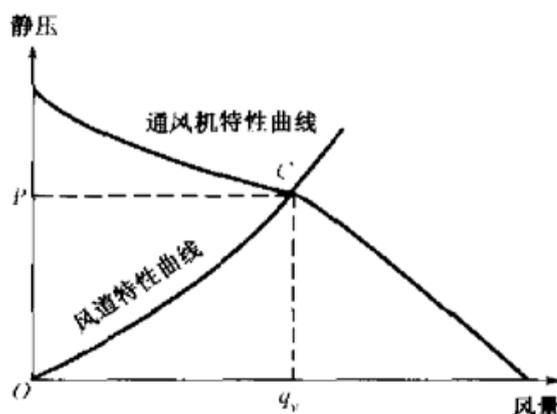


图 6.3 通风机与风道的特性曲线

4. 热设计的仿真

随着技术的不断发展和需求标准的不断提高,雷达系统的功率越来越大,同时产品的体积也受到限制,因此,设备的功率密度越来越高,对产品的热设计提出了挑战。当用传统的方法进行热设计时,工作量大、设计误差大,已不能应付这种巨大的挑战。于是,一种基于计算流体动力学、数值传热学和有限元分析法的现代热仿真技术正逐渐成为能满足目前需要的热设计手段,特别是随着商用仿真软件的完善,热仿真技术得到了越来越广泛的应用。现阶段应用较多的仿真软件有 Icpak 与 Flotherm。

6.5 结构设计中的仿真技术

近几年来,雷达结构设计的方法已由直觉设计、经验设计发展到现代设计。现代设计在设计各个阶段应用先进的理论和有效的手段进行雷达结构的设计,它涉及系统工程、相似理论、仿真技术、优化设计、可靠性设计、有限元和边界元设计、动态分析、模糊设计和艺术造型设计等学科领域。现代设计方法可以做到按要求随时变更产品的设计参数。这样,既可以缩短产品的设计周期,又可以提高产品质量、降低成本。在现代设计中,仿真技术是它的核心。

雷达系统结构的总体设计过程一般是按照技术设计、生产加工、总装配及一系列的调试、试验、改进、批量生产等过程进行的。如果利用计算机辅助设计(CAD)和计算机辅助制造(CAM),那么在方案设计阶段就能预先对产品进行可视化评价,及早地发现某种设计缺陷。尤其是在技术设计阶段,当对复杂系统的结构设计

进行改进时,可以通过 CAD 实体建模仿真、有限元分析、加工仿真分析、热设计仿真分析、运动及动力仿真分析等先进设计技术,来构造雷达结构的数字化样机,这是一种设计现代雷达产品的先进手段。

6.5.1 三维动态仿真技术

三维动态仿真技术包括三维数字实体建模技术和三维数字实体运动仿真技术。

三维数字实体建模技术是一种集计算机辅助绘图、参数化实体造型、装配造型、二维和三维双向关联绘图及 Parasolid,IGES,STEP 图形转换器等模块为一体的现代机械设计手段。三维数字实体建模直接从三维概念设计开始,采用三维零件与三维实体装配并行设计的方法,大大缩短了设计周期。

三维数字实体建模的思路是首先创建三维的零件实体模型,再将这些零件的实体模型按照装配关系创建三维的装配模型。零件模型与装配模型均采用完全参数化驱动,可以对零件及装配细节进行修改,并且可以实现联动修改,即零件图的尺寸可随装配图尺寸的改变而自动改变。

利用生成的三维数字实体模型,可以按照需要自动生成装配分解效果图,即爆炸图。还可以利用三维的装配模型计算零件和装配模型的表面积、质量和体积,并自动进行装配模型的干涉检查与功能重组等设计分析。同时,可以利用实体模型建立有限元分析模型,进行结构有限元分析计算。

三维数字实体运动仿真技术是在完成三维实体装配后,建立各个零件之间的运动副连接关系,然后再通过制作动画的方式,完成结构运动的设计和机构的动作仿真,实现系统结构的动态干涉检查,并在此基础上完成系统的运动学分析。

经过三维机构运动仿真后,可以输出模型中指定点的轨迹、几何参数、驱动力矩和约束位置等参数。对于模型中指定的包络线轨迹、几何参数优化等运动学问题,也可以根据实际工作情况,给定参数的变化范围,进行进一步分析。

总之,三维结构仿真设计技术具有如下 3 个特点。

(1) 设计的直观性。直接建立三维实体模型,并生成装配图和零件爆炸图。可以动画显示实体图和变形图,可以进行全方位设计,预见设计造型和产品所具有的人机交互能力。

(2) 设计的准确性。利用计算机超强的数据处理能力,可进行结构的受力分析和误差的估计,计算由应力、温度引起的变形,还可用于分析承受相似载荷、具有相似结构的模型。

(3) 设计的快速敏捷性。通过预装配和计算仿真,进行运动学校验和干涉测量,大大缩短了整个产品的设计周期。例如,通过动画演示应力等值线图,可以清

楚地描述某种结果在整个模型中的变化,并快速确定模型中的危险区域。结构设计师利用参数设计技术能够方便地研究设备对各种环境因素的灵敏度,能十分快捷地优化设计方案。

6.5.2 CIMS 在结构设计中的应用

1. CIMS 与工程设计的关系

CIMS(Computer Integrated Manufacturing System)可以直译为计算机集成制造系统。CIMS的一个重要概念就是集成,集成的作用是将原来独立运行的多个单元系统组成为一个协同工作的、功能更强的新系统,即实现企业的功能集成。CIMS系统通常可划分为若干个分系统,如生产经营管理分系统、工程设计分系统、车间自动化分系统和计算机支撑环境分系统等。CIMS的集成也可分为全局集成和局部集成。局部集成是CIMS中的一个分系统集成,只覆盖部分功能,如多种管理功能的集成(Management Information System, MIS)、工程设计的集成(CAD/CAM/CAPP)等。全局集成是在局部集成的基础上完成的,又称为CIMS的总体集成。

CIMS作为一种高新技术,为企业提供了一套技术手段,它综合应用计算机技术、自动化技术、现代制造技术及管理科学等,对企业的各种经营活动给予技术上的支持。雷达结构总体设计是雷达系统工程设计的一部分,包含了从整体构思到最终形成图样文件及进行总装配的所有活动。将研制工作的全过程统一集成到一个系统框架内,采用工程设计的集成化技术进行研制设计,是实现系统CIMS的重要环节之一。

2. 结构总体设计 CIMS 的要点

当采用CIMS技术进行雷达结构的总体设计时,首先要分析设计的特点,根据研制产品不同的结构特点、企业的设计能力及其对外合作工作的方式、现有计算机的应用基础、企业的经营思想等因素,明确结构总体设计各阶段的需求和目标。

CIMS中的工程设计系统及整个CIMS系统的作用是为研发新产品提供良好的工作环境,从而提高产品开发的质量和效率。这种工作环境必须依据自身的力量特点来建立和完善。

在CIMS的工程设计中,加强产品开发过程的管理和产品数据的管理是十分重要的。雷达系统结构越复杂,修改设计的过程越多,过程管理和数据管理的任务就越重。产品数据管理不仅在设计制造过程中是重要的,在产品使用、维修及售后服务中也是很重要的。

在 CIMS 的工程设计中,贯彻落实产品的“三化”(通用化、标准化和系列化)对提高产品的市场占有率、提高设计和生产的效率具有重大的意义,是一项重要的基础性工作。一方面,产品“三化”可以减少重复设计,减轻设计负担,便于计算机存储和管理;另一方面,它可以充分发挥计算机的作用,有效地提高设计信息的检索、查询和共享等功能,从而大大提高设计效率。

CIMS 工程设计应用程序的选型主要是 CAD/CAM/CAPP 软件。CAD 软件包括绘图功能、分析功能和仿真功能等,一般以外购软件为主,辅以自行二次开发。CAM 软件的选型应与 CAD 软件一起考虑。CAPP 软件应根据企业自身的实际情况,参考已有的工艺方法和工艺习惯,自行开发实用的软件。开发运行平台的选型应主要满足工程设计中各种软件的运行要求,并兼容软件二次开发的要求。在 CIMS 环境中,平台还必须满足系统集成和开放性的要求。开发运行平台包括硬件平台和软件平台。硬件平台可混合选用工作站与微机,软件平台的重点是工程数据库,用以提供良好的数据管理环境。CIMS 工程设计要从集成角度出发,工程数据库应首选关系数据库或面向对象的数据库。

CIMS 工程的软件选型要考虑到 CIMS 工程设计集成环境的应用软件与开发运行平台,软件选择的原则要考虑实用性、可集成性、开放性和经济性,同时还要充分利用企业的现有资源。

参考文献

- 1 电子设备可靠性热设计手册(GJB/Z 27--1992)

第7章

制导雷达的可靠性与 维修性设计

7.1 概述

可靠性和维修性是制导雷达的重要设计参数和性能指标。特别是随着现代导弹武器系统的发展,制导雷达在武器系统中起到越来越重要的作用,为了提高武器系统的效能和可用度,对制导雷达的可靠性和维修性也提出了越来越高的要求。

制导雷达可靠性和维修性的工作涉及面比较广,需要考虑从设计、制造、包装到储存、运输、使用的全部生命周期内的内容。从系统工程的角度看,可靠性和维修性决定了制导雷达的使用性能、使用和维修费用、所需备件的种类、数量和所需维护维修人员的技能和人数。因此,可靠性和维修性是影响雷达使用效能至关重要的因素。

可靠性是制导雷达设计的重要内容之一。一个产品固有可靠性的高低,与产品的设计工作紧密相关,从产品的方案设计到工程研制结束,可靠性的工作贯穿始终。本章主要结合制导雷达的功能和特点,论述制导雷达的可靠性和维修性的设计技术,包括可靠性和维修性建模、可靠性和维修性的指标分配、性能预计、可靠性试验的内容和方法。

7.2 制导雷达的可靠性设计

7.2.1 可靠性模型

简单地说,可靠性是一种与成功概率和失效频率有关的性能属性,是指在规定时间内或在整个有效寿命期内,产品在规定的条件下完成规定功能的概率。可靠性的概率度量也称为可靠度。

在工程设计中,要把可靠性按照产品的特性转化为可以定量描述的可靠性参数,应考虑产品的复杂度和使用条件。例如,产品是否长期连续工作、产品是否可修复、产品是短期间断工作还是一次性使用等,这些因素决定着对产品可靠性指标参数的要求。描述产品可靠性的参数有4种,包括平均故障间隔时间(Mean Time Between Failures, MTBF)、完成规定任务的可靠度、成功率和故障率。

制导雷达由多个分系统级的设备组成,系统构成复杂,所以在设计中,应按不同的维修级别进行维修设计,一般采用MTBF作为制导雷达的可靠性指标。在某些情况下,也可用任务可靠度表示,即在规定的任务剖面和规定的时间内完成任务的概率。

制导雷达的可靠性模型包括基本可靠性模型和任务可靠性模型两种。基本可靠性模型用以估计雷达及其分系统设备和功能单元的基本可靠性特性,以及相应

的维修和保障要求,可以采用串联模型,任务可靠性模型要根据使用情况和不同的任务剖面建立,可以采用串联模型、并联模型或表决系统模型。

建立制导雷达的可靠性模型的步骤是:

- (1) 确定制导雷达的功能、任务的种类和项目;
- (2) 根据构成雷达的分系统设备和功能单元,规定各部分的性能参数,确定工作时间;
- (3) 根据系统与分系统设备或功能单元的逻辑关系,绘制可靠性框图,一般用方框图表示;
- (4) 根据可靠性框图,建立可靠性数学模型。

1. 串联模型

如果在系统的任一功能单元中,只要有一个单元发生故障,则系统就发生故障,那么该系统的可靠性模型为串联模型。图 7.1 所示为串联模型的可靠性框图。



图 7.1 串联模型的可靠性框图

设功能单元的总数为 n , 每个单元的可靠度为 R_i , 系统的可靠度为 R_s , 则串联系统的可靠性数学模型可以表示为

$$R_s = \prod_{i=1}^n R_i \quad (7.1)$$

雷达采用大量电子元器件,其分系统中的电子电路一般都符合指数规律。若故障率为 λ , 则可靠度表示为

$$R = e^{-\lambda t} \quad (7.2)$$

因此,系统的总故障率可以表示为

$$\lambda_s = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (7.3)$$

系统的平均故障间隔时间为

$$\text{MTBF} = \frac{1}{\lambda_s} \quad (7.4)$$

例如,制导雷达由天线、馈线、伺服、发射机、接收机、信号处理、显示、数据处理、电源等分系统组成,只要其中之一发生故障,雷达就不能正常工作,所以其可靠性数学模型为

$$R_s = R_{\text{天}} R_{\text{馈}} R_{\text{伺}} R_{\text{发}} R_{\text{接}} R_{\text{信}} R_{\text{显}} R_{\text{数}} R_{\text{电}}$$

2. 并联模型

如果在系统的任一功能单元中,只要有一个单元工作正常,则系统就正常工作,或者只有当系统的所有功能单元发生故障时,才认为系统故障,那么该系统的可靠性模型为并联模型。图 7.2 所示为并联模型的可靠性框图。

设功能单元的总数为 n ,每个单元的可靠度为 R_i ,系统的可靠度为 R_s ,若各单元出现故障的情况为独立事件,则并联系统的可靠性数学模型可以表示为

$$R_s = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - R_i) \quad (7.5)$$

若各单元为相同的设备,每个单元的可靠度 $R_i = R_0$,则有

$$R_s = 1 - (1 - R_0)^n \quad (7.6)$$

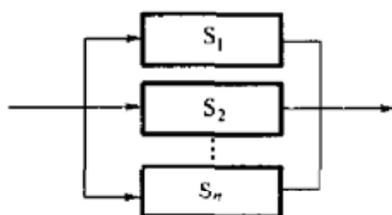


图 7.2 并联模型的可靠性框图

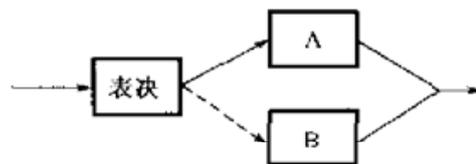


图 7.3 $n/m(G)$ 表决系统模型的可靠性框图

3. 表决系统模型

如果系统由 m 个可靠度相同的功能单元组成,只要其中有 n 个单元功能正常,系统就能完成规定的任务,那么就称该系统为 $n/m(G)$ 表决系统。图 7.3 所示为表决系统模型的可靠性框图。

对于表决系统,当每个功能单元相同且出现故障的概率独立时,系统的可靠度表示为

$$R_s = \sum_{i=n}^m C_m^i R^i (1 - R)^{m-i} \quad (7.7)$$

式中, C_m^i 为二项式分布的系数。

如果组成系统的功能单元的可靠性为指数分布,其故障率为 λ ,则系统的平均故障间隔时间为

$$MTBF = \frac{1}{\lambda_s} \sum_{i=0}^{m-n} \frac{1}{m-i} \quad (7.8)$$

例如,采用相控阵体制的制导雷达的天线单元总数可达几千,从天线系统的理论可知,少量的天线单元出现故障对天线系统的功能几乎没有影响,雷达系统照样能完成工作,因此相控阵天线系统的可靠性模型可以采用表决系统模型。若天线

单元总数 $m=5000$, 每个单元的可靠度 $R=0.8$, 允许出现故障的单元数 $n=300$, 则天线系统总的可靠性为

$$R = \sum_{i=300}^{5000} C_{5000}^i \times 0.8^i \times 0.2^{5000-i}$$

如果天线单元中移相器的可靠度为指数分布, 其单元的故障率为 $\lambda=10^{-4}$, 则系统的可靠性用平均故障间隔时间表示为

$$\text{MTBF} = \frac{1}{10^{-4}} \sum_{i=0}^{4700} \frac{1}{5000-i} \approx 28151(\text{h})$$

制导雷达的可靠性模型一般均可表示为以上3种模型的组合形式, 可能既有串联结构、并联结构也有表决系统, 因此, 要根据具体情况分析系统的任务和功能, 建立合理的可靠性模型。

7.2.2 可靠性指标的分配

可靠性指标的分配是可靠性设计的一项重要工作。一般来说, 可靠性指标的分配要自顶向下地进行, 即由系统到分系统, 由分系统到组合和设备, 再由设备到组件或更小的功能单元。可靠性指标的分配一般在雷达系统方案的设计阶段就开始进行。当雷达总体方案的可靠性指标确定后, 就要对各功能分系统进行可靠性指标分配, 以使工程设计人员都有可靠性设计的依据和目标, 从而在设计和生产过程中, 按照这些原则和方法, 采取必要的手段, 满足系统总体对分系统和设备的可靠性要求, 并及时提出改进的设计、制造和测试方法。下面介绍几种常用的可靠性指标分配方法。

1. 等分配法

等分配法将系统的可靠性指标平均地分配给各分系统或功能单元, 在数学上可以表示为

$$R_s = \prod_{i=1}^n R_i \quad \text{或} \quad R_i = R_s^{\frac{1}{n}} \quad (7.9)$$

式中, R_s 是系统的可靠性指标, R_i 是分配给第 i 个分系统或功能单元的可靠性指标, $i=1, 2, \dots, n$ 。

等分配法的优点是计算简单, 主要应用在方案的设计阶段, 特别是在缺少确定的系统信息, 而且组成系统的分系统形成串联关系的时候。缺点是未考虑各分系统的难易复杂程度, 可能使部分分系统的指标不合理, 因此在实际的雷达系统设计中采用得比较少。

2. 工程加权分配法

由于制导雷达系统的复杂性,在进行系统可靠性指标的分配时,要考虑分系统达到指标的可行性,从重要性、复杂性、环境条件、标准化程度和维修性等方面综合评价分系统,衡量每个分系统在系统可靠性指标中所占的权重,最后得到可靠性的分配指标值。

(1) 重要性因子 k_{1i}

重要性因子反映了分系统功能单元发生的故障对整个雷达系统或下一级设备的可靠性影响的大小。对于串联模型,每个功能单元的故障都会使系统不能完成任务,因此每个分系统的重要性是相同的。

(2) 复杂性因子 k_{2i}

复杂性因子是对分系统的复杂程度和所使用的元器件数量多少的评价。例如,同是制导雷达天线,采用相控阵天线和采用反射面天线的复杂性相差就很大。复杂度最低的可评为 1 分,最高的可评为 10 分。

(3) 环境条件因子 k_{3i}

环境条件因子是根据分系统或功能单元工作时环境条件的严酷程度来确定的。例如,雷达是在舰载环境还是车载环境下工作、是固定式还是移动式、是露天使用还是在舱内使用等。处于最好环境的评为 1 分,处于最恶劣环境的评为 10 分。

(4) 标准化程度因子 k_{4i}

标准化程度因子用来描述雷达分系统采用技术的水平、技术的成熟程度、模块化程度和标准化程度等。采用不成熟或新技术多的,可评为 10 分;全部采用成熟技术并且标准化程度高的,可评为 1 分。

(5) 维修性因子 k_{5i}

维修性因子是根据分系统或设备进行维修、互换的方便程度等因素,以及机内测试设备设计的难易程度来确定的。如果设备维修方便,具有完善的机内测试设备,可以评为 10 分;如果设备维修测试不便,则评为 1 分。

工程加权分配法在数学上可以表示为

$$\lambda_i = \omega_i \lambda \quad (7.10)$$

式中, λ_i 是分配给第 i 个分系统的故障率, λ 是系统故障率, ω_i 是第 i 个分系统的加权因子, $i=1, 2, \dots, n$ 。加权因子可以表示为

$$\omega_i = \frac{a_i}{a}$$
$$a_i = \sum_{m=1}^5 k_{im}$$

$$a = \sum_{i=1}^n a_i$$

式中, k_{im} 是第 i 个分系统的第 m 项加权因子得分。

例如, 某制导雷达由天线馈线、伺服、发射、接收和信号处理、指令设备、显示终端和数据处理等分系统组成串联模型。系统的可靠性指标为 60h, 分配结果如表 7.1 所示。

表 7.1 制导雷达可靠性指标的分配示例

分系统	重要性 k_{i1}	复杂性 k_{i2}	环境条件 k_{i3}	标准化程度 k_{i4}	维修性 k_{i5}	a_i	加权因子 ω_i	分配值 λ_i	MTBF _{<i>i</i>} (h)
天线馈线	1	3	9	7	5	25	0.1984	0.003307	302
伺服	1	2	8	4	6	21	0.1667	0.002778	360
发射	1	6	8	10	2	27	0.2143	0.003571	280
接收和 信号处理	1	5	4	3	8	21	0.1667	0.002778	360
指令设备	1	2	2	1	8	14	0.1111	0.001852	540
显示终端和 数据处理	1	3	2	2	10	18	0.1429	0.002381	420
合计	--	--	--	--	--	126			--

3. AGREE 分配法

AGREE(Advanced Ground Receiving Equipment Experiment)分配法是美国“电子设备可靠性顾问委员会”建议的方法。它既考虑了每个分系统的复杂性也考虑了其重要性。假设模型使用串联单元,其可靠度为指数分布,以平均故障间隔时间为基础,可靠性分配模型为

$$\text{MTBF}_i = \frac{N\omega_i t_i}{-n_i \ln R(T)} \quad (7.11)$$

$$R_i(t_i) = \exp\left(\frac{-t_i}{\text{MTBF}_i}\right) \quad (7.12)$$

式中, $i=1,2,\dots,n$, MTBF_i 是分配给第 i 个分系统的平均故障间隔时间; $R_i(t_i)$ 是分配给第 i 个分系统在其任务时间内的可靠度, $R(T)$ 是系统可靠度; T 是规定的系统任务时间, t_i 是规定的第 i 个分系统的任务时间; ω_i 是重要性因子, 表示因第 i 个分系统发生故障而导致系统发生故障的概率; n_i 是第 i 个分系统中组装件的数目, N 是系统中组装件的总数。

7.2.3 可靠性预计

可靠性预计是可靠性设计的重要内容,应与雷达系统的方案设计和可靠性指标的分配工作同步进行,根据设计方案及使用环境定量地预计系统的可靠性。

可靠性预计的主要目的是:

(1) 对系统的可靠性指标进行定量估算,判断所分配的可靠性指标是否达到要求;

(2) 根据分配给分系统的指标和可靠性预计结果,找出可靠性的薄弱环节,必要的话,重新进行可靠性指标的分配,对薄弱环节提出改进方案;

(3) 根据可靠性预计的结果,对各种可能的方案进行比较,结合性能分析经济指标等因素,确定最佳的方案。

可靠性预计的方法主要有相似产品法(或相似电路法)、元器件计数法和应力分析法。在雷达系统方案的初期设计阶段,由于对所采用的技术和电路形式(包括使用的元器件)还不能明确地确定,所以一般适合采用相似产品法;在设计阶段,适合采用元器件计数法;在详细设计阶段,由于设备所采用的电路、元器件的种类和质量系数、工作应力及环境条件是确定的,对元器件故障率因子的估计也比较准确,所以适合采用应力分析法。

1. 相似产品法

相似产品法是一种基于大量已有相似产品的经验而进行的快速预计方法。该方法根据已有相似产品的故障率,结合新设计产品与相似产品的复杂程度,来估计新产品的可靠性。新产品的故障率为

$$\lambda = \lambda_1 \times \text{相对复杂性系数}$$

式中, λ_1 是相似产品的故障率。

例如,新研制的制导雷达采用了3台显示终端设备,已经批量生产的制导雷达的显示终端设备是单台的,其故障率为 $4 \times 10^{-4}/\text{h}$ 。如果新研制的雷达所需的功能无太多变化,只需增加部分软件功能,那么可认为相对复杂性是一致的,所以预计新研制的显示终端设备的故障率为 $12 \times 10^{-4}/\text{h}$ 。

2. 元器件计数法

在产品设计的初期,基本知道了所用元器件的种类、等级和数量,但缺乏应力数据,因此可采用元器件计数法预计可靠性。产品的总故障率为

$$\lambda = \sum_{i=1}^m n_i \lambda_{Gi} \pi_{Qi} \quad (7.13)$$

式中, n_i 是第 i 种元器件的数量, λ_{Gi} 是第 i 种元器件的通用故障率, π_{Qi} 是第 i 种元器件的质量系数, m 是元器件的种类数。 λ_{Gi} 和 π_{Qi} 可以通过查阅可靠性预计手册得到。

3. 应力分析法

当进行到产品的详细设计阶段, 已经知道了所用元器件的种类、数量、质量水平、产品应用的环境条件和工作应力, 就可以通过应力分析法精确计算所设计产品的可靠性。表 7.2 所示为电路中影响元器件可靠性的主要因素。该方法采用的分析模型包括了电气和机械应力系数、环境系数、元器件的质量系数等因子, 系统的总故障率可以表示为

$$\lambda = \sum_{i=1}^m n_i \lambda_{pi} \quad (7.14)$$

$$\lambda_{pi} = \lambda_{Gi} (\pi_E \pi_Q \pi_A \pi_R \pi_V \pi_C)_i$$

式中, λ_{Gi} 是零部件的基本故障率, λ_{pi} 是考虑到器件的工作环境、质量、具体应用、额定功率、电应力、种类等因素后的故障率, π_E 是环境系数, π_Q 是质量系数, π_A 是应用系数, π_R 是额定系数, π_V 是电应力系数, π_C 是种类系数。

表 7.2 影响元器件可靠性的主要因素

器件类型	影响因素	器件类型	影响因素	器件类型	影响因素
集成电路	温度 复杂性 电源电压	电阻	温度 功耗 种类	电感	温度 电流 电压 绝缘
半导体	温度 功耗 击穿电压 材料	电容	温度 电压 种类	开关 继电器	电流 触点功率 种类

当雷达系统相应功能单元的详细设计方案提出后, 所用元器件的种类和数量、各功能单元的使用环境、电应力等已确定, 通过查阅手册可得到所用元器件的基本故障率和相应的影响因子, 利用应力分析法的计算公式就可以得到系统可靠性的预计值。

7.3 制导雷达的维修性设计

现代雷达的设计、制造技术和相关信息技术的发展, 已使雷达系统越来越成熟

和智能化,战术技术性能和可靠性得到很大提高。雷达的使用寿命一般可以达到十几年。在整个使用寿命中,除提高可靠性设计,确保固有可靠性外,维修保障性也是确保其发挥系统效能的关键因素,因此对维修性设计的要求也越来越高。衡量维修性的指标是平均修复时间(Mean Time To Repair, MTTR),它是雷达系统总体性能设计的重要组成要素之一。可靠性和维修性的设计直接关系到雷达系统的使用和保障。

系统的固有可用度表示为

$$A_i = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} = \frac{1}{1 + \frac{MTTR}{MTBF}} \quad (7.15)$$

它表示在任一随机时刻,当任务需要时,系统在任务开始时刻处于可投入使用状态的概率。从定义和表达式可以看出,系统的可用度和可靠性及维修性密切相关,增加 MTBF 和减小 MTTR 的效果是一样的,但在工程实际中提高 MTBF 的难度和代价要大得多。

大量的工程研制实践和用户使用经验证明,维修性设计不好,将会危及战斗中人员和设备的安全,增加后勤的负担和费用,因此重视系统的维修性设计是十分必要的。

7.3.1 维修性的定量指标要求

可靠性设计的目标是增加系统无故障工作的时间,而维修性设计的目标就是通过提供各种方法,尽量减少排除故障时因进行维修而不能工作的时间。维修活动一般可分为如下两类。

- (1) 修复性维修,在雷达设备失效时进行修复,以保证设备恢复正常的功能。
- (2) 预防性维修,为防止雷达设备出现故障而采取预防性的维修措施。

修复性维修是一种随机的工作,它要在设备工作中进行,通常要占用正常的工作时间,导致系统停机;而预防性维修是一种有计划的工作,按预定的时间进行,处于可控状态。

制导雷达维修性的设计工作是随系统方案的设计同步进行的。首先根据武器系统对制导雷达维修性的定量和定性要求,建立维修性模型,然后对制导雷达系统的定量维修性指标进行分配和预计,确定维修性设计准则,最后将定量和定性的设计要求转化为对设备硬件和软件的设计约束。

由于制导雷达的各维修级别的维修任务、维修方式和手段及维修人员的技能水平不同,所以它们的维修性定量指标要求也不同。维修性的定量指标包括故障检测、故障定位、现场拆卸和更换、重新装配、调校检测等操作所需的平均修复时间。一般来讲,如无特殊说明和要求,平均修复时间是指现场修复所需的平均时

间,对基地或工厂级的维修一般不作严格的规定。

维修性定量指标一般用平均修复时间(MTTR)表示,它是系统或设备修复时间分布的平均值,一般以小时为单位,可以表示为

$$MTTR = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i t_i}{\sum_{i=1}^n \lambda_i} \quad (7.16)$$

式中, λ_i 是组成系统(或设备)中第*i*个可修复或可更换的分系统(或部件)的故障率, t_i 是修复第*i*个故障的分系统(或部件)所需的时间。

对于预防性维修可用平均预防维修时间来衡量,即

$$\bar{M}_p = \frac{\sum_{i=1}^n f_i M_{pi}}{\sum_{i=1}^n f_i} \quad (7.17)$$

式中, f_i 是完成第*i*项预防维修工作的次数, M_{pi} 是完成第*i*项预防维修工作所花费的实际维修时间。

7.3.2 维修性指标的分配

在进行维修性指标的分配时,除考虑实际雷达系统的复杂性外,还需要考虑各分系统或设备的维修手段和方法的实际情况。有的分系统设计时采用了自动检测和自动故障隔离技术,如计算机系统可利用检测软件将故障隔离到插板级,这样其维修时间就会短些;而对一般不能采用自动检测手段的设备,其维修时间可能就要长些。因此,维修性指标的分配常采用加权分配法,对影响维修性的不同因素加权考虑,通常包括故障检测方式加权因子、可达性加权因子、可更换性加权因子和模块化加权因子等。各加权因子的含义如表7.3所示。

表 7.3 维修性指标的加权因子

加权因子	含 义	权 值	说 明
故障检测方式 K_{D1}	自动	1	全部采用机内测试设备自动完成故障检测和隔离
	半自动	3	由维修人员人工控制机内测试电路进行故障检测和隔离
	人工	6	须人工检测,依靠维修人员的经验检查和排除故障

续表

加权因子	含 义	权 值	说 明
可达性 K_{i2}	容易	1	故障部位容易到达,可直接更换故障部件
	一般	3	故障部位附近有遮挡的部件,如盖板等,但比较容易拆除
	困难	6	故障部位不易到达,须拆除较多的阻挡物,如多个螺钉或盖板等
	非常困难	9	故障部位难以到达,须大拆或大动设备的其他部分,一名人员难以完成
可更换性 K_{i3}	容易	1	故障部件或设备容易更换,插拔更换时可快速锁紧或拆下,不需要调整
	一般	3	需要借助简单工具拆下或安装,如拆装螺钉等,需要进行简单调整
	困难	6	拆装笨重,不方便,一人实施困难,且需要进行部分调整
	非常困难	9	拆装时须大动,须借助机械设备、电气装置或大型工具,调整困难,需要进行系统性调整
模块化程度 K_{i4}	全模块化设计	1	设备全部为模块化设计,功能完整
	大部分模块化设计	3	设备大部分电路由完整的功能单元构成
	小部分模块化设计	6	设备中只有小部分由完整的功能单元构成
	无模块化设计	9	设备不是由独立的功能单元构成,而是散装在一起

综合以上指标可以得到维修性加权因子为

$$K_i = K_{i1} + K_{i2} + K_{i3} + K_{i4} \quad (7.18)$$

维修性指标的分配公式为

$$MTTR_i = \frac{K_i}{K} MTTR_s \quad (7.19)$$

$$K = \frac{\sum_{i=1}^n \lambda_i K_i}{\sum_{i=1}^n \lambda_i} \quad (7.20)$$

$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \dots + \lambda_n$$

式中, $MTTR_i$ 是分配给第 i 个分系统或设备的平均修复时间, $MTTR_s$ 是系统的平均修复时间, K_i 是第 i 个分系统或设备的维修性加权因子, λ_i 是第 i 个分系统或设备的故障率, λ 是系统的故障率。

例如,某制导雷达由天线馈线、伺服、发射、接收和信号处理、指令设备、显示终端和数据处理等分系统组成串联模型。利用式(7.18)~式(7.20)可知,系统的可靠性指标为60 h,已进行过可靠性分配。维修性指标是基层级平均修复时间为30 min,则各分系统的平均修复时间分配如表7.4所示。

表 7.4 分系统的平均修复时间分配

分系统	故障检测方式 K_{11}	可达性 K_{12}	可更换性 K_{13}	模块化 K_{14}	K_i	$\frac{K_i}{K}$	MTBF _i (h)	MTTR _i (min)
天线馈线	3	3	1	3	10	0.771902	302	23
伺服	6	3	3	3	15	1.157853	360	35
发射系统	9	6	6	6	27	2.084136	280	63
接收和 信号处理	3	3	3	1	10	0.771902	360	23
指令设备	1	1	1	1	4	0.308761	540	9
显示终端和 数据处理	1	1	1	1	4	0.308761	420	9
合计	—	—	—	—	126	—	60	30

7.3.3 维修性预计

维修性预计有多种方法,适用于雷达系统设计的不同阶段,下面介绍其中的加权因子预计法。加权因子预计法用在雷达各分系统的方案确定后,系统的平均修复时间可以表示为

$$MTTR_s = \frac{\lambda_i \sum_{i=1}^n K_i}{K_i \sum_{i=1}^n \lambda_i} MTTR_i \quad (7.21)$$

式中,MTTR_i是第*i*个分系统的平均修复时间, λ_i 是第*i*个分系统的故障率, K_i 是第*i*个分系统平均修复时间的加权因子,*n*是雷达分系统的总数。

另外一种比较简单的预计方法是时间累加法,其原理是对各个项目的维修工作时间进行综合累加,以获得总的系统维修时间。这种方法是基于系统分析的方法,适用于详细设计阶段,其具体步骤如下。

(1) 确定系统的功能级别,将系统划分成各种在修复性维修中可更换的基本单元,例如,将雷达划分为分系统、机柜级、组合级、板级和零部件。

(2) 确定有关功能级别的维修措施,在相应的级别上确定哪些可采用故障定位、隔离和测试检验功能。

(3) 根据最基本的可修复零部件的数量、故障率和为修复它们而进行定位、隔离、更换、校准、测试和检验等操作所需的时间(可由经验或类似产品推算得出),计算出功能级别的 MTTR 为

$$MTTR = \frac{\sum_{i=1}^m N_i \lambda_i M_{ri}}{\sum_{i=1}^m N_i \lambda_i} \quad (7.22)$$

式中, m 是部件或零件的种类数, N_i 是该功能级别中第 i 种部件或零件的总数, λ_i 是该功能级别中第 i 种部件或零件的故障率, M_{ri} 是修复第 i 种部件或零件所需的维修时间。通过计算每个功能级别的平均修复时间,就可以得到系统的总平均修复时间。

7.3.4 维修性设计的基本准则

维修性要求把具体的设计与雷达系统的其他特性(如战术技术性能、可靠性等)综合在一起进行权衡,以提高制导雷达和武器系统总的有效性。因此,在整个系统的设计和研制中,要保证在各个级别的设计中把维修性作为重要的设计参数来考虑,使系统达到:

- 使用最少的维修人员、花费最少的时间完成各项维修任务;
- 降低对维修人员的技术水平要求,减少承制方的技术服务;
- 降低对辅助维修的测试设备、工具种类和数量的要求;
- 降低全寿命期内保障资源的消耗,最大限度地减小备品、备件消耗量。

为达到这些设计目的,在雷达系统的设计和具体设备的研制中,维修性设计应遵循以下准则。

(1) 提高可达性

在维修过程中,是否能容易地接近故障部位进行维修直接影响维修性能的实现,因此,在可靠性设计的基础上,应充分重视可达性设计。对于故障率高的设备、组件和部件,应考虑其维修作业的方便,在设备的布局、安装固定等方面,要综合考虑对人员的操作空间、维修通道等部分的设计要求。

(2) 坚持模块化、标准化设计

提高标准化设计的水平,坚持模块化设计的思想,在满足设备功能和性能的前提下,减少所用元器件和部件的种类,这可以直接降低维修保障费用、简化操作流程、提高产品的可靠性和质量。

(3) 提高产品的互换性

互换性是靠设计和制造工艺的标准化来保证的。对于同种类的零部件、组件、插板,甚至组合级产品,要在物理和功能上做到互换,应减少对其机械、电气等接口的约束要求,减少调整的工作量;对有特殊调整要求的项目,应给出清晰、明确、简单的说明文件或图示。

(4) 重视人素工程

所有的维修作业,除自动检测外,大部分要靠维修人员完成,因此在设计上需要充分考虑人为因素,包括维修人员的体能和心理、人员的工作环境、人机界面的设计等,使人员操作安全高效。

(5) 提高安全性

提高产品的安全性必须在设计时就考虑进去,避免维修人员在作业遇到电、气、热、机械和有毒物质等的伤害。例如,雷达的高压设备应具有接地和自动高压放电等保护措施,天线的转塔应安装锁定装置,带有旋转和翻动的大型机械部分应配有相应的保护措施,对于易燃和可能泄毒的部分必须采取防火滤毒等安全措施。

(6) 提高测试性和自动化检测能力

系统的测试性和自动化检测能力是雷达系统的重要特性。现代制导雷达均大量采用机内测试设备(Built-In Test Equipment, BITE),利用系统或设备内部提供的相关硬件和软件,完成对设备本身故障的检测和定位,极大地提高了维修性水平。通常,对采用BITE的系统或设备,故障的检测率和隔离率一般要求达到90%以上,这可以缩短维修时间,确保装备的完好率。

测试的基本原则应和整个雷达系统的维修体制相吻合。一般对于采用三级维修体制的雷达,即基层级、中继级和工厂级(基地级),其各级的测试要求是不同的。对于基层级,应采用BITE,将故障隔离到现场最小的可更换单元(Least Replacing Unit, LRU),以降低操作人员维修的难度。自动测试设备的配置要考虑设备成本和对复杂性、可靠性的要求,例如,应尽量利用设备本身的信号源,以降低测试设备的复杂性。简化设计也是提高设备可靠性的重要原则。

7.4 制导雷达的可靠性试验

制导雷达可靠性试验是为检验和评价雷达的可靠性而进行的试验。通过可靠性试验,可以确认雷达的可靠性是否符合合同或任务书的要求,也可以发现产品在设计 and 生产工艺等方面存在的缺陷,增加其固有可靠性。可靠性试验可分为工程试验和统计试验两大类,工程试验主要是为了暴露产品的故障,包括环境应力筛选(Environment Stress Screening, ESS)试验和可靠性增长试验,统计试验包括可靠

性鉴定(验证)和可靠性验收试验等。下面主要讨论 ESS 试验和可靠性增长试验,可靠性鉴定(验证)试验将在第 8 章中讨论。

1. 环境应力筛选试验

环境应力筛选(ESS)试验是一种保证或补救有缺陷产品的固有可靠性的方法,是提高产品可靠性的一种手段,是在生产过程中用来防止由于存在缺陷而降低交付产品固有可靠性的重要措施。这种方法是使产品经受应力状态,将缺陷提前暴露出来,这样就可以在交付前将产品修复,使缺陷在出厂前就被消除。

对于雷达电子产品,热循环和随机振动是最有效的应力。一般的试验方法都有相应的标准,包括施加应力的的大小和循环周期等。设计 ESS 试验要依据产品的特点进行,对印制电路板、组件、组合和系统级采用不同的方案。一般来讲,温度循环对板级和组合级的效果最好而且风险比较低;随机振动对组件功能单元和组合级的设备最有效;利用通断电检查电路是否存在裂痕也是一种有效的方法。对系统级的产品,最有效的 ESS 试验是短时随机振动,它可以快速地对系统总成时造成的互连缺陷定位。为提高固有可靠性,雷达在系统总成前,对分系统和组合级产品都应先进行 ESS 试验。

2. 可靠性增长试验

可靠性增长试验的目的是找出并纠正雷达产品的缺陷,它在产品的可靠性评估后进行,是通过试验和分析来改进提高产品可靠性的基础。在进行可靠性增长试验前,应完成对产品的可靠性预计。当预计的 MTBF 小于要求的 MTBF 时,不应马上进行可靠性增长试验,而应该对产品故障的模式、影响和危害度进行分析,为可靠性增长试验提供分析依据。然后,根据分析结果制定产品的可靠性增长试验大纲,按照大纲进行试验。

可靠性增长试验要求选用样机产品,并且在可靠性鉴定试验之前进行。在有些情况下,可用增长试验代替鉴定试验,并且可用增长试验的数据来证明被试产品已经达到足够的可靠性水平。

可靠性增长的理论模型有杜安(Duane)增长模型和 AMSAA(Army Material Systems Analysis Activity)增长模型。

(1) 杜安增长模型

杜安增长模型是用来制定可靠性增长计划的一种方法。对于雷达等电子产品,一般以 MTBF 表征可靠性,增长模型可以表示为

$$\theta_t = \theta_1(t_1) \left(\frac{T_F}{t_1} \right)^m (1-m)^{-1} \quad (7.23)$$

式中, θ_F 是增长的总目标值, 在通常情况下可按合同(或任务书)的规定值来确定, 但是为了能高概率地通过可靠性鉴定试验, θ_F 应稍高于产品设计要求的 MTBF 值, 此外还应该综合考虑产品的固有可靠性、增长潜力等因素; θ_1 是可靠性增长的初始水平, t_1 是第一阶段的试验时间; T_F 是积累试验时间, 又称为总试验时间; m 是可靠性增长率, 它表征了产品的可靠性增长速度, 增长率的大小和许多因素有关, 经验上在 0.23~0.53 之间取值。

在杜安模型的 5 个参数 $\theta_F, T_F, \theta_1, t_1, m$ 中, 只要确定了任意 4 个就可以得到一条用于制定增长计划的理想曲线。例如, 假设某产品选定第一试验段的试验时间为 40 h, 初始的 MTBF 为 $\theta_1 = 20$ h, 希望经过 100 h 的试验时间达到增长目标 $\theta_F = 40$ h, 求增长率并绘制增长曲线。

式(7.23)是一个超越方程, 可通过作图求解 m 。令 $y_1 = (\theta_F/\theta_1) \times (1-m)$, $y_2 = (T_F/t_1)^m$, 这两条曲线的交点对应的横坐标值即为方程的解, 所以在图 7.4 中可以得到可靠性增长率 $m \approx 0.33$ 。

所以, 理想的增长曲线为

$$\theta(t) = \begin{cases} 20 & 0 < t \leq 40 \\ \frac{20}{0.67} \left(\frac{t}{40}\right)^{0.33} & t \geq 40 \end{cases} \quad (7.24)$$

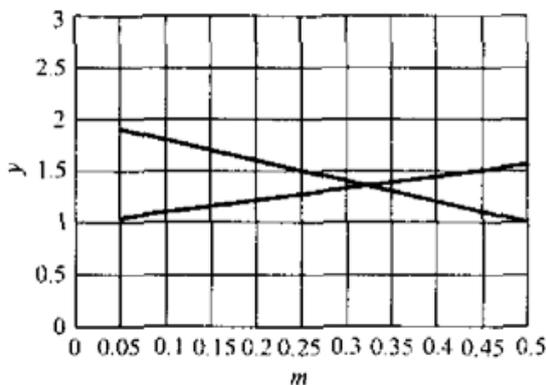


图 7.4 作图求解 m

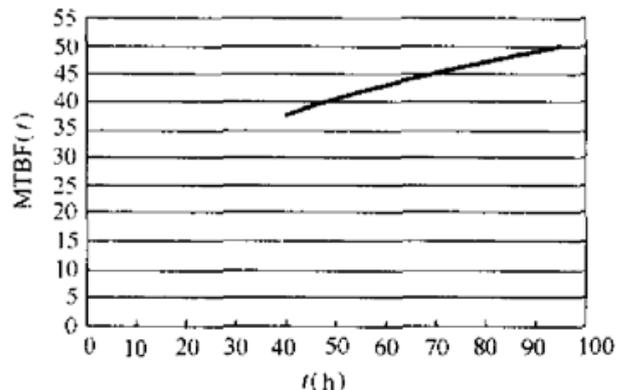


图 7.5 理想的可靠性增长曲线

将式(7.24)绘制在图 7.5 中, 可用来制定可靠性增长计划。可靠性增长计划包括确定试验的阶段、累计的试验时间区间和在累计的试验时间区间内检验的 MTBF。在上例中, 将总试验时间 100 h 分为 3 个阶段: 第一阶段为初始阶段, 累计试验时间区间为 0~40 h; 第二阶段为延缓纠正阶段, 累计试验时间区间为 40~70 h, 考核指标定在此区间的中点, 即理论增长曲线上第 55 小时所对应的值, 即 MTBF 为 42 h; 第三阶段为延缓纠正和验收阶段, 累计试验时间区间为 70~100 h, 考核指标定在此区间的中点, 即理论增长曲线上第 85 小时所对应的值, 即 MTBF 为 47h。表 7.5 所示为按上述原则制定的可靠性增长计划, 表中的 π 是不同试验段号

区间的折合试验时间与试验时间的比例系数。

表 7.5 可靠性增长计划

试验段号	试验时间 (h)	π	折合试验时间 (h)	累计试验时间区间 (h)	进入点 MTBF (h)	结束点 MTBF (h)
1	40	1	40	0~40	20	20
2	70	0.428	30	40~70	37	45
3	100	0.3	30	70~100	47	50

(2) AMSAA 增长模型

AMSAA 增长模型是连续模型, 直接使用原始数据, 适用于对一个相关失效较为复杂的系统进行统计分析。该模型可以表示为

$$\lambda_1 = \lambda T^{\beta-1} \quad (7.25)$$

$$\lambda_2 = \lambda \beta T^{\beta-1} \quad (7.26)$$

式中, λ_1 是累计故障率, λ_2 是瞬时故障率, λ 是初始故障率, β 是增长率, T 是试验的持续时间。若初始故障率 λ 为每万小时 100 次, 增长率 β 为 0.5, 试验时间为 1000 小时, 那么累计故障率为每万小时 3 次, 瞬时故障率为每十万小时 15 次。

参数 λ 和 β 可以用极大似然估计得出, 即

$$\beta = \frac{N}{\sum_{i=1}^n \ln(T/X_i)} \quad (7.27)$$

$$\lambda = \frac{N}{T^\beta} \quad (7.28)$$

式中, N 是所记录的故障数, X_i 是单个故障出现的时间。给出这两个参数后, 就能利用瞬时故障率方程估计达到某一给定故障率所需的时间。

可靠性增长试验的方法同雷达系统的可靠性鉴定(验证)和可靠性验收试验相同, 将在第 8 章中讨论。

参考文献

- 1 王锡吉. 电子设备可靠性工程基础. 北京: 电子工业出版社, 1982
- 2 胡昌寿. 可靠性工程——设计、试验、分析、管理. 北京: 宇航出版社, 1988
- 3 何德元. 防空导弹武器系统维修性设计在总体性能设计中的地位与作用. 现代防御技术, 1993, 6
- 4 张国栋等. 系统可靠性与维修性的分析与设计. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1990
- 5 美国国防部可靠性分析中心. 产品可靠性蓝皮书. 国防科工委科技与质量司, 2001
- 6 戴树森. 可靠性试验及其统计分析. 北京: 科学出版社, 1980

第 8 章

制导雷达系统的试验技术

8.1 概述

制导雷达系统的性能综合试验是研制过程中的一个重要阶段,通过综合试验可以全面检验制导雷达系统的性能是否满足设计要求。在武器系统中,制导雷达系统是十分复杂的设备,有的系统由1部目标指示雷达和2~3部跟踪制导雷达组成,有的系统包括1部多功能相控阵雷达,它能够完成对目标的探测、跟踪和制导任务。

制导雷达系统的性能综合试验包括对各主要分系统的性能测试、利用模拟目标和实体目标进行的跟踪精度测试,以及最后进行的全武器系统拦截目标的试验。性能综合试验的具体内容包括:对目标进行探测、识别、分类,然后分配火力,将危险目标指示给有关的跟踪制导雷达;跟踪制导雷达截获目标后对目标进行跟踪,并实时计算杀伤区和发射导弹的最佳时间;当导弹发射后,测量导弹的位置,发出控制指令制导导弹摧毁目标。

制导雷达系统的性能综合试验要根据武器系统提出的试验内容、试验方法和结果评定准则来实施。

8.2 制导雷达系统的性能测试及标定

制导雷达系统的性能测试是保障雷达系统性能满足武器系统作战要求的必要环节之一。通常,制导雷达系统的性能测试是在雷达维护软件支持下进行的,包括作战前系统主要性能的检查 and 定期进行的性能检查。作战前系统主要性能检查所需的测试软件集成在系统的作战软件内,在作战前的准备阶段由雷达操作人员运行来完成测试。定期检查是在规定的维护时间对制导雷达系统进行性能测试,需要用专门的测试设备和专用的维护测试软件来支持。下面以一种低空近程防空导弹武器系统为例来说明这些测试的内容。

8.2.1 主要分系统的性能测试

1. 伺服系统的性能测试

跟踪制导雷达伺服系统的性能直接影响跟踪制导的精度和伺服系统的快速调转特性。而快速调转特性与系统的反应时间有关,直接影响武器系统的性能。雷达伺服系统性能测试的主要内容如下。

1) 雷达转塔的控制特性测试

雷达方位伺服控制能力的检查方法是:先通过计算机向雷达转塔发出调转命

令,包括转塔的转速 $\dot{\beta}$ 和调转的范围 β_0 ,然后通过内部计时系统的计时器记录从发出命令起到调转到位为止的时间 T 。如果测量的时间 $T \leq T_0$,则认为转塔的控制特性合格。这里 T_0 是系统允许的调转到位的时间,例如1.5s。

2) 角编码器的精度特性测试

跟踪制导雷达的角编码器是读取雷达天线指向的设备。当目标指示雷达向跟踪制导雷达发出目标位置信息后,跟踪制导雷达需要立即调转天线指向目标。角编码器的性能不好将会直接降低调转到位的精度,使系统截获目标失败,因此必须测试角编码器的性能。测试方法是:首先由计算机发出转塔转动的命令,然后通过输入、输出装置实时采集角编码器的输出字,判断角位移的变化值。测试时,由计算机控制转塔转动速度,要求转塔方位的转动范围必须大于 360° ,俯仰的转动范围必须达到雷达要求的工作范围,以免造成某些方向上的漏检。如果角度转动的位移量在一个采样周期内大于规定值,则认为编码器的性能不合格。为了防止由于随机干扰产生的误判,测试程序规定,在测试中至少有10次位移量大于规定值时,才认为编码器的性能不合格。

3) 雷达转塔的速度特性测试

雷达转塔伺服控制系统的速度特性影响系统的快速调转能力和跟踪精度,它是系统的一项重要指标,因此必须仔细测试转塔的速度特性。速度特性的测试需要在两种状态(高速状态和低速状态)下由计算机控制完成。计算机同时发出使转塔在方位和俯仰上运动的控制命令,然后定时采样转塔方位的角编码器输出值,如果两次采样的方位角编码器的值为 β_1 和 β_2 ,那么转塔方位运动的角速度为

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_2 - \beta_1}{T} \quad (8.1)$$

式中, T 为采样时间(s)。

转塔运动速度的测试必须在正、反两种运动状态下进行,以便检查转塔性能在正方向和反方向运动时是否对称。测试结果的容差范围根据系统的要求来决定,例如,计算机自动判别转塔在最大转速时允许的容差范围为 $\pm 0.1\beta_{\max}$ 。

4) 伺服系统的瞬态控制特性测试

伺服系统的瞬态控制特性测试的目的是,检查伺服系统在闭环控制过程中的上升时间、超调量和振荡次数是否满足系统的要求。对于典型的低空近程防空导弹武器系统,要求过渡过程的时间不大于1.5s,超调量应小于30%,振荡次数小于1次。在进行该项目测试时,首先将雷达天线调转到标校信号源的方向上,然后由雷达回波模拟器产生目标回波,操作人员锁定信号源的雷达模拟回波后,将雷达天线转动到方位角偏离5mrad的位置闭合角跟踪回路,最后数据录取设备记录下伺服系统的全部闭合过程,得到如图8.1所示的伺服系统的瞬态响应特性。

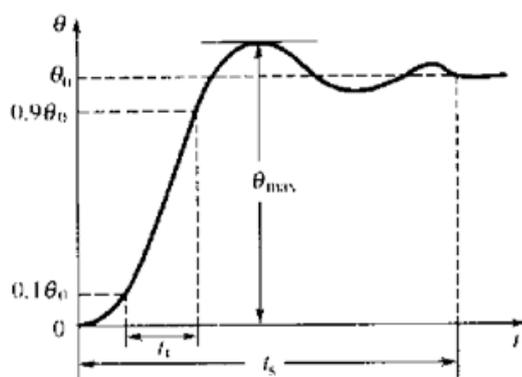


图 8.1 伺服系统的瞬态响应特性

图中, t_r 为上升时间, 对应于过渡过程中由 $0.1\theta_0$ 上升到 $0.9\theta_0$ 的时间, t_s 是过渡过程的时间, θ_0 是规定的调整到位的角度, 超调量可通过 $(\theta_{\max} - \theta_0) / \theta_0$ 计算。

2. 距离跟踪系统的性能测试

在雷达的工作过程中, 跟踪制导雷达的距离跟踪系统完成对目标和导弹的距离测量, 当距离通道确认目标存在并转入距离跟踪后, 雷达的角度伺服控制系统才进入角度回路的闭合状态。当存在强的点杂波干扰时, 要求距离跟踪系统转入记忆跟踪状态, 以避免强杂波的位置, 保持跟踪的稳定。距离跟踪系统的性能测试包括对截获、跟踪和记忆跟踪能力的检查。距离跟踪系统的性能测试需要目标-导弹模拟器协同工作, 通过专用的测试软件完成对各项性能的检测。

1) “距离波门”位置控制的测试

“距离波门”位置控制的错误会使雷达不能截获目标。“距离波门”位置控制的测试方法是: 先通过计算机向测距组合发出控制“距离波门”运动的数据, 经 D/A 转换电路变为相应的距离电压, 然后比较测距机的输出距离电压(通过 A/D 转换)和计算机给出的控制电压, 检查输入与输出数据之差。如果两者之差超过了规定的数值, 则表明“距离波门”位置控制不正确。

2) 距离输出线性度和斜率的测试

采用模拟式测距的跟踪制导雷达系统, 用输出电压代表目标的距离。在这种情况下, 距离电压的线性度和斜率将影响输出距离的准确性, 对测距精度有很大的影响, 因此, 必须对目标和导弹的距离电压的线性度和斜率进行测量。可以通过计算机利用专用程序来测试目标和导弹测距机的距离电压线性度。距离电压线性度的测试方法是: 通过计算机向测距系统依次发出一组控制“距离波门”移动的命令, 使“距离波门”由雷达的最小作用距离向最大作用距离运动, 每次移动的步长相等, 步长可根据需要来选择; 每输入一个指定的距离, 测距系统就有一个输出距离值与其对应, 计算输出距离的差分。如果差分为常数且与输入的增量相等, 则认为测距

系统的线性度和斜率均满足要求。

3) 目标、导弹回波距离零点的测试

距离零点测试的目的是检查目标和导弹测距系统的零距离是否相等。对于采用指令制导的跟踪制导雷达,目标与导弹之间的相对距离常作为发出导弹引信解锁指令和自毁指令的判据。如果目标与导弹的相对距离之间存在系统误差,将导致发出解锁指令和自毁指令提前或滞后,使导弹不能有效地摧毁目标。因此,检查目标与导弹测距系统的零距离位置是否相同是十分重要的。测试目标和导弹的零距离要利用目标-导弹模拟器来进行,计算机向目标-导弹模拟器发出产生固定目标模拟回波和导弹模拟回波的命令,测距系统分别锁定目标和导弹的回波,然后检查测距系统的输出是否与给定值相符(误差必须小于一个距离量化单位),如果不相符则认为距离零点不满足要求。在设置导弹距离时应考虑到导弹上应答机的时间延迟的影响,如果应答机的时间延迟为 τ_{md} ,那么在设置导弹的模拟回波距离时应满足

$$R_M = R_T - c\tau_{md}/2$$

式中, R_M 是导弹模拟回波距离, R_T 是目标模拟回波距离, c 是真空中光速, τ_{md} 是应答机的时延。

4) 对目标、导弹的动态跟踪性能的测试

该项测试检查测距系统截获、跟踪快速目标的能力。测试需利用目标-导弹模拟器配合完成,首先将“目标”回波设置在最远距离,然后使回波以速度 v 运动(运动速度 v 可根据需要设置),当回波到达“距离波门”所在的位置时,测距电路应能够及时锁定回波并立刻转入跟踪状态。导弹测距系统的测试过程与上面相同,但是导弹模拟回波运动的速度应按实际导弹的运动速度设置。

5) 导弹波门加速度的调整

为了保证跟踪制导雷达可靠地截获导弹,在一些系统中采用导弹“距离波门”滑动的办法,即当导弹离开发射架的一瞬间,发出一个信号,用此信号来启动导弹测距系统的“距离波门”,使其按匀加速运动的规律追赶导弹。在这种情况下,使导弹“距离波门”运动的加速度与导弹运动的加速度相匹配十分重要,否则将使截获导弹困难从而导致制导失败。该测试利用目标-导弹模拟器进行,计算机控制模拟器产生目标回波,然后操作员调整距离波门锁定目标;等稳定跟踪后进行模拟“导弹”发射,导弹模拟器产生的“导弹”回波开始运动,然后计算机通过测试软件测量“导弹”回波到达目标模拟回波位置所需的时间。如果“导弹”回波到达目标模拟回波位置的时间与规定的时间不符合,则说明波门运动的加速度不对,时间过短说明波门加速度过大,时间过长说明波门加速度过小。通过这种方法反复地调整波门加速度,直至达到规定值为止。

2. 雷达距离零点的标定

雷达距离零点标定的主要目的是消除雷达中电子设备在信号传输过程中产生的附加时间延迟对距离测量精确度的影响。雷达距离测量的零点标定需要使用专门的雷达距离测量靶标,靶标一般选用角形反射器制作,其等效反射面积需要根据制导雷达的工作频段和威力来决定。一个边长为 a 的三角形反射器的等效反射面积为 $\sigma = 4\pi(0.289a^2)^2/\lambda^2$, λ 为雷达的工作波长。

雷达距离测量用的靶标安装在雷达的视线距离以内,考虑到地球曲率的影响,最远的视线距离 R 与雷达的架设高度 H_1 和靶标的安装高度 H_2 有关,即 $R = 3.2(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2})$,式中的单位是 km。雷达与靶标之间的地势要平坦,无障碍物,靶标周围无大的散射物体。

雷达的坐标原点和距离测量靶标安装地点的坐标要经过大地测量定位,为了保证标定的精确度,大地测量精度应小于 $1/3$ 雷达测距误差。标定时,雷达要多次对靶标进行测距,通过计算统计平均的方法得出精确的距离值。雷达测量的靶标距离与大地测量的靶标距离之间的差值为 $\overline{\Delta R} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (R_i - R_0)$,其中 R_i 为雷达第 i 次测量到的距离, R_0 为大地测量的距离。经过标定后,雷达测量到的目标距离为 $R_T = R_0 + \overline{\Delta R}$,式中 R_T 的标定精度可通过统计学的 t 检验来估计,其具体方法见第5章 5.2.3 节。

8.2.3 角跟踪系统的性能测试

跟踪制导雷达的测角精度直接影响到拦截目标的命中率。在指令制导系统中,目标与导弹的相对角偏差是通过测量导弹偏离波束中心的位移来确定的,而偏移角度可以通过单脉冲接收机输出的角误差电压来估计,因此必须检查角误差电压的斜率是否合格。此外,雷达跟踪目标的精度也直接影响到估计导弹偏离波束中心的位移的精度,因此还需要通过标校塔对雷达测角精度进行检验。

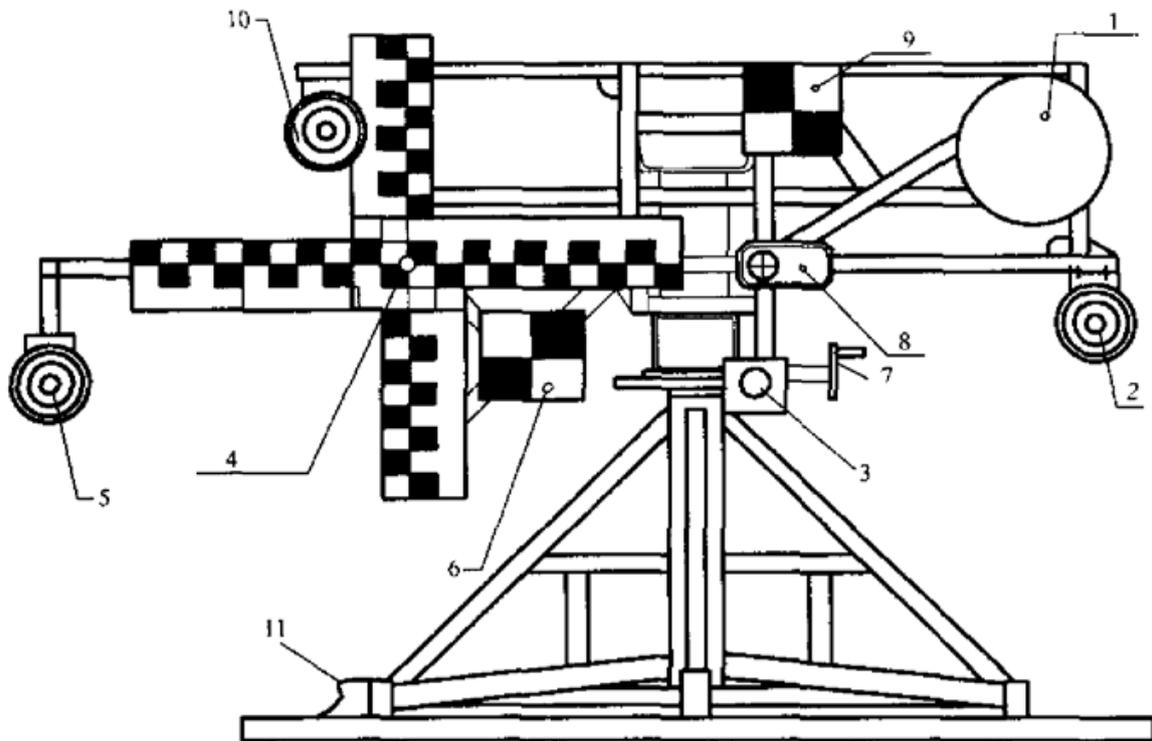
制导雷达的测角精度测试必须在外场进行,试验时将能够产生目标和导弹模拟回波的微波信号源架设在塔上,雷达与微波信号源的距离应处于天线场的远场区。天线场的远场距离满足 $L \geq D^2/\lambda$,其中 D 是雷达天线的直径, L 是雷达天线与标校塔之间的距离, λ 是雷达工作波长。

试验场地应选择视野开阔、无遮挡的地面上,微波源架设的高度应使雷达天线有一定的仰角,以尽可能地减小地面反射的影响,最低仰角 E_{\min} 应不小于两倍雷达天线半功率点的波束宽度。测试时,由雷达定时器控制微波信号源输出模拟目

标和导弹的回波,并保持严格的时序关系。雷达的角跟踪系统性能测试是在计算机的控制下完成的,通过专门的测试程序锁定目标回波后,立即闭合角跟踪回路跟踪“目标”的回波。为使测量更接近真实的情况,要根据不同的要求调整模拟信号源的输出幅度,一般情况下,控制信噪比在 20dB 左右。跟踪精度由计算机录取后判断是否满足要求。

对于单脉冲制导雷达,导弹偏离雷达波束中心的角位移是通过接收机输出的角误差电压来估计的。当偏差量较小时(一般情况小于 1/3 波束宽),角误差曲线可用直线来表示,即 $U = k\epsilon$, 其中 U 为误差电压(V), k 为误差曲线的斜率(V/mrad), ϵ 为偏离单脉冲天线中心的角度(mrad)。

通过专门的目标-导弹模拟信号源来标定导弹的角误差曲线的斜率。目标-导弹信号源是一种能产生目标和导弹模拟回波的设备。图 8.3 所示为信号源标校装置的示意图。光学“十字标”与中心辐射喇叭的位置,和安置在雷达天线上的电视摄像头(或光学望远镜)与雷达天线的位置相同,这样才能保证光轴与电轴保持平行。中心辐射喇叭与偏置天线间的位置关系由要模拟的目标与导弹的相对偏差角度决定。



1—Ku/Ka抛物面中心天线 2—红外位标器红外灯 3—偏置喇叭天线 4—电视灯 5—红外跟踪器偏置灯
6—发射架光标 7—方位调节装置 8—指令喇叭天线 9—指向器光标 10—红外跟踪器中心灯 11—接地线

图 8.3 信号源标校装置的示意图

当雷达跟踪中心喇叭时,要求模拟导弹位置的天线处在跟踪雷达波束的主平

面内。当要模拟导弹偏离目标的角度为 3 mrad 时,偏置喇叭与中心天线的相对位置可根据雷达与标校塔之间的水平距离和误差曲线的斜率来计算,如果雷达与标校塔上中心天线之间的距离为 100 m,则偏置喇叭的位置应在距离中心喇叭 30 cm 的地方。

在微波信号源中有一个电子开关,用来控制目标信号和导弹信号是由中心喇叭输出还是由偏置喇叭输出。当雷达锁定中心天线发出的“目标”信号和偏置天线发出的“导弹”回波后,就能测量到导弹偏离目标 3 mrad 时的角误差电压 U ,通过这种方法来定标导弹通道的角误差斜率。为了保证标定的正确性,必须仔细地对准信号源和标校塔与雷达之间的距离。标定必须在目标和导弹的所有工作频率上反复进行,直到达到规定的容差范围为止。

在利用单脉冲方法测角的跟踪制导雷达系统中,相对角度偏差的测量精度要求为

$$U = \pm \left(|\delta\epsilon_0| \pm \frac{\Delta k}{k} |\epsilon| \right) \quad (8.2)$$

式中, ϵ 是偏离波束中心的角度(mrad), $\delta\epsilon_0$ 是零点漂移的误差角度(mrad), $\Delta k/k$ 是斜率误差。

由于单脉冲天线馈电系统的幅度、相位不平衡和接收机和、差通道间的幅度、相位不平衡,将会产生雷达跟踪轴零点的漂移和斜率变化。为保证系统有足够的制导精度,必须对相对角度偏差的测量精度进行检查,检查须在天线的两个主平面 E 和 H 内进行, E 面是天线电场矢量所在平面, H 面是天线磁场矢量所在平面。

测试时,雷达先跟踪中心喇叭发出的模拟“目标”回波,闭合测角回路后,测试程序发出控制天线在 E 面(或 H 面)偏移的命令,实际上就是给伺服系统加上一个偏置电压,然后中心喇叭顺序发出“目标”和“导弹”回波,计算机录取目标、导弹相对角度偏差数据,经过处理后即可得到相对角度偏差的测量精度。

例如,制导雷达在不同工作频率下相对角度偏差的测量精度标准为 $U = \pm(0.2 \pm 0.1|\epsilon|)$ 。试验时,分别将雷达波束中心位置调到 $\epsilon = \pm 5\text{mrad}$, $\pm 4\text{mrad}$, $\pm 3\text{mrad}$, $\pm 2\text{mrad}$, $\pm 1\text{mrad}$, 0mrad 的方向上,由计算机采集误差电压的数据并与标准值进行比较。当采集到的角误差电压值不超过表 8.2 所示的规定范围时,则认为测试结果满足要求。

表 8.2 误差电压和偏离波束中心角度的关系

误差电压(V)	0	± 1	± 2	± 3	± 4	± 5
偏离波束中心角度 (mrad)	± 0.2	1 ± 0.3	2 ± 0.4	3 ± 0.5	4 ± 0.6	5 ± 0.7

角跟踪系统的性能测试还包括对角误差曲线(S曲线)最大输出电压的检查,该数值对于雷达截获导弹是十分重要的,测试通过专用的测试程序完成。计算机控制雷达波束偏移到天线主平面(E 或 H)的一端,最大偏移量通常选择等于雷达波束的宽度,然后控制波束移动到另一端,全部波束的运动范围为 $\pm\theta_{\max}$,其中 $\theta_{\max}=\theta_{3A}$, θ_{3A} 是雷达天线在方位上的半功率点的波束宽度,最后记录接收机角误差通道输出的电压,就可以得到S曲线的最大输出电压。

8.2.4 控制指令的测试

控制指令是否正确影响到导弹是否能正常飞行,因此检查控制指令十分重要。控制指令检查的内容包括指令的极性、偏航和俯仰指令的大小、引信的解锁指令和自毁指令。测试时,通过目标-导弹模拟器和微波信号源发射目标、导弹的模拟回波,先让雷达跟踪“目标”,然后发射“导弹”;通过偏置天线模拟导弹偏离波束轴线的位置,根据偏角的大小和“导弹”的距离,计算机输出对应的控制指令;指令编码由遥控指令发射机发射到导弹上,接收机进行指令解码后,给出相应的数值。跟踪制导雷达通常都配置有专门的测试软件,用来检查控制指令传输的正确性。

8.2.5 数据传输系统的性能检查

中近程防空导弹武器系统的地面设备通常由一部目标指示雷达和几部跟踪制导雷达组成。目标指示雷达发现目标后建立目标航迹,如果确认为危险目标就将需要拦截的目标分配给对应的跟踪制导雷达,跟踪制导雷达根据目标指示雷达给出的目标坐标参数(距离、方位角和速度)快速地截获并跟踪目标。因此,雷达系统中数据传输的正确与否直接影响到能否快速截获目标。数据传输系统的测试内容包括检查同步信号、逻辑电路和数据是否正确等。雷达系统通常配有专门的测试软件来检查数据传输系统。

8.2.6 红外位标器的性能测试

红外位标器是一种红外光学测量装置。中近程防空导弹武器系统的跟踪制导雷达常采用红外位标器测量导弹在最初飞行阶段的位置,完成对导弹的初制导任务。红外位标器安装在雷达天线座上,以保证将导弹正确地引入雷达波束。红外位标器的光轴应与雷达跟踪天线的电轴相匹配,检验雷达电轴与红外光轴一致性的方法是:通过专门的测试程序使雷达天线按特定的扫描方式运动,红外位标器设在标校塔的红外光源的位置,比较红外输出数据与雷达角度码盘的输出数据,以此检验雷达电轴与红外光轴是否匹配。除了测试轴的位置外,还要测试红外位标器

的虚警率和漏警率等性能,以确保初制导正常进行。

8.2.7 其他辅助功能的测试

除了上述各项测试外,还需要对其他辅助设备进行一次补充测试,例如指挥控制台上的按键功能测试、故障指示灯的测试等。通过这些测试及时准确地对设备故障定位,保证制导雷达系统的性能满足预定的要求。

8.3 精度检验飞行试验

8.3.1 雷达威力检查

在进行精度检验飞行试验之前必须对跟踪制导雷达的威力和设备状态进行检查,通常采用跟踪标准金属球的办法检验雷达的威力和跟踪精度。由于标准金属球的对称性,雷达反射回波信号十分稳定,如果雷达跟踪锁定目标后信噪比大于30 dB,那么就可以认为跟踪精度基本上代表了雷达的设备误差。当采用金属球来标定雷达的威力和精度时,为了减小雷达反射回波信号的起伏,金属球的直径应满足 $D \geq 10\lambda$,其中 D 是金属球的直径, λ 是工作波长。当满足上述条件时,雷达目标的散射截面为

$$\sigma = \frac{\pi}{4} D^2$$

试验时,利用氢气球吊挂金属球将其升到足够的高度,从而使雷达工作在较高的仰角位置,尽量降低多路径的影响。由于氢气球本身也能反射雷达电磁波,为了避免氢气球与金属球的回波相干后产生的回波信号起伏使标定不准确,氢气球与金属球之间应保持足够远的距离。例如,如果氢气球与雷达的距离 $R=1000\text{ m}$,雷达的半功率点波束宽度 $\theta_{3A}=20\text{ mrad}$,那么氢气球与金属球的吊挂距离应为

$$R\theta_{3A} \geq 1000 \times 20 \times 10^{-3} = 20\text{ m}$$

这样做可以保证气球的反射回波不会落入雷达的主波束宽度之内,从而保证标定的准确性。为了尽可能地降低地面反射的影响,气球对应的仰角应比半功率点波束宽度大5~6倍以上。放飞气球应选择在较好的气象条件下进行,否则气球将难以达到预定的高度。

当雷达跟踪到金属球后,只要测试得到信噪比SNR,并记录下到金属球的距离 R ,就可由雷达方程计算出雷达的威力系数为

$$10\log_{10} \mathfrak{R}_0 = 10\log_{10} \text{SNR} + 40\log_{10} R$$

为得到较好的检验效果,可用专门设计的雷达定标球。这种定标球将金属球

与气球做成一体,金属球放置在气球的中心,可以保证放飞后气球与金属球同心,但这种定标球的价格比较昂贵。

8.3.2 跟踪典型目标的精度检验飞行试验

为了全面地检验跟踪制导雷达的性能,除了进行以上试验外,还要进行对典型目标的动态跟踪试验。动态跟踪试验能检验雷达对远距离目标的跟踪精度和近距离目标角噪声对雷达性能的影响。雷达动态跟踪试验需要有专门的飞机配合进行,并要有足够的飞行次数,需要花费较多的费用和时间,因此必须周密细致地设计试验方案。

1. 试验场地的选择

精度检验飞行试验的场地应选择在平坦的地面上。因为障碍物的遮蔽对低空目标的发现距离有很大的影响,所以选择试验场地时,在航线方向上不能有较大的遮蔽角,遮蔽角可用光学经纬仪测量。当试验在有遮蔽的地形上进行时,为防止遮蔽物对跟踪精度的影响,雷达工作的最低仰角应满足

$$E_{\min} \geq E_y + 1.5\theta_{3F} \quad (8.3)$$

式中, E_y 是遮蔽角, θ_{3F} 是天线仰角方向上的波束宽度。飞机的最低飞行高度应满足

$$H_{\min} \geq R_F \sin E_{\min} \quad (8.4)$$

式中, R_F 是最远作用距离。假设 $E_y = 1^\circ$, $\theta_{3E} = 1^\circ$, $R_F = 20 \text{ km}$, 则飞机的最低飞行高度为

$$H_{\min} \geq 20 \times 10^3 \times \sin 2.5^\circ \approx 872 \text{ m}$$

2. 典型目标的选择

目标特性(如雷达目标的散射截面、统计分布、幅度噪声起伏谱密度和角噪声起伏谱密度等)与雷达系统的检测性能和跟踪精度有十分密切的关系。特别是在近距离的情况下,目标的角噪声是使雷达测量精度变坏的主要因素。产生角噪声的原因是等效散射相位中心的闪烁效应,它和目标的几何尺寸、飞行速度、电波的极化方向、飞行航向(与雷达站的航路捷径)等因素有关。一般来说,大型飞机比小型飞机的角噪声大,飞行速度越快,角噪声的频谱越宽。典型的角噪声起伏频谱为

$$W(f) = \frac{W_0 f_0^2}{f_0^2 + f^2}, \quad f_0 = \frac{2\omega_A L_r}{\lambda}$$

式中, W_0 是零频处角噪声谱密度, ω_A 是目标方位角的角速度, L_r 是目标相对于雷达视线的横向尺寸, λ 是雷达工作波长。

由式(5.53)有 $W_0 = 2\sigma_7^2/(\pi f_d)$, 又 $\sigma_7 = (0.2 \sim 0.4)L_r/R$, 所以有

$$W_0 \approx \frac{(0.04 \sim 0.16)\lambda L_r}{\pi\omega_A R^2}$$

为了消除距离的影响,角噪声谱密度也可以表示为

$$W_0 R^2 \approx \frac{(0.04 \sim 0.16)\lambda L_r}{\pi\omega_A}$$

3. 航迹的选择

为了有效地检验雷达的跟踪精度,一般选择等高度的直线运动航迹。雷达精度检验飞行所用的飞机称为“目标机”,目标机的飞行高度主要根据武器系统的作战空域和飞行安全决定。一般的超低空防空导弹武器系统的作战高度为 50~3000 m,考虑到既要满足作战高度又要使飞行架次太多而增加试验费用,一般飞行高度可选择为 100 m, 500 m, 1500 m 和 3000 m。当选取最低飞行高度时,要考虑到飞行的安全性。飞行的最远距离和最近距离由雷达的最大发现距离和最小距离决定,在高空飞行时还要受到天线工作范围的限制。为了最大限度地考核雷达的动态跟踪性能,应尽可能选择大的飞行速度和小的航路捷径,但最小航路捷径受到雷达仰角工作的上限和飞行高度的限制,即

$$P_{\min} \geq \frac{H}{\tan E_{\max}}$$

式中, P_{\min} 是最小航路捷径, H 是目标高度, E_{\max} 是雷达天线仰角工作的上限。例如,当目标飞行高度 $H=3000$ m, $E_{\max}=70^\circ$ 时, $P_{\min}=1094$ m。考虑到飞机导航系统的误差为 ± 500 m, 则最小航路捷径应定为 $P_{\min}=1600$ m, 如果目标飞行速度为 400 m/s, 则可达到的最大角速度为 0.25 rad/s。

对于一个等速、等高飞行的目标,可以利用第5章中给出的一组方程描述目标的运动特性,即

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + (Vt)^2 - 2V\sqrt{(R_0^2 - H^2 - P^2)}t}$$

式中, $R(t)$ 是目标至雷达的视线距离, V 是目标的飞行速度, P 是目标相对雷达的航路捷径, H 是目标飞行的高度, R_0 是目标开始向雷达方向飞行的起始距离。

这样,目标相对雷达运动的方位角可以表示为

$$A(t) = \arcsin\left(\frac{P}{\sqrt{R(t)^2 - H^2}}\right)$$

那么,目标相对雷达的方位角角速度 ω_A 可写为

$$\omega_A = \frac{V}{P} \sin^2 A(t)$$

目标相对雷达的方位角角加速度为

$$\frac{d\omega_A}{dt} = 2\left(\frac{V}{\rho}\right)^2 \sin^3 A(t) \cos A(t)$$

目标相对雷达运动的仰角可以表示为

$$E(t) = \arcsin\left(\frac{H}{R(t)}\right)$$

目标相对雷达的仰角角速度 ω_E 可写为

$$\omega_E = \frac{HV}{P^2} \times \frac{\sin^3 A(t) \cos A(t)}{1 + \left(\frac{H}{P}\right)^2 \sin^2 A(t)}$$

目标相对雷达的仰角角加速度为

$$\frac{d\omega_E}{dt} = \frac{HV^2}{P^3} \sin^3 A(t) \frac{2 - 3\sin^2 A(t) - \left(\frac{H}{P}\right)^2 \sin^4 A(t)}{\left[1 + \left(\frac{H}{P}\right)^2 \sin^2 A(t)\right]^2}$$

4. 飞行架次的选择^[1]

由于目标回波的起伏特性不可能是平稳随机过程,而试验结果又要确保有一定的置信度,因此需要较多的试验次数。试验要求的次数和统计检验方法有密切的关系。试验次数增加,费用将随之大幅度地增加,因此研究检验方法就变得十分重要。根据数理统计理论, t 检验法常用于检验系统误差是否满足要求, χ^2 检验法用来检验系统方差是否满足要求。由统计方法可知, t 检验法所需的试验样本数 n 为

$$n = 1 + \frac{s^2}{\Delta^2} t_{n-1}^2(\alpha) \quad (8.5)$$

式中, s^2 是总体的方差,当 n 足够大时, $s^2 = \sigma^2$, σ 是误差的均方根值; Δ^2 是估计精度或误差精度。

当给定置信度 α 且试验样本数 n 足够大时,由 t 分布表就可以求得 t_{n-1} 。例如,当 $\alpha \leq 0.05, n \geq 30$ 时, $t_{n-1}(0.05) \approx 2$,代入式(8.5)中可以得到近似公式

$$n \approx 1 + 4 \frac{s^2}{\Delta^2} \quad (8.6)$$

如果 $n < 30$,则需要用逐步迭代的办法来确定子样数 n 的大小。在实际工作中,可以先给定 s 和 Δ 的值,按式(8.6)求得 n ,如果 $n > 30$,则 n 就作为需要的子样数(检验次数)。如果 $n < 30$,则需要根据求出的 n 查 t 分布表求得 $t_{n-1}(\alpha)$ 的值,然后代入式(8.6)中计算 n 并重新查表,直到迭代后的 n 值和前一次计算的结果相差不大为止,计算出来的 n 值应大于 5。

例如,求需要多少次试验才能检验制导雷达的跟踪精度是否满足 $\sigma \leq 0.2 \text{ mrad}$ 的要求。当给定置信水平为 0.95 时,选取置信区间的长度为 $\Delta = 0.1 \text{ mrad}$,令 $s \approx \sigma$,

那么迭代计算的过程是:先计算 $n_0 \approx 1 + 4 \times s^2 / \Delta^2 = 17$, 由于计算结果 $n < 30$, 查 t 分布表得 $t_{17-1}(0.05) \approx 2.12$; 然后计算新的 n 为 $n_1 \approx 1 + 2.12^2 \times 0.04 / 0.01 \approx 18.9$, 取 $n = 19$, 再查 t 分布表得 $t_{19-1}(0.05) \approx 2.101$; 再计算 n 得 $n_2 \approx 1 + 2.101^2 \times 0.04 / 0.01 \approx 18.7$, 与上次计算结果基本一致, 故选择试验次数为 19 次。

制导雷达精度检验飞行所需的架次也可以根据军用地面雷达通用规范 (GJB74A-1998) 建议的检飞架次计算公式求得。在某一高度上所需的检飞架次为

$$F_N = \frac{NVT}{3600 \times \Delta R} \quad (8.7)$$

式中, N 是距离取样间隔内的观测点数, V 是目标相对于雷达的运动速度 (km/h), T 是观测周期 (s), ΔR 是距离取样间隔 (km)。总的检飞架次是所有高度上的检飞架次之和。对于中远程制导雷达, ΔR 可选为 10 km, 对于中近程制导雷达, ΔR 可选为 0.5~1 km。距离取样间隔内所需的观测点数可由式 (8.5) 得到, 当给定置信概率为 0.95, $n \geq 30$ 时, 查 t 分布表有 $t_{30-1}(0.05) \approx 2.042$, 所以得到 $n \approx 1 + 2.042^2 \times s^2 / \Delta^2$; 如果再选取置信区间的长度 $\Delta = 0.1$ mrad, 并令 $s \approx \sigma = 0.2$ mrad, 则 $N = n \approx 18$ 。

如果目标机的飞行速度为 720 km/h, 制导雷达的数据率为 20 s^{-1} , 距离取样间隔 ΔR 为 0.5 km, 则 $F_N \approx \frac{18 \times 720 \times 1}{3600 \times 0.5} \approx 7$ 。这样, 当目标机在同一高度可往返飞行 3~4 次时, 在同一个高度上所需检飞架次为 2; 如果要在 3 种高度上飞行, 则至少需要 6 架次。

5. 数据录取

数据录取设备通过雷达接口匹配电路将录取的试验数据记录在磁盘上, 对于每一组录取的数据都应打上相应的时间标记。时间的零时刻信号应与其他相关的测量设备同步, 如果试验是在专门的靶场进行的, 那么时统信号将由靶场的时统设备给出, 这样做的目的是使雷达测量数据严格与其他光学测量设备同步, 以确保数据处理的正确性。有时对一些被检雷达, 除录取数字信号外, 还需要通过磁带记录仪或笔记录仪录取模拟信号。和数字信号相比, 模拟信号具有十分直观的特点。雷达的精度检验飞行试验通常录取的信息有:

- (1) 目标距离;
- (2) 雷达的方位角码盘输出;
- (3) 雷达的仰角码盘输出;
- (4) 信噪比;

- (5) 角跟踪器误差电压(方位、俯仰)
- (6) 目标、导弹相对角度偏差电压(方位、俯仰)；
- (7) 导弹距离；
- (8) 状态控制字；
- (9) 遥控发射指令；
- (10) 目标指示雷达发送的目标指示字(包括目标的距离、方位、径向速度和方位角速度)。

8.3.3 跟踪制导雷达的精度检验飞行试验

1. 精度检验飞行试验的内容

跟踪制导雷达精度检验飞行试验项目是根据雷达的技术条件来确定的。一般情况下,试验内容包括如下几项。

1) 目标指示精度

对于由一部目标指示雷达和几部跟踪制导雷达组成的防空导弹武器系统,必须检验其目标指示雷达的目标指示精度。目标指示精度主要包括目标指示雷达的测量精度、坐标转换误差和雷达之间的互相瞄准误差等。指示精度有误差将使跟踪制导雷达截获目标变得困难,增加搜索时间而使系统反应时间延长。一般来说,跟踪制导雷达的测量精度要比目标指示雷达的精度高几倍(至少在3~5倍以上),所以可以利用跟踪制导雷达的测量结果来检验目标指示雷达的精度。

2) 最大截获距离和最大跟踪距离

当目标指示雷达给出目标位置后,跟踪制导雷达完成对目标的截获和跟踪,通过多次试验统计可以得到最大截获距离和最大跟踪距离。也可利用目标背离的航线获得最大跟踪距离,但这时要扣除目标趋进和背离雷达方向时的雷达散射截面不一致的影响。

3) 绝对坐标测量精度

跟踪制导雷达对目标实现稳定跟踪后,记录雷达输出的目标轨迹参数,包括距离、方位角和仰角等。通过与基准测量设备测量的目标轨迹参数相比较,来检验雷达的绝对坐标测量精度。选用的基准测量设备的测量精度至少要比被测雷达的测量精度高2~3倍,才能得出正确的结果。

4) 相对精度检验

在指令制导系统中,导弹的位置是以目标的位置为参考得到的,导弹相对于目标位置的测量精度称为相对精度。检验相对精度时需要在飞机上安装应答机,雷达同时接收飞机的反射回波和应答信号,通过测量目标与导弹的相对偏差值来检

验相对精度。由于应答机天线的安装位置不可能和飞机的散射中心重合,因此会产生系统偏差。系统偏差的大小和应答机天线的安装位置有关,而且随距离变化,特别是在近距离上误差较大,所以在进行误差处理时应该考虑将它排除。

5) 遥控指令的传输距离

通过发送询问指令和接收应答回波,来检验指令的最大传输距离是否满足设计要求。

6) 对目标的分辨能力

通过跟踪编队目标,记录回波的特征来检验雷达的分辨率。

7) 飞行打靶试验

跟踪制导雷达通过在靶场进行实弹射击试验可以全面地考核雷达的性能。通常实弹射击试验所用的实体目标有携带角反射器的伞靶、无线控制航模靶机和高空或低空的无线控制靶机等。通过多次实弹靶试(射击实体目标)统计拦截试验的结果以考核系统的整体性能。靶场飞行试验所需的费用和试验规模是十分可观的,因此试验前必须充分准备,确保试验成功。

2. 精度检验飞行试验的方法

为了获得被检雷达的测量精度,必须要有一个可比较的标准设备作为参考。参考设备的精度应比被测设备高 2~3 倍,只有这样才能保证测量结果的置信度。比对法测量的原理如图 8.4 所示,参考设备可根据具体的试验状态来选择。

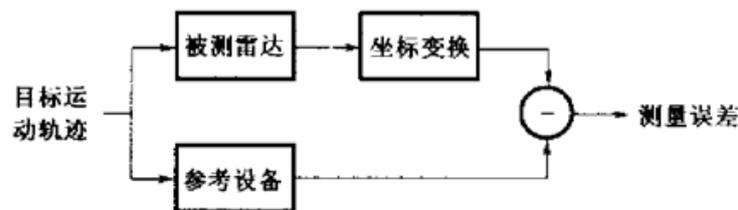


图 8.4 比对法精度测量原理图

例如,在中近程防空导弹武器系统中,要检验目标指示雷达的精度,可以选择跟踪制导雷达作为比对的标准。在用比对法检验被测雷达的精度时,由于参考设备和被测雷达观测的是同一目标,因此将它们各自的测量数据在同一坐标系中相减,就可得到被测雷达的精度。比对法得到的被测雷达精度包括了系统误差和随机误差两部分,通过数据处理的方法可以将它们区分开。近年来,卫星定位技术已获得了广泛的应用,在雷达精度检验飞行试验中可以选择卫星定位数据作为比对的标准。在用来检验的目标机上安装一台 GPS 接收机,通过卫星定位得到飞机的实际位置,该数据通过数据传输系统下载到地面被测雷达所在地,经过坐标变换与

比较就能获得被测雷达的精度。

8.3.4 跟踪制导雷达试验的数据处理

试验数据处理的目的是提取各种误差,通过统计检验评估雷达的性能,下面介绍一些主要的雷达测量精度评估方法。

1. 最小二乘法

最小二乘法是一种常用的试验数据处理方法。利用最小二乘法可以拟合目标飞行航迹,分离出随机误差,对雷达测量精度进行评估。由于雷达精度检验飞行试验的航线是等速、等高运动的直线航迹(见图 8.5),因此采用最小二乘法更为方便。在进行处理前,应将采用球坐标系的雷达测量数据变为直角坐标系数据,以便简化拟合方程。坐标变换的关系为

$$\begin{aligned} X &= R \cos E \cos A \\ Y &= R \cos E \sin A \\ Z &= R \sin E \end{aligned} \quad (8.8)$$

式中, R 是雷达目标的距离, E 是雷达目标的仰角, A 是雷达目标的方位角。

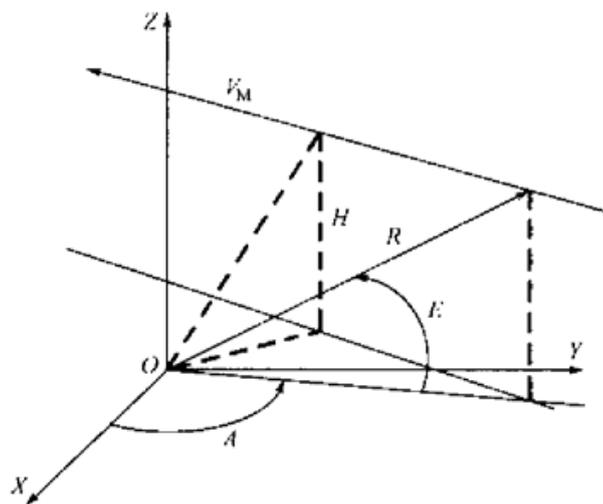


图 8.5 目标等速、等高运动的直线航迹示意图

采用法化正交多项式对目标的航迹进行拟合,可以得到当存在测量误差时目标运动的轨迹方程,并可由它估计跟踪精度。利用法化正交多项式对目标航迹进行拟合后的轨迹方程为

$$\begin{aligned} X_0(i) &= \hat{a}_0 \xi_0 + \hat{a}_1 \xi_1(i) + \hat{a}_2 \xi_2(i) + \dots \\ Y_0(i) &= \hat{b}_0 \xi_0 + \hat{b}_1 \xi_1(i) + \hat{b}_2 \xi_2(i) + \dots \\ Z_0(i) &= \hat{c}_0 \xi_0 + \hat{c}_1 \xi_1(i) + \hat{c}_2 \xi_2(i) + \dots \end{aligned} \quad (8.9)$$

式中, $\xi_r(i)$ 是 r 阶正交多项式, $\hat{a}_0, \hat{b}_0, \hat{c}_0$ 为位置平滑系数; $\hat{a}_1, \hat{b}_1, \hat{c}_1$ 为速度平滑系数, 是目标在 X, Y, Z 方向上运动的速度; $\hat{a}_2, \hat{b}_2, \hat{c}_2$ 为加速度平滑系数, 是目标在 X, Y, Z 方向上运动的加速度。

r 阶正交多项式的递推公式为

$$\xi_{r+1}(i) = \frac{\left(i - \frac{n+1}{2}\right)\xi_r(i) - \frac{r^2(n^2 - r^2)}{4(r^2 - 1)}\xi_{r-1}(i)}{\sqrt{S(r, n)}} \quad (8.10)$$

$$S(r, n) = \frac{(r!)^2 \prod_{i=r}^n (n+i)}{(2r)!(2r+1)!}$$

式中, r 是正交多项式的阶数, n 是用于拟合的数据总数。

当利用上述递推公式求高阶正交多项式时, 首先要知道零阶正交多项式和一阶正交多项式的表达式。零阶正交多项式的表达式为

$$\xi_0 = \frac{1}{\sqrt{S(0, n)}} = \frac{1}{\sqrt{n}}$$

一阶正交多项式的表达式为

$$\xi_1(i) = \frac{i - \frac{n+1}{2}}{\sqrt{S(1, n)}} = \frac{\sqrt{12}\left(i - \frac{n+1}{2}\right)}{\sqrt{n(n^2 - 1)}}$$

利用式(8.10), 令 $r=1$, 可以得到二阶多项式的表达式为

$$\xi_2(i) = \frac{\left(i - \frac{n+1}{2}\right)\xi_1(i) - \frac{n^2 - 1}{12}\xi_0}{\sqrt{S(2, n)}} \quad (8.11)$$

由式(8.11)利用最小二乘法, 可以得到对目标航迹拟合后的轨迹方程中的位置平滑系数、速度平滑系数和加速度平滑系数的表达式为

$$\begin{aligned} \hat{a}_0 &= \sum_{i=1}^n X(i)\xi_0 \\ \hat{a}_1 &= \sum_{i=1}^n X(i)\xi_1(i) \\ \hat{a}_2 &= \sum_{i=1}^n X(i)\xi_2(i) \end{aligned} \quad (8.12)$$

将式(8.12)代入式(8.9)即可得到目标运动的方程。

雷达的跟踪精度可以通过计算残差的平方平均值得到, 即

$$\begin{aligned}\sigma_x^2 &= \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n [X(i) - (\hat{a}_0 \xi_0 + \hat{a}_1 \xi_1(i) + \hat{a}_2 \xi_2(i) + \dots)]^2 \\ \sigma_y^2 &= \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n [Y(i) - (\hat{b}_0 \xi_0 + \hat{b}_1 \xi_1(i) + \hat{b}_2 \xi_2(i) + \dots)]^2 \\ \sigma_z^2 &= \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n [Z(i) - (\hat{c}_0 \xi_0 + \hat{c}_1 \xi_1(i) + \hat{c}_2 \xi_2(i) + \dots)]^2\end{aligned}\quad (8.13)$$

当用上面的方法进行数据平滑处理时,对参加平滑的点数 n 、步长 ΔT 和多项式阶数 r 的选择是很重要的。如果目标运动存在加速度则选取到二阶多项式即可;当 n 较小时,可以近似认为目标运动的轨迹为直线,那么选用一阶多项式即可。采样间隔时间 ΔT 的选择和误差的统计特性有关,应保证误差之间是独立的。为了达到理想的平滑效果,需要通过试验来优化选择以获得最小的残差。

2. 变量差分法

变量差分法是用来从观测数据中分离随机误差的一种方法,美国的白沙导弹靶场在判别测量系统的随机误差时采用这种方法。在利用变量差分法求测量系统的精度时,不需要知道运动轨迹的详细情况,不需要用更高精度的参考仪器作为比较标准,因而这种方法运用起来比较方便。变量差分法原理如下。

假设目标的运动方程为 $X(t), Y(t), Z(t)$, 测量系统的观测数据为 $\hat{X}(i\Delta T), \hat{Y}(i\Delta T), \hat{Z}(i\Delta T)$, 那么离散化后测量系统的观测方程省略了 ΔT , 可表示为

$$\begin{aligned}\hat{X}(i) &= X(i) + N_x(i) \\ \hat{Y}(i) &= Y(i) + N_y(i) \\ \hat{Z}(i) &= Z(i) + N_z(i)\end{aligned}$$

式中, $N_x(i), N_y(i), N_z(i)$ 是服从正态分布且相互独立的随机变量, 它们的均值为 0, 方差分别为 $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ 。

如果目标的运动规律可以用 $p-1$ 阶多项式来表示, 那么对上式两边求 p 阶差分, 可以得到

$$\begin{aligned}\Delta^p \hat{X}(i) &= \Delta^p X(i) + \Delta^p N_x(i) \\ \Delta^p \hat{Y}(i) &= \Delta^p Y(i) + \Delta^p N_y(i) \\ \Delta^p \hat{Z}(i) &= \Delta^p Z(i) + \Delta^p N_z(i)\end{aligned}$$

因为 $p-1$ 阶多项式的 p 阶差分为 0, 即

$$\Delta^p X(i) = 0$$

$$\Delta^p Y(i) = 0$$

$$\Delta^p Z(i) = 0$$

所以有

$$\Delta^p \hat{X}(i) = \Delta^p N_x(i)$$

$$\Delta^p \hat{Y}(i) = \Delta^p N_y(i) \quad (8.14)$$

$$\Delta^p \hat{Z}(i) = \Delta^p N_z(i)$$

对式(8.14)两边平方, 再求平均可得

$$\begin{aligned} \frac{1}{n-p} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [\Delta \hat{X}(i+p-\gamma)]^2 &= \frac{1}{n-p} \sum_{\gamma=p}^{n-p} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [(-1)^p C_p^\gamma N_x(i+p-\gamma)]^2 \\ &= \sum_{\gamma=1}^p (C_p^\gamma)^2 \frac{1}{n-p} \sum_{\gamma=p}^{n-p} N_x^2(i+p-\gamma) = \frac{(2p)!(n-p)!}{(p!)^2} \sigma_x^2 \end{aligned} \quad (8.15)$$

整理后得到测量误差的均方值为

$$\sigma_x^2 = \frac{(p!)^2}{(2p)!(n-p)!} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [\Delta^p \hat{X}(i+p-\gamma)]^2$$

同理, 还可以得到 y 分量和 z 分量的测量误差均方值。于是, 利用式(8.15)就可得到测量误差均方值与误差差分之间的关系式为

$$\begin{aligned} \sigma_x^2 &= \frac{(p!)^2}{(2p)!(n-p)!} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [\Delta^p \hat{X}(i+p-\gamma)]^2 \\ \sigma_y^2 &= \frac{(p!)^2}{(2p)!(n-p)!} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [\Delta^p \hat{Y}(i+p-\gamma)]^2 \\ \sigma_z^2 &= \frac{(p!)^2}{(2p)!(n-p)!} \sum_{\gamma=p}^{n-p} [\Delta^p \hat{Z}(i+p-\gamma)]^2 \end{aligned} \quad (8.16)$$

下面利用录取的飞机航行数据, 通过变量差分法来估计跟踪制导雷达的测量精度。表 8.3 所示为记录的雷达输出数据和变换到 X, Y, Z 坐标系的结果。利用表 8.3 中数据计算得到的 X, Y, Z 的二阶差分值如表 8.4 所示, 将表中数据代入式(8.16)就可以得到测量精度。

表 8.3 雷达输出数据和变换到 X, Y, Z 坐标系的结果

时间 T (s)	距离 R (m)	仰角 E (mrad)	方位角 A (mrad)	X (m)	Y (m)	Z (m)
1	14862	194	2960	13291.49	6628.183	450.4354
2	14666	198	2958	13120.95	6536.545	453.657
3	14510	200	2956	12983.28	6462.897	453.3637
4	14374	202	2954	12863.46	6398.239	452.6041
5	14218	204	2954	12723.73	6328.736	453.122
6	14062	206	2950	12587.91	6251.369	454.5425
7	13906	208	2948	12450.07	6178.065	451.8654
8	13768	210	2946	12328.3	6112.84	451.6814
9	13612	214	2946	12188.36	6043.453	455.0664
10	13476	214	2944	12068.45	5979.301	450.5198
11	13320	218	2942	11930.34	5906.231	453.6248
12	13202	220	2940	11826.36	5850.15	453.7294
13	13046	222	2938	11688.29	5777.308	452.4424
14	12910	224	2938	11566.32	5717.019	451.7578
15	12772	226	2936	11444.32	5652.269	450.9175
16	12616	228	2934	11306.16	5579.637	449.3499
17	12460	232	2932	11167.82	5507.029	451.5761

表 8.4 X, Y, Z 的二阶差分

X	Y	Z	X 二阶差分	Y 二阶差分	Z 二阶差分
13294.49	6628.183	450.4354	—	—	—
13120.95	6536.545	453.657	—	—	—
12983.28	6462.897	453.3637	35.86407	17.98961	-3.51491
12863.46	6398.239	453.6041	17.85496	8.989933	0.533649
12723.73	6328.736	453.122	-19.9159	-4.84427	-0.72239
12587.91	6251.369	452.5425	3.911103	-7.86546	-0.09749
12450.07	6178.065	451.8654	-2.02014	4.064008	-0.09749
12328.3	6112.84	451.6814	16.07482	8.079374	0.493026
12188.36	6043.453	455.0664	-18.1731	-4.16299	3.569006
12068.45	5979.301	450.5198	20.0327	5.235096	-7.93165

续表

X	Y	Z	X二阶差分	Y二阶差分	Z二阶差分
11930.34	5906.231	453.6248	18.2045	-8.9175	7.651634
11826.36	5850.15	453.7294	34.12453	16.98931	-3.00037
11688.29	5777.308	452.4424	-34.0781	-16.7618	-1.39161
11566.32	5717.019	451.7578	0	12.55369	0.602372
11444.32	5652.269	450.9175	-0.02339	-4.46098	-0.1556
11306.16	5579.637	449.3499	-16.1689	-7.88319	-0.72735
11167.82	5507.029	451.5761	-0.16827	0.02576	3.793732

由于利用变量差分法获得的雷达测量误差是在直角坐标系下的随机误差,而通常雷达测量目标的轨迹是在球坐标系下完成的,所以如果需要雷达在球坐标系内的测量误差值,可通过直角坐标和球坐标的变换关系式获得,即

$$\begin{bmatrix} \sigma_R^2 \\ \sigma_E^2 \\ \sigma_A^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial X}{\partial R}\right)^2 & \left(\frac{\partial X}{\partial E}\right)^2 & \left(\frac{\partial X}{\partial A}\right)^2 \\ \left(\frac{\partial Y}{\partial R}\right)^2 & \left(\frac{\partial Y}{\partial E}\right)^2 & \left(\frac{\partial Y}{\partial A}\right)^2 \\ \left(\frac{\partial Z}{\partial R}\right)^2 & \left(\frac{\partial Z}{\partial E}\right)^2 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \sigma_x^2 \\ \sigma_y^2 \\ \sigma_z^2 \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

3. 系统误差的分析

1) 在时域直接获得系统误差和随机误差的估计值

在时域直接获得系统误差和随机误差的方法简单,但是为了获得雷达的测量精度,必须有一个可比较的标准设备作为参考。参考设备的测量精度应比被测设备高2~3倍,只有这样才能保证测量结果的置信度。在雷达精度检验飞行试验中,可以在目标机上安装一台GPS接收机,通过卫星定位得到飞机的实际位置,并下传到地面被测雷达的所在地,再经过坐标变换就能获得被测雷达的精度,最后与雷达的测量结果相减得到测量误差。如果参考设备测量到的目标位置为 $x_{c1}, x_{c2}, \dots, x_{ck}$,雷达测量到的目标位置为 $x_{r1}, x_{r2}, \dots, x_{rk}$,则测量结果的系统误差的估计值为

$$\Delta \bar{x} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (x_{ci} - x_{ri}), \text{随机误差的估计值为 } \sigma^2 = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k [(x_{ci} - x_{ri}) - \Delta \bar{x}]^2。$$

2) 频域法误差分析

利用频域法进行误差的综合处理,可以观察到各类误差分量的频谱特性,有利于分析误差产生的原因和进行系统误差补偿方法的研究。频域法的实施途径就是利用传统的傅里叶分析法对误差进行变换,得到误差的频谱。图8.6所示为Barton DK

给出的单脉冲雷达典型的测角误差频谱密度曲线^[2]。

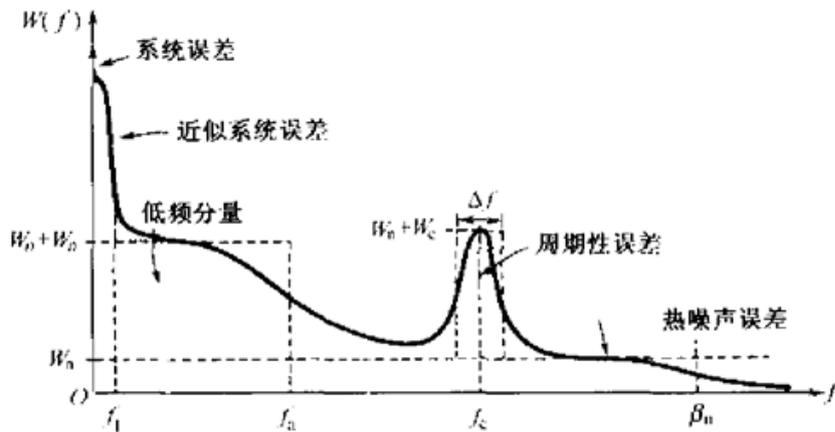


图 8.6 单脉冲雷达典型的测角误差频谱密度曲线

图 8.6 中, W_0 是误差的功率谱密度值, W_n 是接收机热噪声误差的功率谱密度值, f_1 是低频误差分量的截止频率, f_c 是周期性误差的频率。

在测角误差的频谱密度曲线上, $0 \sim f_1$ 的范围可认为是系统误差, 按照 Barton D K 的定义称为“偏倚误差”, 其特点是随时间的变化缓慢。在很多情况下, 偏倚误差是由于电路不稳定等因素造成的, 例如, 单脉冲接收机的幅度、相位不平衡, 和、差通道之间的隔离不好, 大气折射校正后的变化等。另外, 目标的加速度运动、跟踪伺服系统的动态滞后也会产生偏倚误差。 $f_1 \sim f_a$ 的范围可认为是目标的角噪声产生的误差, 它的频谱结构具有马尔可夫过程的特点, 其谱密度函数可由

$W(f) = \frac{W_0 f_1^2}{f_1^2 + f^2}$ 来描述, 对应的误差为 σ_s 。在 $f_a \sim \beta_n$ 范围内存在着一个较大的

周期性误差, 在时间上可表示为 $\delta x = x_m \sin(2\pi f_c t)$, 其均方根误差为 $\sigma_c = x_m / \sqrt{2}$ 。该误差产生的原因可能是系统中存在干扰、伺服系统在低速运动时有“爬行”现象, 或存在“二阶极限环振荡”等。曲线其余部分反映的主要是热噪声的影响, 对应的误差为 σ_β 。利用误差的频域分析方法可以看到各种误差分量的特性, 对建立误差模型、分析误差产生的原因、研究提高跟踪精度的方法都有重要的意义。用频域分析法估算系统的总精度, 可通过计算误差功率谱密度曲线下的面积得到, 即

$$\sigma^2 = \int_0^\infty W(f) df = \sigma_s^2 + \sigma_a^2 + \sigma_c^2 + \sigma_\beta^2$$

4. 相对精度的数据处理

对于采用指令制导的防空导弹武器系统, 跟踪制导雷达在拦截点(遭遇点)处的制导精度是很重要的。对制导雷达的精度检验是通过在飞机上吊挂应答机的办法实现的, 雷达同时接收飞机的反射信号和应答机的回波, 估计目标、导弹的相对精度。

由于存在目标的角噪声和接收机的热噪声,特别在近距离段,角噪声占据相当大的成分,因此通常采用距离分段的办法处理相对精度。对于一次飞行,每个距离段的相对偏差可以表示为

$$\sigma_{T-M}^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n [\delta\epsilon_{T-M}^2(i) - (\overline{\delta\epsilon_{T-M}})^2] \quad (8.18)$$

式中, σ_{T-M}^2 是目标、导弹的相对误差的方差, n 是在距离段内样本的总数, $\delta\epsilon_{T-M}(i)$ 是录取的目标、导弹俯仰相对偏差的瞬时值, $\overline{\delta\epsilon_{T-M}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta\epsilon_{T-M}(i)$ 是目标、导弹相对偏差的平均值。

以上处理方法基于的假设是,在给定的距离段内,相对角偏差的误差是平稳的随机过程,但严格说来这一假设是不成立的。在工程上,如果距离分段不大,或目标运动速度比较小,误差可近似认为是平稳随机过程。一般地说,距离分段越小,误差的平稳性越好,然而分段小后每个距离段内的样本数太少,计算方差时的置信度将会降低。为保证对方差估计有足够的置信度,通常样本数 n 需要大于 50。如果样本数 $n=50$, 数据采样率为 20 Hz, 目标运动速度为 200 m/s, 则距离分段的区间长度为 500 m。对于中远程制导雷达的精度检验,当距离 $R > 15$ km 时,目标噪声特性已趋于平稳过程,距离分段的区间长度可以增大至几千米。

相对精度检验在最后必须将不同架次、同距离段的均方误差合成起来。为此,有必要检验方差的一致性,通过 F 检验可以达到此目的。 F 分布的概率密度函数表示为

$$p_F(x) = \frac{x^{(m/2-1)}}{B(m/2, n/2)} \left(\frac{m}{n}\right)^{m/2} \left(1 + \frac{mx}{n}\right)^{-(m+n)/2} \quad (x \geq 0)$$

式中, m 和 n 为自由度, $B(m/2, n/2)$ 是贝塔函数,可以用伽马函数表示为

$$B(m/2, n/2) = \frac{\Gamma(m/2)\Gamma(n/2)}{\Gamma(m/2 + n/2)}$$

F 分布的统计量为

$$F = \frac{\max(s_1^2, s_2^2)}{\min(s_1^2, s_2^2)} = \frac{s_{\max}^2}{s_{\min}^2}$$

式中, s_{\max}^2 是参加比较的样本的最大方差, s_{\min}^2 是参加比较的样本的最小方差。

$F_{\alpha/2}$ 是用来判断不同架次、同距离段的方差是否一致的门限值。比较两组方差,如果 $F \geq F_{\alpha/2}$, 则认为不同架次、同距离段的方差异常,不能合并;如果 $F < F_{\alpha/2}$, 则说明不同架次、同距离段的方差是一致的,可以合并。合并后的方差为 $s^2 =$

$$\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m s_i^2, \quad s_i^2 \text{ 是经 } F \text{ 检验满足条件 } F < F_{\alpha/2} \text{ 的方差。}$$

在给定置信度水平 α , $m_{\max-1}$, $n_{\min-1}$ 的条件下,查找 F 分布的概率积分表可以

求得 $F_{\alpha/2}$, 并且有

$$\int_0^{F_{\alpha/2}} F(m_{\max-1}, n_{\min-1}) dx = 1 - \alpha$$

在对目标通道录取跟踪误差电压后, 还需要判断是否存在系统误差。利用统计学中的 t 检验可以达到此目的, 其方法是, 在每个距离段内录取接收机目标通道的角误差电压, 然后计算它们的平均值和标准方差, 即

$$\overline{\delta\epsilon_T} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta\epsilon_T(i)$$

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n [\delta\epsilon_T^2(i) - \overline{\delta\epsilon_T^2(i)}]$$

构造统计变量
$$t = \frac{(n-1)[\overline{\delta\epsilon_T(i)} - \mu_0]}{\sigma_T^2}$$

对于给定的置信水平 α , 由 t 分布表可以得到 t_0 。当 $t < t_0$ 时, 则认为系统误差为 μ_0, μ_0 的置信范围为

$$\overline{\delta\epsilon_T} - \frac{t_0 \sigma_T}{\sqrt{n-1}} \leq \mu_0 \leq \overline{\delta\epsilon_T} + \frac{t_0 \sigma_T}{\sqrt{n-1}}$$

8.4 跟踪制导雷达的可靠性评估

可靠性是防空导弹武器系统的重要性能指标之一, 所以评估跟踪制导雷达的可靠性也是系统试验的重要内容。描述跟踪制导雷达可靠性的指标是平均无故障时间(Mean Time Between Failures, MTBF)。MTBF 是系统在使用过程中经过长时间地统计平均后才能获得的, 这就给可靠性评估带来了极大的不确定性和复杂性。在进行跟踪制导雷达的可靠性评估之前, 首先要对故障进行定义, 规定失效的判据。

8.4.1 定时截尾试验法

定时截尾试验法是可靠性试验常用的方法。在试验前, 应由用户方和承制方确定以下参数: 平均无故障工作时间的上限 T_0 , 平均无故障工作时间的下限 T_1 ; 承制方要承担的风险系数 α , α 大表示将合格品判为不合格的概率高; 用户方要承担的风险系数 β , β 大表示将不合格品判为合格的概率高。

根据以上确定的参数, 在表 8.5 中可查到试验方案和约定参数的关系, 在选定好试验方案后就可查到要求的试验时间 T 和在试验时间内允许出现的故障次数 r 。当在规定的试验时间内发生的故障次数小于 r 时, 表明被测雷达的可靠性指标满足战术技术指标要求。

表 8.5 试验方案和约定参数的关系

试验方案	α	β	$d=T/T_1$	T	r
1~9	一般不选用				
10	0.1	0.1	1.25	$100T_0$	111
11	0.1	0.2	1.25	$72T_0$	82
12	0.2	0.2	1.25	$44T_0$	49
13	0.3	0.3	1.25	$14.9T_0$	16
14	0.1	0.1	1.5	$30T_0$	36
15	0.1	0.2	1.5	$19.9T_0$	25
16	0.2	0.2	1.5	$14.1T_0$	17
17	0.3	0.3	1.5	$5.3T_0$	6
18	0.1	0.1	2.0	$9.4T_0$	13
19	0.1	0.2	2.0	$6.2T_0$	9
20	0.2	0.2	2.0	$3.9T_0$	5
21	0.3	0.3	2.0	$1.84T_0$	2
22	0.1	0.1	3.0	$3.1T_0$	5
23	0.1	0.2	3.0	$1.8T_0$	3
24	0.2	0.2	3.0	$1.46T_0$	2
25	0.3	0.3	3.0	$0.37T_0$	0

例如,系统战术技术指标要求雷达的 MTBF 为 40 h,进行可靠性试验时选定的参数为 $\alpha=\beta=0.1, d=T/T_1=2$ 。由表 8.5 可得方案 18 规定的试验时间 $T=9.4T_0=376$ h,在此时间内,如果设备发生的故障次数小于 13,则认为该雷达的可靠性指标满足战术技术指标要求。

8.4.2 序贯试验法

序贯试验法可以大大缩短试验时间,因此适用于产品的交付验收试验。试验前用户方和承制方先确定双方应承担的风险系数 α, β 和鉴别比 $d=T_0/T_1$,一般选择 $d=1.5\sim 3$ 。在一般情况下, T_1 为产品设计的 MTBF 值, T_0 为用户提出的可接收决策的 MTBF 值。当采用序贯试验法时,不必等待达到允许出现的失效数或计划的试验时间后再进行决策。若失效数和所经过的时间的组合满足接收线,则可终止试验,否则应继续试验直到达到截止点为止。表 8.6 所示为序贯试验方案的相关参数。

表 8.6 序贯试验方案的相关参数

风险系数		鉴别比 $d = T_0/T_1$	接收决策的 MTBF(T_1 的倍数)		
承制方 α	用户方 β		最小	期望	最大(裁决截止点)
10%	10%	1.5	6.6	22.95	49.5
20%	20%	1.5	4.19	11.4	21.9
10%	10%	2.0	4.40	10.2	20.6
20%	20%	2.0	2.80	4.8	9.74
10%	10%	3.0	3.75	6.0	10.35
20%	20%	3.0	2.67	3.42	4.5
30%	30%	1.5	3.15	5.1	6.8
30%	30%	2.0	1.72	2.6	4.5

序贯试验的拒收线 $V_0(t)$ 和接收线 $V_1(t)$ 可以表示为

$$V_0(t) = -\frac{\ln\left(\frac{1-\beta}{\alpha}\right)}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}} + r \frac{\ln \frac{T_c}{T_1}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}} \quad (8.19)$$

$$V_1(t) = -\frac{\ln\left(\frac{\beta}{1-\alpha}\right)}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}} + r \frac{\ln \frac{T_c}{T_1}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_0}}$$

式中, r 是发生故障的次数。如果 $\alpha = \beta = 0.1, d = T_0/T_1 = 2$, 当雷达系统要求的 MTBF 为 40 h 时, 则可得

$$V_0(t) = -88 + 28r \quad (\text{拒收线})$$

$$V_1(t) = 88 + 28r \quad (\text{接收线})$$

接收线和拒收线可绘制成直角坐标系下的曲线, 如图 8.7 所示。假设在试验过程中, 第 1 次故障在进行到第 80 小时出现, 经修复后继续进行试验, 在进行到第 96 小时出现第 1 次故障, 修复后第 3 次故障发生在第 140 小时, 第 4 次故障发生在第 220 小时。可以在图中画出各次故障对应的出现时间, 由图可见, 第 4 次故障出现的时间已在接收区内, 说明系统满足 $MTBF > 40$ h 的要求, 试验即可终止。由此可知, 序贯试验法是一种较好的可靠性评估方法。

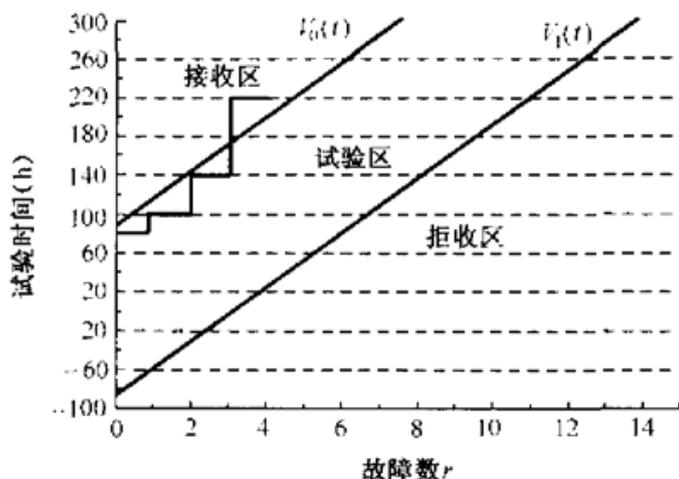


图 8.7 序贯试验法的坐标表示

8.4.3 可靠性试验结果的处理方法

点估计法是最简单的一种根据可靠性试验结果来估算系统平均无故障时间的方法。如果累计的开机工作时间为 $T = \sum_{i=1}^k t_i$ ，出现故障的总次数为 r ，那么点估计法的平均无故障时间的估值为

$$\hat{T}_d = \frac{\sum_{i=1}^k t_i}{r}$$

有时必须给出 \hat{T}_d 的置信区间，根据数理统计理论，统计量 \hat{T}_d 服从 χ^2 分布。当给定置信度 α 和故障总次数 r 后， \hat{T}_d 的上、下限可从 χ^2 概率积分表中得到。对于定时截尾试验法， \hat{T}_d 的上限为

$$T_{01} = \frac{2r\hat{T}_d}{\chi^2(2r+2, 1-\alpha/2)}$$

\hat{T}_d 的下限为

$$T_{02} = \frac{2r\hat{T}_d}{\chi^2(2r+2, \alpha/2)}$$

8.5 跟踪制导雷达的其他性能试验

除了以上性能试验外，对跟踪制导雷达还需要进行使用性能考核，其试验内容包括以下几项。

1. 系统的展开时间和撤收时间测试

系统的展开时间和撤收试验由训练有素的操作人员进行,统计系统由行军状态转入作战状态或由作战状态转入行军状态所需的时间。

2. 火力转移时间测试

测试制导系统由向第 1 个目标发射导弹,到整个拦截过程结束后转入向第 2 个目标发射导弹所需的时间,火力转移时间反映了系统连续作战的能力。

3. 环境适应性试验

在不同的气象条件和地形条件(山区、平原)下,检验系统的环境适应能力。

4. 电子战环境下作战能力试验

为适应未来战争的需要,有必要检验跟踪制导雷达工作在复杂电磁环境下的抗干扰能力。从海湾战争的例子可以看到,防空导弹武器系统都是在极为复杂的电磁干扰环境下工作的,所以为了使系统能有效地工作,必须通过各种试验检验系统的性能。雷达在复杂电磁环境下的抗干扰试验涉及进攻一方采用的电子攻击方法和防御一方利用的对抗手段,因此,这种试验具有机密程度高、方案复杂多变的特点。

制导雷达电子对抗试验的方法有以下 3 种。

(1) 计算机仿真试验

采用计算机进行全数字的电子对抗仿真试验,由计算机产生模拟目标和干扰,输入给计算机内的“雷达”来检验雷达抗干扰的效果。这种方法不需要真实的雷达设备参加,但是,由于建立的“目标”模型、“干扰”模型、“雷达”模型和“环境”模型与真实的情况有很大的差别,因此,不能完全用来代替雷达抗干扰试验,通常只在电子对抗方案的设计中应用。

(2) 半实物仿真试验

半实物仿真试验不需要安排飞机进行实际飞行,因而可节省大量的经费。美国军方拥有 26 个电子战试验和训练“靶场”,如海军航空基地、科里训练基地、太平洋导弹试验中心基地等。这些试验场装备了真实的电子战设备或敌方的电子战设备仿制品,可模拟多个干扰源产生的威胁环境。利用这些设备不需要进行飞行试验就能鉴定系统的性能,并能通过试验发现系统的薄弱环节,提出进一步改进意见。这种半实物仿真技术为综合鉴定跟踪制导雷达的性能提供了一条较好的途径。图 8.8 所示为干扰环境下电子战的半实物仿真模拟试验示意图。干扰发射机

安装在实验塔上,干扰机天线到被测雷达的距离 L 可按 $L \geq D^2/\lambda$ 来确定, D 是雷达天线的直径, λ 是工作波长。当模拟远距离掩护式干扰时,信号从被测雷达的天线旁瓣进入接收系统,因此试验距离要按 $L \geq 5 D^2/\lambda$ 来确定,以保证天线的旁瓣电平处在远区。

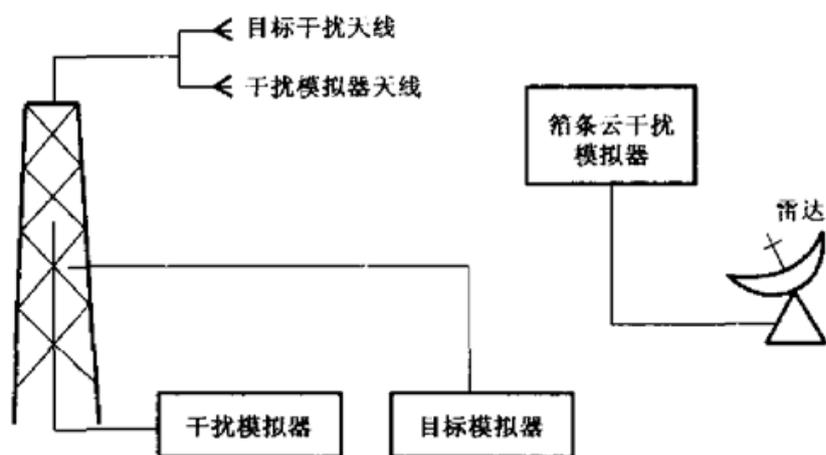


图 8.8 干扰环境下电子战的半实物仿真模拟试验示意图

(3) 空中飞行试验

通过组织电子战的实战演习全面检验跟踪制导雷达的性能是一种较为逼真的试验手段,但是它所花费的人力和财力是巨大的。图 8.9 所示为在箔条云的掩护下,利用 4 架攻击飞机和 3 架远距离干扰飞机对抗目标指示雷达的试验方案。试验的目的在于检验目标指示雷达的抗干扰能力。进攻方先在迎风方向上布撒一条箔条走廊,箔条顺风向雷达飘移过去,然后 4 架攻击飞机按其进入雷达的航线飞行在箔条走廊中。这种箔条战术将有效地保护进攻飞机不被雷达发现。3 架远距干扰机盘旋在防空导弹武器系统的射程之外准备施放干扰。如果地面目标指示雷达启用频率捷变工作方式,则这些远距离干扰机就施放阻塞干扰;如果雷达采用固定频率脉冲多普勒方式工作来对抗箔条云的干扰,远距离干扰机就进行瞄准式干扰。根据不同的作战方案可以设计出不同的试验方法。进行这种大型试验需要动用大量的飞机来完成。例如,美军在 1979 年 11 月组织了一次对“爱国者”防空导弹武器系统的抗干扰试验。在这次试验中,共出动了 50 架有人驾驶飞机,采用的干扰设备有空军已装备的干扰机,比较全面地考核了“爱国者”系统中多功能相控阵雷达的抗干扰能力。由于进行这种大型的试验需要花费相当大的人力和财力,因此必须进行仔细设计和充分准备。

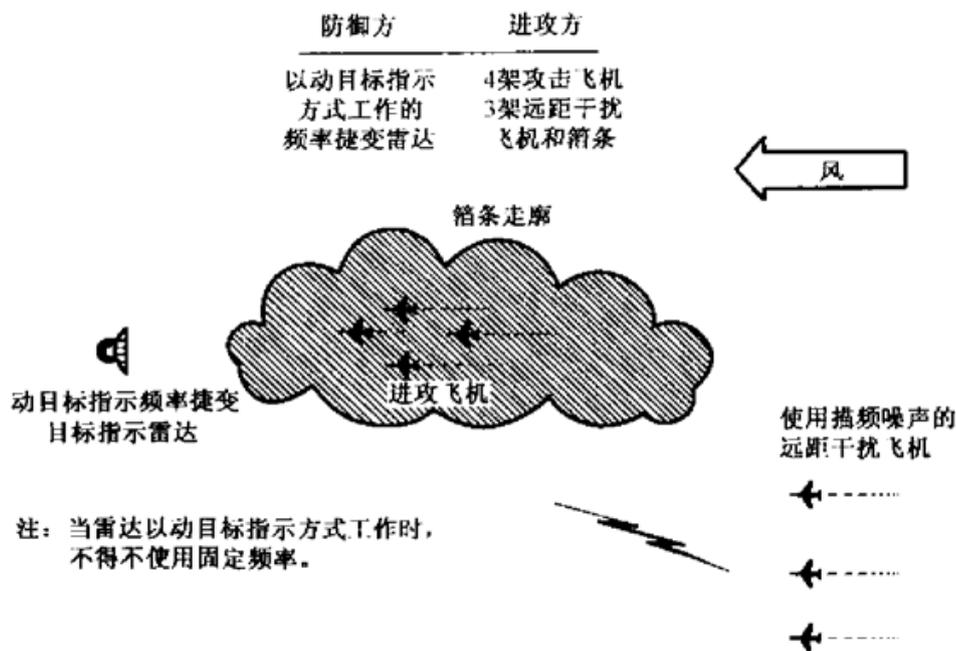


图 8.9 电子战对抗试验示意图

参考文献

- 1 张志英等. 制导雷达系统工程. 北京: 航天工业出版社, 1995
- 2 Barton D K. Radar System Analysis. Prentice-Hall, 1964, No. 9

附录 A

常用符号说明

书中未加特别说明的符号,其含义和单位均参照以下各表规定。

一、基本符号

符 号	含 义	单 位	符 号	含 义	单 位
t	时间	s	P	功率	W
τ	脉冲宽度	s	L	损耗	dB
f	频率	Hz	G	增益	dB
R, X, Y, Z	距离	m	W	功率谱密度	dBm/Hz
H	高度	m	$S/N(\text{SNR})$	信号噪声比	dB
θ, φ, A, E	角度	rad	S/C	信号杂波比	dB
V	速度	m/s	Σ	和通道信号	W
ω	角速度	rad/s	Δ	差通道信号	W
c	真空中的光速	m/s	σ	散射截面	m ²
k	玻耳兹曼常数	$1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$	σ	测量误差	—
B	带宽	Hz	P	概率	—
λ	波长	m	D	动态范围	—

二、角标含义

符 号	含 义	符 号	含 义	符 号	含 义
R	距离	A, β	方位角	T	目标
t	时间	E, ϵ	俯仰角	M	导弹
f	频率	Σ	和通道	R	雷达
A	面积	Δ	差通道	n	噪声
V	体积	E	E 面	r	重复、径向
V	速度	H	H 面	d	多普勒、延迟
T	温度	t	发射	am	模糊
U	电压	r	接收	FA	虚警

三、常用符号

	符 号	含 义	符 号	含 义
距离和速度	H_T	目标飞行高度	V_T	目标飞行速度
	R_M	导弹与雷达的距离	V_M	导弹飞行速度
	R_j	弹道杀伤区的最远距离	V_r	目标运动的径向速度
	R_{sm}	距离模糊度	V_{sm}	速度模糊度
时间和频率	t_d	目标回波的延迟时间	f_r	脉冲重复频率
	τ_g	距离波门宽度	f_d	目标回波的多普勒频率
	B_n	等效噪声带宽	f_s	半功率点频率
	β_n	伺服系统闭合回路的等效带宽	f_0	雷达工作的中心频率
角度和角速度	ω_ρ	方位角速度	θ_s	天线的半功率点波束宽度
	ω_e	俯仰角速度	θ_{3E}	E 平面半功率点波束宽度
	$\dot{\omega}, \ddot{\omega}$	角加速度·角加加速度	θ_{3H}	H 平面半功率点波束宽度
	θ_s	波束扫描角	—	—
功率和增益	P_T	峰值发射功率	G_t	发射天线增益
	P_{av}	平均发射功率	G_r	接收天线增益
	G_0	单脉冲天线的最大增益	G_A	辅助天线增益
概率	P_a	截获概率	P_{FA}, P_f	虚警概率
	P_{ca}	积累截获概率	P_D	发现概率
其他	F_n	接收机的噪声系数	\mathfrak{R}_0	雷达的“威力系数”
	σ_f	频率测量误差	CA	归一化杂波衰减
	σ_v	速度测量误差	D_o	占空比
	k_m	归一化差斜率	K_B	蒲福氏风级
	k_r	差斜率比	I_m	改善因子

附录 B

外文名词缩写对照表

缩 写	全 称	中 文
ADC(A/D)	Analog-to-Digital Converter	模数转换器
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
AGREE	Advanced Ground Receiving Equipment Experiment	先进的地面接收设备实验
ALU	Arithmetic Logical Unit	算术逻辑单元
AMSAA	Army Material Systems Analysis Activity	美国陆军材料系统分析方法
ARABEL	Antenne Radar Balayage Electronique	“阿拉贝尔”雷达
ARM	Anti-Radiation Missile	反辐射导弹
BITE	Built-In Test Equipment	机内测试设备
CA-CFAR	Cell Average Constant False Alarm Rate	单元平均恒虚警率
CAD	Computer Aided Design	计算机辅助设计
CAM	Computer Aided Manufacturing.	计算机辅助制造
CFAR	Constant False Alarm Rate	恒虚警率
CIMS	Computer Integrated Manufacturing System	计算机集成制造系统
DAGC	Digital Automatic Gain Control	数字自动增益控制
DBF	Digital Beam Forming	数字波束形成
DDS	Direct Digital Synthesize	直接数字合成
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DMTI	Digital Moving Target Indicator	数字动目标显示
DM	Data Management	数据处理
DMA	Direct Memory Access	直接存储器存取
DSP	Digital Signal Processing	数字信号处理
ECM	Electronic Counter Measures	电子干扰(措施)
ECCM	Electronic Counter-Counter Measures	电子反干扰(措施)
EPLD	Erasable Programmable Logic Device	可擦除可编程逻辑器件

ESS	Environment Stress Screening	环境应力筛选
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
FTC	Fast Time Constant	快时间常数
GBR	Ground Based Radar	地基雷达
GTR	Giant Transistor	巨型晶体管/电力晶体管
HARM	High-speed Anti-Radiation Missile	高速反辐射导弹
IFF	Identification Friend or Foe	敌我识别
IF	Intermediate Frequency	中频
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	绝缘栅双极型晶体管
IPM	Intelligent Power Module	智能功率模块
I/Q	In-phase/Quadrature	同相正交信号
IRSS	Interactive Radar System Simulator	交互式雷达系统仿真程序
JCR	Jamming Cancellation Ratio	干扰对消比
JPDA	Joint Probability Data Association	联合概率数据关联法
LFM	Linear Frequency Modulation	线性频率调制
LNA	Low Noise Amplifier	低噪声放大器
LRU	Least Replacing Unit	最小可更换单元
LSB	Least Significant Bit	最小有效位
LSL	Low Side Lode	低副瓣
MAC	Multiple and Accumulate	乘法累加(器/运算)
MIMD	Multiple Instruction Multiple Data	多指令多数据流
MIS	Management Information System	管理信息系统
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor	金属-氧化物-半导体场效应晶体管
MTBF	Mean Time Between Failures	平均故障时间间隔
MTD	Moving Target Detector	运动目标检测
MTI	Moving Target Indicator	运动目标显示
MTT	Moving Target Tracking	运动目标跟踪
MTTR	Mean Time To Repair	平均故障修复时间
NMD	National Missile Defense	国家导弹防御系统
PID	Proportional-Integral-Differential	比例-积分-微分

PM	Processing Module	处理模块
PRF	Pulse Repetition Frequency	脉冲重复频率
RADC	Rome Air Development Center	美国罗姆空军发展中心
RCS	Radar Cross Section	雷达散射截面
RF	Radio Frequency	射频
SAW	Surface Acoustic Wave	声表面波
SCR	Silicon Controlled Rectifier	可控硅整流器
SCV	Sub-Clutter Visibility	杂波下可见度
SIMD	Single Instruction Multiple Data	单指令多数据流
SLB	Side Lobe Blanking	副瓣消隐
SLC	Side Lobe Cancellation	副瓣对消
SRAM	Short Range Attack Missile	短程攻击导弹
STC	Sensitivity-Time Control	灵敏度-时间控制
TAS	Track and Search	跟踪与搜索
TBM	Tactical Ballistic Missile	战术弹道导弹
THAAD	Theater High Altitude Area Defense	战区高空区域防御系统
T/R	Transmit/Receive	发/收组件
TV	Television	电视
TVM	Track Via Missile	通过导弹跟踪目标的一种 制导控制方法
TWS	Track While Scan	边扫描边跟踪
VCO	Voltage Controlled Oscillator	电压控制振荡器