

21 世纪高等学校电子信息类教材

雷达系统

(第二版)

● 张明友 汪学刚 编著



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

21世纪高等学校电子信息类教材



- 多媒体通信技术基础 (第二版)
- 现代交换原理 (第二版)
- 数据压缩 (第二版)
- 计算机通信网基础 (第二版)
- 数字系统设计与PLD应用 (第二版)
- 电磁场理论基础
- 信号检测与估计 (第二版)
- 信息论——基础理论与应用
- 微波技术与天线 (第二版)
- 电子技术基础实验与课程设计 (第二版)
- 感测技术基础 (第二版)
- 雷达系统 (第二版)
- 电子电路基础
- VLSI设计基础
- 电子测量
- 微机系统与接口
- 通信电子线路
- 自动控制原理
- 数字通信原理
- 数字信号处理原理与实现
- 电子工程物理基础
- 集成电路原理及应用
- 集成电路设计基础
- 数字微波通信系统
- CMOS模拟集成电路分析与设计
- 模拟电路与数字电路

ISBN 7-121-02219-2



9 787121 022197 >



责任编辑：陈晓莉

责任美编：孙焱津

本书贴有激光防伪标志，凡没有防伪标志者，属盗版图书。

ISBN 7-121-02219-2

定价：38.00 元

21 世纪高等学校电子信息类教材

雷 达 系 统

(第 二 版)

张明友 汪学刚 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书论述现代各种类型雷达的原理和技术,所述内容能反映近代雷达变革的新技术和新体制。

全书共14章:第1章概述;第2章连续波雷达;第3章单脉冲雷达;第4章边扫描边跟踪雷达;第5章脉冲多普勒雷达;第6章相控阵雷达;第7章数字阵列雷达;第8章脉冲压缩雷达;第9章天基雷达(SBR)系统和技术;第10章合成孔径雷达;第11章双基地雷达;第12章超视距雷达;第13章超宽带雷达技术和第14章毫米波雷达。

本书内容全面,题材新颖,论述简明,由浅入深,注重基本理论与实际应用的联系,可作为与高等院校电子工程有关专业本科生和硕士研究生的教材,也可供从事电子和雷达工程的科技人员作参考书。

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

雷达系统/张明友,汪学刚编著. —2版. 北京:电子工业出版社,2006.1

21世纪高等学校电子信息类教材

ISBN 7-121-02219-2

I. 雷... II. ①张... ②汪... III. 雷达—高等学校—教材 IV. TN95

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 002829 号

责任编辑:陈晓莉 特约编辑:李双庆

印 刷:北京牛山世兴印刷厂

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

经 销:各地新华书店

开 本:787×1092 印张:29.25 字数:745 千字

印 次:2006 年 1 月第 1 次印刷

印 数:4000 册 定价:38.00 元

凡购买电子工业出版社的图书,如有缺损问题,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。质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

再版前言

雷达作为一种感知器,能够感知人眼无法感知的对象,被称为“千里眼”,在发现目标、测距、测速、成像和识别目标属性等任务中都离不开它。在军事上,各种先进的武器装备离开了雷达所提供的信息支持,其效能都将难以高效地发挥。在民用上,雷达涉及天文、地理、气象、测绘、交通等领域。雷达是集中了现代电子科学技术各学科成就的高科技系统,是各国都在竞相发展的装备。

本教材可供电子工程有关专业的本科生作为教材,也可供硕士研究生作为参考教材,同时对电子工程类科技人员也是重要的参考资料。

本教材是在2001年我们所编《雷达系统》(高等学校电子工程类规划教材)原书的基础上加以修改和增订而成的。全书共分14章:第1章概述;第2章连续波雷达;第3章单脉冲雷达;第4章边扫描边跟踪雷达;第5章脉冲多普勒雷达;第6章相控阵雷达;第7章数字阵列雷达;第8章脉冲压缩雷达;第9章天基雷达系统和技术;第10章合成孔径雷达;第11章双基地雷达;第12章超视距雷达;第13章超宽带雷达技术和第14章毫米波雷达。

在改编本书时我们注意了以下几点:

- (1) 坚持由浅入深的原则,所述内容能反映当前雷达变革的新技术和新体制。
- (2) 在所介绍的各种类型的雷达中,各章具有独立性,根据教学需求和教学时数多少,可取舍各章节内容。本科生的重点为脉冲多普勒雷达,相控阵雷达,脉冲压缩雷达和合成孔径雷达。
- (3) 为反映未来雷达技术的发展,在改编本教材时,增添或拓宽了数字阵列雷达,天基雷达,超宽带雷达和毫米波雷达等章,并在当前具有代表性的两类体制——相控阵雷达和合成孔径雷达两章中引入了多个应用实例,供硕士研究生和科技人员作参考。
- (4) 本书是在《雷达原理》课程基础上编写的,有关雷达原理及雷达各分系统在本书中不再重述。

谨以本书献给已故原主编向敬成教授。

本书除第5章由汪学刚教授编写外,其余13章都由张明友教授编写而成。在编写过程中,郑小亮硕士研究生为本书稿做了认真、仔细地校正,在此表示感谢!此外,我们还得到了肖先赐教授、田中教授、王建国教授、吕幼新教授、韩春林教授、王意青副教授、陈辅新副教授、陈祝明副教授、王洪讲师、钱璐讲师、张伟博士、武剑辉博士和周鹏硕士研究生的帮助,在此对他们表示谢意!

由于作者水平有限,难免有疏漏与不当之处,敬请读者提出批评并指正。

编著者
2005年8月

目 录

第 1 章 概述	1
1.1 现代雷达发展史上的一些重大事件	1
1.2 雷达技术发展现状	3
1.3 雷达的主要性能参数和技术参数	4
1.3.1 主要战术性能参数和技术参数	5
1.3.2 雷达战术、技术性能与技术参数的关系	9
1.4 雷达的威力区与低被截获概率性能	16
1.4.1 雷达的威力区与平均发射功率	16
1.4.2 低被截获概率雷达及其关键技术	19
1.5 电子战及有关雷达对抗概述	22
1.5.1 电子战名称内涵的演变过程	22
1.5.2 雷达干扰和抗干扰的若干领域简介	23
1.5.3 对雷达的侦察与干扰	24
1.5.4 雷达的反侦察和反干扰	25
1.5.5 对雷达的隐身和雷达的反隐身技术	27
1.6 未来雷达新概念	28
第 2 章 连续波雷达	33
2.1 距离-延时和速度-多普勒的基本关系	33
2.2 简单连续波雷达系统	35
2.3 调频连续波雷达	36
2.3.1 三角波调制	36
2.3.2 正弦调频连续波	39
2.4 相位调制连续波雷达	42
2.4.1 相位编码调制	42
2.4.2 相位编码调制连续波雷达	42
第 3 章 单脉冲雷达	45
3.1 圆锥扫描(波束序列转移)雷达简介	45
3.2 单脉冲(同时天线波束转换)雷达	47
3.2.1 振幅和差单脉冲雷达	47
3.2.2 相位和差单脉冲雷达	54
3.2.3 单通道和双通道单脉冲雷达	55
3.2.4 锥脉冲雷达	57
3.3 特殊单脉冲技术	57

3.3.1	高距离分辨力单脉冲	57
3.3.2	双波段单脉冲	59
3.4	跟踪精度	59
3.4.1	距离跟踪精度	59
3.4.2	角度跟踪精度	61
第4章	边扫描边跟踪雷达	64
4.1	雷达信息二次处理的任务	64
4.2	目标航迹的外推与滤波原理	66
4.2.1	二次处理系统输入信号的统计特性	66
4.2.2	两种较常规的目标坐标和运动参数的外推与滤波原理	68
4.2.3	匀速直线运动目标航迹的外推	72
4.3	航迹参数的递推式滤波(平滑)	74
4.3.1	卡尔曼滤波	75
4.3.2	卡尔曼一步预测	78
4.3.3	用于雷达跟踪的卡尔曼滤波算法	79
4.3.4	$\alpha\beta$ 滤波器	82
4.4	航迹建立与航迹相关	84
4.4.1	航迹的建立	84
4.4.2	目标航迹的相关	85
4.4.3	二次处理的典型算法流程	90
第5章	脉冲多普勒雷达	92
5.1	脉冲多普勒雷达基本概念	92
5.1.1	PD 雷达的定义	92
5.1.2	PD 雷达的分类	92
5.2	脉冲多普勒雷达的杂波	95
5.2.1	机载下视 PD 雷达的杂波谱	95
5.2.2	脉冲重复频率的选择的例子	99
5.3	脉冲多普勒雷达的基本组成	103
5.4	脉冲多普勒雷达的信号处理	105
5.4.1	抑制各种杂波的滤波器和恒虚警处理(CFAR)	105
5.4.2	滤波器组的具体处理方法	108
5.5	脉冲多普勒雷达的数据处理	113
5.5.1	脉冲多普勒雷达的跟踪	113
5.5.2	测距和测速模糊的解算	121
5.6	脉冲多普勒雷达的距离性能	129
5.6.1	影响 PD 雷达距离方程的主要因素	129
5.6.2	PD 雷达的距离方程	131
5.6.3	PD 雷达与常规脉冲雷达距离性能的比较	133
第6章	相控阵雷达	135
6.1	相控阵列的基本原理	135

6.2	相控阵雷达的基本组成	140
6.3	相位扫描系统的组成及工作原理	142
6.3.1	阵列的组态和馈电方式	142
6.3.2	移相器	144
6.3.3	波束指向控制器	149
6.3.4	波束形成网络	150
6.4	有源相控阵雷达	157
6.5	有源相控阵雷达在第四代战斗机中的应用	165
6.5.1	有源相控阵技术	165
6.5.2	天线配置分布情况	168
6.5.3	火控雷达技术	170
6.5.4	综合系统设计技术	170
6.6	有源相控阵雷达在弹道导弹防御系统中的应用	172
6.6.1	陆基弹道导弹预警相控阵雷达(EWR)简介	172
6.6.2	陆基雷达(GBR)	174
6.7	陆基监视和跟踪相控阵雷达的主要性能要求	177
6.7.1	雷达观测空域	177
6.7.2	处理多目标的能力	182
6.7.3	雷达的分辨力	182
6.7.4	雷达测量参数	183
6.7.5	雷达测量精度	183
6.7.6	雷达在复杂电磁环境条件下的工作能力与生存能力	184
6.7.7	有关雷达的主要技术指标问题	184
6.8	陆基空间探测相控阵雷达的搜索与跟踪工作方式	185
6.8.1	空间探测相控阵雷达的数据率	185
6.8.2	陆基空间相控阵雷达的搜索方式	185
6.8.3	相控阵雷达的跟踪工作方式	188
6.9	相控阵雷达技术的优缺点及发展趋势	192
第7章	数字阵列雷达	198
7.1	概述	198
7.2	数字阵列雷达的主要组成	198
7.2.1	主要组成	198
7.2.2	阵列天线和 T/R 模块	202
7.2.3	光纤(FO)上/下链路和分配	205
7.2.4	数字段和 DBF 的概念设计	206
7.3	数字阵列雷达的阵列数字化要求	207
7.3.1	概述	207
7.3.2	动态范围	209
7.4	数字波束形成	212
7.4.1	接收数字波束形成	212

7.4.2	发射数字波束形成	212
7.4.3	数字波束形成器的 FPGA 实现概念	213
7.4.4	一个由 FPGA 结合 DSP 实现 8 个阵元的数字波束形成器的例子	225
7.5	数字雷达接收机	228
7.5.1	数字接收机的组成	228
7.5.2	DDS 结构和芯片简介	229
7.5.3	直接中频采样	234
7.5.4	数字下变频的实现	236
7.5.5	高速采样 A/D 变换及扩展数字接收机动态范围的措施简介	245
7.6	数字阵列雷达的应用	246
第 8 章	脉冲压缩雷达	247
8.1	概述	247
8.2	线性调频脉冲压缩	251
8.2.1	线性调频脉冲压缩的基本原理	251
8.2.2	线性调频脉冲压缩的频谱特性	253
8.2.3	线性调频脉冲信号数字产生及时域压缩处理	262
8.2.4	线性调频脉冲压缩信号的频域数字压缩处理	264
8.3	相位编码脉冲压缩	266
8.3.1	概述	266
8.3.2	二相编码信号	267
8.3.3	二元伪随机序列	269
8.3.4	二相编码系统的实现	275
8.3.5	多相编码信号	277
8.3.6	相位编码脉冲压缩信号的处理	282
8.4	超宽带雷达脉冲压缩简介	283
8.4.1	全模拟并接综合式脉冲压缩系统	283
8.4.2	采用 PMP8 实现一种超宽带高速数字频域脉压系统设计的设想	286
第 9 章	天基雷达(SBR)系统和技术	293
9.1	概述	293
9.2	SBR 的类型	293
9.3	星载监视雷达设计的基本概念和要求	295
9.4	综合分析	296
9.4.1	系统最佳轨道要求	296
9.4.2	天线要求	297
9.4.3	扫描方式设计考虑	298
9.4.4	一次雷达的总体设计考虑	300
9.4.5	二次雷达的总体设计考虑	300
9.4.6	旁瓣抑制问题	301
9.4.7	频率选择	302
9.4.8	轨道及高度选择	302

9.4.9	信息处理	306
9.4.10	雷达信号的星上处理与地面处理	306
9.4.11	综合考虑和选择	307
9.5	天基雷达的若干例子	309
9.5.1	SDI 天基雷达	309
9.5.2	一种低成本的空基雷达系统概念设计	310
9.5.3	STS 交会雷达	312
第 10 章	合成孔径雷达	314
10.1	概述	314
10.2	合成孔径雷达原理	316
10.3	合成孔径雷达原理的另一种解释	321
10.3.1	回波信号的特性	321
10.3.2	从频谱分析、相关、匹配滤波角度解释合成孔径原理	325
10.4	高分辨力的成像技术——信号处理	329
10.4.1	SAR 成像处理概述	330
10.4.2	设计 SAR 数字信号处理器例子	332
10.5	聚束式 SAR 成像算法	336
10.5.1	聚束式 SAR 的信号模型	337
10.5.2	典型聚束式 SAR 成像算法分析	338
10.5.3	三种聚束式 SAR 成像算法的比较	340
10.6	合成孔径雷达的系统考虑	341
10.6.1	信号强度考虑	341
10.6.2	主要参数间的互相制约关系	342
10.6.3	相位误差	346
10.7	SAR 全系统组成	347
10.7.1	系统概述	348
10.7.2	数字联机预处理	349
10.7.3	天线	349
10.7.4	控制计算机	349
10.7.5	数据处理机	350
10.8	SAR 的应用和发展趋势	350
10.8.1	SAR 技术现状	351
10.8.2	SAR 的应用例子	352
10.8.3	SAR 系统性能比较	360
10.8.4	机载 SAR 的发展趋势	362
10.9	逆合成孔径雷达的基本原理简介	364
10.9.1	ISAR 成像的机理	364
10.9.2	ISAR 成像关键技术简述	368
10.9.3	ISAR 成像技术的优缺点	373
第 11 章	双基地雷达	375

11.1	概述	375
11.2	双基地雷达的若干基本关系	376
11.2.1	基本要求	376
11.2.2	距离关系	377
11.2.3	面积关系	380
11.2.4	多普勒关系	382
11.3	双基地雷达的应用	383
11.3.1	概述	383
11.3.2	地面和空间动目标监视用空间双基地雷达	384
11.3.3	潜艇上部署双基地雷达	390
第 12 章	超视距雷达	391
12.1	概述	391
12.2	超视距雷达的工作原理	391
12.3	(天波)超视距雷达的优缺点及基本类型	394
12.4	超视距雷达方程和主要分系统简介	396
12.4.1	HF 频段的雷达方程	396
12.4.2	发射机	397
12.4.3	天线	398
12.4.4	接收机-处理器	398
12.5	一部可重定位短波超视距雷达	400
12.5.1	简述	400
12.5.2	ROTHR 系统组成及其基本性能	401
第 13 章	超宽带雷达技术	403
13.1	概述	403
13.2	超宽带雷达信号及产生方法	403
13.3	超宽带信号的接收机	409
13.4	超宽带天线	411
13.4.1	自由空间中单个阵列单元的辐射	411
13.4.2	自由空间中多个单元的阵列的辐射	414
13.5	超宽带信号的处理技术	415
13.5.1	UWB 雷达信号的相干处理	415
13.5.2	UWB 信号检测	420
13.6	UWB 雷达应用的几个例子	423
第 14 章	毫米波雷达	425
14.1	毫米波频段划分	425
14.2	毫米波雷达的特性	425
14.2.1	天线的波束宽度窄	426
14.2.2	多普勒频移宽	428
14.2.3	可用带宽大	428
14.3	传播效应	429

14.3.1	衰减和反射(或散射)	429
14.3.2	多径效应	432
14.4	毫米波雷达系统的静目标探测性能	433
14.4.1	毫米波雷达的一次雷达方程	433
14.4.2	用信噪比(S/N)表示雷达方程	434
14.5	若干毫米波雷达的应用例子	438
14.5.1	Mini-PRV 毫米波监视雷达	439
14.5.2	高精度 35GHz 跟踪雷达 EAGLE	440
14.5.3	机载多传感器中的毫米波雷达	442
14.5.4	俄罗斯和美国的毫米波大型空间监视相控阵雷达	444
14.5.5	美国 AH-64“阿帕奇”和 RAH-66“科曼奇”直升机载 8 毫米波火控相控阵雷达	447
14.6	毫米波雷达的发展趋势	448
	参考文献	451

第 1 章 概 述

雷达是集中了现代电子科学技术各种成就的高科技系统。众所周知,雷达已成功地应用于地面(含车载)、舰载、机载方面,这些雷达已经在执行着各种军事和民用任务。近年来,雷达应用已经向外层空间发展,出现了空间基(卫星载,航天飞机载,宇宙飞船载)雷达。目前正在酝酿建立比地面预警雷达、机载预警雷达和超视距预警雷达更优越的星载预警监视雷达。同时雷达也向空间相反方向发展,出现了各种探地雷达,它已经或将要应用于探雷、资源勘探、地下构造“窥探”、地面危险物品侦察等方面。另外,民用各部门诸如气象、天文、遥感测绘、船只导航、直升机和汽车防撞、交通管制等领域中,雷达的应用也越来越广泛,而且在数量上将远大于军用。

雷达(Radar)是“Radio Detection and Ranging”缩写的音译。其基本功能是利用目标对电磁波的散射而发现目标,并测定目标的空间位置。近年来,由于雷达采用了一些新理论、新技术和新器件,雷达技术进入了一个新的发展阶段。特别是电子计算机的应用,给现代雷达带来了根本性的变革。雷达的功能已超出了“无线电检测和测距”的含义,它还可以提取有关目标的更多信息,诸如测定目标的属性、目标的识别等。

本章在《雷达原理》课程中已介绍过雷达的基本概念、基本功能和主要组成部分的基础上,着重介绍雷达技术的发展现状,雷达的性能参数与技术参数的关系,并简要介绍与雷达对抗有关的电子战方面的概念,最后论述雷达的发展趋势和未来雷达的新概念。

1.1 现代雷达发展史上的一些重大事件

首先,我们回顾一下现代雷达发展史上的一些重大事件:

1886~1888 年,海因里奇·赫兹(Heinrich Hertz)验证了电磁波的产生、接收和散射。

1903~1904 年,克里斯琴·赫尔斯迈耶(Christian Hulsmeyer)研制出原始的船用防撞雷达并获得专利权。

1922 年,M. G. 马可尼(M. G. Marconi)在接受无线电工程师学会(IRE)荣誉奖章的讲话中提出了一种船用防撞测角雷达的建议。

1925 年,约翰斯·霍普金斯大学(Johns Hopkins University)的 G. 布赖特(G. Breit)和 M. 图夫(M. Tuve),通过阴极射线管观测到来自电离层的第一个短脉冲回波。

1934 年,海军研究实验室(Naval Research Lab.)的 R. M. 佩奇(R. M. Page)拍摄了第一张来自飞机的短脉冲回波照片。

1935 年,由英国人和德国人第一次验证了对飞机目标的短脉冲测距。

1937 年,由罗伯特·沃森·瓦特(Robert Watson-Watt)设计的第一部可使用的雷达“Chain Home”在英国建成。

1938 年,美国陆军通信兵的 SCR-268 成为首次实用的防空火控雷达,后来生产了 3100 部。该雷达探测距离大于 100 海里,工作频率为 200MHz。

1939 年,研制成第一部实用舰载雷达——XAF,安装在美国海军纽约号(New York)战舰

上,对飞机的探测距离为 85 海里。

1941 年 12 月,那时已生产了 100 部 SCR-270/271 陆军通信兵预警雷达。其中一部雷达架设在檀香山,它探测到了日本飞机对珍珠港的入侵。但是,将该反射回波信号误认为是友军飞机,铸成了大悲剧。

20 世纪 30 年代,除英国、美国外,法国、前苏联、德国和日本同时致力于雷达的研制。第二次世界大战期间,在英国的帮助下,美国在雷达方面的研制大大地超过了德国和日本,并在保证同盟国的胜利方面发挥了重要作用。在第二次世界大战末期,由于微波磁控管的研制成功和微波技术在雷达中的应用,使雷达技术得到了飞速的发展。与此同时,由于第二次世界大战中雷达所起的作用很大,因此出现了对雷达的电子对抗,研制了大量的各种频段的对雷达进行电子侦察与干扰的装备,并成立了反雷达的特种部队。

从 20 世纪 50 年代末以来,由于航天技术的飞速发展,飞机、导弹、人造卫星及宇宙飞船等均采用雷达作为探测和控制手段,因此各种类型飞行器载雷达得到飞速发展。在 20 世纪 60 年代中期,由于反洲际弹道导弹系统提出了高精度、远距离、高分辨力和多目标测量的要求,使雷达技术进入蓬勃发展的时期。特别是 20 世纪 80 年代以后,由于弹道导弹具有突防能力、破坏力大,并能携带子母弹头、核弹头等优越性,而成为现代战争中最具有威胁性的攻击性武器之一。为了对付这一威胁,美国等均加强了对弹道导弹防御系统的研究和部署。

美国的弹道导弹防御系统可分为战区导弹防御(TMD)系统和国家导弹防御(NMD)系统。这类系统是一种将各种反导武器综合在一起的“多层”防御体系。它以陆地、海面和空中为基点,全方位地实施拦截任务,在来袭导弹初始段,飞行段或再入段中将入侵导弹等武器予以摧毁。

战略弹道导弹防御系统中,一般由光、电、红外探测分系统、信息传输分系统和指挥控制中心等部分组成。其中,导弹预警中心主要由陆基相控阵雷达网、超视距雷达网、红外预警卫星网和天基预警雷达网组成四合一的探测系统。这种四合一的战略导弹探测系统,除了能可靠地探测敌方从任意地点发射的战略和战术导弹,提供比较充裕的预警时间及敌方的战略、战术导弹攻防态势信息外,还能提供空间卫星和载入航天器的信息。

表 1.1 列出了不同阶段用于探测弹道导弹等突防兵器常用的雷达及其功能。TMD 和 NMD 系统对雷达的性能和功能提出了很高要求,促使雷达技术的发展,迈入更高的发展阶段。

表 1.1 用于探测弹道导弹等突防兵器的常用的雷达及其功能

突防阶段	类 型	功 能
初始段 (助推段)	星载雷达	探测
	星载红外遥感	探测导弹发射
	预警机预警雷达	目标探测
	地面远程雷达	目标探测
中段	预警机预警雷达	目标探测
	地面远程雷达	目标探测
再入段	目标(指示)跟踪雷达 拦截导弹的制导雷达 导弹末制导	引导 照射跟踪 寻的跟踪

1.2 雷达技术发展现状

雷达技术发展现状可概括为以下几个方面:

① 军用雷达面临电子战中反雷达技术的威胁,特别是有源干扰和反辐射导弹的威胁。现在发展了多种抗有源干扰与抗反辐射导弹的技术,包括自适应天线方向图置零技术、自适应宽带跳频技术、多波段共用天线技术、诱饵技术、低截获概率技术等。

② 隐身飞机的出现,使微波波段的雷达的截面积减低了 $20\sim 30\text{dB}$,要求雷达的灵敏度相应提高同样量级。反隐身雷达已采用低频段(米波、短波等)雷达技术,双(多)基地雷达技术,无源定位技术等。

③ 巡航导弹与低空飞机飞行高度低至 10m 以下,目标截面积小到 $0.1\sim 0.01\text{m}^2$ 。因此,对付低空入侵是雷达技术发展的又一挑战。采用升空平台技术,宽带雷达技术,脉冲多普勒雷达技术及毫米波雷达技术能有效对付低空入侵。

④ 成像雷达技术的发展,为目标识别创造了前所未有的机会。目前工作的合成孔径雷达分辨力已达 $1\text{m}\times 1\text{m}$, $0.3\text{m}\times 0.3\text{m}$ 的系统已研制成功,为大面积实时侦察与目标识别创造了条件。多频段、多极化合成孔径雷达已投入使用。

⑤ 航天技术的发展,为空间雷达技术的发展提供了广泛的机会。高功率的卫星监视雷达、空间基侦察与监视雷达、空间飞行体交会雷达等成为雷达家族新的成员。

⑥ 探地雷达是雷达发展的另一重要方向。目前已有多种体制的探地雷达,用于地雷、地下管道探测和高速公路质量检测等目的。树林下及沙漠下隐蔽目标的探测已取得重要的实验成果,UHF/VHF 频段的超宽带合成孔径雷达已取得突破性进展。

⑦ 毫米波雷达在各种民用系统中(如场面监视、海港及边防监视、船舶导航、直升机防撞等)大显身手。欧美已开发出 77GHz 和 94GHz 的汽车防撞雷达,为大规模生产汽车雷达创造了条件。在研制的用于自动装置的雷达中,最高频率已达 220GHz 频段。

纵观来看,当前雷达面临着所谓“四大”威胁,即快速应变的电子侦察及强烈的电子干扰;具有掠地、掠海能力的低空、超低空飞机和巡航导弹;使雷达散射面积成百上千倍减小的隐身飞行器;快速反应自主式高速反辐射导弹。因此,对雷达的要求越来越高。首先它应减少雷达信号被电子环境监测器(ESM)、反辐射导弹(ARM)截获的概率,使雷达信号更难于被这些装置发现和跟踪。同时,雷达应保证实时、可靠地从极强的自然干扰(杂波)和人力干扰中检测大量目标。由于目标的雷达截面积从很低值(“隐身”目标)到相当高值(大舰只、大飞机或强杂波)的范围内变化,所以还要求雷达有很大的工作动态范围和很高的虚警鉴别力,即使在多目标(如群目标袭击)环境中亦如此。此外,还应当采用目标分类和威胁估计,并将被处理的数据有效地传送给电子计算机和终端录取及显示装置,且要简便易行。

“四大”威胁的出现和发展并非意味着雷达的“末日”到来。为了对付这些挑战,雷达界已经并在继续开发一些行之有效的新技术,例如图 1.1 中所列的频率、波束、波形、功率、重复频率等雷达基本参数的捷变或自适应捷变技术;功率合成、匹配滤波、相参积累、恒虚警处理(CFAR)、大动态线性检测器、多普勒滤波技术;低截获概率(LPI)技术;极化信息处理技术;扩谱技术;超低旁瓣天线技术;多种发射波形设计技术;数字波束形成技术等。对抗“四大”威胁必然是上述一系列先进技术的综合运用,并非某一单项技术手段所能奏效的。在采用上述新技术的基础上,已经并正在研制各种新体制雷达,诸如,无源雷达、双(多)基地雷达、相控阵雷

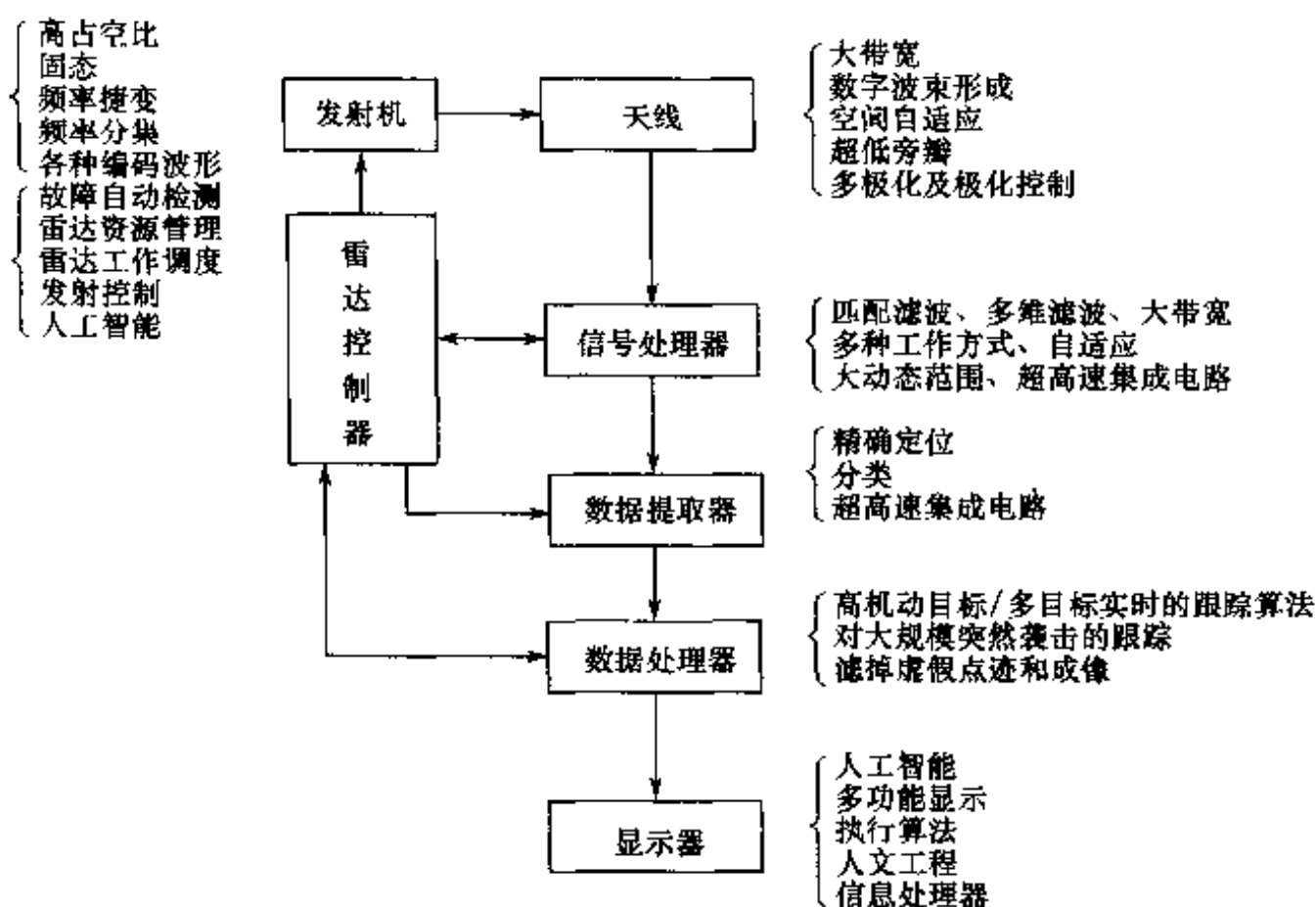


图 1.1 雷达各主要部分可采用的先进技术的归纳表示图

达、机(或星)载预警雷达、稀布阵雷达、多载频雷达、噪声雷达、谐波雷达、微波成像雷达、毫米波雷达、激光雷达及冲击雷达等,并且与红外技术、电视技术等构成一个以雷达、光电和其他无源探测设备为中心的极为复杂的综合空地一体化探测网,充分利用联合监视网在频率分集、空间分集和能量分集上的特点,在实现坐标和时间的归一化处理基础上,达到互相补充和信息资源共享。由于提取的是来自若干传感器的信息,而不是其中一个传感器单独给出的数据,所以大大提高了系统的目标测量和识别、反隐身、抗干扰和反摧毁的能力,从而使“四大”威胁同样会面临极度的困境。这就是事物发展的规律,雷达技术和反雷达技术必将在相互斗争中前进和发展。

当前对于雷达的另一个要求是多功能与多用途。在现代雷达应用中,由于作战空间和时间的限制,加之快速反应能力的要求和系统综合性的要求,雷达必须具备多功能和综合应用的能力。例如,要求一部雷达能同时对多目标实施搜索、截获、跟踪、识别及武器制导或火控等功能;要求雷达与通信、指挥控制、电子战等功能构成综合体。

1.3 雷达的主要性能参数和技术参数

典型脉冲雷达的原理框图如图 1.2 所示。按照常规雷达工程的习俗,雷达可分为七个分系统。在比较复杂的系统中,雷达的工作受计算机控制,由同步装置启动各个专门动作,从而控制发射时序、接收机选通和增益调整、信号处理和显示。同步装置控制调制器给射频(RF)放大器加上高压脉冲,与此同时来自激励器的 RF 激励信号加到该放大器上。由此产生的高功率射频脉冲通过传输线送往收发开关,再通过收发开关把能量送往天线向空间辐射。图中所示天线为反射面型。由伺服放大器驱动天线基座并控制其机械转动。也可以使用固定式的阵列天线,辐射波束采用电扫描。天线起着将电磁能量耦合到大气中并接收由目标散射回来

的电磁能量的作用,它通常会形成一个集中向某一给定方向传播电磁波的波束。位于天线波束内的物体或目标将会截取一部分传播的电磁能量,且将被截取的能量向各个方向散射,其中有些能量会向雷达的方向反射(反向散射),从而发现目标并测量其位置、速度等参数。

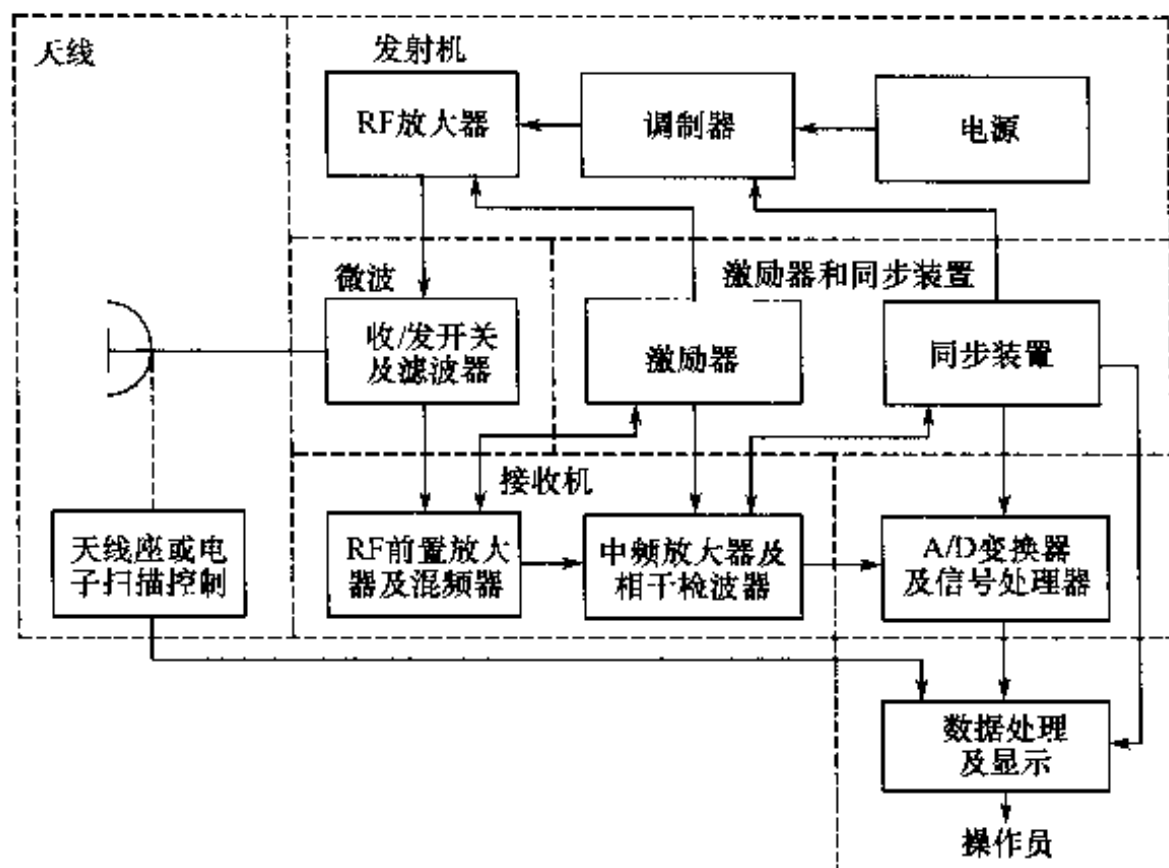


图 1.2 典型脉冲雷达的原理框图

1.3.1 主要战术性能参数和技术参数

1. 雷达的主要战术性能参数

(1) 雷达的探测范围

雷达对目标进行连续观测的空域,叫做探测范围,又称威力范围,它决定于雷达的最小可测距离和最大作用距离,仰角和方位角的探测范围。

(2) 测量目标参数的精确度或误差

精确度高低是以测量误差的大小来衡量的。测量方法不同精确度也不同。误差越小,精确度越高。雷达测量精确度的误差通常可分为系统误差、随机误差和疏失误差。所以往往对测量结果规定一个误差范围,例如,规定距离精度 $R' = (\Delta R)_{\min} / 2$; 最大值法测角精度 $\theta' = (1/5 \sim 1/10)\theta_{0.5}$, 等信号法测角精度比最大值法高,对跟踪雷达,单脉冲制为 $(1/200)\theta_{0.5}$, 圆锥扫描制为 $(1/50)\theta_{0.5}$ (其中 $(\Delta R)_{\min}$ 为距离分辨力, $\theta_{0.5}$ 为半功率波束宽度)。

(3) 分辨力

这是指对两个相邻目标的区分能力。两个目标在同一角度但处在不同距离上,其最小可区分的距离 $(\Delta R)_{\min}$ 称为距离分辨力,如图 1.3(a)所示。其定义为:在采用匹配滤波的雷达中,当第一个目标回波脉冲的后沿与第二个目标回波脉冲的前沿相接近以致不能区分出是两个目标时,作为可分辨的极限,这个极限间距就是距离分辨力,一般认为是

$$(\Delta R)_{\min} = \frac{c\tau}{2} \quad (1-1)$$

上式表明,由于光速 c 是常数,所以 τ (脉冲宽度) 越小,距离分辨力越好。也就是说,发射信号的带宽愈大愈好。由此可知为提高距离分辨力,需采用窄脉冲,如图 1.3(b)所示。例如,

$\tau=1\mu\text{s}$ 时, $(\Delta R)_{\min}=150\text{m}$ 。若要求 $(\Delta R)_{\min}=15\text{m}$, 则需采用 $\tau=0.1\mu\text{s}$ 的窄脉冲。

两个目标处在相同距离上, 但角位置有所不同, 最小能够区分的角度称为角分辨力(在水平面内的分辨力称为方位分辨力, 在铅垂面内的分辨力称为俯仰角分辨力), 如图 1.3(c) 所示。它与波束宽度有关, 波束愈窄, 角分辨力愈高。

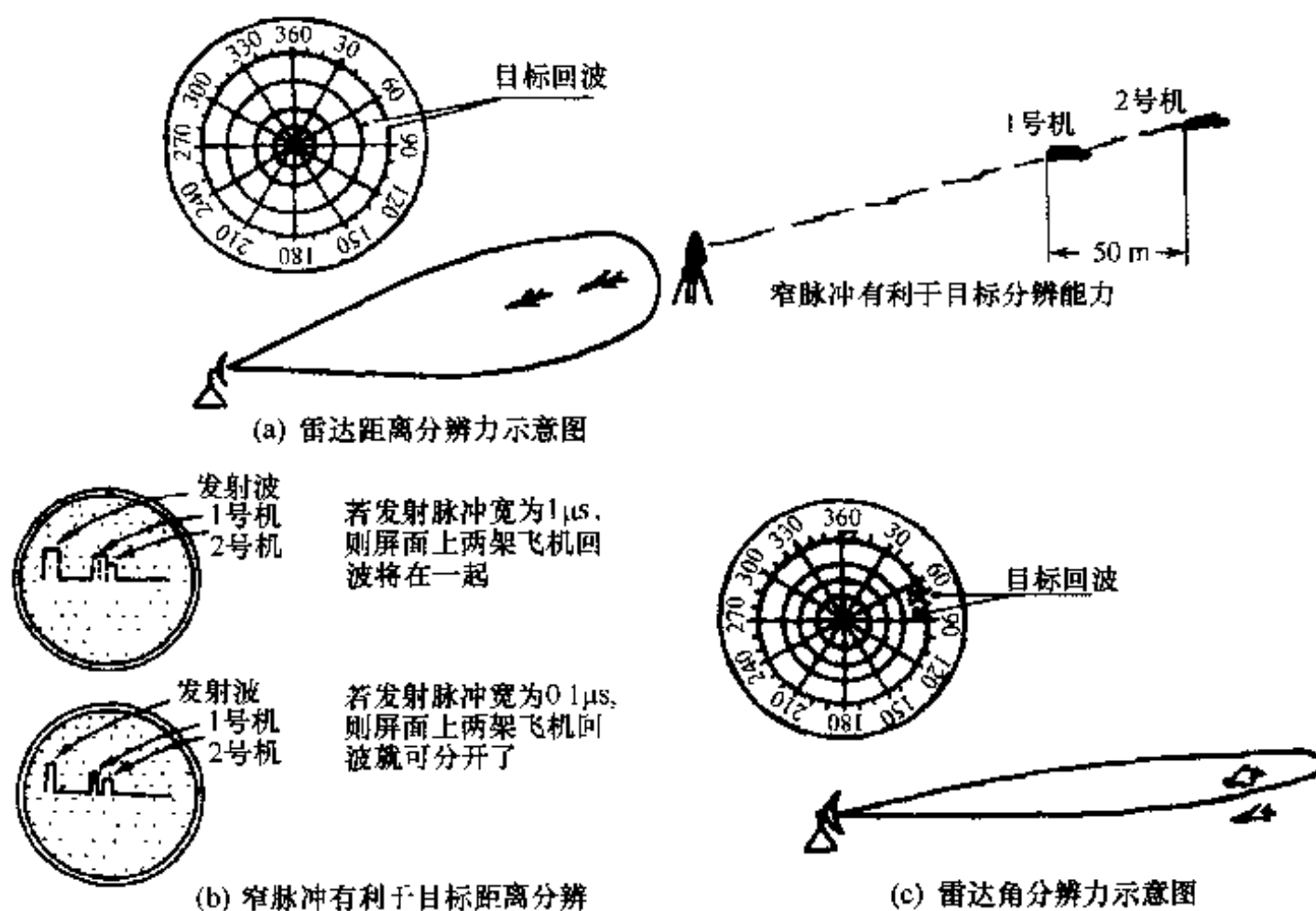


图 1.3 雷达距离分辨力的示意图

(4) 数据率

数据率是雷达对整个威力范围完成一次探测(即对这个威力范围内所有目标提供一次信息)所需时间的倒数。也就是单位时间内雷达对每个目标提供数据的次数, 它表征着搜索雷达和三坐标雷达的工作速度。例如, 一部 10s 完成对威力区范围搜索的雷达, 其数据率为每分钟 6 次。

(5) 抗干扰能力

雷达通常在各种自然干扰和人力干扰(ECM)的条件下工作, 其中主要是敌方施放的干扰(无源干扰和有源干扰)。这些干扰最终作用于雷达终端设备, 严重时可能使雷达失去工作能力。所以近代雷达必须具有一定程度的抗干扰能力。

(6) 工作可靠性

雷达要能可靠地工作。硬件的可靠性, 通常用两次故障之间的平均时间间隔来表示, 称为平均无故障时间, 记为 MTBF。这一平均时间越长, 可靠性越高。可靠性的另一标志是发生故障以后平均修复时间, 记为 MTTR, 它越短越好。在使用计算机的雷达中, 还要考虑软件的可靠性。军用雷达还要考虑战争条件下雷达的生存能力。

(7) 体积和重量

总的说来, 希望雷达的体积小、重量轻。体积和重量决定于雷达的任务要求、所用的器件和材料。机载和空间基雷达对体积和重量的要求很严格。

(8) 功耗及展开时间

功耗指雷达的电源消耗总功率。展开时间指雷达在机动中的架设和撤收时间。这两项性

能对雷达的机动性十分重要。

(9) 测量目标坐标或参数的数目

目标坐标是指目标的方位、斜距和仰角(或高度)。目标的参数除目标的坐标参数以外,还指目标的速度和性质(机型、架数、敌我)。对于边扫描边跟踪雷达,还要对多批目标建立航迹,进行跟踪。此时,跟踪目标批数、航迹建立的正确率也是重要的战术参数。

2. 雷达的主要技术参数

(1) 工作频率及工作带宽

雷达的工作频率主要根据目标的特性、电波传播条件、天线尺寸、高频器件的性能、雷达的测量精确度和功能等要求来决定。工作带宽主要根据抗干扰的要求来决定。一般要求工作带宽为工作频率的 5%~10%,超宽带雷达为 25%以上。

(2) 发射功率

发射功率的大小影响作用距离,功率大则作用距离大。发射功率分脉冲功率和平均功率。雷达在发射脉冲信号期间所输出的功率称脉冲功率,用 P_t 表示;平均功率是指一个重复周期 T_r 内发射机输出功率的平均值,用 P_{av} 表示。它们的关系为

$$P_t \cdot \tau = P_{av} \cdot T_r \quad (1-2)$$

高频大功率的产生受到器件、电源容量和效率等因素限制。一般远程警戒雷达的脉冲功率为几百千瓦至兆瓦量级,中、近程火控雷达为几千瓦至几百千瓦量级。

(3) 调制波形、脉冲宽度和重复频率

早期雷达发射信号采用单一的脉冲波形幅度调制,现代雷达则采用多种调制波形以供选择。

脉冲宽度指发射脉冲信号的持续时间,用 τ 表示。一般在 $0.05 \sim 20 \mu s$ 之间,它不仅影响雷达探测能力,还影响距离分辨力。早期雷达的脉冲宽度是不变的,现代雷达常采用多种脉宽度的信号以供选择。当采用脉冲压缩技术时,发射脉冲时宽度可达数百微秒,相应地用脉冲压缩的信号处理方式增大信号的带宽。

脉冲重复频率指雷达每秒钟发射的射频脉冲的个数,用 f_r 表示。脉冲重复频率的倒数叫脉冲重复周期,它等于相邻两个发射脉冲前沿的间隔时间,用 T_r 表示。雷达的脉冲重复频率 f_r 一般在 $50 \sim 2000 \text{ Hz}$ 之间(相应的 T_r 为 $20000 \sim 500 \mu s$)。它们既决定了雷达单值测距范围,又影响不模糊测速区域大小。为了满足测距测速的性能要求,现代雷达常采用多种重复频率或参差重复频率。

(4) 天线的波束形状、增益和扫描方式

天线波束形状一般用水平和垂直面内的波束宽度来表示。米波雷达的波束宽度在 10 度量级,而厘米波雷达的波束宽度在几度左右。图 1.4(a)、图 1.4(b)、图 1.4(c)、图 1.4(d)分别示出高增益天线方向图和常见的针状、扇形和余割平方形波束。

天线的增益近似表示式为

$$G = 4\pi A / \lambda^2 \quad (1-3)$$

式中, A 为天线的有效截面积。天线的增益越大,则雷达作用距离越远。

搜索和跟踪目标时,天线的主瓣在雷达的探测空域内以一定的规律运动,称为扫描,它可分为机械扫描和电扫描两大类。按照扫描时波束在空间的运动规律,扫描方式大致可分为圆

周扫描、圆锥扫描、扇形扫描、锯齿形扫描和螺旋扫描等。常规的两坐标警戒雷达一般采用机械方式的圆周扫描,炮瞄雷达在跟踪时可以采用圆锥扫描。相控阵雷达是电扫描的,波束指向由计算机决定,不要求阵列天线在空间做连续机械运动。有的雷达同时采用机械扫描和电扫描两种方式,例如有的三坐标雷达在方位上采用机械扫描,在仰角上采用电扫描。它还可以用相扫与相扫或相扫与频扫结合构成二维空间扫描。

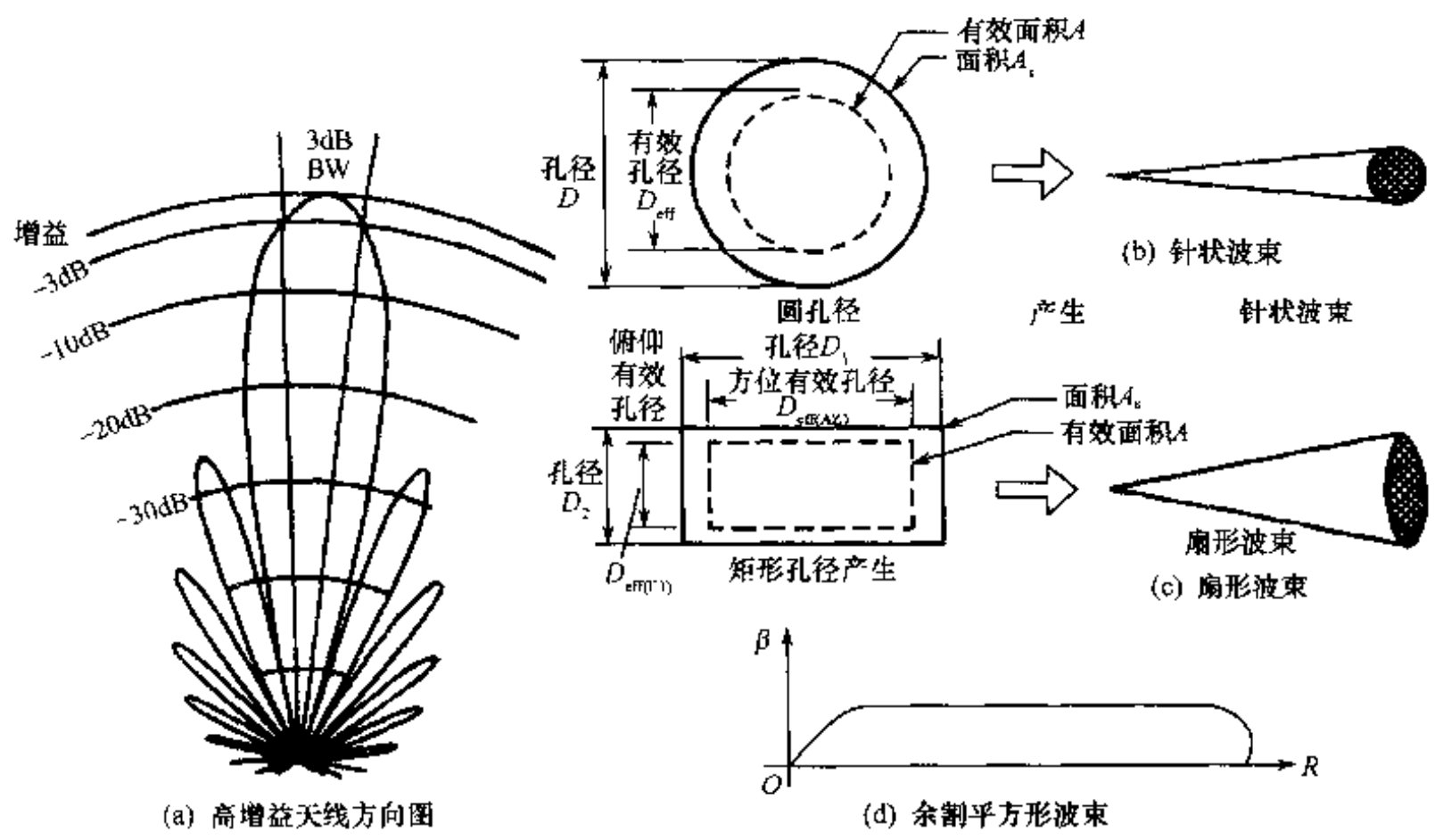


图 1.4 针状、扇形和余割平方波束的示意图

(5) 接收机的灵敏度

接收机的灵敏度是指雷达接收微弱信号的能力。它用接收机在噪声电平一定时所能感知的输入功率的大小来表示,通常规定在保证 50%~90%发现概率条件下,接收机输入端回波信号的最小功率作为接收机的最小可检测信号功率 $P_{r,min}$ 。这个功率越小,接收机的灵敏度越高,雷达的作用距离就越远。目前的雷达接收机灵敏度一般在 0.01~1pW 之间。

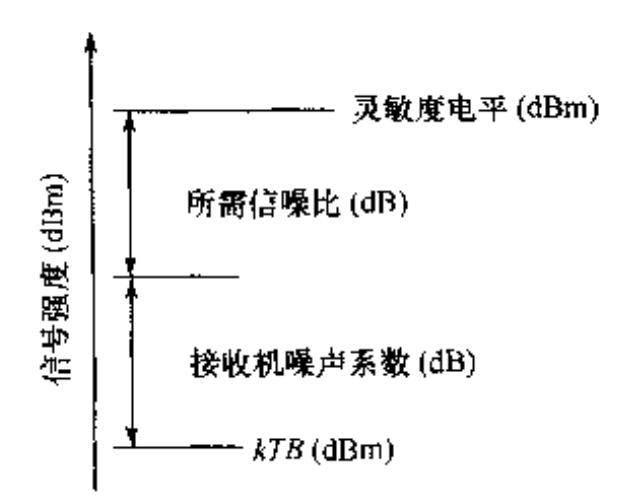


图 1.5 接收机灵敏度(dBm)是 kTB , 噪声系数和所需信噪比之和的示意图

根据雷达方程,我们通常认为接收机灵敏度与带宽、噪声系数和所需信噪比有关。如图 1.5 所示,灵敏度(dBm)(即接收机仍保持正常工作时所能接收到的最小信号电平)是 kTB (dBm)、噪声系数(dB)和所需信噪比(dB)之和。在雷达分析中,通常将所需信噪比设定为 13dB,而 kTB 由下式计算

$$kTB = -114\text{dBm} + 10 \log(\text{BW})$$

式中, kTB 为热噪声(dBm); BW 为接收机有效带宽(MHz)。

(6) 终端装置和雷达输出数据的形式

最常用的终端装置是显示器。根据雷达的任务和性质不同,所采用的显示器形式也不同。例如,按坐标形式分,有极坐标形式的平面位置显示器;有直角坐标形式的距离—方位显示器、距离—高度显示器;或者是上述两种形式的变形。

带有计算机的雷达,显示器既是雷达的终端,又是计算机的终端,它既显示雷达接收机输出的原始信息,又显示计算机处理以后的各种数据。在半自动录取的雷达中,仍然依靠显示器来录取目标的坐标。在全自动录取的雷达中,显示器则是人工监视的主要工具。显示器和键盘的组合,常作为人与计算机对话的手段。

(7) 电源供应

功率大的雷达,电源供应是个重要的问题。特别是架设在野外无市电供应的地方,需要自己发电。电源的供应除了考虑功率容量外,还要考虑频率。地面雷达可以用 50Hz 交流电,船舶和飞机上的雷达,为了减轻重量,采用高频的交流电源,最常用的是 400Hz。

1.3.2 雷达战术、技术性能与技术参数的关系

为了保证雷达的战术、技术性能得到满足,必须合理地选择雷达的基本技术参数。下面我们以波长、脉冲重复频率、脉冲宽度、天线方向图和功率增益系数、接收机通频带及发射功率等技术参数的选择为例,来说明它们对雷达战术、技术性能的影响,从中可了解到选择技术参数时会遇到许多互相矛盾的要求。因此在设计时需要进行综合分析和权衡,合理地折中解决。

1. 工作波长 λ 的选择

① 从提高接收机灵敏度来看,必须考虑所选波长下的接收机内部噪声和大气噪声大小及电磁波在大气中的衰减,希望波长选择得长一些。

② 从提高距离分辨力、提高角度分辨力和提高天线增益的角度来看,希望波长选择得短一些。

大家知道,距离分辨力 $(\Delta R)_{\min}$ 可用下式来表示

$$(\Delta R)_{\min} = \frac{c\tau}{2} \quad (1-4)$$

式中, c 为电波传播速度; τ 为脉冲宽度。

然而,为了保证脉冲波形的完整,通常要求

$$\tau \geq QT_{\text{hf}} \quad (1-5)$$

$$T_{\text{hf}} = \frac{\lambda}{c} \quad (1-6)$$

式中, T_{hf} 为高频振荡周期; Q 为高频振荡回路品质因素。

由式(1-4)~式(1-6)可见, λ 越短, T_{hf} 就越小, τ 亦可做得较窄,因而可提高距离分辨力。

至于角度分辨力,它与天线波束宽度 θ 有关,而 θ 由下式确定

$$\theta = \eta \frac{\lambda}{D} \quad (1-7)$$

式中, η 为与天线口径场分布有关的系数; D 为天线口径宽度; λ 为工作波长。由式(1-7)可见, λ 越短,则 θ 越窄,角度分辨力就越高。

另外,从提高天线增益 G 的角度来看

$$G = \frac{4\pi\eta_A A_a}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (1-8)$$

式中, $A = \eta_A A_s$, η_A 为天线口径面积利用系数, A_s 为天线几何面积。显然在天线有效面积 A 一定的情况下, λ 越短, G 就越高。在 G 一定的情况下, λ 越短, 天线的尺寸越小, 便于架设、撤收, 机动性能好。

③ 从雷达的用途来看, 雷达的用途与波长有关, 因为目标的散射性能与波长有关。而目标对电磁波的散射情况是: 当目标尺寸远大于波长时, 目标对电磁波以散射为主, 以绕射为辅, 目标的有效散射面积大;

当目标尺寸远小于波长时, 目标对电磁波以绕射为主, 以散射为辅, 目标的有效散射面积小。

因此, 用于探测炮弹、潜艇的潜望塔等目标的雷达, 以及用于测雨的气象雷达(以雨滴为目标), 其工作波长相对要短。另外, 从反隐角度看, 波长在两个极端即米波或毫米波较好。

④ 从地面或水面的反射影响来看: 水平极化的米波雷达, 由于地面反射的影响, 波瓣发生了分裂, 雷达的探测距离在有些仰角上比自由空间增大; 而在有些仰角上比自由空间减小, 掌握目标情况可能出现不连续。地面反射对厘米波雷达的影响则较小。故中等作用距离的引导雷达, 均采用厘米波段; 作用距离较远的警戒雷达常采用分米波或米波波段。

⑤ 从杂波干扰的影响来看: 这里所说的杂波干扰, 是指云、雨气象干扰和地物、海浪等回波干扰。云、雨、地物、海浪等的回波显示在荧光屏上, 形成了对辨识目标回波的干扰。为了便于从杂波中辨识目标, 显然是输入接收机的信杂比越大越好。在目标(飞机)与云、雨相混的情况下, 由于目标(飞机)的尺寸远大于水滴的尺寸, 依据目标的反射特性, 显然采用大的 λ , 可以提高输入信杂比; 当目标(飞机)以地物(建筑物、山峦)为背景时, 由于目标(飞机)的尺寸远小于地物的尺寸, 依据目标的反射特性, 显然采用小的 λ 较好, 但是, 实践证明, λ 太小将会出现相反的效果。所以, λ 的减小是有限度的。总之, 工作波长的选择, 应根据雷达的任务而定。

2. 脉冲重复频率的选择

① 我们知道, 天线扫描引起的干扰背景起伏 $\left| \frac{\Delta U_a}{U_a} \right|$ 可表示为

$$\left| \frac{\Delta U_a}{U_a} \right|_{\max} = 1.43 \frac{\Omega_a}{\theta_{0.5} f_r} = \frac{1.43}{n} \quad (1-9)$$

式中, Ω_a 为天线转速; n 为可积累的脉冲数。由上式可看出, 在其他参数保持一定时, 为了减小天线扫描引起的背景起伏, 希望 f_r 选择得高一些。

对于动目标显示雷达, “盲速” v_{rbm} 可表示为

$$v_{rbm} = n \frac{\lambda f_r}{2} \quad (n = 1, 2, 3 \dots) \quad (1-10)$$

由此可知, 为使第一盲速超过被探测动目标的最大速度, 亦希望 f_r 选择得高一些。

另外, 固定目标受外界引起的内部运动引起的背景起伏可表示为

$$\sigma_i = K_g \frac{\sigma_m}{\lambda f_r} \quad (1-11)$$

式中, K_g 为由地形特点和气象条件决定的系数; σ_m 为干扰背景合成信号的均方值。所以, 从减小 σ_i 来看, 亦希望 f_r 选择得高一些。

② 为了保证测距的单值性, 脉冲重复频率又不能选择得太高。脉冲重复频率通常按下列关系式进行选择

$$\left. \begin{aligned} f_{r, \max I} &\leq \frac{c}{(2.4 \sim 2.5) R_{\max I}} \\ f_{r, \max II} &\leq \frac{c}{(2.4 \sim 2.5) R_{\max II}} \end{aligned} \right\} \quad (1-12)$$

式中, $R_{\max I}$ 为正常显示时的最大作用距离; $R_{\max II}$ 为动目标显示时的最大作用距离; $f_{r, \max I}$ 为正常显示时最高脉冲重复频率; $f_{r, \max II}$ 为动目标显示时最高脉冲重复频率。有时按式(1-12)两种情况求出的脉冲重复频率是不一致的。这时我们应予以折中考虑。也可采用参差脉冲重复频率的方法。

③ 在同样的发现概率的情况下, 增加脉冲积累数可增大探测距离, 而脉冲积累数可表示为

$$n = \frac{\theta_{0.5}}{\Omega_a} f_r \quad (1-13)$$

式中, $\theta_{0.5}$ 为半功率点波瓣宽度; Ω_a 为天线转速(度/秒)。可见, 提高脉冲重复频率, 可以增大雷达的最大探测距离。但是, 脉冲重复频率的提高不是无限制的, 通常应在保障最大无模糊距离大于最大探测距离的条件下来提高。

④ 从发射管所允许的最大平均功率来看, 发射管的平均功率越高, 则其温度上升越快。为了保障发射管能够正常地工作, 必须不超过其允许的最大平均功率。因为 $P_{av} = P_t \cdot \tau \cdot f_r$, 在脉冲功率和脉冲宽度已定的情况下, 平均功率随脉冲重复频率的上升而上升。当最大平均功率被限定后, 就必须限定最高脉冲重复频率。在实际工作中, 最高脉冲重复频率为

$$f_{r, \max} = \frac{P_{av, \max}}{P_t \cdot \tau} \quad (1-14)$$

3. 脉冲宽度的选择

对于脉冲宽度的选择, 也应全面考虑。例如脉冲宽度越窄, 则对稳定性的要求将越高; 另外对于非脉冲压缩雷达而言, 为了提高接收机的灵敏度, 希望脉冲宽度选择得宽一些。因为要使接收机得到最佳的性能, 则要求接收机通频带 B 为脉冲宽度 τ 的倒数, 即 $B = 1/\tau$ 。而接收机灵敏度与 B 是成反比的, 所以接收机灵敏度与脉冲宽度是成正比的。这样一来, 在其他参数不变的情况下, 要提高接收机灵敏度则要增大脉冲宽度。

在雷达脉冲重复频率和脉冲功率不变的情况下, 为了提高发射机平均功率(不超过允许值)来增加雷达作用距离, 亦希望选用较宽的脉冲。但是, 为了减小杂波干扰强度, 提高雷达抗杂波干扰能力, 则希望脉冲宽度选择得窄一些。同时, 为了提高雷达距离分辨力, 亦希望脉冲宽度选择得窄一些。

从雷达距离分辨力和最小作用距离的观点出发, 脉冲宽度可按下列表达式选择:

$$\left. \begin{aligned} \tau &\geq \frac{2\Delta R_{\min}}{c} \\ \tau &= \frac{2R_{\min}}{c} - t_r \end{aligned} \right\} \quad (1-15)$$

式中, $\Delta R_{\min}$ 为雷达距离分辨力; $R_{\min}$ 为所要求的最小作用距离; t_r 为收/发开关恢复时间, 通常 $t_r = 1 \sim 2 \mu s$ 。

4. 天线的方向图和功率增益系数的选择

天线方向图可从水平波束、垂直波束宽度和旁瓣电平几方面来考虑。

① 水平波束的选择：以地面对空搜索雷达为例，它通常采用最大值法来测定目标方位角。为了提高方位角分辨力和减小测角误差，提高天线增益，减小干扰强度，希望水平波束选择得窄一些。但为了提高目标发现概率，要求天线每扫描一周能接收到足够多的回波脉冲数（一般要求远大于 10），则希望水平波束选择得宽一些。

当天线扫描速度保持一定时，为了减小天线扫描所引起的干扰背景起伏和减小天线尺寸，也希望采用较宽的水平波束。以地面对空搜索雷达为例，其水平波束宽度大约为 1° 左右。

在良好的信号分辨力情况下，测向的方位均方误差约为

$$\sigma_a = (0.15 \sim 0.25)\theta_a \quad (1-16)$$

式中， θ_a 为天线水平波束宽度。由此可得到水平波束宽度为

$$\theta_a = \frac{\sigma_a}{0.15 \sim 0.25} \quad (1-17)$$

当 θ_a 大于显示器亮点直径 d_0 时，最大值测向时的方位分辨力 $\Delta\alpha$ 近似等于水平波束宽度 θ_a ，即

$$\Delta\alpha \approx \theta_a \quad (1-18)$$

通常 σ_a 和 $\Delta\alpha$ 都是给定的，所以， θ_a 可按式(1-17)和式(1-18)来计算。如果按式(1-17)所计算出来的 $\theta_a > \Delta\alpha$ ，则应通过信号处理等途径来解决。为了使方位分辨力具有一定的余量，通常 θ_a 应取得略小于 $\Delta\alpha$ 。

② 垂直波束的选择：为了最有效地利用雷达发射功率，对于飞行高度为 h 的动目标，只要它位于雷达威力范围内，不论其距离远近由该目标所反射回来的回波功率最易保持恒定。而当目标在最大高度 $h_{\max}$ 上飞行时，其回波功率也不应小于接收机所必须的最小接收功率 $P_{r,\min}$ 。以地面对空搜索雷达为例，为了满足上述要求，常采用余割平方垂直波束。

因此对于地而搜索雷达，垂直波束宽度 θ_β 可按下式计算

$$\theta_\beta = \beta_{\max} - \beta_{\min} \quad (1-19)$$

式中， $\beta_{\max}$ 为余割平方天线波束的最大仰角； $\beta_{\min}$ 为余割平方天线波束的最小仰角。

通常 $\beta_{\max}$ 按下式计算

$$\sin\beta_{\max} = \frac{h'}{r} \quad (1-20)$$

式中， r' 为确保使防空系统有足够的准备时间，雷达所必须的作用距离； h' 为与 r' 相对应的目标离地面的高度。

$\beta_{\min}$ 为波束在地平线上最低的仰角，它由最远而且最低的动目标在空间的位置来确定。由于 $\beta_{\min}$ 一般很小，因此， $\beta_{\min}$ 可按下式近似计算

$$\beta_{\min} \approx \frac{h_1}{R_{\max}} \quad (1-21)$$

式中， h_1 为在雷达最大作用距离处的空间目标离地平线的高度； $R_{\max}$ 为雷达最大作用距离。考虑到地球的曲率，则有

$$\beta_{\min} \approx \frac{h_2}{R_{\max}} - \frac{R_{\max}}{2R_e} \quad (1-22)$$

式中, h_2 为最大作用距离处的空间动目标离地表面的高度; R_e 为在标准大气折射下, 地球等效半径, 近似值为 8500km。有时按式(1-22) 算出的 $\beta_{\min}$ 很小, 需采用架高天线。

为了减小固定目标干扰强度, 垂直波束下边缘应尽量地陡。

③ 天线旁瓣电平应选择得足够低, 因为旁瓣电平太高, 会使雷达受到严重的有源和 / 或杂波干扰, 同时也会造成能量的分散。但天线实现低旁瓣有一定技术困难, 所以应根据实际要求予以折中考虑。一般而言, 第一旁瓣电平与主瓣电平之比应小于 -20dB 以上, 对于低旁瓣天线, 则要求做到小于 -30dB 或 -35dB 以上。

④ 波瓣图的形状, 应根据雷达的战术用途来选择。精密跟踪雷达, 选择 θ_p 、 θ_a 均小的针状波束; 测高雷达选择 θ_p 小、 θ_a 大的扇形波束; 搜索雷达常采用余割平方波束。

⑤ 天线功率增益系数可按下式确定

$$G = \eta_k G_0 \quad (1-23)$$

式中, η_k 为辐射效率, 一般可取为 0.6 左右; G_0 为天线方向性系数, 它可按下式确定

$$G_0 = \frac{4\pi}{\theta_a \theta_p} \quad (1-24)$$

式中, θ_p 为垂直波束宽度; θ_a 为水平波束宽度。

5. 接收机噪声系数和通频带的确定

雷达接收机接收微弱信号的能力, 通常用最小门限信号功率来描述。最小门限信号功率 (即接收机门限灵敏度) 可按下式计算

$$P_{r,\min} = kT_0 F_n B M \quad (1-25)$$

式中, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{s} / ^\circ$; 标准温度 $T_0 = 290\text{K}$; $kT_0 = 4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$; F_n 为接收机噪声系数; B 为接收机通频带; M 为识别系数。

为了求 $P_{r,\min}$, 则必须先求出 F_n 、 B 和 M 。下面我们仅介绍 F_n 和 B 的一般计算方法, 识别系数 M 与接收机中的中频、视频带宽有关, 还与脉冲积累、天线波束、显示器等有关, 在此不作论述。

① 接收机噪声系数的确定。例如, 对于图 1.6 所示的接收机框图, 在中频增益较高时, 总的噪声系数可近似表示为

$$F_n = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots \quad (1-26)$$

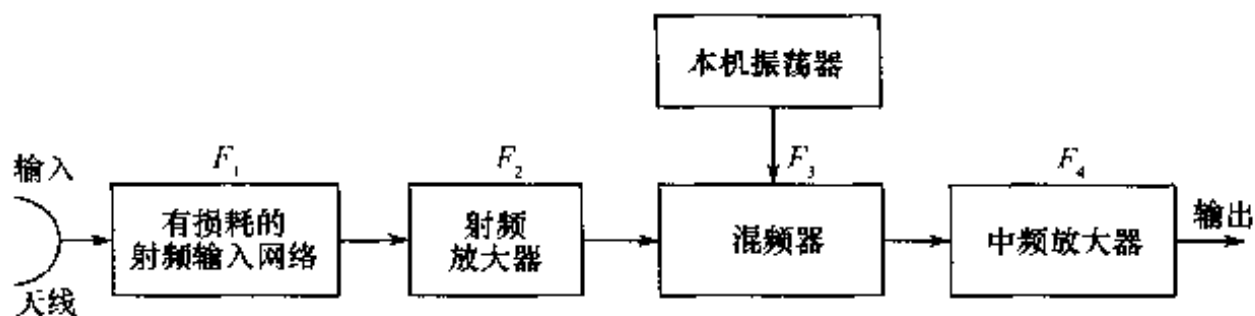
式中, 各参数如图中所标志, 其中 L_n 、 F_1 和 G_1 分别为有损耗的射频输入网络的损耗、噪声系数和传输衰减系数; F_2 、 G_2 分别为射频放大器的噪声系数和增益; L_c 为混频器的变频损耗; N_R 为有效噪声温度同标准噪声温度之比; F_{IF} 、 G_{IF} 分别为第一级中放的噪声系数和增益。测出或计算出上述参数即可确定噪声系数 F_n 。

② 接收机通频带的确定, 对于非脉冲压缩雷达, 接收机最佳通频带为

$$B_{\text{opt}} = \begin{cases} 1/\tau_1 & \text{动目标显示时} \\ 1/\tau_2 & \text{正常显示时} \end{cases} \quad (1-27a)$$

$$(1-27b)$$

式中, τ_1 为动目标显示时的脉冲宽度; τ_2 为正常显示时的脉冲宽度。对于脉冲压缩雷达, 一般选择 $B_{\text{opt}} = B$, B 为脉压波形的带宽。



$$G_1 = 1/L_n \quad G_2 = G_{RF} \quad G_3 = 1/L_c \quad G_4 = G_{IF}$$

$$F_1 = L_n \quad F_2 = F_{RF} \quad F_3 = L_c N_R \quad F_4 = F_{IF}$$

图 1.6 影响接收机总噪声系数的因素的概念图

为了使非相参雷达接收机在高频振荡器和本振频率产生一定漂移时也能稳定地接收信号,则接收机通频带还需考虑一定的裕量。当采用自动频率微调时,这一裕量应等于自动频率微调系统误差的两倍。一般自动频率微调系统的误差为 0.25MHz 左右,所以,这时接收机总通频带为

$$B_{\text{ox}} = B_{\text{opt}} + \Delta f' \quad (1-28)$$

式中, $\Delta f'$ 为接收机附加通频带,一般为 0.5MHz。

6. 发射机脉冲功率的计算

例如,若天线采用扇形波束,则发射机脉冲功率 P_t 可按下式计算

$$P_t = \frac{64\pi^3 R_{\text{max}}^4 P_{r,\text{min}}}{L_{\text{tr}} L_r G^2 \lambda^2 \sigma F_t^2 F_r^2} \quad (1-29)$$

式中, R_{max} 为雷达最大作用距离; $P_{r,\text{min}}$ 为接收机门限灵敏度; L_{tr} 为发射机到天线的传输衰减系数,例如为 0.9; L_r 为天线到接收机的传输衰减系数,例如为 0.7; F_t 为从发射天线到目标的传播因子^①; F_r 为从目标到接收天线的传播因子; G 为天线功率增益系数; λ 为雷达工作波长; σ 为目标有效散射面积。

假如天线采用余割平方波束,则在相同的作用距离情况下,所需的发射机脉冲功率 $P_{t,\text{csc}}$,除上述参数外,还需考虑天线垂直波束宽度 θ_β 和余割平方波束最低的仰角 β_{min} 等参数。

所需要的平均发射功率为

$$P_{\text{av}} = P_t \cdot \tau \cdot f_r \quad (1-30)$$

7. 雷达波形的选择

雷达波形的选择有赖于雷达探测的目标类型、目标的周围环境,以及要提取的目标信息。在一般情况下,雷达的信号波形应当能够同时满足以下的要求:①具有足够的能量,以保证发现目标和准确地测量目标的参数;②具有足够的目标分辨力;③对于不需要的回波,有良好的抑制能力。

例如,最近 20 年研制的低截获概率(LPI)雷达波形有频率调制和相位编码波形、脉冲编码的大时带积连续波形及随机信号波形。往往通过发射长持续时间/低功率的信号来降低其被发现的可能性。

雷达有各种不同的用途,满足一切用途和要求的波形是不存在的。所以,信号波形的设

^① 传播因子定义为在天线最大值方向上目标处于同一位置情况下,与自由空间相比场强的损耗。

计,要按照雷达的实际用途和具体要求来决定。多用途的雷达,则常常有多种可用的信号波形,根据工作的需要随时加以变换,以达到最佳的工作效果。

图 1.7 概括了已广泛使用的雷达波形类型。

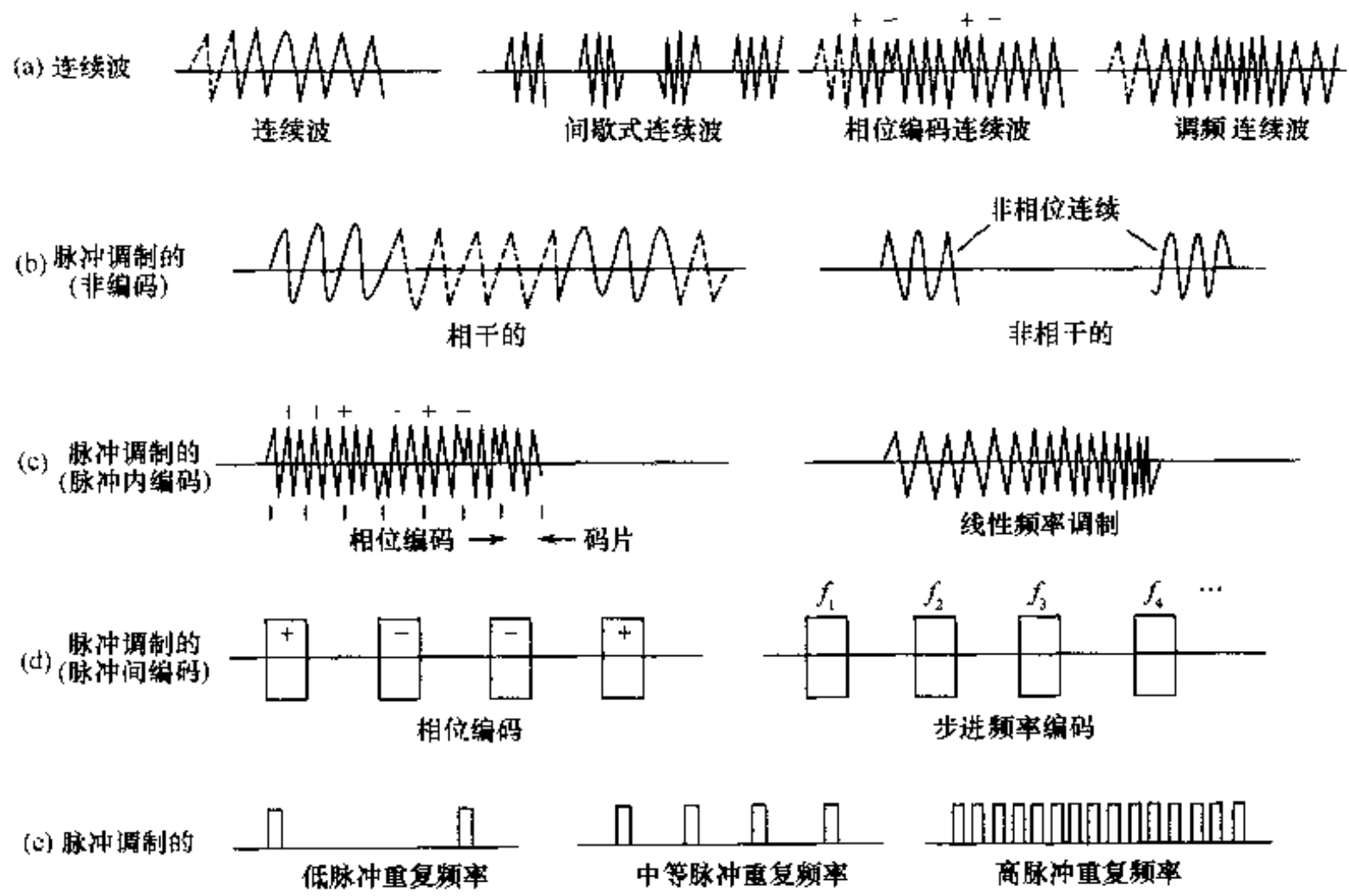


图 1.7 雷达波形的主要类型的示意图

对于监视雷达,几乎常常需要图 1.7(b)左边所示的相干脉冲串波形。另外,还采用一些复杂的脉冲串波形,其参数是可变的,可变参数有:①单个脉冲内的调制,包括宽度、幅度、相位或频率的调制;②脉冲间的频率步进;③脉冲间的相位变化;④脉冲间的间隔变化等。图 1.8 所示为

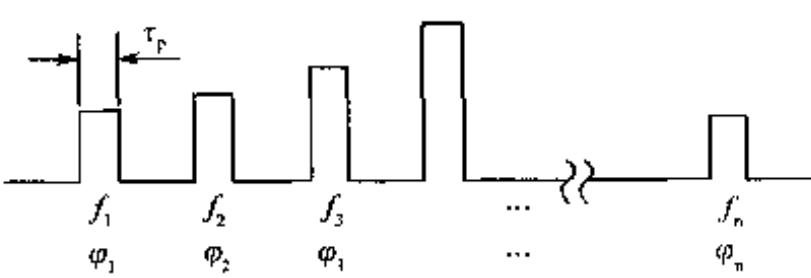


图 1.8 脉冲串的可变参数的示意图

一些可变参数的示意图(只画出波形的包络)。在最新设计的雷达系统中,通常有 10 种或更多的适合地面监视和边扫描边跟踪系统的波形,而机载火控雷达系统可能有 25 种以上的波形。

表 1.2 列出了目前常用雷达信号的种类及特点,在此不再一一论述。

表 1.2 常用雷达信号的种类及特点

信号种类	信 号 特 点	备 注
简单脉冲信号	载频、重复频率和脉冲宽度不变或慢速变化	早期雷达常用信号
PRI 捷变信号	脉冲重复间隔 PRI(脉冲间或脉冲组间)迅速变化,包括 PRI 参差、PRI 渐变和 PRI 抖动等多种形式	用于动目标显示、脉冲多普勒和仰角扫描等雷达
频率捷变信号	信号载频(脉冲内、脉冲间或脉冲组间)快速变化	用于雷达抗干扰的频率捷变雷达
频率分集信号	同时或接近同时发射的具有两个以上载频的信号	用于雷达抗干扰的多频雷达
极化捷变信号	射频信号的极化方式(脉冲内、脉冲间或脉冲组间)快速变化	用于雷达抗干扰的极化方式迅速变化的信号

(续表)

信号种类	信 号 特 点	备 注
双脉冲信号	在每个 PRI 内有两个相邻(间距通常为其脉冲宽度的若干倍)的脉冲	通常用于抗回答式干扰信号
两路信号	具有一定相关性的两路不同 PRI 的信号同时发射,两路信号的频率可以相同也可以不同	用于反侦察及抗干扰信号
脉冲压缩信号	具有很大的时宽带宽积,包括线性调频信号、非线性调频信号、二相编码信号、多相编码信号和频率编码信号等	用于远程预警雷达及高分辨力雷达
脉冲编码信号	多为脉冲串形式,采用脉冲位置编码或脉冲幅度编码(脉冲有无)	用于航管、敌我识别和指令系统等
相参脉冲串信号	在每个 PRI 内发射多个相邻的脉冲,包括均匀脉冲串信号、非均匀脉冲串信号和频率编码脉冲串信号等	它是一种大时宽信号,用于雷达搜索、跟踪等
连续波信号	在时间上是连续出现的,包括单频连续波信号、多频连续波信号、调频连续波信号和二相编码连续波信号等	用于对目标的速度测量、雷达高度计和防撞雷达等
分布频谱信号	具有噪声/伪噪声调制特性,时宽带宽积较大,包括噪声/伪噪声调频或调相信号等	可在进行复杂的信号处理后检测目标,用于目标识别、抗干扰等
沃尔什函数信号	其波形和正弦波不一样,它是方波正交函数集信号,其优点为可提高距离和速度分辨力	作为另一类雷达信号的载波
冲激信号	具有超宽带性能,无载波的信号	用于目标识别、高分辨目标成像

总的来说,雷达的技术性能常受到在杂波中检测小目标的需求而驱动。除上面讨论的技术性能参数外,其相关的分机技术性能参数还包括动态范围、相位噪声、系统稳定性、隔离、杂散和其他硬件有关的技术性能参数。在此不再一一介绍了。

1.4 雷达的威力区与低被截获概率性能

1.4.1 雷达的威力区与平均发射功率

在雷达设计时,首先要满足的战术、技术性能参数是其威力区,由此导出所需的平均发射功率。然而,在无干扰和有干扰情况下,在同一威力区内,所需的平均发射功率却相差很大。为便于说明和简化起见,我们以一个经典环视雷达为例。忽略大气衰减和各种损耗,并假设雷达不能进行相干积累,而只能在平方律检波后对 n 次测量结果进行积累。给出参数为波长 $\lambda = 10\text{cm}$, 重复频率 $f_r = 250\text{Hz}$, 天线转速 $\Omega_a = 18^\circ/\text{s}$, 方位波束宽度 $\theta_a = 10^{-2}\text{rad}(\theta_a = 0.01\text{rad} = 0.57^\circ)$, 目标为慢起伏,其有效散射面积 $\sigma = 10\text{m}^2$, 接收机的噪声温度 $T = 1000\text{K}$ 。

(1) 在无干扰时,在虚警概率 $P_{fa} = 1.155 \times 10^{-6}$, 检测概率 $P_d = 90\%$ 条件下,求当威力区距离为 500km 和高度为 100km 时所需的平均发射功率。

在波束扫过目标时,雷达进行了 $f_r\theta_a/\Omega_a$ 次测量,即积累脉冲数约为

$$n = f_r\theta_a/\Omega_a = \frac{0.57 \times 250}{18} = 8 \tag{1-31}$$

图 1.9 给出 $P_{fa} = 1.155 \times 10^{-6}$, 单个脉冲信噪比为 6dB 时非起伏目标,非相干脉冲积累的平方律检波器的一条检测曲线。它是在给定虚警概率情况下,以脉冲积累数为函数,以信噪比(分贝)为参数,给出的检测概率曲线。当 $P_{fa} = 1.155 \times 10^{-6}$, $P_d = 90\%$ 时,由曲线可得所需要

脉冲积累数正好为 8,如图 1.9 中的小方块所示。再考虑由目标起伏和雷达波束为“高斯”型而非矩形等所造成的损失估计为 2dB,因而得所需单个脉冲的信噪比为 8dB。

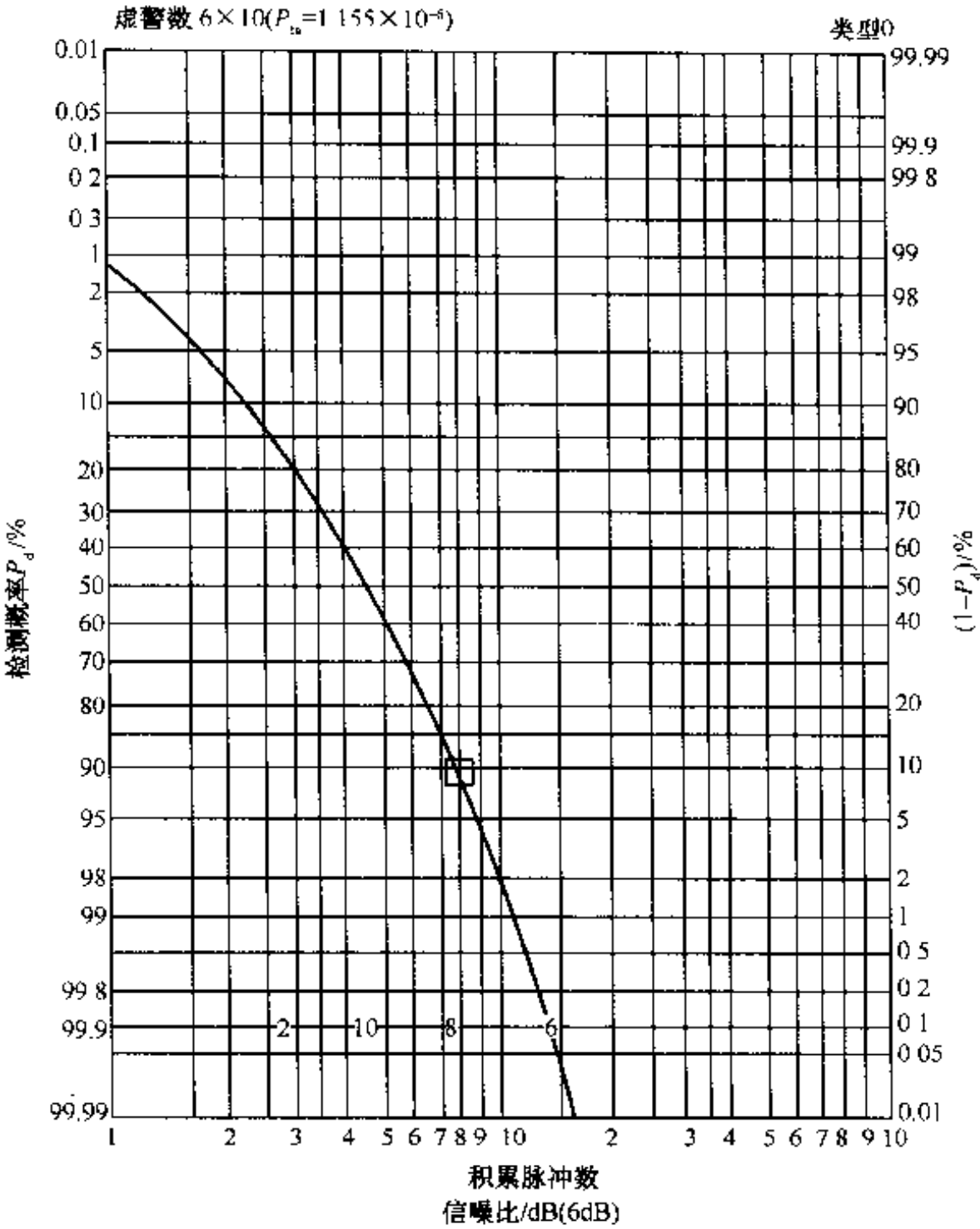


图 1.9 对于非起伏目标模型,非相干脉冲积累时的平方律检波器的检测曲线。虚警概率为 $P_{fa} = 1.155 \times 10^{-6}$

用 $G(\beta)$ 表示天线在仰角 β 上的增益(发射和接收时均相同),又用 $R(\beta)$ 表示同一仰角上的雷达作用距离(见图 1.10)。设一个发射脉冲的发射能量为 E_e ,则仰角 β 上距离 $R(\beta)$ 处的发射能量密度为

$$\frac{E_e G(\beta)}{4\pi R^2(\beta)} \tag{1-32}$$

根据 σ 的定义,雷达所在处目标回波的能量密度等于

$$\frac{E_e G(\beta)}{4\pi R^2(\beta)} \times \frac{\sigma}{4\pi R^2(\beta)} \tag{1-33}$$

天线截获到的回波能量等于能量密度乘上它在方向 β 上的有效接收面积

$$\frac{\lambda^2 G(\beta)}{4\pi} \tag{1-34}$$

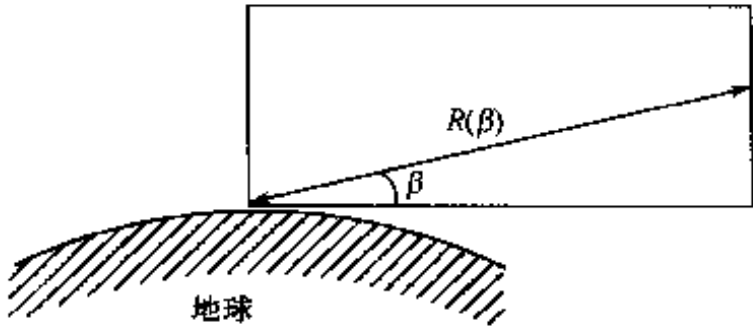


图 1.10 雷达威力区的示意图

由此可见,从距离 $R(\beta)$ 上及仰角为 β 的目标所接收到的回波能量可写成

$$\frac{\lambda^2}{4\pi} \times \frac{E_e G^2(\beta) \sigma}{16\pi^2 R^4(\beta)} = E \quad (1-35)$$

除特殊情况外,一般雷达接收机的噪声与 β 无关。为了充分利用发射的能量,希望对不同仰角 β 上 σ 相同的目标所接收的 E 值都相同。为此,应设计 $G(\beta)$ 使 E 值或信噪比为一常数,与 β 无关。

噪声功率谱密度等于 kT , 因此,所需的单个脉冲信噪比为

$$\frac{2E}{kT} = 6 \text{ (或 8dB)} \quad (1-36)$$

由此可得

$$\frac{2E_e \sigma}{(16\pi^2)} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)} \times \frac{G^2(\beta)}{R^4(\beta)} \times \frac{1}{kT} = 6 \quad (1-37)$$

式(1-37)可写成

$$G(\beta) = R^2(\beta) \sqrt{\frac{3kT(16\pi^2)(4\pi)}{E_e \sigma \lambda^2}} \quad (1-38)$$

$$\int_0^{\pi/2} G(\beta) d\beta = \sqrt{\frac{3kT(16\pi^2)(4\pi)}{E_e \sigma \lambda^2}} \int_0^{\pi/2} R^2(\beta) d\beta \quad (1-39)$$

因有

$$\int_0^{\pi/2} G(\beta) d\beta = \frac{4\pi}{\theta_a} (\theta_a \text{ 以 rad 为单位}) \quad (1-40)$$

$$\int_0^{\pi/2} R^2(\beta) d\beta = 2S \quad (1-41)$$

最后可得

$$\frac{16\pi^2}{\theta_a^2} = \frac{3kT(16\pi^2)(4\pi)}{E_e \sigma \lambda^2} \cdot (2S)^2 \quad (1-42)$$

$$E_e = \frac{150kT\theta_a^2}{\sigma \lambda^2} \cdot S^2 \quad (1-43)$$

在 θ_a 、 λ 、 σ 和 T 都给定的情况下,上式的结果表明了单个脉冲发射的能量与所要求的雷达覆盖区面积的平方成正比。

计算后得本例的 $E_e = 8\text{J}$ 。因此,雷达将每秒 250 次发射 8J,其平均功率为 2kW。

(2) 经典环视雷达对带干扰装置的飞机的威力区:现假设需要对采用全向天线,以功率谱密度为 $\rho_n = 10^{-6}\text{W/Hz}$ 的白噪声形式发出干扰的目标获得相同的威力区。

在这种情况下,目标再辐射的能量等于

$$\frac{E_e G(\beta)}{4\pi R^2(\beta)} \sigma \quad (1-44)$$

因此参照式(1-37),最终有

$$\frac{2E_e G(\beta) \sigma}{4\pi R^2(\beta) \cdot \rho_n} = 6 \text{ (或 8dB)} \quad (1-45)$$

上式与式(1-37)的差别在于,这里的 8dB 是表示信号干扰比。同时,可看出, $G(\beta)/R^2(\beta)$ 与 β 无关。对式(1-45)积分,还可得到

$$\int_0^{\pi/2} G(\beta) d\beta = \frac{12\pi\rho_n}{E_e\sigma} \int_0^{\pi/2} R^2(\beta) d\beta \quad (1-46)$$

$$\frac{4\pi}{\theta_a} = \frac{12\pi\rho_n}{E_e\sigma} \cdot 2S \quad (1-47)$$

$$E_e = \frac{6 \cdot \rho_n \theta_a}{\sigma} S \quad (1-48)$$

这是一个令人很感兴趣的结果,即对于带干扰装置的目标,单个脉冲的发射能量只取决于 θ_a 、 σ 和干扰机功率密度,并与所要求的雷达覆盖区的面积成正比。

计算后,对 $\rho_n = 10^{-6} \text{ W/Hz}$, 得 $E_e = 250 \text{ J}$ 。此时雷达应每秒 250 次发射 250J, 其平均功率为 62.5kW。由此可见,在干扰情况下,为了得到同样的威力区,需提供更大的平均功率。

1.4.2 低被截获概率雷达及其关键技术

前面已提到,现代战争对雷达的生存提出了日益严峻的挑战。最有效反侦察和反 ARM 的方法是雷达自身的隐蔽,低被截获概率(LPI) 技术是其中方法之一。

低被截获概率雷达的定义是“雷达探测到敌方目标的同时,敌方截获到雷达信号的概率最小”。有的作者将低被截获概率雷达简称为低截获概率雷达。

从地面雷达方程,我们可以得到雷达探测距离为

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t \cdot G_t \cdot \sigma \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot k \cdot T_0 \cdot B_r \cdot F_r \cdot (S/N)_{r,\min}} \quad (1-49)$$

式中, P_t 为发射信号功率(天线端); G_t 为发射天线功率增益; G_r 为接收天线功率增益; σ 为雷达目标有效散射面积; λ 为雷达工作波长; T_0 为标准噪声温度(290K); k 为玻耳兹曼常数; B_r 为接收机带宽; F_r 为接收机噪声系数; $(S/N)_{r,\min}$ 为接收机最小可检测信噪比。

截获接收机按信标方程可表述为

$$R_{i,\max}^2 = \frac{P_t \cdot G \cdot G_i \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot k \cdot T_0 \cdot B_i \cdot F_i \cdot (S/N)_{i,\min}} \quad (1-50)$$

式中, P_t 为雷达发射机功率; G 为雷达天线在截获接收机天线方向上的增益; G_i 为截获接收机天线在雷达发射天线方向上的增益; B_i 为截获接收机带宽; F_i 为截获接收机噪声系数; $(S/N)_{i,\min}$ 为截获接收机可识别的最小信噪比。

如果要求地面雷达发现目标面又不被截获接收机截获,在最大灵敏度条件下 ($R_{\max} = R_{i,\max}$), 应使雷达接收机工作在门限电平以上,而截获接收机则处在门限电平以下,即

$$\frac{4\pi R_{\max}^2}{\sigma} \left(\frac{G_t}{G_r} \right) \cdot \left(\frac{G}{G_i} \right) \cdot \left(\frac{B_r}{B_i} \right) \cdot \left(\frac{F_r}{F_i} \right) \cdot \left(\frac{(S/N)_{r,\min}}{(S/N)_{i,\min}} \right) \leq 1 \quad (1-51)$$

式(1-51) 称为低截获概率方程。定义 A_R 为

$$A_R = \left(\frac{G_t}{G} \right) \cdot \left(\frac{G_r}{G_i} \right) \cdot \left(\frac{B_r}{B_i} \right) \cdot \left(\frac{(S/N)_{i,\min}}{(S/N)_{r,\min}} \right) \quad (1-52)$$

我们称 A_R 为低截获概率改善因子,于是有

$$R_{\max}^2 \leq \frac{\sigma}{4\pi} \left(\frac{F_i}{F_r} \right) \cdot A_R \quad (1-53)$$

令 $\Delta R = R_{\max} - R_{i,\max}$ 。当 $\Delta R = 0$ 时的 $R_{\max}$ 称为寂静雷达的临界距离。当 $\Delta R > 0$ 时, 雷达能先发现敌机而不被敌机截获, 当 $\Delta R < 0$ 时, 则敌机能先发现雷达。当 $\sigma = 1\text{m}^2$, $F_r/F_i = 1$ 时, $R_{\max}^2 = A_R/4\pi$ 。图 1.11 是 $\sigma = 1\text{m}^2$ 时雷达免遭截获的最大作用距离 $R_{\max}$ 与所需低截获概率改善因子 A_R 的关系图。在曲线的上部区域, 雷达具有良好的 LPI 特性。LPI 雷达的 LPI 改善因子可以作为评估雷达 LPI 性能的定量标准。

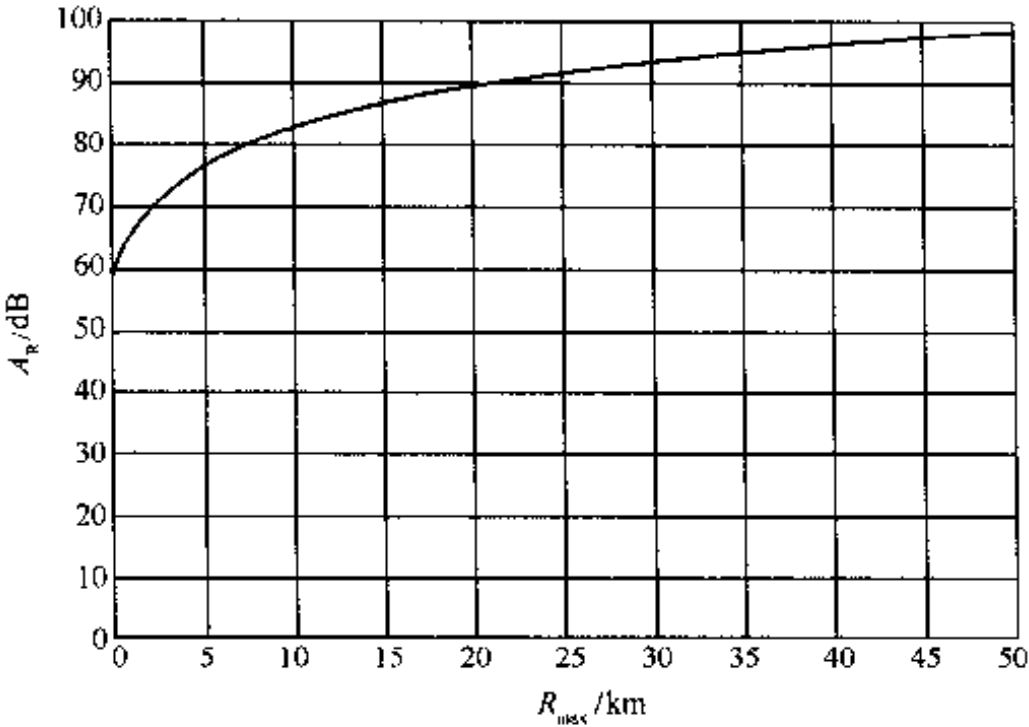


图 1.11 雷达免遭截获的最大作用距离 $R_{\max}$ 与所需低截获概率改善因子 A_R 的关系图

从图 1.11 可以直接得到一定的雷达作用距离下对 LPI 改善因子的要求。例如, 对于 30km 的距离, 该数值为 94dB。假设给出雷达合理的参数: 雷达接收天线和截获接收机天线增益的比 G_r/G_i 为 30dB, 剩下的问题是如何获得另外所需的 64dB。如果仅是采用脉冲压缩和相参积累技术, 获得 64dB 是有困难的, 特别是在雷达作用距离需进一步提高的情况下。所以提高低截获改善因子不是一件容易的事。

下面简介 LPI 的关键技术。

1. 自适应功率管制技术

式(1-51) 表明, $R_{\max}$ 值一旦确定, 就意味着在其特定范围内雷达可探测到敌机, 而敌方的截获接收机不能发现雷达, 这就要求雷达发射功率必须小于这个 $R_{\max}$ 所对应的发射功率值。换言之, 如果雷达的实际发射功率使得其威力超过这个 $R_{\max}$ 值, 就会招致截获接收机先发现雷达的危险。因此, 低截获概率雷达必须采用功率管制技术。

2. 宽带、低旁瓣、高增益、自适应天线技术

在避免主波束截获的条件下, $G = G_i$, 仍假设 $F_r = F_i$, $\sigma = 1\text{m}^2$, 则式(1-51) 变化为

$$R_{\max}^2 \leq \frac{1}{4\pi} \cdot \left(\frac{G_r}{G_i}\right) \cdot \left(\frac{B_i}{B_r}\right) \cdot \left\{ \frac{(S/N)_{i,\min}}{(S/N)_{r,\min}} \right\} \tag{1-54}$$

于是, 设避免主瓣截获条件的 LPI 改善因子 A_m 为

$$A_m = \left(\frac{G_r}{G_i}\right) \cdot \left(\frac{B_i}{B_r}\right) \cdot \left\{ \frac{(S/N)_{i,\min}}{(S/N)_{r,\min}} \right\} = \left(\frac{G_r}{G_i}\right) \cdot K_P \tag{1-55}$$

式中, K_P 为信号处理增益。如果要使雷达旁瓣免遭截获, 即 $G = G_s$, G_s 为旁瓣电平, 则有

$$R_{\max}^2 \leq \frac{1}{4\pi} A_s = \frac{1}{4\pi} \cdot \left(\frac{G_t}{G_s} \right) \cdot A_m \quad (1-56)$$

式中, A_s 称为雷达在旁瓣上免遭截获的 LPI 改善因子, A_s 应比主瓣截获时的 LPI 改善因子 A_m 高出一个雷达天线主旁瓣比值。由于旁瓣截获对于侦察机和反辐射导弹具有重要意义, 所以低旁瓣是低截获概率雷达必不可少的。

综上所述, 通常雷达对天线要求既有窄的高增益主波束, 又有低旁瓣。但从天线理论中知道, 这两者是相互矛盾的。解决的办法之一是改变天线孔径的馈电电场分布, 如改变阵列天线阵元间的功率分配; 办法之二是采取自适应旁瓣对消技术。详细的讨论可参考天线设计有关书籍。

3. 信号处理增益

根据式(1-55), 并认为截获接收机的带宽与雷达接收机的带宽相同, 信号处理增益 K_p 可表示为

$$K_p = (B_i T_s)(T_c/T_s) \quad (1-57)$$

式中, B_i 为截获接收机的带宽; T_s 为雷达在目标上的驻留时间; T_c 为雷达信号相参处理时间。

雷达信号处理增益主要来自于匹配滤波(相关接收)和相干积累。一般意义上的脉冲压缩技术其信号处理增益即为信号的时宽带宽积, 而对 LPI 雷达而言, 要求信号处理增益 $K_p = (B_i T_s)(T_c/T_s)$ 尽可能大。在理想情况下, 当相参处理时间 T_c 等于雷达在目标上的驻留时间 T_s 时, $K_p = B_i T_s$ 。因此, 要提高 LPI 信号处理增益, 必须使用大时宽带宽积信号, 增加发射信号的带宽和相干积累时间。当然, 相干积累时间会受到雷达在目标上的驻留时间的限制。

由于连续波雷达有最大的目标驻留时间, 所以在雷达体制上对于 LPI 雷达来说连续波雷达是最佳的。若考虑对地杂波的抑制, 则具有高占空比的脉冲多普勒雷达是最佳的。

4. 改变雷达信号特征及其工作参数

这方面的主要内容有波束自适应、波形捷变、频率捷变(分集)和重频抖动等。波束自适应前面已提到过。波形捷变由于增加了雷达发射波形的随机性, 使其具有似噪声特性, 波形自由度大, 被截获率低, 因而具有优良的抗截获性能。

频率捷变是抗有源干扰的有效措施之一, 也是提高 LPI 性能的重要手段, 因为截获接收机在进行分选处理时, 频率是一个重要的参数。然而频率捷变用来抗分选是有一定的条件的, 目前截获接收机的频率覆盖范围从几十兆赫兹到几十吉赫兹, 要使频率跳出截获接收机的覆盖范围已不大可能。频率捷变增大了侦察接收机的带宽, 从而提高了雷达的 LPI 改善因子。同时, 也增加了截获接收机的分选工作量。在信号密度很小的情况下这种工作量的增加给截获接收机造成的困难是微不足道的, 但在高密度信号环境下却具有重要意义。总之频率捷变要提高 LPI 性能有两个前提: 第一, 高的信号密度环境; 第二, 较高的雷达配备密度。这表明, 雷达的联网工作或设置诱饵系统是提高 LPI 性能的重要措施之一。频率分集本是为了提高雷达的检测性能, 作为 LPI 雷达的一项措施, 其主要用途也是增大分选难度。重频抖动也用于抗分选, 有资料表明: 当重频抖动超过 20% 时, 截获接收机就难以分选。

5. 高灵敏度、大动态接收机

接收机的灵敏度决定了雷达能检测的最小信号。高灵敏度接收机是 LPI 雷达的基本要

求,它必须具备大的动态范围,以适应工作环境的需要。

综上所述,LPI 技术是雷达抗侦察、抗干扰和抗摧毁战术技术的综合体现,使雷达具有良好的 LPI 性能是适应未来战争的需要。

1.5 电子战及有关雷达对抗概述

1.5.1 电子战名称内涵的演变过程

电子战作为动态性很强的领域,随着电子技术的进步,电子战装备的发展及其在战争中的作用和地位的不断提高,电子战这名称的内涵也在不断地演变和深化。

在第二次世界大战时期,对雷达的电子对抗在电子战行动中已占据了主导地位。战后,在 1949 年,电子对抗正式成为美国官方的术语,其定义为:

电子对抗是电子学在军事应用中的一个重要分支,包括使用电磁辐射来降低或影响敌方电子设备和战术运用的军事效能而采取的行动。

到越南战争之后开始将电子干扰、电子侦察和电子反干扰统称作电子战。1969 年美国参谋长联席会议正式明确了电子战的定义为:

电子战是利用电磁能量确定、利用、削弱或阻止敌方使用电磁频谱和保护己方使用电磁频谱的军事行动。电子战包括电子战支援措施、电子对抗措施和电子反对抗措施三个组成部分。

从此,“电子战”这个术语开始在世界范围内得到广泛应用,并一直沿用至今,但其内涵在不断发展、丰富。

20 世纪 80 年代后,人们认识到,反辐射导弹的功能是摧毁敌方的电磁辐射源,它成为电磁斗争的一个重要手段,并成为计划和实施电子战的一个不可缺少的组成部分。为此,1990 年 6 月,美国国防部颁布了新的电子战定义为:

电子战是使用电磁能确定、利用、削弱或以破坏、摧毁、扰乱等手段,阻止敌方使用电磁频谱和保护己方使用电磁频谱的军事行动。

从而,电子战成为名副其实的攻防兼备、软硬一体的作战能力,这是电子战理论的一个重大发展。

在现代战争中,对指挥、控制与通信(C³)系统已有高度依赖性,破坏了敌方的 C³ 系统就掌握了战争的主动权。这种电子战运用上的指导思想形成了 C³ 对抗战略的理论基础。在 C³ 对抗中,电子战具有举足轻重的重要地位,意味着它不再仅仅是作战平台的一种防御性措施,而是与火力、机动等具有同等地位的战斗要素。因此海湾战争后,将电子战又重新定义如下。

电子战(EW)——使用电磁能和定向能控制电磁频谱或攻击敌方的任何军事行动,电子战包括电子攻击、电子防护和电子战支援三个组成部分:

① 电子攻击(EA)——其组成部分包括以削弱、压制或摧毁敌方战斗力为目的,使用电磁能或定向能攻击其人员、设施或装备。

② 电子防护(EP)——其组成部分包括为保护人员、设施和装备在己方实施电子战或敌方运用电子战削弱、压制或摧毁己方战斗能力时不受任何影响而采取的各种措施。

③ 电子战支援(ES)——其组成部分包括由指挥官分派或在其直接控制下,为搜索、截获、识别和定位有意或无意电磁辐射源,以达到立即辨认威胁之目的而实施的各种行动。由此,电

子战支援为立即决策提供所需信息。这些立即决策包括电子战行动、威胁回避、目标确定和其他战术行动。

新的电子战定义大大扩展了电子战概念的内涵：

① 使用的不仅仅是电磁能，而且包括定向能等。

② 电子战已具有更明显的进攻性质，电子战攻击的目标不再仅仅是敌方使用电磁频谱的设备或系统，还包括敌方的人员和设施；

③ 实施电子战的目的也不仅仅是控制电磁频谱，而是着眼于敌方的战斗能力；

④ 防止自我干扰和“电子自杀”事件成为电子防护的重要组成部分。新的电子战定义为电子战开拓了广阔的发展前景，成为电子战发展史上一个新的里程碑。

图 1.12 所示为现阶段电子战的基本概念图。

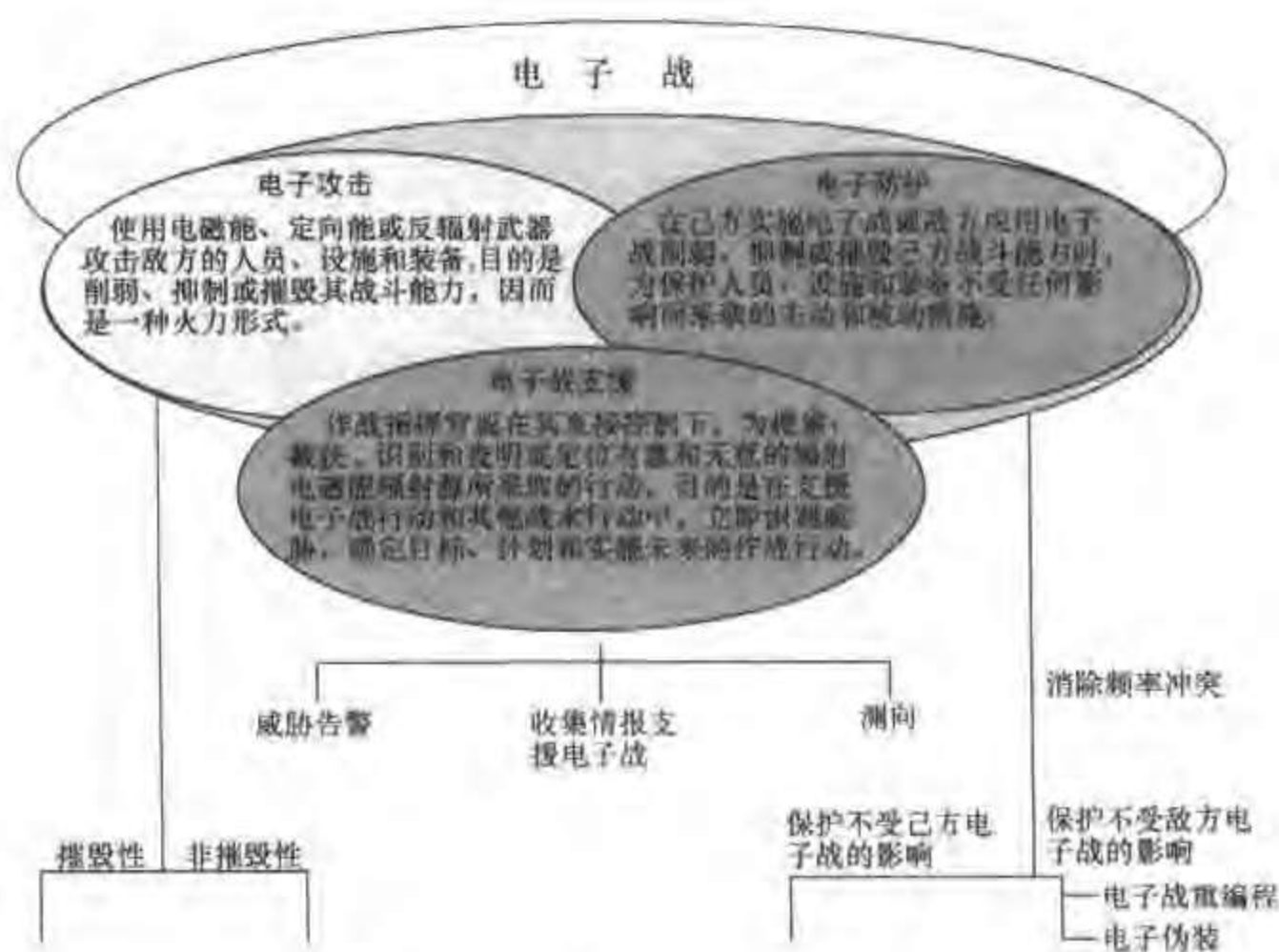


图 1.12 现阶段电子战的基本概念图

1.5.2 雷达干扰和抗干扰的若干领域简介

现代雷达的干扰/抗干扰技术，是一对矛盾的两个方面，它们相互斗争、相互促进、不断发展。然而，“没有干扰不了的雷达，也没有抗不了的干扰”，关键在于你掌握多高的技术，拥有多大的资源。

雷达干扰与抗干扰的斗争，已在空域、时域、频域、功率域、调制域、极化域内全面展开。

现在对上述各域内雷达的干扰和抗干扰措施简要列出如下。

1. 在空域内的干扰和抗干扰措施

雷达在空域内的抗干扰措施主要有超低旁瓣天线、旁瓣对消、旁瓣匿隐、单脉冲角度跟踪、相控阵天线扫描捷变、超分辨率合成孔径成像和雷达组网。主要的对抗措施是分布式干扰和投掷式(或拖曳式)干扰。

2. 在频域内的干扰和抗干扰措施

雷达在频域内的抗干扰措施主要有宽带频率捷变、窄带滤波(含 PD、MTD、MTI)、频谱扩展(含脉冲压缩)等。主要的对抗措施是宽带、快速、精确的频率瞄准干扰和快速高精度的复制干扰。

3. 在时域内的干扰和抗干扰措施

雷达在时域内的抗干扰措施主要有距离选通、抗距离拖曳、重频捷变等。主要的对抗措施是同步干扰、杂乱脉冲干扰和复合干扰。

4. 在功率域内的干扰和抗干扰措施

雷达在功率域内的抗干扰措施主要有恒虚警处理、自动增益控制、大信号限幅、目标幅度起伏特性识别等。主要的对抗措施是噪声干扰、杂乱脉冲干扰和目标幅度起伏特性模拟干扰。

5. 在调制域内的干扰和抗干扰措施

雷达在调制域内的抗干扰措施主要有线性调频、相位编码、信号参数捷变等。主要的对抗措施是转发调制干扰和高精度的复制干扰。

6. 在极化域内的干扰和抗干扰措施

雷达干扰和抗干扰在极化域内的斗争是一个尚待发展的领域,雷达在极化域内的抗干扰措施主要有极化捷变和极化选择、极化识别等。主要的对抗措施是随机极化干扰和极化模拟干扰。

上述域内所采取的干扰和抗干扰措施,部分已列在图 1.1 中。下面,我们仅对上述领域中有关雷达的侦察与干扰,雷达的反侦察和反干扰及隐身和反隐身技术进行介绍,其他内容在此不再展开讨论了。

1.5.3 对雷达的侦察与干扰

雷达侦察是无线电侦察的一种。侦察的主要对象是各种类型的雷达。侦察设备首先要截获所侦察的雷达信号,然后检测其参数,通常包括发射载频、跳频范围、调制形式、脉冲宽度、脉冲重复周期、脉冲强度、天线扫描形式、天线极化形式、波瓣形式等。这些参数可作为进一步判断雷达的性能、用途和工作状态的依据。根据对雷达侦察所获得的情报,可以实施己方的警戒回避、施放干扰和火力摧毁等。

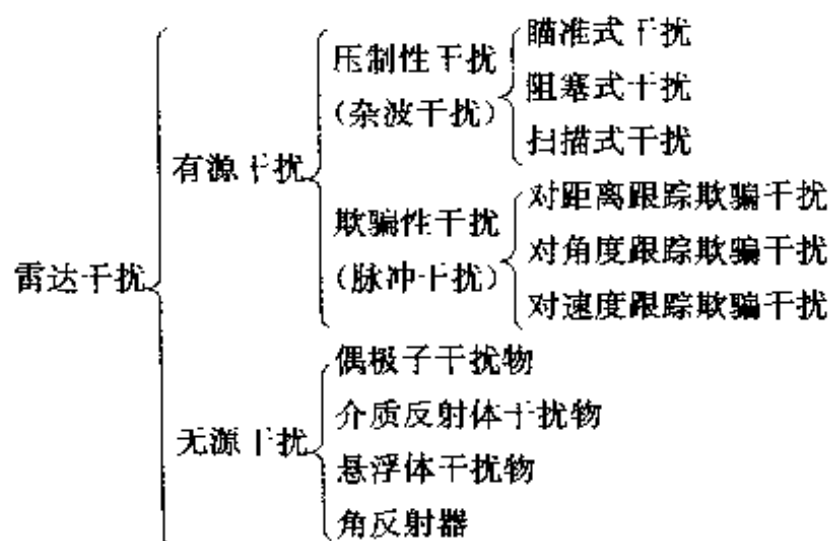
就电子干扰而言,根据雷达工作是基于利用无线电波信号来完成探测目标这一特点,对雷达进行干扰可从两个方面来考虑。

第一种是无源干扰。例如在空中撒下轻如鹅毛的铝箔片或涂覆金属的塑料条,以形成一片片的干扰云带,这是增强反射波进行干扰的情况。这类干扰所用的器材本身并不辐射无线电波,只以反射作用来干扰敌方雷达的正常工作,故称为“无源干扰”。

第二种是有源干扰。利用无线电设备发射某种形式的干扰信号,以扰乱和欺骗敌方雷达。例如,由飞机携带的干扰机(吊舱),当飞进雷达作用区域内时施放杂乱无章的干扰信号;或者

制造假的目标回波。这类干扰是由干扰机有意地辐射无线电波去扰乱雷达的正常工作状态，故称“有源干扰”。

对各种雷达的干扰，总的可归纳如下：



值得注意的是，随着各种新体制雷达的出现，雷达抗干扰技术也在相应发展。目前为了提高雷达的抗干扰能力，除采取了一些对付雷达干扰的具体措施外，同时在工作频率上也向更高的无线电波段扩展，这就要求雷达干扰设备也能在更高的波段辐射干扰信号。由于各种新型雷达的使用日益增多，不仅使得空间雷达信号的密度加大，而且雷达信号的波形也复杂得多了。为了适应这种情况，在雷达干扰中也开始采用多波束技术，并且出现了“自适应干扰”、“自动干扰功率分配”等新的干扰技术。这些新技术的应用，使干扰设备能对真有威胁性的信号先在空间进行鉴别，选择出威胁最大的雷达信号，然后根据截获的雷达信息迅速分析出该种雷达信号的参数，依次识别雷达所属的类型，确定位置，显示雷达信号的变换情况并且能自动选用适当的干扰方法，决定干扰的施放时间、方向、频率、功率及干扰样式等，以便实施有效的干扰。电子计算机(微型机)在干扰技术中的广泛应用将为干扰向自动化发展创造了良好的条件，它具有在很短的时间内完成分析、处理、存储大量参数的能力。这对于目前空间密集各种信号的情况下，能够迅速地截获各种雷达信号，并自动而准确地控制多部干扰机对各类不同的雷达同时实施干扰，是十分重要的。

1.5.4 雷达的反侦察和反干扰

干扰的作用是扰乱和破坏敌方雷达正常探测目标的功能。为了抵制和消除干扰的影响，一般要从战术技术上采取相应的措施。

从战术的角度考虑，目前所采用的反侦察、反干扰的措施有：

① 在保证雷达能正常完成战斗任务的前提下，尽量缩短雷达的开机时间，以降低敌方侦察设备截获雷达信号的机会和减小干扰机对雷达的干扰效果。

② 在雷达网中储备战时雷达工作频率，这种频率在平时是严格控制使用的，以防被侦察，到战时才出其不意突然使用。

③ 配置各种体制和波长的雷达共同执行一种任务，当某一种雷达受到干扰时，其他雷达仍能正常工作。

④ 随着导弹技术的发展，近来有一种专门寻找杂波源的导弹，当发现雷达受到杂波干扰时即行发射，并顺着杂波飞向干扰辐射源予以击毁，这可以说是对抗雷达干扰的最积极的办法。

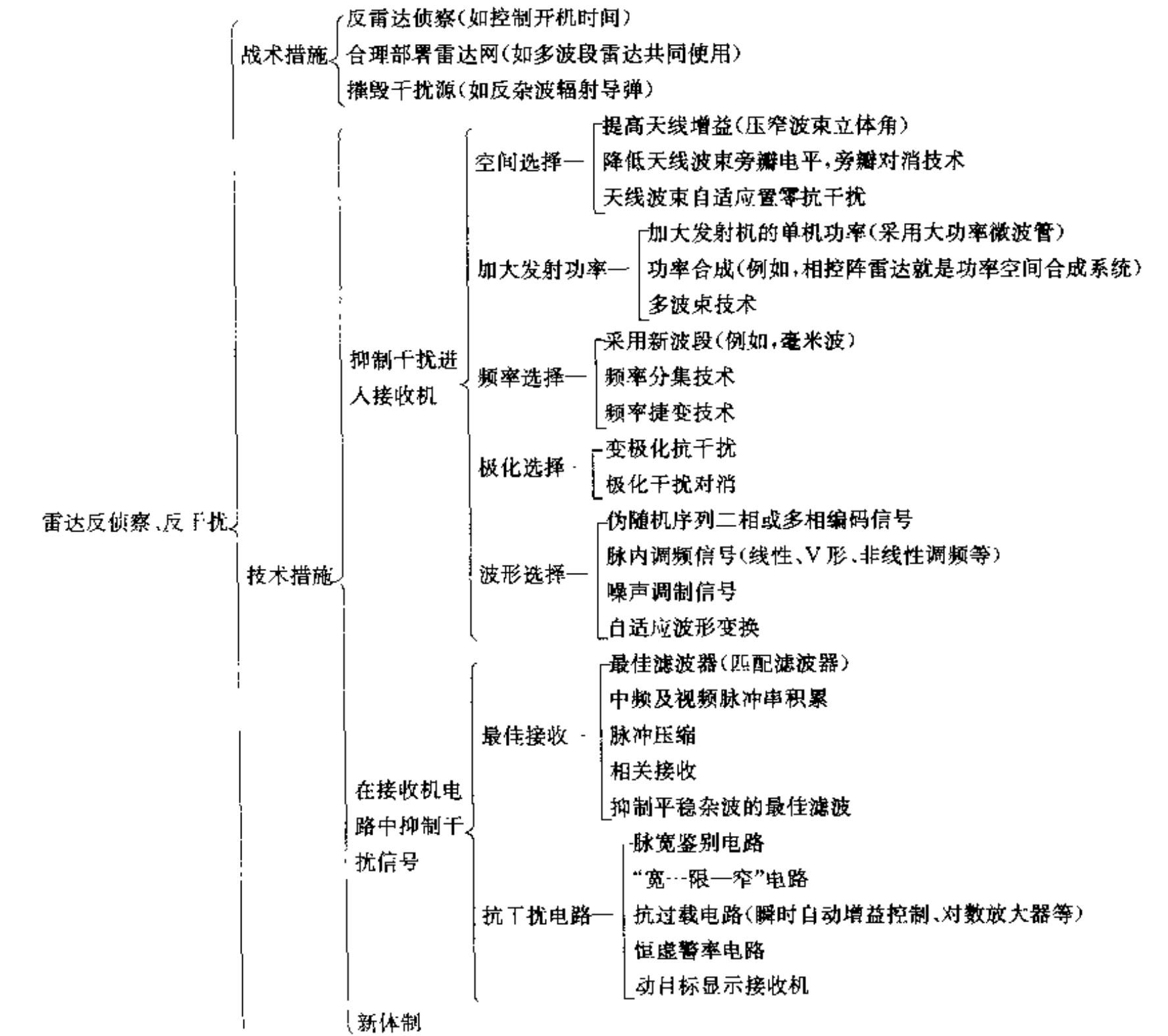
⑤ 雷达战术隐蔽的伪装与机动，如迷彩伪装，假雷达，烟幕伪装，频率伪装，天然伪装等。

⑥ 采用电子诱饵与引偏技术。如对于干扰源采取干扰欺骗措施,设置简易的辐射源,用以破坏反辐射导弹导引头的正确跟踪,引偏反辐射导弹,使其不能击中真正的雷达设备。在大型骨干雷达旁,加装辐射源诱饵,使反辐射导弹偏离雷达,是保护雷达的重要措施。例如,美国的“爱国者”防空导弹系统,在每一个作战阵地上都布置了 3~4 部有源雷达诱饵,可以覆盖 120° 的扇区,每一部诱饵覆盖约 30° 的区域,只向一个方向发射,诱饵所辐射的功率进入反辐射导弹导引头的主瓣区,最终诱使反辐射导弹飞向偏离主雷达的某一点(诱饵附近,反辐射导弹杀伤范围以外),起到保护的作用。

⑦ 减少雷达本身的热辐射,带外辐射。常用反辐射导弹的导引头采用无源导引和红外导引,因此要减少雷达本身的热辐射和带外辐射。为此,可采用吸收材料、覆盖材料和冷却系统,或者把雷达电源置于掩体内。

⑧ 投放专用媒质。可通过投放专用媒质,破坏雷达与反辐射导弹之间的电磁波传播条件。这种专用媒质有烟幕、气溶胶和其他屏蔽媒质,为使介质电离,可喷洒一些易电离物质,如钠、钾等。

除上述战术措施外,常用的雷达反侦察和反干扰技术措施种类繁多,内容也很丰富,由于篇幅有限,不作详细讨论,现归纳如下。



1.5.5 对雷达的隐身和雷达的反隐身技术

1. 对雷达的隐身技术

隐身技术在电子战领域中是一个重要组成部分。隐身技术是用各种方法降低目标的雷达有效散射面积,从而降低雷达对它的探测能力。反之,使隐身技术失效或减少其效果的技术称为反隐身技术。

实际的雷达目标是很复杂的。一般来说,目标的 RCS 是一个依赖于目标大小、形状和雷达特性的复杂参数。与之有关的雷达参数:雷达频率;雷达观测目标的方位角;雷达极化方式等。对于双基地雷达来讲,RCS 是发射机和接收机二者的观测角和极化方式的函数。总的来说,要减少目标的雷达的 RCS 回波方法有四种:①改变外形;②应用雷达吸收材料;③无源对消;④有源对消。改变形状基于雷达对目标的威胁限于一确定而有限的锥形区内。雷达吸收材料用来加强改变外形技术的效果或者用于改变外形不起作用或无法改变外形时的效果。一般来说,雷达吸收材料有四种:宽带吸收材料,窄带或谐振型吸收材料,综合前两种性能的混合吸收材料及表面涂覆材料。应用无源对消技术有可能大大地减少目标的 RCS,但该方法只在窄带内对一段狭窄的方向区域内有效。有源对消依赖于目标上的附加有源信号源,但必须仔细控制辐射能力。在这减小 RCS 的四种方法中,只有改变外形和雷达吸收材料的技术已经用于战术使用中。

根据目前达到的技术状态,隐身飞机对微波雷达的 RCS 减小了 20~30dB。例如非隐身的战斗机的 RCS 为 1~5m²,非隐身轰炸机如 B-52 的 RCS 为 40m²;而隐身的 F-117A 的 RCS 为 0.02m²,F-22 的 RCS 为 0.05m²,B-2 隐身轰炸机的 RCS 大约在 1~0.1m²之间。

显然,在电子战的环境中,飞机采用隐身技术可以减少被雷达探测和被导弹攻击的机会,减小雷达的探测距离;另外,还可降低所配置的自卫干扰机的发射功率。

飞机的自隐蔽距离 SSR(Self-Screening Range)可用下式定量地计算

$$R_{ss} = \left(\frac{P_r G_r \sigma B_i J}{P_y G_y 4\pi B_r S} \right)^{1/2} \quad (1-58)$$

式中, R_{ss} 为 SSR 值; P_r 为雷达发射功率; P_y 为自卫干扰机的发射功率; G_r 为雷达天线增益; G_y 为自卫干扰机天线增益; σ 为飞机的 RCS; B_i 为自卫干扰机带宽; B_r 为雷达带宽; J/S 为自卫干扰机与雷达之信号功率比。

在式(1-58)中,除 RCS 外,假定其他条件相同,如果 RCS 由非隐身轰炸机的 40m²变为隐身轰炸机的 0.1m²,则后者的 SSR 将减小为前者的 5%。另外,除自卫干扰机发射功率外,假定其他条件相同,如果前后者的 SSR 维持相同,则后者的自卫干扰机功率要低得多。这对于降低飞机的有效载荷和降低功率消耗都是极为有利的。

2. 雷达的反隐身措施

隐身技术是现代突防目标用以降低其信号特征,使之难被发现的“低可观测性”技术的通称。实际上,隐身飞行器不是完全“看不见的”,只是发现距离缩短了。现代雷达应该能在各种干扰存在的恶劣环境下发现小 RCS 的隐身目标,同时为了避免反辐射导弹的攻击,雷达本身还应是低被截获概率的。所以反隐身技术必然是一系列先进技术的综合运用,并非某一单项

技术手段所能奏效的。表 1.3 列出隐身技术的局限性和反隐身技术措施。

表 1.3 隐身技术的局限性和反隐身技术措施

隐身技术的局限性	(1)被照射物体大小与雷达波长相近时,从该物体反射的回波会产生谐振现象,形成较强的反射波; (2)隐身飞行器用吸波涂料,在对付长波长雷达时,吸波涂层难以达到所要求的厚度,吸波效果不明显; (3)在高频区(20GHz 以上),机体不平滑部位都会产生角反射,从而导致 RCS 增大; (4)当目标散射角大于 130°时,目标的雷达有效散射面积明显增加; (5)隐身目标的雷达散射面积减小通常是对单基地雷达的后向散射而言,其侧面、背面腹部是薄弱环节; (6)雷达吸波材料对于无载波脉冲基本上无吸收作用; (7)隐身飞行器所采用的隐身外形、材料、涂层只在一定的频率范围内起作用
反隐身技术措施	(1)采用米波雷达,增加雷达的工作波长 优点:可提高探测隐身目标的能力 缺点:为保持窄波束和足够的分辨率,天线必须与波长成比例地增大 (2)采用毫米波雷达 优点:提高了反隐身能力 缺点:电波传播受人气的影响衰减较严重,作用距离近 (3)采用超视距雷达 优点:①超视距雷达的工作频率为 2~60MHz,在此波段,被照射目标会产生较强的谐振型后向散射;②ARM 和外形隐身技术对该雷达影响很小 (4)采用双基地或多基地雷达系统 优点:降低了隐身效能,生存力强 缺点:仅能在发射机波束与接收机的作用范围相交的区域发现目标 (5)采用天基探测系统,将系统安装在卫星上,雷达从空中俯视隐身目标的上部 (6)在边远地区设置无人操纵雷达,仰视飞越上空的隐身飞行器 优点:扩展视野,提高生存力 (7)采用超宽带雷达 优点:①所发射的极窄脉冲具有很宽的频率范围,可覆盖整个 L、S 和 C 波段;②不是利用多普勒效应来测量目标的速度,而是利用信号的某种编码来识别目标 (8)采用多频谱体制 优点:①可提高发现概率;②常与无源雷达和红外探测器配合使用 (9)采用高功率激光雷达 优点:精度高,抗干扰,超低空跟踪性好 (10)提高雷达发射能量:①采用大时带宽信号的脉冲压缩技术;②采用有源相控阵技术 优点:①可增加探测目标的距离,而不降低其分辨力;②可将多个发射单元的功率在空间合成,形成高能脉冲 (11)采用抗干扰技术:频率捷变、频率分集、扩频技术、低旁瓣窄波束天线、旁瓣相消等 优点:①避免或减少干扰信号进入雷达波束;②对已进入接收机的干扰,也可设法改善其信噪比

除利用有源探测系统探测隐身目标外,人们自然会想到应用无源探测系统探测隐身目标的可能性。所谓无源探测系统就是利用目标(飞机、导弹、军舰,运动车辆等)的有意辐射(雷达,通信机发射的电磁波)或无意辐射(红外线,热辐射等)来探测其存在,识别其特性,判断其位置的设备。

几种可能的无源反隐身系统为:①毫米波辐射计;②红外成像探测器;③热成像探测器;④射频探测器;⑤地球磁场变异探测器;⑥激光/气体分光仪传感器。

1.6 未来雷达新概念

在此,我们引用法国雷达专家 F. le Chevalier 提出的未来电磁检测新概念。他认为未来

雷达将向时间-空间-频率资源管理和宽带雷达方向发展。下面介绍他的主要观点。

未来雷达将有可能实现更高的反应能力和形势评估性能要求,这些新技术包括发射/接收、天线阵、自适应处理、目标分类和模拟工具等方面,将取得新的进展。

- 在发射和接收方面,由于集成和封装技术的新进展使高品质(高频谱纯度和高动态范围)的多通道发射和接收系统的设计和工业化生产成为可能,并可在发射/接收时在不同方向上采用准同时波束。

- 高分辨力合成孔径雷达的发展推动了宽带发射/接收的发展。现已在 X 波段上得到 10% 带宽的相干频率捷变和高于 50MHz 的瞬时带宽。在以后几年内,将能得到执行各种雷达功能的 100MHz~2GHz 带宽的集成系统。

由于接收需要高动态范围,加上电子战所需的大带宽,高质量的模/数和数/模变换技术得到迅速发展,模/数变换现在水平是 8 位,1GHz 采样,将发展到 8 位 5GHz;数/模变换则推动了高性能可编程波形合成器的发展。

- 在天线阵方面,目前用有源天线阵的电子扫描已是成熟技术,可实现高度自适应的发射/接收工作模式,从而实现多波束、多频率模式以满足不断增长的监视、跟踪和形势评估需求;雷达、电子战和隐蔽通信功能综合的共用孔径也可用甚宽带过采样阵列实现。其带宽为 40% 到一个倍频程。此共用孔径可置于飞机不同位置面成为“灵巧蒙皮”。在宽带分布和瞄准 (Pointing) 上则用真实时间延迟而不用相位加权来实现,同时用光处理方式实现大规模连接。

- 在自适应处理上,时-空自适应处理(STAP)发展很快。对于运动平台,由于杂波回波的多普勒扩展,其最小可探测目标的径向速度受到限制,所以时-空自适应处理是对机载监视系统的一个主要需求;利用二维多普勒——角度处理,若已知在运动平台上杂波回波的多普勒频率与它们的到达角直接相关,那么便可探测慢速度目标。

- 自动分类是对雷达系统的另一项主要要求,可以利用很多不同的特性进行目标识别,例如利用由目标运动部件形成的多普勒频谱信征、合成孔径雷达信征、极化特性、高距离分辨力分布及低频雷达谐振特性等。

- 雷达信征模拟技术现已成熟,它可用于预测目标识别、波形优化,预测天线与平台结构间的相互作用,优化雷达与其平台的设计和安装。

目前,雷达尚有某些基本限制,包括物理限制和技术限制。其中物理限制因素有:角度分辨力、电波传播、杂波影响、雷达信征和能量限制等。

从时间-空间-频率资源管理到宽带雷达,这就是未来雷达的基本概念。这些新概念讲得具体一点有:

- 时-空最佳化(如 DBF、伪装发射/接收、交替扫描、探测前跟踪、长积累时间等);
- 频率最佳化(如频率自适应、合成带宽、低频率工作等);
- 位置/地点最佳化(如采用共用孔径、雷达-EW-通信一体化、双基地工作等);
- 甚宽带工作。

时间是一个重要参数,所以应该把重点放在时-空资源管理最佳化上。数字波束形成(DBF)是一项可进行时-空资源最佳化的成熟技术。DBF 的重要特点是能够利用自适应天线处理来抑制干扰,甚至抑制主瓣内的干扰;而且在中、近距离上不必补偿发射增益/损耗,从而提高了数据刷新率。

还可以改进 DBF 以便在照射扇区内发射不同的波形,如在不同方向发射不同的载频,由天线单元发射不同的频率。这是一种赋色伪装发射(Coloured Transmission),它可有效衰减

发射时的杂波回波(而接收时则用数字波束形成来衰减),也是对抗旁瓣假回波干扰的有效措施。

由于当今的电扫率已达到足以在两个相继脉冲间完成扫描,而且现代合成器也能在相似的时间范围内改变波形,因而可能实现不同类型的“交替扫描”(Interleaved Scanning)。此时不同的波形在不同的(不一定是相邻的)方向准同时发射。这种模式可看做是“准宽波束”模式,可从特定方向的准同时探测和每一方向上对波形的准独立自适应两方面得到好处。这种模式可用于实现这样的 STAP 技术:只用一个接收通道便能进行运动目标的探测和跟踪,同时在地面跟踪雷达中实现高角度分辨力技术以进行多路抑制。总之,“交替扫描”模式将为实现对抗多个威胁所必需的“边跟踪边扫描边分析”模式开辟道路。

探测前跟踪(Track Before Detect, TBD)技术可得到探测距离的实际增益,它相当于降低首次探测门限并在跟踪过程中消除剩余虚警,而它对硬件并无特别要求。

运用长积累时间可较好地降低相位噪声,更好地分辨相隔很近的目标,但牺牲了珍贵的时间资源。

频率最佳化是满足雷达新需求的另一个重要方法。可以使雷达载频与其环境相适应的办法是通过频率捷变,或让雷达以不同的带宽工作。雷达最佳载频通常是在权衡不同工作模式(如监视和跟踪)及气象性能后得到的。如果实现了恰当的自适应频率控制,能在一个倍频程上或双频雷达上进行频率捷变,那么雷达性能就能显著提高。例如,结合使用共用孔径宽带系统。未来雷达系统的性能肯定能大大改善。

合成带宽(或称步进频率)模式利用了综合脉冲压缩波形,其主要优点是可在接收时利用窄带宽,并在脉冲间进行相干变换以覆盖整个带宽。而低频率雷达则有特殊的用处,战场上来袭的特殊可探测目标引起了对 HF、VHF 和 UHF 雷达的重视。对丛林穿透探测,或一般地说对超视线探测,使用这些频率好处明显。但应考虑多路径衰减问题。

在位置/地点最佳化方面,主要是采用雷达—EW—通信一体化问题和双基地工作模式。显然,自我保护所需要的全景监视和环境评估导致将天线置于平台(飞机、舰船、车辆等)的各个不同部位。因此,利用共用孔径较容易用同一天线的系统来实现不同的功能。此外,高通用系统间的兼容性要求应对电磁信号的发射/接收进行更加有序、更加自适应的控制,这更促进了电磁兼容管理的高水平集成。

共用孔径与航空电子设备集成在一起将促进系统的一体化和模块化,从而减少工作和维护费用。雷达—EW—通信系统一体化更有效地满足了新的对安全性的要求,无疑是个新的革新概念。

全球持久监视、传感器间干扰最小及雷达要求隐蔽等因素的需求,将促进双基地系统的使用。

在时间限制很严格而且资源得到最佳利用的情况下,宽带雷达可在照射时间和宽带工作二者之间进行平衡,并具有更强的电子抗干扰能力和更高的威胁分析效率。

用甚宽带宽(一般为 10% 的瞬时相对带宽)可以实现上述性能,而且可在一定程度上消除多路径效应的影响。对于空对地监视,宽带雷达还可实现同时 SAR 模式和 MTI 模式。而在较低频率,超宽带系统是惟一拥有反隐身能力(尤其在低频率工作时)、能执行有效的地对低空探测和从车辆或直升机上穿透丛林进行探测的系统。超宽带系统足以满足地对空隐身探测、空对地穿透丛林探测,甚至是穿透地面探测的需要。

F. le chevalier 列出了未来新技术的研究领域与应用一览表(见表 1.4)。这个表可以作为

确定今后研发雷达主攻方向的参考。

表 1.4 未来新技术的研究领域及其应用

应用	研究领域	研究内容						
		空间/时间探测	ECCM/识别/双基地	高精度定位	T/R 高捷变性/高灵敏度	甚宽带宽阵列	环境/目标 EM 模拟	融合
监视	AEM	DBF、STAP、交替扫描	ECCM	远程定位/分辨			低频率、天线安装	雷达/SIGINT
	海上巡逻	DBF、交替扫描	ECCM	远程定位/分辨			目标和杂波	雷达/SIGINT
	空对地监视	STAP、交替扫描	ECCM	远程定位/分辨	宽带 SAR/MTI	宽带 SAR/MTI、UWB、FOPEN	低频率、目标、杂波、天线安装	雷达/SIGINT
防空	从飞机上防空	交替扫描	ECCM/识别/双基地		共用孔径	共用孔径		形势评估
	地面雷达防空	DBF、交替扫描	ECCM/识别	V-UHF 定位、插入光学部件		宽带抗多路(高/低频率)	环境/目标(低/高频率)	低/高频率
保护	机载自我保护	DBF、交替扫描	识别	插入光学部件	共用孔径(如雷达-EW)	共用孔径(高/低频率)		MAW、形势评估
	舰载自我保护	DBF、交替扫描	识别/双基地	抗回波起伏	共用孔径(如 W-通信)	宽带抗多路		导弹探测
攻击	导弹突防	DBF、交换扫描	ECCM/识别				环境/目标	
	飞机	DBF、STAP、交换扫描	ECCM/识别/双基地	SAR 干涉仪	共用孔径	宽带 SAR/MTI、共用孔径		形势评估
识别	地面目标	DBF、STAP、交替扫描		自动聚焦(ISAR)	宽带 SAR/ISAR/MTI	宽带 SAR/ISAR/MTI	目标、低频率、环境	多传感器识别
	空中目标	DBF、交替扫描		自动聚焦(ISAR)	共用孔径、合成带宽	ISAR、高距离分辨率	目标(运动部件)	多传感器识别

由表 1.4 可见，目前先进的雷达技术，不是 DBF、STAR、交替扫描，就是甚宽带阵列和宽带雷达；不是高 ECCM、高识别、双基地，就是数据融合和环境模拟；不是高精度定位，就是高捷变、高灵敏度。总之，一切都在高技术上下工夫，常规雷达技术已经不在讨论之列。国际时下流行的是 SAR/ISAR/MTI、STAP、DBF、COTS、UHF、UWB、OCPA (Optically Controlled Phased Array)、fusion 等，早已不限于地面平台技术了，我们应当探索未来雷达新概念，努力跟上雷达技术和雷达理论发展的潮流。

本书除介绍常规的雷达系统，诸如连续波雷达、单脉冲雷达、脉冲多普勒雷达、脉冲压缩雷

达、边扫描边跟踪雷达、双基雷达、超视距雷达等外,还将介绍相控阵雷达、数字雷达、合成孔径雷达和天基雷达。由于后四种雷达技术上紧密联系,因此后四种雷达在所介绍的内容上分别轻重不同地分配在不同章节之中。最后,本书还简要介绍超宽带雷达和毫米波雷达,它们也是今后发展的潜在雷达。

第 2 章 连续波雷达

2.1 距离-延时和速度-多普勒的基本关系^[3]

假定在自由空间中,距离 R 和延时 τ 的关系为

$$R = c\tau/2 \quad (2-1)$$

式中, c 是电磁波在自由空间的传播速度,系数 $1/2$ 是由于雷达信号往返距离是 $2R$ 。

简单连续波雷达系统中的动目标鉴别和分辨是以多普勒效应为基础的。现在来研究频率为 $f_0 = 1/T_0$ 的固定雷达。此处 T_0 是发射波的周期,而动目标以恒速 v 向着雷达移动,如图 2.1 所示(若目标向雷达接近则速度 v 为正,若目标离开雷达则速度 v 为负)。在 $t = t_0$ 时,令目标在 $R = R_0$ 的距离上,还设此时雷达天线发出的波为峰值(图 2.1 中的 A 点)。在 $t = t_0 + T_0$ 时,出现波的第二峰值 B 点;此时,令目标距离 $R = R_1$ 。电磁波的 A 点从雷达传输至目标的时间 Δt 是传播距离除以波的速度,即

$$\Delta t = \frac{R - v\Delta t}{c} \quad (2-2a)$$

或

$$\Delta t = \frac{R}{c + v} \quad (2-2b)$$

式中, c 是电波的速度,即光速。点 A 返至雷达的时间仍为 Δt ,因此,总的来回时间为 $2\Delta t$,点 A 返至雷达的时刻是

$$t_1 = t_0 + \frac{2R_0}{c + v} \quad (2-3)$$

同样,点 B 返至雷达的时刻是

$$t_2 = t_0 + T_0 + \frac{2R_1}{c + v} \quad (2-4)$$

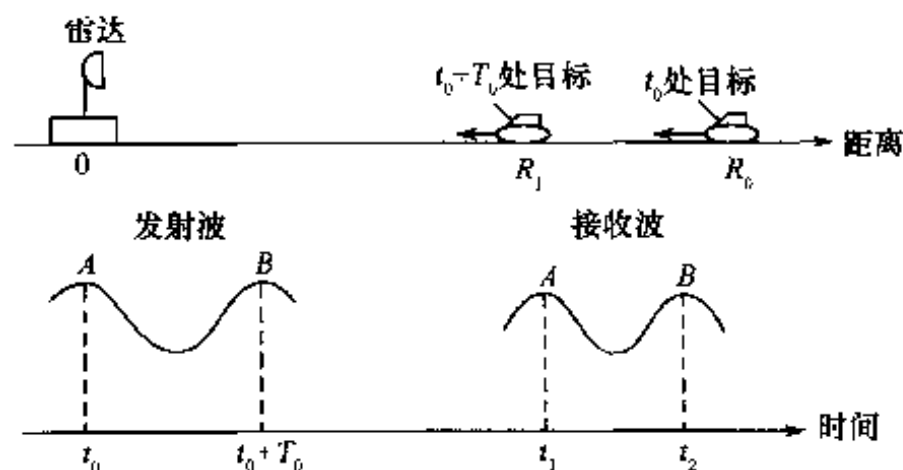


图 2.1 作为推导多普勒效应的目标几何图形及发射和接收波形的示意图

因为 t_1 和 t_2 是两个邻近波峰到达的时刻(点 A 和点 B),接收波的周期 T'_0 为 $t_2 - t_1$,或

$$T'_0 = T_0 - \frac{2(R_0 - R_1)}{c + v} \tag{2-5}$$

由式(2-5)可见,由于动目标的散射,接收波的周期(频率)会使发射波的周期(频率)减少(增加)。这就是多普勒效应。

因有 $vT_0 = R_0 - R_1$,故

$$T'_0 = T_0 \left(\frac{c - v}{c + v} \right) = T_0 \left(\frac{1 - v/c}{1 + v/c} \right) \tag{2-6}$$

或用接收频率表示,即

$$f'_0 = 1/T'_0, \quad f'_0 = f_0 \left(\frac{1 + v/c}{1 - v/c} \right) \tag{2-7}$$

对于大多数感兴趣的情况, $v/c \ll 1$,因此

$$\begin{aligned} f'_0 &= 1 \left(1 + \frac{v}{c} \right) \left(1 + \frac{v}{c} + \frac{v^2}{c^2} + \dots \right) \\ &= f_0 \left(1 + \frac{2v}{c} + \frac{2v^2}{c^2} + \dots \right) \end{aligned} \tag{2-8}$$

可相当准确地近似为

$$f'_0 \approx f_0 \left(1 + \frac{2v}{c} \right) = f_0 + \frac{2v}{\lambda} \tag{2-9}$$

式中,已利用了 $c = \lambda f_0$ 的关系,因此,接收波已在发射波的频率上偏移了

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \tag{2-10}$$

这便是多普勒频移。

根据经验,在 X 波段(10GHz),目标径向速度为 1mile/h,多普勒频移大约为 30Hz。利用这个经验公式和频率的线性外推法,还可确定其他频率上的多普勒频移。例如,在 L 波段(1GHz),当速度为 1mile/h 时,便等于 3Hz,在 Ka 波段(35GHz)时,速度 1mile/h 为 105Hz,如此等等。不同雷达波段和各种目标速度时的多普勒频移已列入表 2.1 中。

表 2.1 各种雷达波段和目标速度的多普勒频移(Hz)

雷达波段	目标径向速度	
	m/s	mile/h
L(1GHz)	6.67	2.98
S(3GHz)	20.0	8.94
C(5GHz)	33.3	14.9
X(10GHz)	66.7	29.8
Ku(16GHz)	107	47.7
Ka(35GHz)	233	104
W(95GHz)	633	283

2.2 简单连续波雷达系统

最简单的连续波雷达的方框图如图 2.2 所示。频率为 f 的连续波发射机的输出经环行器后加至天线。天线发射的电波传播到动目标上并由之散射回来后再由天线接收。电波的频率现在为 $f + f_d$ ，它通过环行器后加到接收机。因为环行器不能对发射机和接收机进行完全的隔离，所以一些频率为 f 的信号还会漏入接收机。

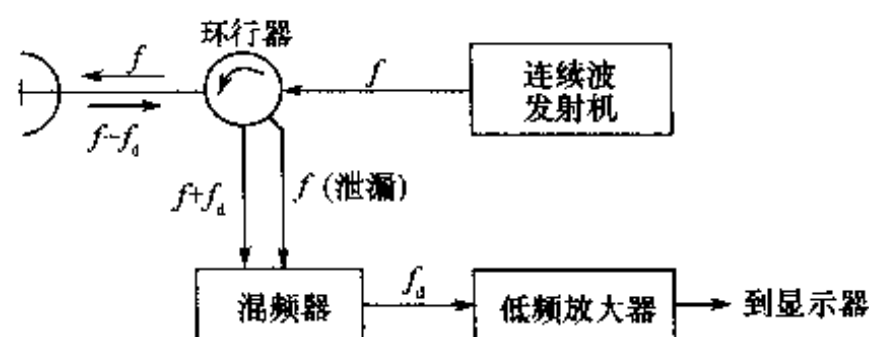


图 2.2 具有零差拍接收机的简单连续波雷达系统的原理框图

在接收机前端的混频器将接收信号与发射信号进行差拍以形成频率为 f_d 的差拍信号。该信号经低频放大器放大后便送至显示器。这种将接收信号和发射信号进行差拍的接收机就称为零差拍或零中频接收机。

简单的连续波雷达发射非调制波，它是以多普勒效应为基础来检测目标的，但不能确定目标距离。

在图 2.2 所示的简单连续波雷达中，对发射/接收间环行器隔离度的要求取决于发射信号的功率电平和接收机的灵敏度。在高功率雷达中，往往会要求比环行器所能提供的还要高的隔离度。而在这些雷达中，就必须采用其他的隔离技术，例如双天线方式。

简单零差拍连续波雷达的主要缺点是灵敏度差。这是由于闪烁噪声（来自雷达内部的电子器件）的缘故，其功率谱强度会随频率的倒数变化。因此，在低的多普勒频率上，闪烁噪声非常强，并在低频放大器中与多普勒信号一起被放大。避免这种问题的一个办法是在中频上放大接收信号，这时的闪烁噪声可忽略不计，而后再经差拍降为低频率信号。图 2.3 所示的简单双天线结构连续波雷达系统便是这样做的。该系统的接收机称为超外差式接收机。

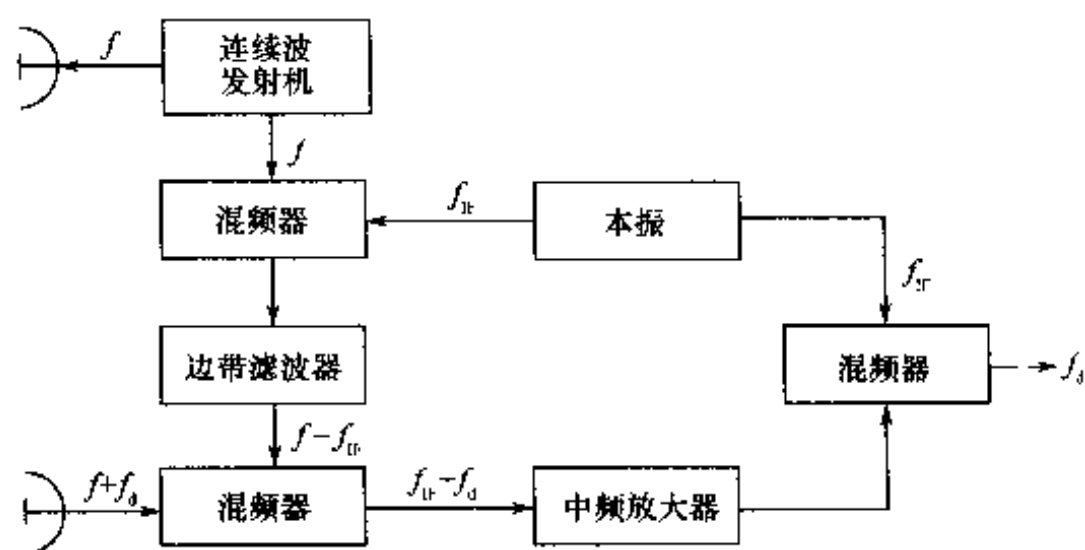


图 2.3 采用超外差式接收机的简单连续波雷达系统的原理框图

在超外差式接收机中，因所获得的中频信号频率相当高（如 60MHz），所以闪烁噪声便可忽略不计。中频放大器的输出信号与本振的中频信号混频后就可获得基带（多普勒频率）

信号。

这类雷达经常用于交警的测速、汽车防撞、武器寻的、人员探测等,因为它们不需要距离信息。下面以连续波近炸引信和警用雷达为例讨论。

例 2.1 连续波近炸引信。

基本型近炸引信是一种连续波零拍装置,其惟一的距离敏感性是当它接近地面时,多普勒电压上升,或者当天线方向图截获到某一架飞机时表现出来的信号特性。通常由单个部件既起振荡器又起混频器或检波器的作用。

作为一个特性,近炸引信采用公共天线进行发射和接收,因此存在着大的泄漏问题。这种情况只在甚高频波段内是允许的,因为这时目标(地面或飞机)的反射信号很大。通常是采用弹体外壳作为端馈式天线,但有时也使用单独的横向偶极子天线和环形天线,以避免前进方向上的零点。

该装置要求尺寸小、保存时间长、成本低和在高加速度下能可靠工作。因为采用集成元件的全固态电路的重量非常轻,因此制成的复杂电路允许近炸引信能经受大于 $100\,000g$ 的加速度。

例 2.2 警用雷达。

警用雷达是连续波零拍雷达技术的一种直接应用,利用可控泄漏将所要求的本振信号馈送到单独的晶体混频器中,在多普勒频率上进行放大。而 $10\,525\text{MHz}$ 这个频率(50mile/h 相当于 1570Hz) 正处在便于放大的频带范围内。

该装置采用噪声抑制电路来防止随机信号或噪声进入计数器中。雷达可调节与抑制噪声有关的三种放大电平可产生合适的增益,它们分别用来探测近距离、中距离和远距离汽车。再对装置中的多普勒放大器的输出信号进行限幅、微分和积分。每个脉冲经微分后都对后面的积分起一定的确定作用,因此频率越高,输出越大。此直流数值使一个直接刻度为速度的仪表或记录装置动作。用音叉来校准该设备。有些装置提供了猝发模式,在汽车改变速度之前就可测出它。

2.3 调频连续波雷达^[2,3]

2.3.1 三角波调制

调频连续波雷达系统利用在时间上改变发射信号的频率,并测量接收信号相对于发射信号的频率的方法来测定目标距离。其发射频率与接收频率的相对关系不仅可测量目标距离,而且还要测量目标径向速度 v 。发射信号的线性调频及从动目标散射回来的接收信号频率的变化,如图 2.4 所示。图 2.4(a) 中两条曲线上峰值之间的频率差就是动目标加在散射信号上边的多普勒频移 f_d ,且 $f_d = 2v/\lambda$;而两个连续峰值之间的时间差 τ 就是信号从雷达发射到目标再返回雷达接收机的时间。因此,如果发射机和接收机放在同一位置,则目标距离由 $R = c\tau/2$ 给出。

当两条曲线均为正斜率时,简单的几何关系指出两条曲线之间的瞬时频率差 f_b 为

$$f_b = \frac{8\Delta f R}{cT_m} - f_d \quad (2-11)$$

式中, Δf 为频率调制的范围, T_m 为调制周期,频率调制的速度 $f_m = 1/T_m$ 。

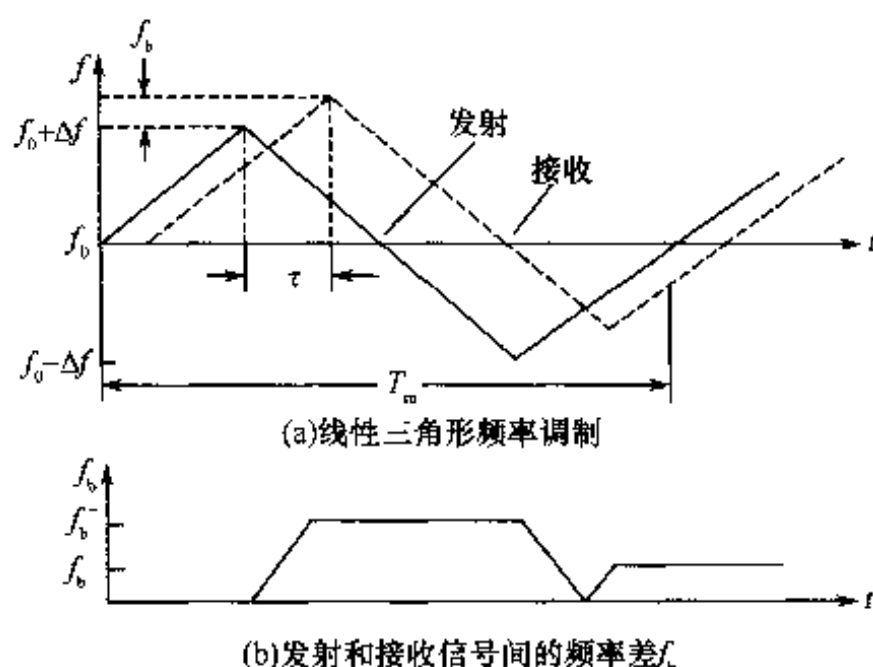


图 2.4 发射信号的线性调频和散射回来的接收信号频率的变化的示意图

同样,当两条曲线均为负斜率时,两曲线的瞬时频率差为

$$f_b^- = \frac{8\Delta f R}{c T_m} + f_d \quad (2-12)$$

则距离为

$$R = \frac{c T_m}{8\Delta f} \langle f_b \rangle \quad (2-13)$$

式中, $\langle f_b \rangle = \frac{f_b^+ + f_b^-}{2}$ 为平均频率差,且径向速度为

$$v = \frac{\lambda}{4} (f_b^- - f_b^+) \quad (2-14)$$

因此,可利用测量发射和接收信号间瞬时频率差 f_b 来确定目标距离 R 和径向速度 v 。用于测量 R 和 v 的简单调频连续雷达系统的框图如图 2.5 所示。

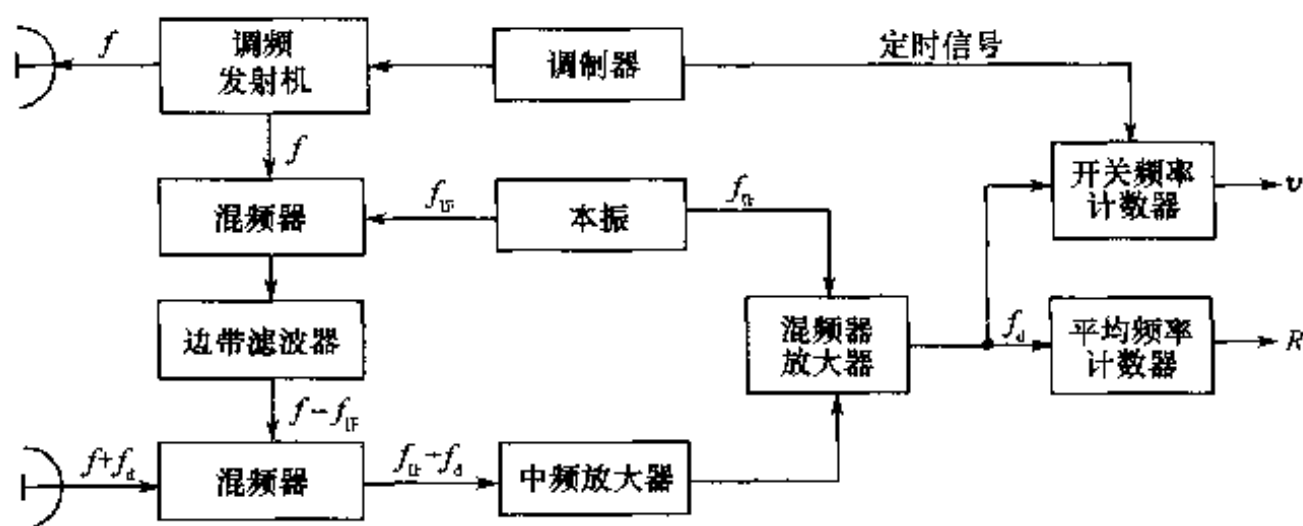


图 2.5 简单的调频连续波雷达的原理框图

某些调频连续波雷达系统还采用如图 2.6 所示的与线性调频方法相类似的调频方法。这种调制方式在曲线未调制部分 ($df/dt = 0$), 可对速度 v 进行单独的测量。频率-时间曲线的其余部分与上面讨论过的线性调频完全相同。在此期间的 f_b^+ 和 f_b^- 与上面给出的相同。由于已从曲线的未调制部分确定了 f_d , 所以只需要一个频率差 f_b^+ 或 f_b^- 来确定距离 R , 另一个可用作校正 R 的计算值。此外, 加入未调制部分后, 可测量多个目标, 下面举例说明。

例 2.3 一部机载多普勒雷达的发射调制波形如图 2.6 所示。每段扫描时间长度 T 为

10ms, 低频端正好为 10GHz, 扫描带宽 $\Delta f = B = 2\text{MHz}$, 正斜率扫描时回波谱线分别为 $-38\,655\text{Hz}$, $-50\,878\text{Hz}$ 和 $-85\,487\text{Hz}$ 。负斜率扫描时回波谱线分别为 $+74\,513\text{Hz}$, $+86\,665\text{Hz}$ 和 $+95\,802\text{Hz}$, 水平扫描时回波谱线分别为 $+24\,005\text{Hz}$, $+22\,462\text{Hz}$ 和 $-5\,487\text{Hz}$, 求三个目标的距离和接收速度。

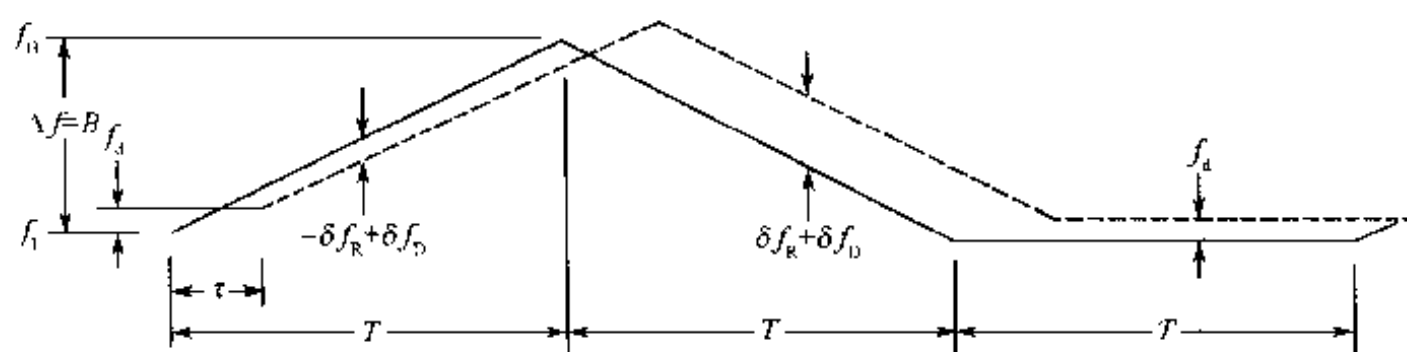


图 2.6 三节分段线性调频波的示意图

解: 从水平扫描段可知, 存在三个目标的多普勒频移分别为 $24\,005\text{Hz}$, $22\,462\text{Hz}$ 和 $-5\,487\text{Hz}$ 。

由图 2.6 可见:

正斜率扫频时

$$f_b^+ = -\delta f_R + \delta f_D$$

负斜率扫频时

$$f_b^- = \delta f_R + \delta f_D \quad (2-15)$$

式中, δf_R 是由目标距离引起的频移, δf_D 为目标运动引起的多普勒频移, 即 f_d , 由式(2-15)可知

$$f_d = (f_b^+ + f_b^-) / 2 \quad (2-16)$$

现在来判断哪三对 f_b^+ 和 f_b^- 分别为对应的三个目标。

① 假设 $f_b^+ = -38\,655\text{Hz}$, $f_b^- = 74\,513\text{Hz}$, 则由式(2-16)得

$$f_d = (-38\,655\text{Hz} + 74\,513\text{Hz}) / 2 = 17\,929(\text{Hz})$$

显然, 它并不与已知三个目标之一的 f_d 相匹配, 不是正确的一对。

② 假设 $f_b^+ = -38\,655\text{Hz}$, $f_b^- = 86\,665\text{Hz}$, 则由式(2-16)得

$$f_d = (-38\,655 + 86\,665) / 2 = 24\,005(\text{Hz})$$

显然是三个目标的 f_d 之一。

③ 假设 $f_b^+ = -38\,655\text{Hz}$, $f_b^- = 95\,802\text{Hz}$, 得

$$f_d = (-38\,655 + 95\,802) / 2 = 28\,574(\text{Hz})$$

它不符合已知三个目标的 f_d 之一。

因此, $f_b^+ = -38\,655\text{Hz}$ 与 $f_b^- = 86\,665\text{Hz}$ 这一对是正确的(f_d), 它的接近速度为 $v = \frac{\lambda}{2} f_d =$

$360(\text{m/s})$, 所以

$$R = \frac{cT\delta f_R}{2\Delta f} = 47\,000(\text{m})$$

同理, 可求得 $f_b^+ = -50\,878\text{Hz}$, $f_b^- = 95\,802\text{Hz}$ 是一对正确的 f_d , 且可求得 $v = 337\text{m/s}$ 和 $R = 55\,000\text{m}$ 。

$f_b^+ = -85\,487\text{Hz}$ 和 $74\,513\text{Hz}$ 也是一正确对, 可求得 $v = -82.3\text{m/s}$ (目标背向雷达运动), $R = 60\,000\text{m}$ 。

调频连续波雷达系统获得的距离分辨力 δR , 将取决于测量频率差 f_b 的分辨力或精度。精度 δf_b 将取决于调频带宽 $B = (\Delta f)$, 以及调频波形能保持的线性度。例如, 对于线性调频, δf_b (以及 δR) 将取决于带宽和调制的线性。调制的非线性由 $\delta f/B$ 给出, 此处 δf 是离开线性调制的偏差。调制的非线性应比时间带宽积的倒数小得多, 也就是波形的 f_m/B 不能严重地影响可获得的最大距离分辨力。由于 B 确定最大距离分辨力, 即 $\delta R = c/2B$; 而 f_m 确定最大的无模糊距离, 即 $R_u = c/2f_m$, 所以对于给定的 δR 和 R_u , 对线性度的限制由非线性度 $\ll f_m/B = \delta R/R_u$ 确定。因此, 对于 30cm 的距离分辨力和 1km 的最大无模糊距离, 调频波形的非线性度必须小于 0.03%。

2.3.2 正弦调频连续波^[2]

最简单的调制形式是正弦调频连续波(FMCW), 其中 RF 载频是按正弦调频的, 如图 2.7 所示, 通过测量发射的调制波和来自回波的接收调制波获得目标的距离, 传播时间为

$$t_p = \frac{\delta\phi}{360f_m} \quad (2-17)$$

式中, t_p 为从发射到接收回波的传播时间; $\delta\phi$ 为以发射调制波为参考的回波调制波的相位。

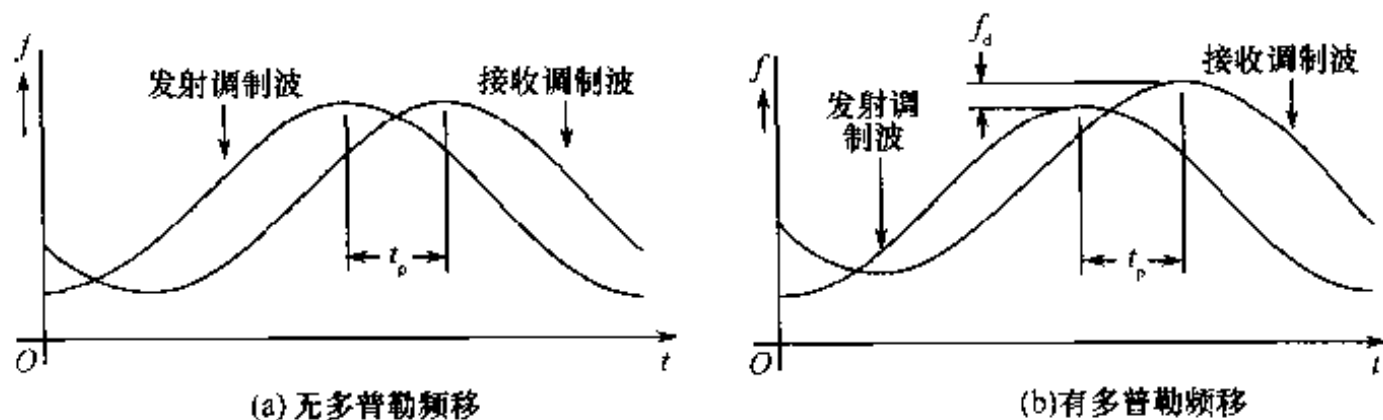


图 2.7 FMCW 测距的示意图

图 2.7(a)所示目标的多普勒频移为零的正弦 FMCW 测距。如果存在多普勒频移, 如图 2.7(b)所示, 则距离仍可从调制的相位移[式(2-17)]求得, 多普勒频移可通过比较发射调制波和接收调制波的直流值获得。正弦 FMCW 测距的最大缺点是不能分辨多个目标, 所以它通常用在仅单个目标存在的单目标跟踪雷达中。

另外, 还可从图 2.8 中所示的正弦调制高度表的典型曲线来说明, 曲线 A 表示发射机(和本振)的频率-时间关系曲线。曲线 B 和 C 表示两个不同距离上的反射信号。曲线(即曲线 D 和 E)之间的垂直距离给出了从混频器输出的差频信号的平均频率特性。发射信号和反射信号均是周期性的波形, 它们的差频也必定是这样。因此差频频谱不可能是连续的, 而仅仅是基本调制频率的谐波群。当差频为重复频率的倍数时, 图 2.8 的图形最有用。在此情况下, 很多谐波谱线几乎是连续的。

设发射信号的频率为

$$f(t) = f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (2-18)$$

则 FM 波的发射信号可写成

$$s(t) = A_1 \sin \left[2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \right] \quad (2-19)$$

式中, f_m 为调制频率, f_0 为载频, $\Delta f/f_m$ 为调制系数。

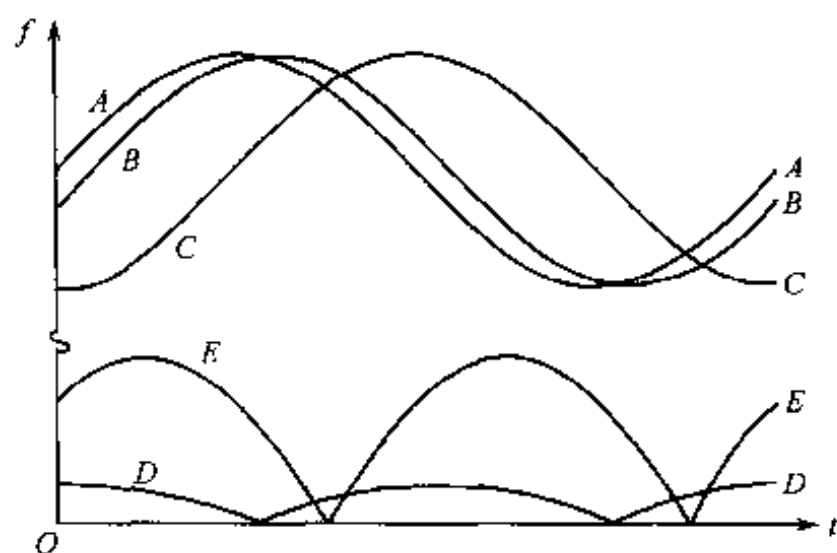


图 2.8 正弦波调制(FM)的示意图

点目标的回波为

$$r(t) = A_2 \sin \left\{ 2\pi f_0(t - \tau) + \frac{\Delta f}{f_m} \sin[2\pi f_m(t - \tau) + \varphi] \right\} \quad (2-20)$$

式中, φ 为由于反射产生的任意相角, τ 为回波的延迟时间。

假设在不考虑 φ 的情况下, 收、发两个信号在接收机中混频和滤波后, 低边带滤波器的输出便为

$$s_b(t) = A_b \sin \left\{ 2\pi f_0 \tau + \frac{2\Delta f}{f_m} \sin(\pi f_m \tau) \cos \left[2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \quad (2-21)$$

如果假定 $\tau \ll 1/f_m$, 就很容易证明, 其差拍信号的频率 f_b 在半个调制周期内平均后为

$$\langle f_b \rangle = \frac{8Rf_m\Delta f}{c} \quad (2-22)$$

或

$$R = \frac{c}{8\Delta f f_m} \langle f_b \rangle \quad (2-23)$$

式中, $f_m = 1/T_m$ 。这与表示线性调频的式(2-13) 获得的结果相同。

为了导出多普勒效应, 我们令 τ 是随时间而变化的, 即 $T = T_0 + 2vt/c$ 。式中, v 是产生回波的目标的速度; c 是光速。经过三角函数变换后, 其差值 $\Delta(t)$ 为

$$\Delta(t) = A_\Delta \cos \left[2\pi f_0 \left(T_0 + \frac{2vt}{c} \right) - \varphi + D \cos 2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \quad (2-24)$$

式中

$$D = \frac{2\Delta f}{f_m} \sin \left(2\pi f_m \frac{\tau}{2} \right) \quad (2-25)$$

反射相角 φ 通常可不考虑。将 $\Delta(t)$ 按傅里叶级数展开

$$\begin{aligned} \Delta(t) = A_\Delta & \left(J_0(D) \cos 2\pi f_0 \left(T_0 + \frac{2vt}{c} \right) + \sum_{n(\text{奇})}^{\infty} (-1)^{(n-1)/2} J_n(D) \left\{ \sin \left[n 2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. 2\pi f_0 \left(T_0 + \frac{2vt}{c} \right) \right] - \sin \left[n 2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) - 2\pi f_0 \left(T_0 + \frac{2vt}{c} \right) \right] \right\} + \\ & \left. \sum_{n(\text{偶})}^{\infty} (-1)^{n/2} J_n(D) \left\{ \cos \left[n 2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + 2\pi f_0 \left(T_0 + \frac{2vt}{c} \right) \right] + \right. \right. \end{aligned}$$

$$\cos\left[n2\pi f_m\left(t - \frac{\tau}{2}\right) - 2\pi f_0\left(T_0 + \frac{2vt}{c}\right)\right]\right\}) \quad (2-26)$$

式中, $J_n(D)$ 为 n 阶贝塞尔函数。

在多普勒频率存在的情况下, $\Delta(t)$ 是如图 2.9 所示中所表示的信号谱线, 没有能量分布在调制频率或其谐波上。但在调制频率的每个谐波周围都有一对边带, 并且还有一个在直流分量旁边。 n 次谐波的一对边带的幅度正比于 $J_n(D)$ (调制频率和回波延迟时间的乘积), 周期函数 D 是调制系数, $J_n(D)$ 的数值表示某个双边带信号的幅度。该信号由调谐于调制频率给定谐波区的放大器所选出。图 2.10 给出了在图 2.8 中讨论的正弦波调制系统的一些典型数值 (曲线 A 和曲线 B)。

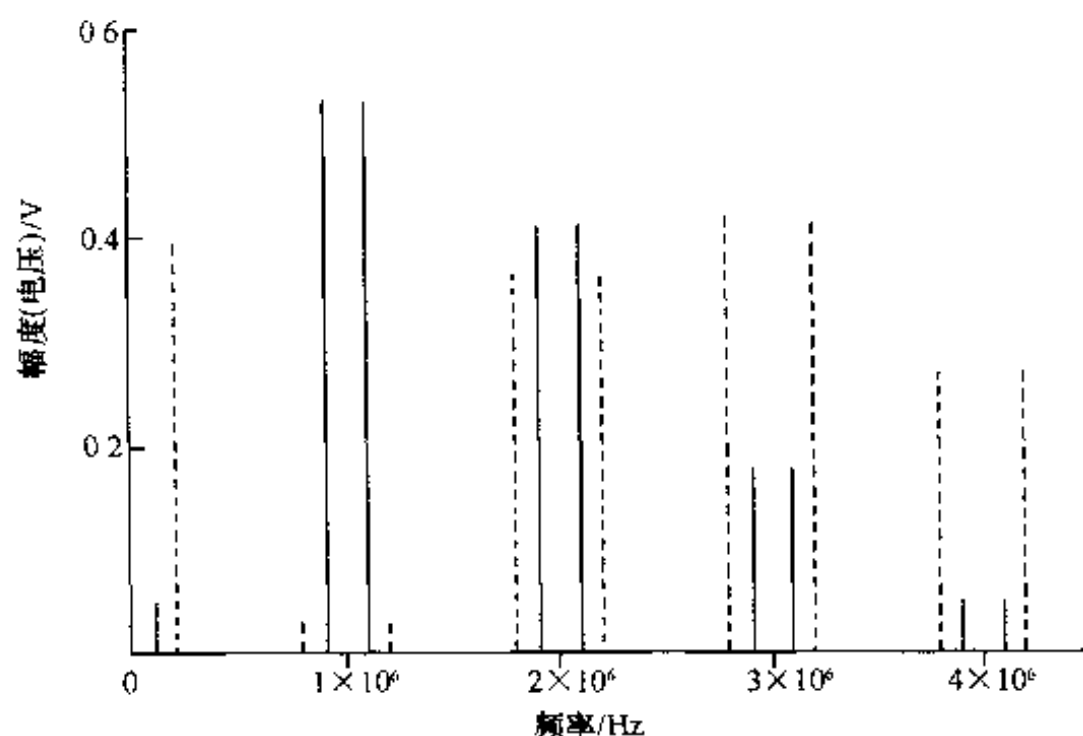


图 2.9 双边带信号 ($\omega_m/2\pi = 10^6$ Hz) 的频谱图

实线: $D = 2.3$, 多普勒频率 = 10^5 Hz; 虚线: $D = 4$, 多普勒频率 = 2×10^5 Hz

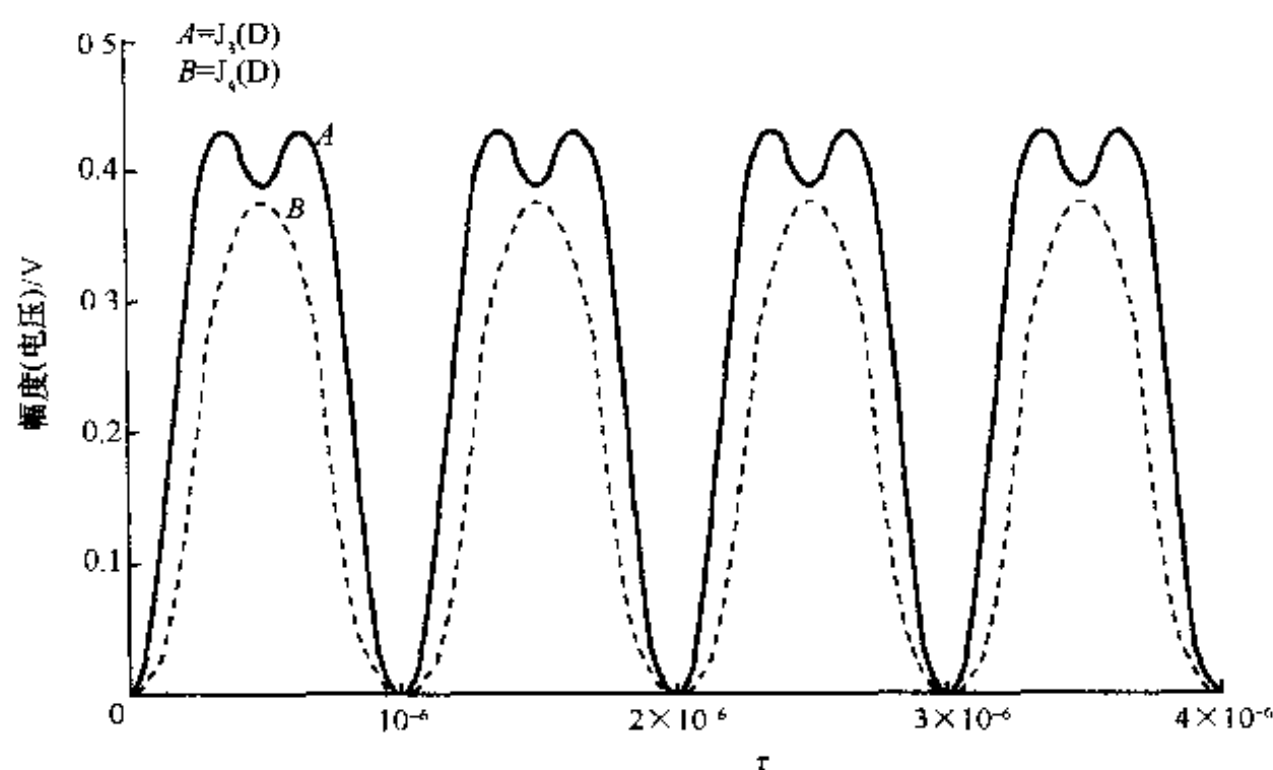


图 2.10 3 次和 4 次谐波系统的距离响应图 ($f_m = 10^6$ Hz, 系数 = 2.4)

利用低阶贝塞尔函数表或图解可以很容易地求出其他曲线。所有这些曲线均具有下列特性: 它们是以 τ 为周期变化的, 并且贝塞尔函数的曲线上升至某一幅度, 然后回到原点。任何一个频谱分量均可用来确定 f_d 。然而, 当接收信号是来自近距离杂乱回波时, 如要求低的响应,

就应选择高次谐波周围的频谱分量。这是由贝塞尔函数 $J_n(D)$ 的性质决定的。对于小的自变量,有

$$J_n(D) \approx D^n \sim R^n \quad (D \ll 1) \tag{2-27}$$

因此,对于由近距离(小 R) 杂乱回波来的接收信号,围绕在 f_m 的高次谐波周围的频谱分量便会大大地衰减。事实上,从理论上讲零距离泄漏将完全消除。

2.4 相位调制连续波雷达

2.4.1 相位编码调制^[2]

随着廉价、紧凑的集成电路的出现,尤其是非线性型电路的出现,小型雷达可用移位寄存器来产生编码信号。可以把这些编码看做是长度为 $2^n - 1$ 的正 1 和负 1 的序列,它具有所需要的特性。这些码零延迟自乘求和后的数值为 $2^n - 1$ 。如果移位模值为 $k, 0 < k < 2^n - 1$, 则其乘积之和不超过 -1 , 此过程用编码长度为 7 的码表示如下(在相关处理时 + 和 + 等于 +, + 和 - 等于 -, 然后求和)

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{cccccccc}
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & -
 \end{array} \\
 \hline
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & -
 \end{array} = 7$$

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{cccccccc}
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & -
 \end{array} \\
 \hline
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & - \\
 + & + & + & - & - & + & - & -
 \end{array} = -1$$

图 2.11 给出了作为延迟函数的 31 位变址寄存器编码的相关函数。

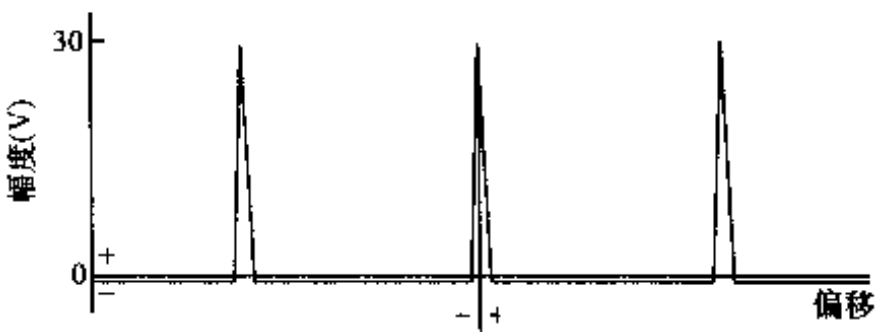


图 2.11 31 位变址寄存器编码的相关函数的示意图

当用于连续波雷达时,可用编码控制发射波形的相位,通常相位为 0° 或 180° 。通常在发射机和天线之间接一个二极管或者铁氧体移相器来完成此作用。将反射波与适当的编码进行比较来得出反射波的译码。在某些应用中,编码的延时是利用移位寄存器来实现的,在另一些应用中,编码的延时是用射频或视频延迟线来实现。

相位编码波是加入数字相位调制的连续波信号。距离是通过测量同一码段的发射和接收之间的时延获得的,也就是上面所述是通过接收信号的某一段时延信号的相关处理获得的,对应的相关函数的最大值的时延就是传播时间,即可求得目标距离。图 2.12 所示为其原理。

2.4.2 相位编码调制连续波雷达

相位编码调制连续波雷达系统采用每经时间 τ_1 便将离散相移加至发射的连续波信号的方法来形成相位编码波形,以测量目标的距离。反射波形与存储的发射波形相关,当接收波形与存储波形间出现最大相关便提供目标距离信息。对于高距离分辨力雷达,发射信号的自相

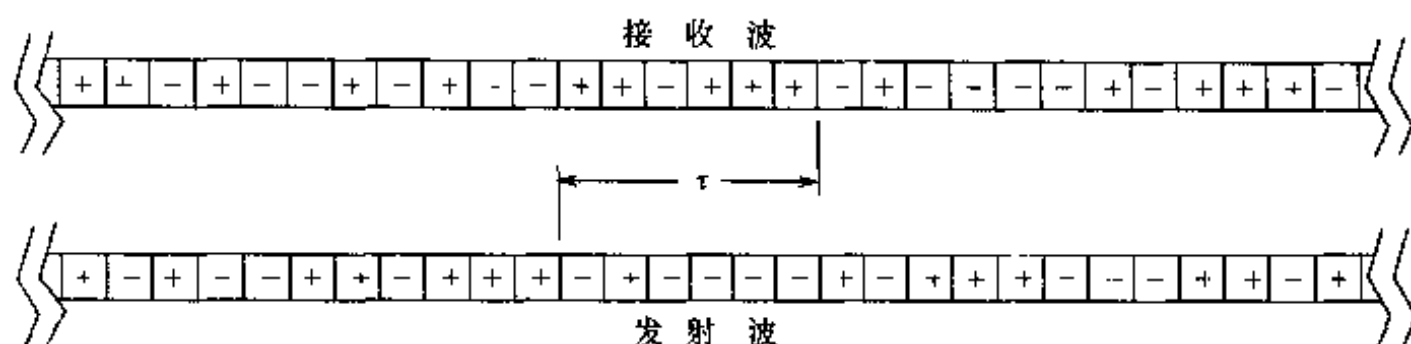


图 2.12 相位编码连续波测距原理图

关函数必须具有窄的峰值和低的旁瓣。

目前常见的有两种类型的相位编码技术：二相码和多相位码。因为两种类型编码技术确定距离的原理相同，这里就只介绍比较简单的二相码。二相码信号是这样形成的：将连续波载波分成 N 个相等间隔 τ_1 的时间段，并对每个时间段用 $+1$ 或 0 来编码。相对于未调制载波， $+1$ 表示没有相移（同相），而 0 表示 180° 相移（反相）。二相码及其形成的连续波调制波形如图 2.13 所示，其中，图 2.13(a) 为二相码；图 2.13(b) 为调制后的连续波波形；图 2.13(c) 为未调制的连续波波形。这种码在连续波雷达系统中具有周期性，即重复出现。

最大周期长度码的二相码的自相关函数便具有上述的良好距离分辨力特性。利用线性反馈移位寄存器就非常容易产生这类码。最大长度码的长度为 $N = 2^n - 1$ ，此处 n 是形成码的移位寄存器的级数。由于码是周期性的，其自相关函数在 $t = 0$ 处及 $N\tau_1$ 的整数倍处有峰值 N ，而在其他各处均为 -1 ，如图 2.14 所示。

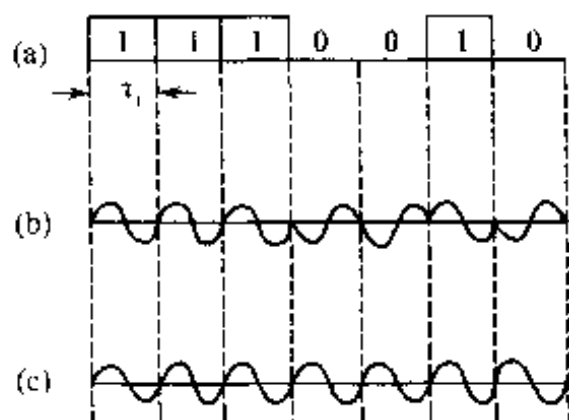


图 2.13 二相码及其形成的连续波调制波形图

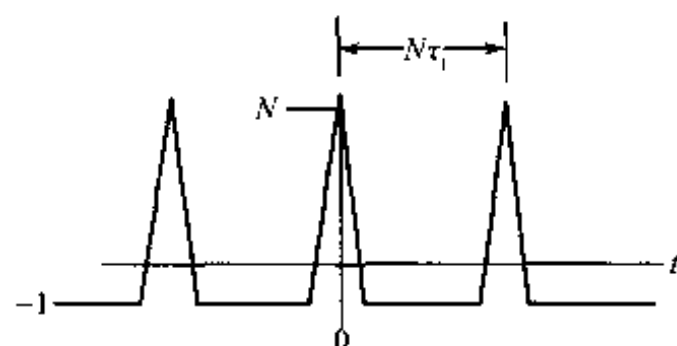


图 2.14 长度为 N 的最大周期长度二相码的自相关函数图。码的每一个时间段为 $\tau_1 N$

可产生最大长度码的三级线性反馈移位寄存器的例子，如图 2.15 所示。第 2 级和第 3 级的输出由模数 2 运算器（自由进位）求和，总和又加至第 1 级。这三级移位寄存器，初始状态都置于 1 或 1 和 0 的组合，全零的初始状态形成全零序列，因此，这种状态被排除。输出为长度 $N = 2^3 - 1 = 7$ 的序列，这就是在码重复之前能产生的最大长度序列码。反馈接至移位寄存器的不同级就产生可以是也可以不是最长的不同的编码序列。然而，对于给定的 n 级移位寄存器，就可以有多种形成最大长度码（也就是长度 $N = 2^n - 1$ 的码）的反馈连接。例如，对于七级移位寄存器，能形成 18 种不同的最长码，每种码的长度 $N = 127$ 。

相位调制连续波雷达可采用将接收波形与存储的发射码进行相关的方法来测定目标距离；也可采用将接收波形与发射码的延迟信号相关的方法来测定目标距离。因为若延迟等于发射信号的传输时间，自相关函数便为最大值，否则为最小值。因此，调节延迟时间，使自相关函数达到最大值，就可得到目标距离。实现这种方法的雷达如图 2.16 所示。在用移位寄存器产生编码的雷达系统中，很容易实现这种延迟。第 k 级移位寄存器的输出对于 $k - 1$ 级的输出延迟

一个时钟周期。因此,用附加级联的方法可获得任何要求的延迟。

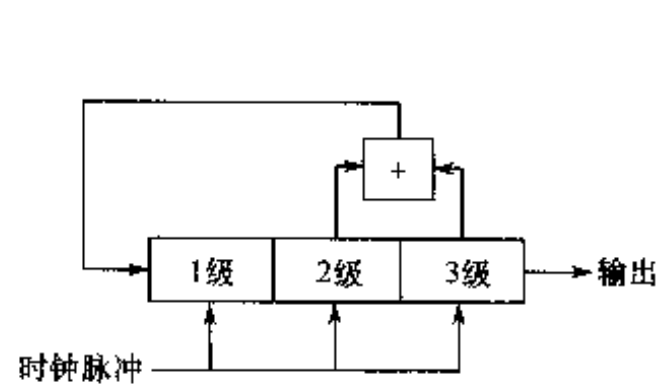


图 2.15 三级线性反馈移位寄存器的原理图

在相位调制连续波雷达中,为消除距离模糊,发射波形必须在 $N\tau_1(s)$ 以内或更短的时间内返回雷达。因此,相位调制连续波雷达的最大无模糊距离为

$$R_{\max} = \frac{cT_{\max}}{2} = \frac{cN\tau_1}{2} \tag{2-28}$$

此外,还有锯齿波调制、非线性调制、多频调制、多相位码调制和噪声调制等连续波雷达,以及不同的调制方法组合的连续波雷达,例如,三角波加正弦波、正弦波加噪声、三角波加三角波、三角波加噪声等连续波雷达。在此不再进行讨论了。

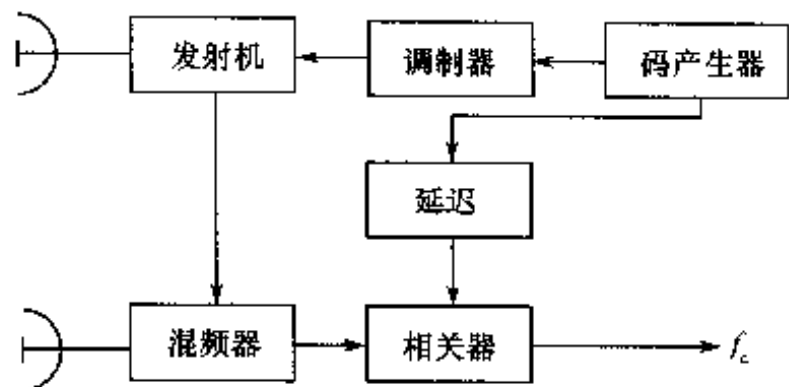


图 2.16 伪随机相位调制连续波雷达的原理框图

第3章 单脉冲雷达

我们知道,圆锥扫描自动跟踪雷达属于用顺序波瓣法测角。这种体制的雷达,当目标偏离等信号轴时,要获得误差信号,至少要经过一个完整的圆锥扫描周期。因此存在获取误差信号的时间长,对快速目标测角误差大,而且还存在着因目标有效反射面积随机变化敏感等因素而引起的回波信号振幅起伏和易受敌方角度欺骗等干扰等缺点。

单脉冲雷达属于用同时波瓣法测角。这种雷达只需要比较各波束接收的同一个回波脉冲,就可以获得目标位置的全部信息。这也就是“单脉冲”这一术语的来源。当然这里并不是指只发射一个脉冲,仍然是发射一串脉冲,但角误差信息只需要接收一个回波脉冲就能提取。因此单脉冲雷达获得误差信息的时间可以很短,与圆锥扫描雷达相比,它的测角精度高,抗干扰能力强。

在讨论单脉冲雷达之前,我们先简要介绍一下圆锥扫描。

3.1 圆锥扫描(波束序列转移)雷达简介^[2]

雷达对目标进行角跟踪的最早方法是,通过快速地把天线波束从天线轴的一边转换到另一边来检测目标相对于天线轴的位置,如图 3.1 所示。这种形式的原始跟踪雷达,它使用相位可以转换的辐射单元组成的阵列天线,以便提供两个波束位置来做波束转换。雷达操纵人员观察一个显示器,显示器可并排地显示出这两个波束位置时的视频回波。当目标在轴上时,两个脉冲的幅度是相等的[如图 3.1(a)所示];当目标偏离轴线时,两个脉冲就不相等了[如图 3.1(b)所示]。雷达操纵人员观察到误差的存在及其方向就能转动天线以恢复两个波束位置之间的平衡。这就提供了一个人工的跟踪环路。

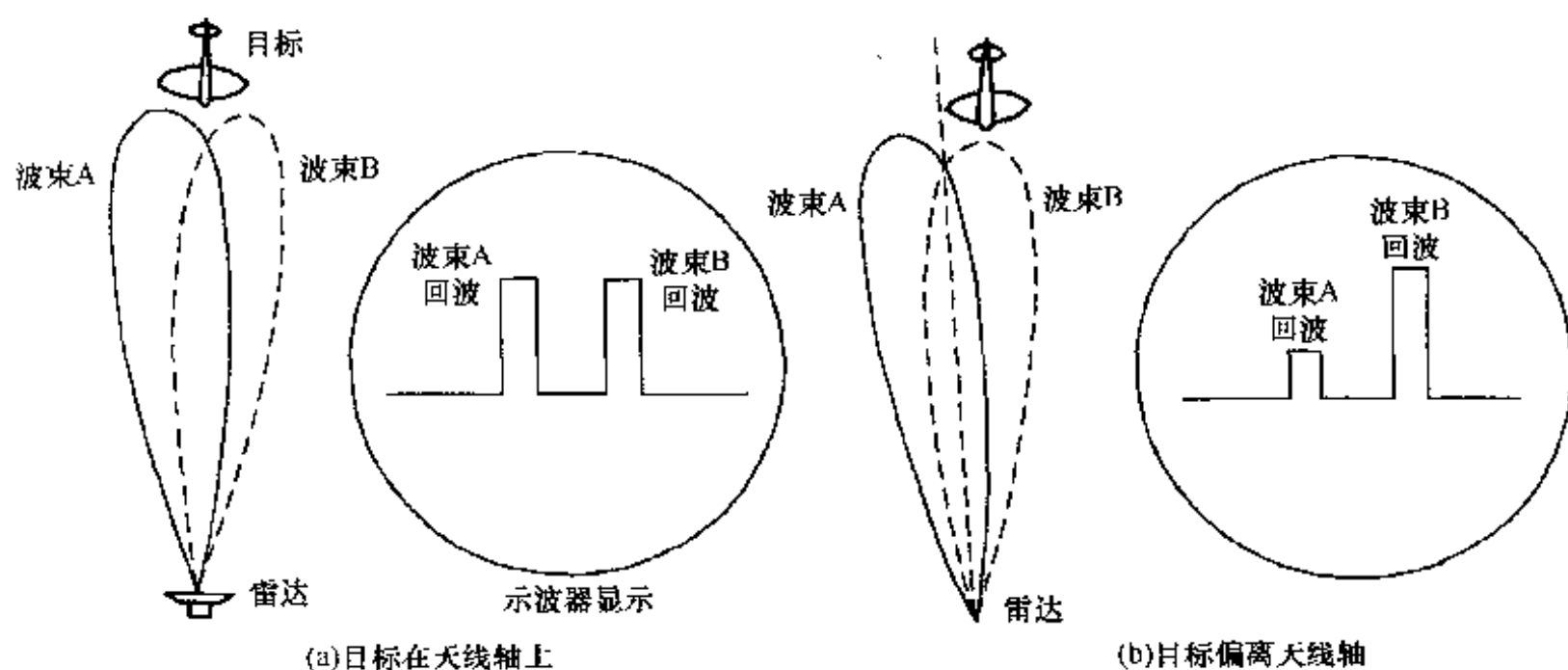


图 3.1 在一个坐标中通过转换波束位置测量角度偏移的示意图

这种波束转换技术发展成波束环绕目标连续旋转的圆锥扫描跟踪,如图 3.2 所示。采用

角误差检测电路产生跟踪误差的电压输出,其大小与跟踪误差成正比,相位或极性取决于误差的方向。这个误差信号可推动伺服系统把天线转向适当的方向,以使误差减少到零为止。

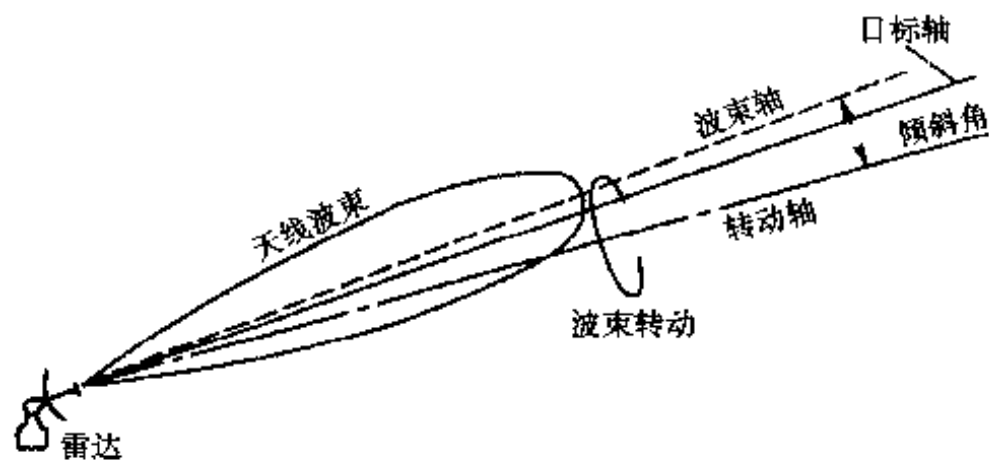


图 3.2 圆锥扫描跟踪的示意图

天线的馈源做机械运动以获得连续的波束扫描,因为当馈源偏离焦点时天线波束也就偏离轴线。典型的情况是馈源环绕着焦点做圆周运动,使得天线波束环绕着目标做相应的圆周运动。圆锥扫描雷达的典型框图如图 3.3 所示。图含有一个距离跟踪系统,采用距离波门使雷达接收机仅在预期会出现跟踪目标的时刻才接通,这样在距离上能自动跟踪目标。距离波门排除了不需要的目标和噪声。系统中还含有 AGC 电路,使角灵敏度(误差检波器对每度误差输出的电压伏数)同回波信号幅度无关而维持常数。因而角跟踪闭环的增益也是常数,这是稳定角跟踪所必需的条件。

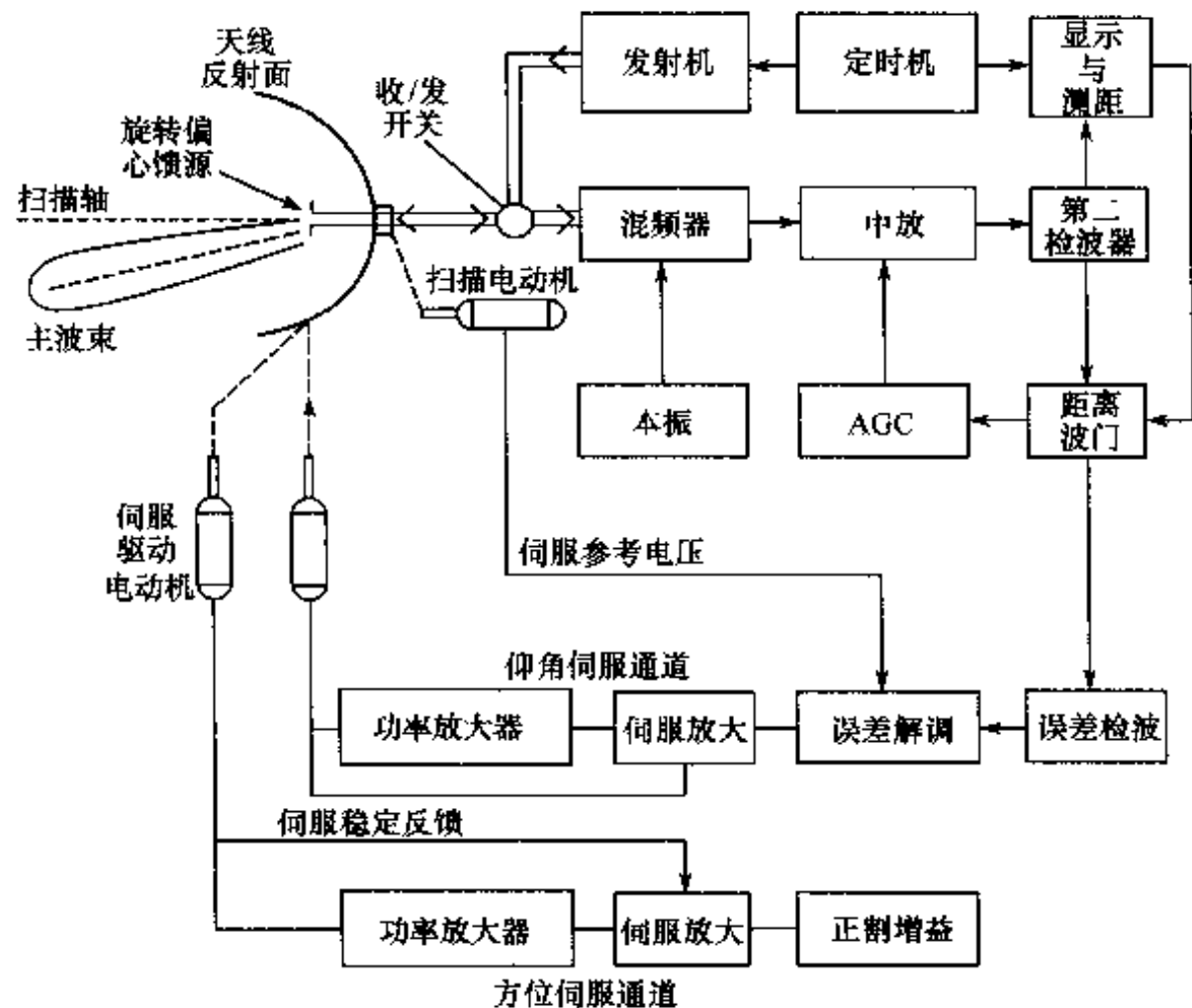


图 3.3 圆锥扫描雷达的典型框图

馈源的扫描运动可以是旋动的,也可以是章动的。旋动馈源在做圆周运动时由于自转而导致极化的旋转。章动馈源在扫描时不使极化面旋转,其运动就像人手做圆圈运动时一样。

雷达视频输出脉冲的包络中含有角跟踪误差信息,如图 3.4 所示。调制百分数正比于角

跟踪误差,包络函数相对于波束扫描位置的相位含有方向信息。一对相位检波器利用从扫描电动机送来的参考输入完成角跟踪误差信号的检测(误差解调)。这两个相位检波器实质上是求点积的器件,它们的正弦波参考信号频率都是扫描的频率,而相互间具有一定的相位关系,以致可从一个相位检波器获得仰角误差,而从另一个相位检波器获得方位误差。例如,可以把扫描的顶点位置定为扫描频率余弦函数的零相位点。当目标在天线轴上方时,这就提供了正比于角误差的正电压输出。加到第二个相位检波器的参考信号和第一个参考信号是相差为 90° 的关系,这就提供了一个正比于方位角误差的电压,其极性对应于误差的方向。

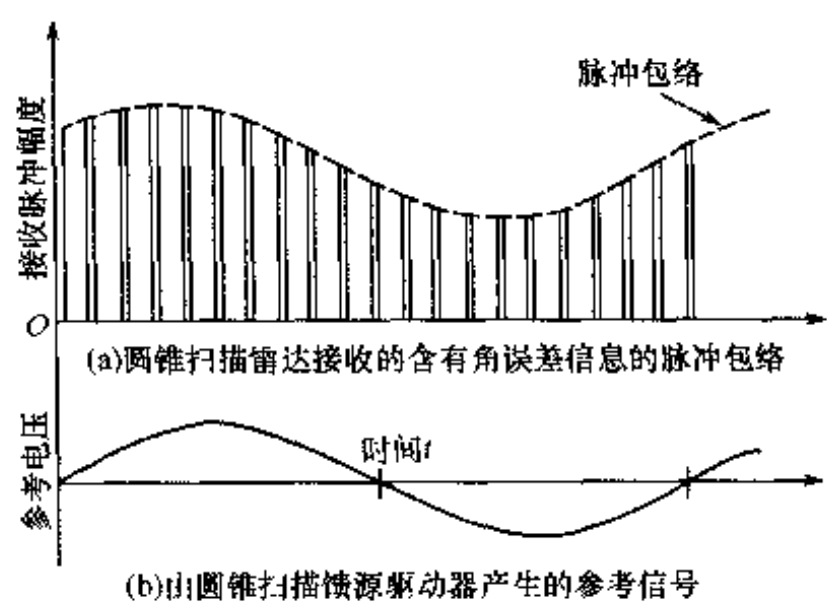


图 3.4 雷达视频输出脉冲包含的角度跟踪误差信号的示意图

3.2 单脉冲(同时天线波束转换)雷达

单脉冲的定向原理是:用几个独立的接收支路来同时接收目标的回波信号,然后再将这些信号参数加以比较(比幅或比相),从中获取角误差信息。因此,多路接收技术是单脉冲雷达必不可少的。下面介绍几种常用的单脉冲雷达。

3.2.1 振幅和差单脉冲雷达

1. 角误差信号

如图 3.5 所示,雷达天线在一个角平面内有两个部分重叠的波束。振幅和差单脉冲雷达取得角误差信号的基本方法是将这两个波束同时收到的信号进行和、差处理,分别得到和信号、差信号。图 3.5(b)、3.5(c)所示为与和、差信号相对应的和、差波束,其中差信号就是该角平面内的角误差信号,也就是我们感兴趣的信号。

由图 3.5(a)可知,若目标位于天线轴线方向(等信号轴方向),即目标的误差角 $\epsilon=0$,则两个波束各自接收到的回波信号振幅相同,两者的差信号振幅为 0。如果目标有一误差角 ϵ ,例如偏在波束 1 方向,则波束 1 接收到的信号振幅大于波束 2 的信号振幅,且 ϵ 越大则两信号振幅的差值也越大,也就是说差信号的振幅与误差角 ϵ 成正比。如果目标偏离在天线轴线的另外一侧,则两波束接收信号振幅差值的符号将会改变,即差信号的相位将改变。所以差信号的振幅(两波束接收信号的振幅差)表示目标误差角 ϵ 的大小,而差信号的相位,则反映在它与两波束接收信号之和(和信号)同相或反相上,从而表示了目标在该平面内偏离天线轴线的方向。

和信号有两种用途,一是用来测定目标距离,二是用来作为角误差信号的相位比较基准,图 3.5(c)中“+”表示该方向上的差信号与和信号同相,“-”表示该方向上的差信号与和信号反相。

2. 和差比较器与和、差波束

和差比较器(又称高频相位环或和差网络)是单脉冲雷达的重要关键部件,由它完成和、差处理,形成和、差波束。和差比较器用得较多的是双 T 接头,如图 3.6(a)所示。它有 4 个端口: Σ (和)端、 Δ (差)端、1 端和 2 端。假定 4 个端都是匹配的,则从 Σ 端输入信号时,1、2 端便输出等幅同相信号, Δ 差无输出;若从 1、2 端输入同相信号时,则 Δ 端输出两者的差信号, Σ 端输出和信号,如图 3.6(a)所示。

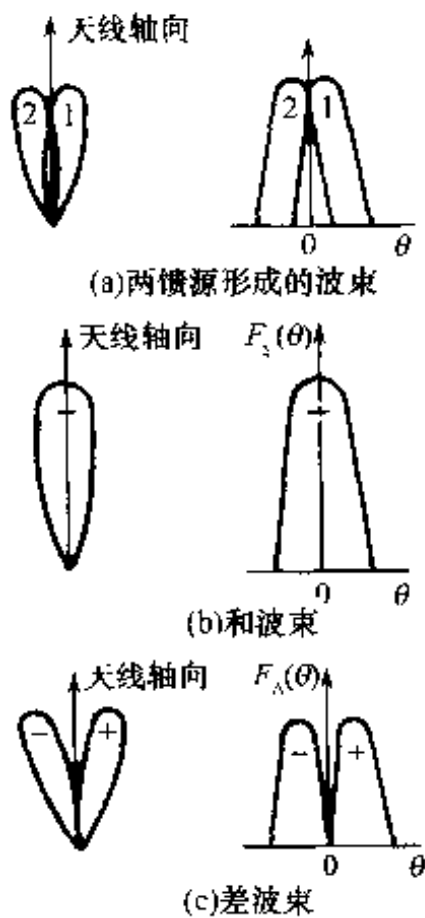


图 3.5 振幅和差单脉冲雷达波束的示意图

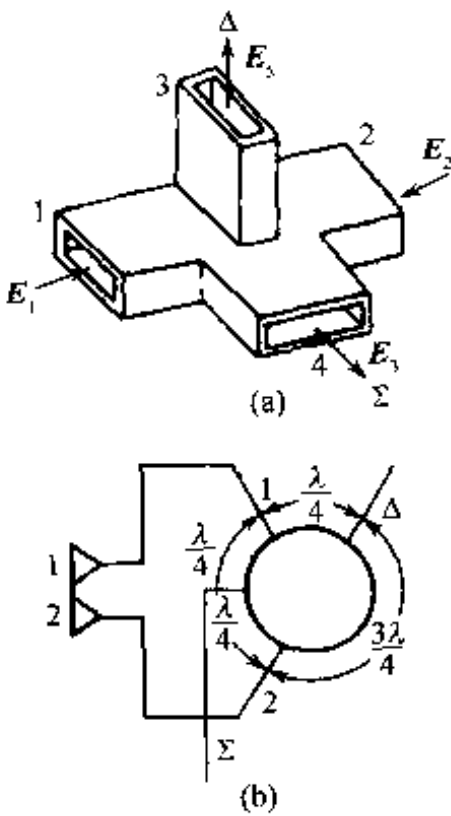


图 3.6 双 T 接头及和差比较器的示意图

和差比较器的示意图如图 3.6(b)所示,1 到 Σ 与 2 到 Σ 均要经过 $\lambda/4$,因此在 Σ 端同相相加;而 1 端到 Δ 端经过 $\lambda/4$,2 端到 Δ 端经过 $3\lambda/4$,两者相差 $\lambda/2$,因此在 Δ 端反相相加。和差比较器的 1、2 端与形成两个波束的两相邻馈源 1、2 相连。

发射时,从发射机来的信号加到和差比较器的 Σ 端,故 1、2 端输出等幅同相信号,两个馈源被同相激励,并辐射出相同的功率,结果两波束在空间各点产生的场强同相相加,形成发射和波束 $F_{\Sigma}(\theta)$,如图 3.5(b)所示。

接收时,回波脉冲同时被两个波束的馈源所接收。两波束接收的信号振幅有差异(视为目标偏离天线轴线的程度),但相位相同(为了实现精密跟踪,波束通常做得很窄,对处在和波束照射范围内的目标,两馈源因靠得很近故接收到的回波的波程差可忽略不计)。这两个相位相同的信号分别加到和差比较器的 1、2 端。

这时,在 Σ 端完成两信号同相相加,输出和信号。设和信号为矢量 E_{Σ} ,其振幅为两信号振幅之和,相位与到达和端的两信号相位相同,且与目标偏离天线轴线的方向无关。

假定两个波束的方向性函数完全相同,设为 $F(\theta)$,两波束接收到的信号电压振幅为 E_1 、 E_2 ,并且到达和差比较器 Σ 时保持不变,设两波束相对天线轴线的偏角为 δ ,则对于偏离天线

轴线 θ 角方向的目标,其和信号振幅为

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= |E_{\Sigma}| = E_1 + E_2 = AF_{\Sigma}(\theta)F(\delta - \theta) + AF_{\Sigma}(\theta)F(\delta + \theta) \\ &= AF_{\Sigma}(\theta)[F(\delta - \theta) + F(\delta + \theta)] \\ &= AF_{\Sigma}^2(\theta) \end{aligned} \quad (3-1)$$

式中, $F_{\Sigma}(\theta)$ 为发射和波束方向性函数,而 $F(\delta - \theta)$ 与 $F(\delta + \theta)$ 为接收和波束方向性函数,它与发射和波束方向性函数完全相同; A 为比例系数,它与雷达参数、目标距离、目标特性等因素有关。

在和差比较器的 Δ 端,两信号反相相加,输出差信号,设为矢量 E_{Δ} 。若到达 Δ 端的两信号用矢量 E_1 、 E_2 表示,它们的振幅仍为 E_1 、 E_2 ,但相位相反,故差信号的振幅为

$$E_{\Delta} = |E_{\Delta}| = |E_1 - E_2|$$

E_{Δ} 与方向 θ 的关系用上述同样方法可以求得,即

$$E_{\Delta} = AF_{\Sigma}(\theta)[F(\delta - \theta) - F(\delta + \theta)] = AF_{\Sigma}(\theta)F_{\Delta}(\theta)$$

式中

$$F_{\Delta}(\theta) = F(\delta - \theta) - F(\delta + \theta)$$

即和差比较器 Δ 端对应的接收方向性函数为原来两方向性函数之差,其方向图如图 3.5(c)所示,称为差波束。

现假定目标的误差角为 ϵ ,则差信号振幅为

$$|E_{\Delta}| = AF_{\Sigma}(\epsilon)F_{\Delta}(\epsilon) \quad (3-2)$$

在跟踪状态下, ϵ 很小,将 $F_{\Delta}(\epsilon)$ 在 0 处展开成泰勒级数并忽略高次项,则

$$F_{\Delta}(\epsilon) \approx F_{\Delta}(0) + F'_{\Delta}(0)(\epsilon - 0) = F'_{\Delta}(0)\epsilon \quad (3-3)$$

上式成立是因为在天线轴处 $F_{\Delta}(0) = 0$,然后将式(3-3)代入式(3-2),得

$$|E_{\Delta}| = AF_{\Sigma}(\epsilon)F'_{\Delta}(0)\epsilon = AF_{\Sigma}(\epsilon)F_{\Sigma}(0)\frac{F'_{\Delta}(0)}{F_{\Sigma}(0)}\epsilon \approx AF_{\Sigma}^2(\epsilon)\eta\epsilon \quad (3-4)$$

因 ϵ 很小,上式中 $F_{\Sigma}(\epsilon) \approx F_{\Sigma}(0)$, $\eta = F'_{\Delta}(0)/F_{\Sigma}(0)$ 。由上式可知,在一定的误差角范围内(跟踪范围内),差信号的振幅 $|E_{\Delta}|$ 与误差角 ϵ 成正比。

另外, E_{Δ} 的相位则与 E_1 和 E_2 中的大者相同。假设目标偏在波束 2 一侧,则 $E_2 > E_1$,此时 E_{Δ} 与 E_2 同相位,反之则与 E_1 同相位。由于在 Δ 端 E_1 和 E_2 的相位相反(两者相差 180° 或相差半波长),故目标偏于天线轴的侧向不同时, E_{Δ} 的相位差是 180° 。

因此, Δ 端输出差信号的振幅大小表明了目标误差角 ϵ 的大小,差信号的相位则表明了目标偏离天线轴线的方向。

由于 E_{Σ} 的相位与目标偏向无关,所以和信号 E_{Σ} 用来作为相位基准,用它与差信号 E_{Δ} 的相位进行比较,就可以鉴别出目标偏离天线轴线的方向。

可见,振幅和差单脉冲雷达是依靠和差比较器的作用来得到图 3.5 所示的和、差波束。差波束用于测角。和波束用于发射、观察和测距;和波束信号还用来做相位鉴别器的相位比较基准。

3. 相位检波器和角误差信号的变换

和差比较器 Δ 端输出的高频角误差信号还不能用来控制天线跟踪目标,必须把它转换成直流误差电压,其大小应与高频角误差信号的振幅成比例;其极性应由高频角误差信号的相位来决定。这一变换由相位检波器来完成。

将和、差信号通过各自的接收通道,经变频、中放后一起加到相位检波器上进行相位检波。和信号作为相位检波器的基准信号。相位检波器输出为

$$U = K_d U_{\Delta} \cos \varphi$$

式中, K_d 为检波系数; $U_{\Delta} \propto |E_{\Delta}|$, 为中频差信号振幅; φ 为和、差信号之间的相位差, 只有两个值 0 或 π , 因此

$$U = \begin{cases} K_d U_{\Delta}, & \varphi = 0 \text{ 时} \\ -K_d U_{\Delta}, & \varphi = \pi \text{ 时} \end{cases} \quad (3-5)$$

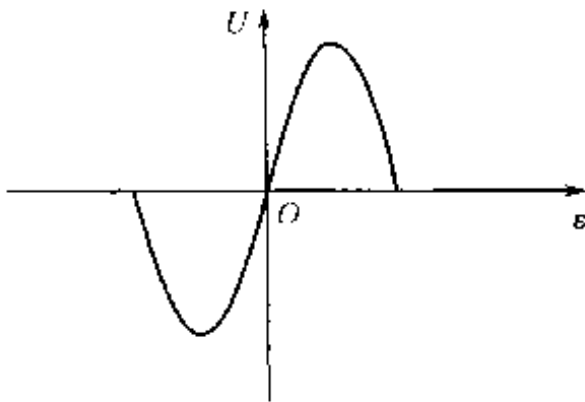


图 3.7 角鉴别特性曲线图

因为加在相位检波器上的中频和、差信号均为脉冲信号,故相位检波器输出为正或负极性的视频脉冲($\varphi = \pi$ 为负极性),其幅度与差信号的振幅(即目标误差角 ϵ)成比例,脉冲的极性(正或负)则反映了目标偏离天线轴线的方向。把它变成相应的直流误差电压后,加到伺服系统的控制天线向减小误差的方向运动就可实现角跟踪。

图 3.7 画出一相位检波器输出视频脉冲幅度 U 与目标误差角 ϵ 的关系曲线,通常称为角鉴别特性。

4. 单平面振幅和差单脉冲雷达及自动增益控制

图 3.8 是单平面振幅和差单脉冲雷达的组成框图,其工作过程为:发射信号加到和差比较器的 Σ 端,分别从 1、2 端输出同相信号激励两个馈源。接收时,两波束的馈源接收到的信号分别加到和差比较器的 1、2 端, Σ 端输出和信号, Δ 端输出差信号(高频角误差信号)。和、差两路信号分别经过各自的接收系统(称为和、差支路)。中放后,差信号作为相位检波器的输入信号,和信号分为三路:一路经检波视放后做测距和显示用;另一路用在相位检波器上做基准信号;再一路用做和、差两支路的自动增益控制。和、差两中频信号在相位检波器上进行相位检波,输出就是视频角误差信号,将其变成相应的直流误差电压后,加到伺服系统上,来控制天线转动使其跟踪目标。和圆锥扫描雷达一样,进入角跟踪之前,必须先进行距离跟踪,并由距离跟踪系统输出一距离波门加到差支路的中放上,使被选目标的角误差信号通过。

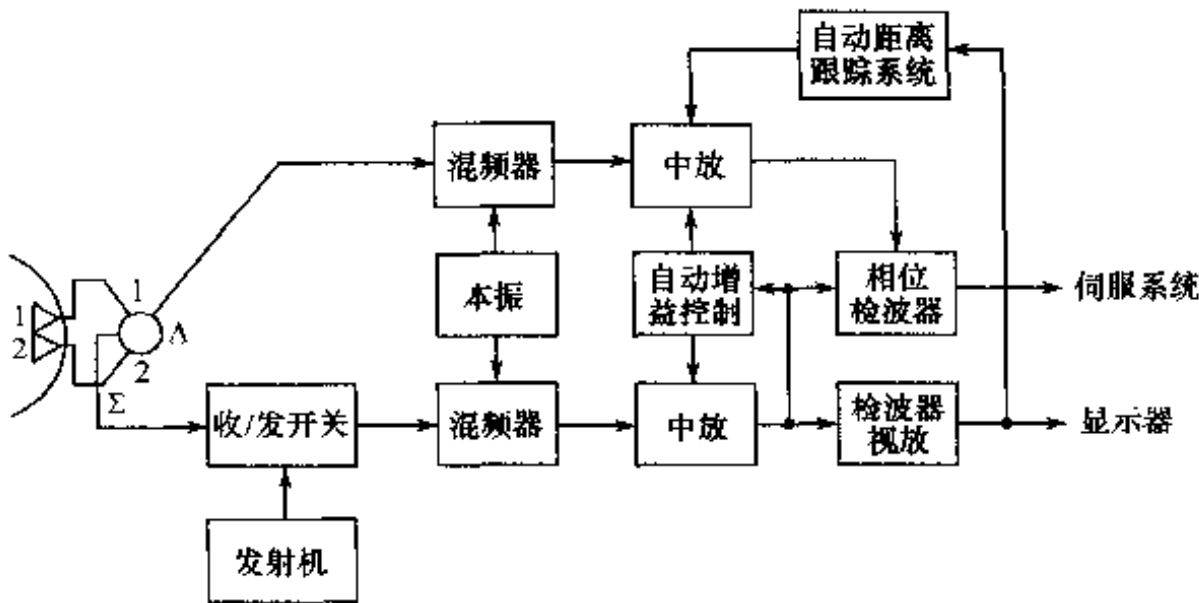


图 3.8 单平面振幅和差单脉冲雷达的组成框图

为了消除目标回波信号的振幅变化(因目标大小、距离、有效散射面积变化而造成的目标回波信号的振幅变化)对自动跟踪系统的影响,需要采用自动增益控制。它是用和支路信号经

自动增益控制电路,同时去控制和、差两支路的中放增益。因为单脉冲雷达是在同一瞬间把和、差两支路的信号作比较,所以要求和、差两信道的特性严格一致,这是单脉冲雷达的特点,它对接收机(多通道)的一致性要求特别高。自动增益控制是用和信号同时对和、差支路进行自动增益控制,又称归一化处理。自动增益控制电压与和信号的幅度成正比,而和、差支路的放大量则与自动增益控制电压成反比,即与和信号幅度成反比。所以和支路输出电压基本上维持常数,差支路中放输出电压与 $F_{\Delta}(\theta)/F_{\Sigma}(\theta)$ 成比例。 $F_{\Sigma}(\theta)$ 是和波束方向图函数, $F_{\Delta}(\theta)$ 是差波束方向图函数。

5. 双平面振幅和差单脉冲雷达

为了对空中目标进行自动方向跟踪,必须在方位和仰角两个平面上进行角跟踪。这就必须获得方位和仰角两个误差信号。为此需要用4个馈源照射一个反射体,以形成4个对称的相互部分重叠的波束。常规的四喇叭方形馈源所用的微波电路如图3.9(a)所示,这种采用四喇叭方形的单脉冲馈源,其中心放在焦点上。它是对称的,当“目标回波(斑点)”落在中心时四喇叭中的每一个喇叭收到的能量均相等。如果目标离开轴线,就会使“目标回波(斑点)”移动,于是在各喇叭中的能量就会不平衡,如图3.9(b)所示,雷达通过比较在各个喇叭中激起的回波信号幅度来检测目标的位移。这是靠采用微波混合电路使两对喇叭的输出相减来完成的。只要目标离开轴线,即引起了不平衡,就会有敏感器混合件给出信号输出。从图3.9右边一对输出中减去左边一对输出以检测方位角方向上的任何不平衡,同时从图3.9下面一对输出中减去上面一对输出以检测仰角方向上的任何不平衡。图3.9(a)所示中的比较器实现了馈源输出的加减,从而得到了单脉冲的和、差信号。

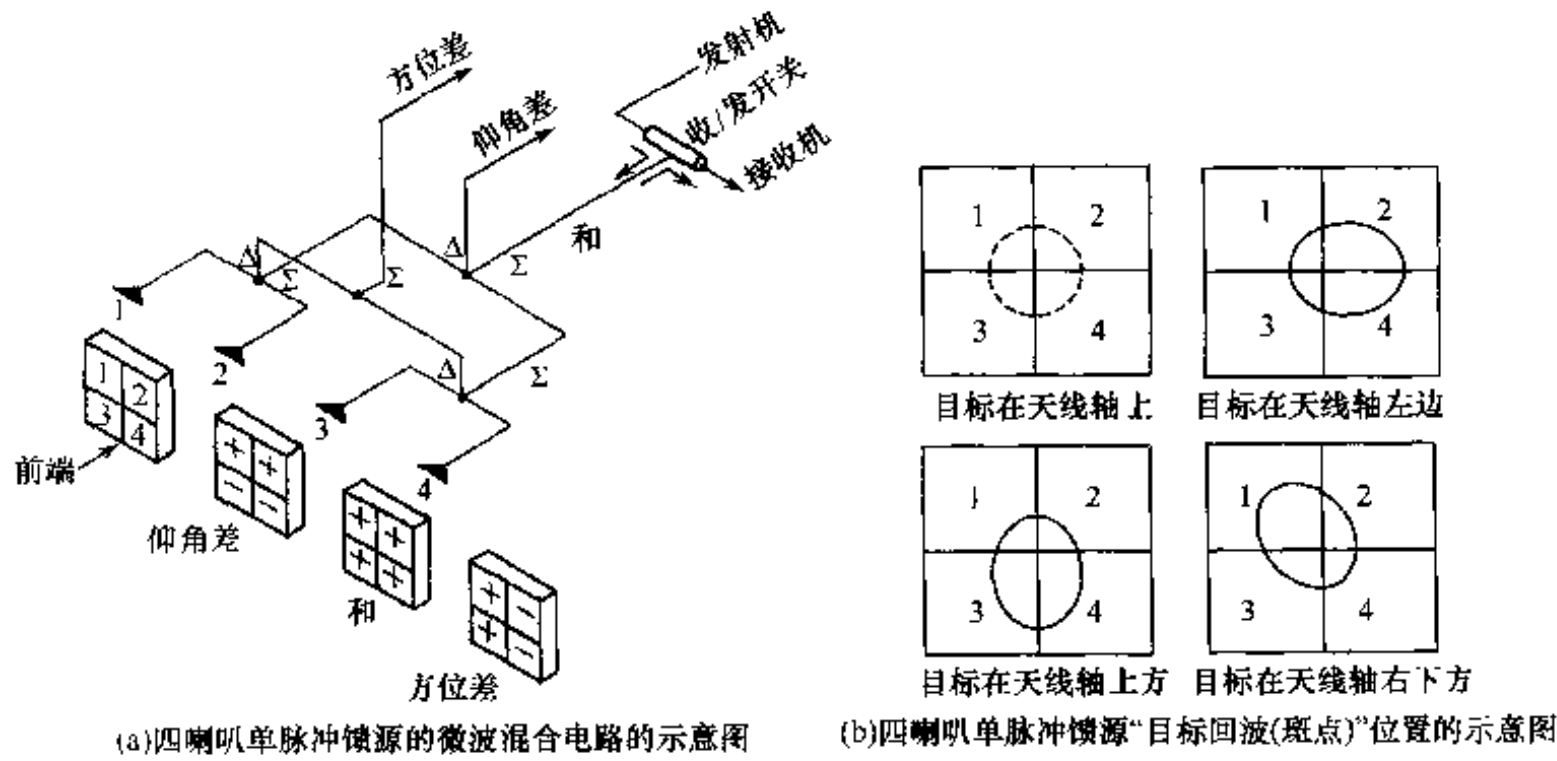


图 3.9 四喇叭单脉冲馈源的概念图

此时需在接收机中,有4个和差比较器和三路接收机(和支路、方位差支路、仰角差支路)、两个相位鉴别器和两路天线控制系统等。图3.10是双平面振幅和差单脉冲雷达的原理框图。图中A、B、C、D分别代表4个馈源。显然,4个馈源同相辐射时共同形成和方向图。接收时,4个馈源接收信号之和($A+B+C+D$)为和信号(比较器3的 Σ 端输出), $(A+C)-(B+D)$ 为方位角误差信号(比较器3的 Δ 端输出), $(A+B)-(C+D)$ 为仰角误差信号(比较器4的 Σ 端输出),而 $(A+D)-(B+C)$ 为无用信号,被匹配吸收负载所吸收。

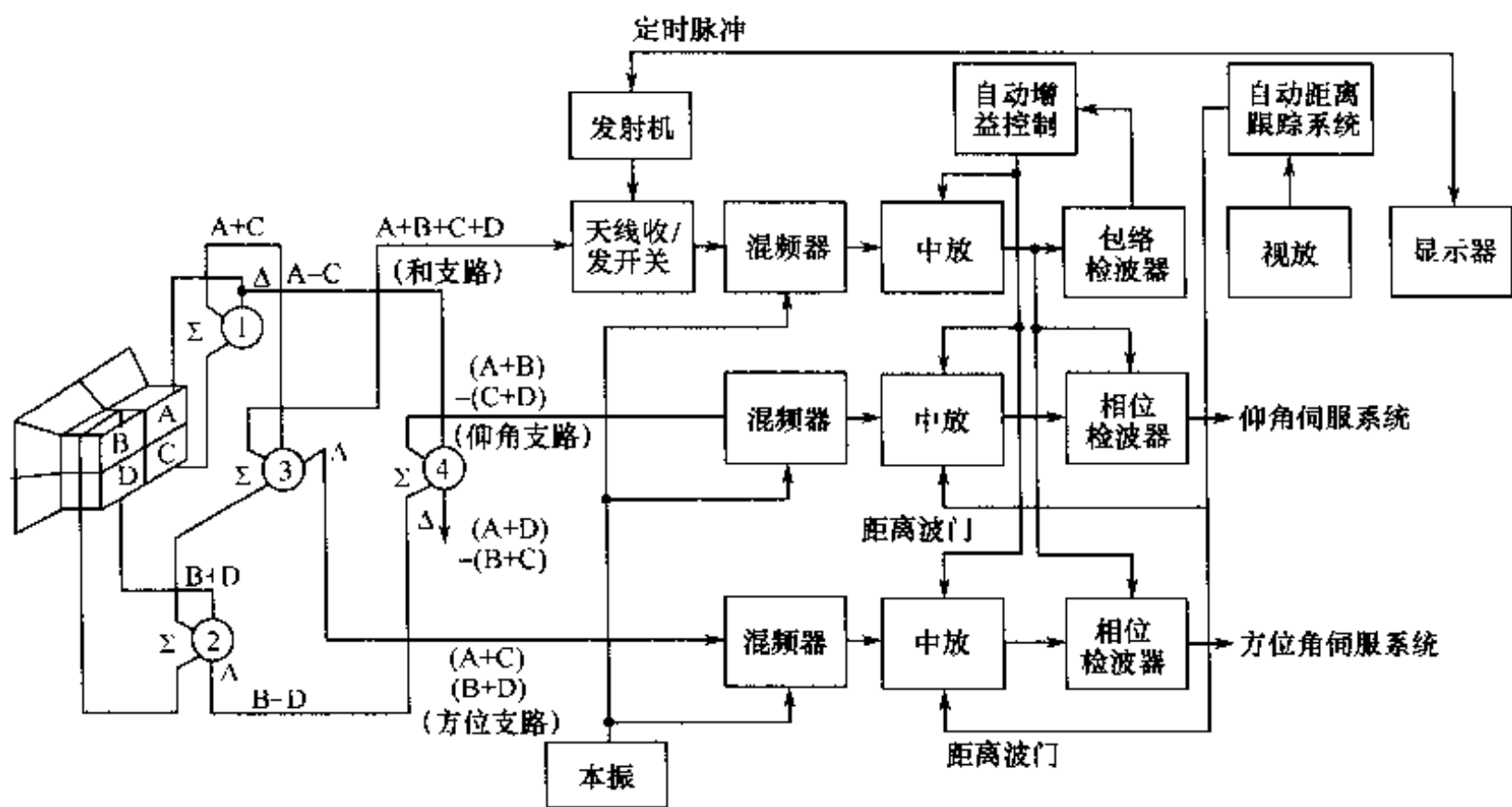


图 3.10 双平面振幅和差单脉冲雷达的原理框图

和差比较器 Δ 端的输出称为差信号。当目标在轴线上时,差信号为零。当目标偏离轴线的位移增加时,差信号的幅度就会增加。当目标从中心的一边变到另一边时,差信号的相位改变 180° 。四喇叭输出的总和提供一个参考信号,以便即使目标回波信号在大动态范围内变化时仍能得到稳定的角跟踪灵敏度(每度误差的电压伏数)。为了保持角跟踪环路增益的恒定以达到稳定的自动角跟踪,AGC 是必要的。

在图 3.10 中,和信号、仰角差信号、方位差信号采用同一个本振各自变换成中频(IF),以便在中频上仍维持相对的相位关系。将中频和信号检波后输出,变成视频输出给测距机。测距机确定所需目标回波的到达时刻,并提供波门脉冲以使部分接收机只在所需期待目标的短暂时间内接通。将经过波门选通的视频用来产生正比于 Σ 或 $|\Sigma|$ 的 AGC 直流电压,再用此电压控制三路中放通道增益。即使目标回波信号在很大的动态范围内变化,AGC 通过控制增益或除以 $|\Sigma|$ 也能使角跟踪灵敏度(每度误差的电压伏数)不变。为了稳定自动角跟踪,必须用 AGC 保持角跟踪环路的增益不变。某些单脉冲系统,如双通道单脉冲可提供瞬时 AGC 或归一化,在此不再叙述。

中频和信号输出还给相位检波器提供一个参考信号,以便相位检波器从差信号中获得角跟踪误差电压。相位检波器本质上是一个求点积器件,产生的输出电压为

$$e = \frac{|\Sigma| |\Delta|}{|\Sigma| |\Sigma|} \cos \theta \quad \text{或} \quad e = \frac{\Delta}{|\Sigma|} \cos \theta \quad (3-6)$$

式中, e 为误差检测器输出电压, $|\Sigma|$ 为和信号幅度; $|\Delta|$ 为差信号幅度; θ 为和、差信号之间的相角。

通常,在雷达经过正确的调整之后, θ 值不是 0° 就是 180° 。而检波器的相敏特性的惟一目的就是为了让 $\theta=0^\circ$ 时给出正极性,而在 $\theta=180^\circ$ 时给出负极性,这就使角误差检测器的输出带有方向指示。

在脉冲跟踪雷达中,角误差检波器输出是双极性的视频。也就是说,视频脉冲的幅度正比

于角误差,而其极性(正、负)对应于误差的方向。这个视频通过一个矩形波串电路进行处理,使电容器充电到视频脉冲的峰值电压,并保持住电荷,直到下一个脉冲到来时电容器才放电,并再次充电到新脉冲的电平。经过适当低通滤波得到的直流误差电压输出送给伺服放大器,用以校正天线的位置。

6. 采用阵列天线的振幅比较单脉冲跟踪

采用阵列天线比采用反射天线完成振幅比较单脉冲跟踪更为复杂。单脉冲跟踪至少需产生 5 个波束,即发射波束和 4 个偏斜的误差检测波束。反射天线可采用 4 个或 5 个喇叭(或更多个)作为馈电器,每个馈电器产生一个偏斜的波束。而阵列天线不能这样做。因此,常将阵列分成 4 个象限,每个子阵仅在轴线上产生一个较宽的波束,如图 3.11 所示。

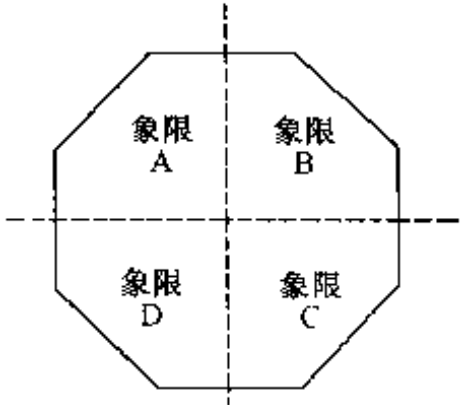


图 3.11 单脉冲跟踪的阵列划分的示意图

偏斜的波束采用可转换的移相器相继地形成。为同时建立 4 个偏斜的波束,要求来自 4 个象限的信号分成 4 部分,将它们轮流馈给 4 个波束形成网络,这些网络(每个网络含有产生一个波束所需的移相器)综合成 4 个偏斜的波束(左上、右上、右下和左下部)。这 4 个波束被馈入单脉冲比较器的和差电路,以产生跟踪所需的和信号、方位误差和俯仰误差信号,图 3.12 示出一种简化框图。由于相控阵列可获取到达象限上的能量,而象限与象限之间是异相的,所以为实现单脉冲跟踪,在 4 个象限信号被分配、移相和组合之前,它们的相位必须加以均衡。这由波束控制移相器完成,无需附加电路。因此,波束控制移相器必须接在用于跟踪的偏斜波束形成之前,如图 3.12 所示。图 3.13 所示由分配器、移相器和组合器等组成的波束形成网络功能图。

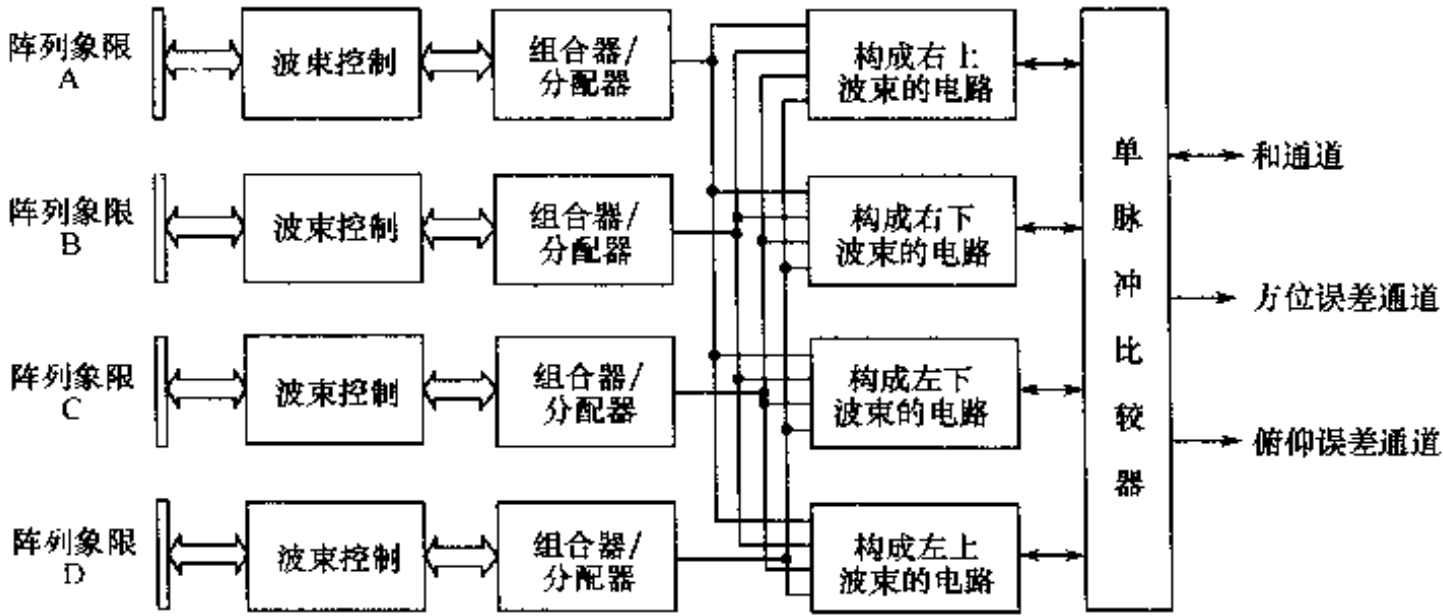


图 3.12 单脉冲跟踪阵列的简化原理框图

值得一提的是,上述组态并不适合于空馈透镜阵列。另外,阵列也不一定分成 4 个象限,目前已有分成高达 16 部分的阵列跟踪的研究,而且具有一定的优点,在此不再进一步讨论。

通常,相控阵跟踪雷达按其馈源技术而分为比幅与比相两大类。透镜式阵列的作用像一个高频透镜;反射式阵列的作用像一个抛物反射面。它们都可以采用前面讲过的多喇叭馈源或多模馈源,在使馈源最佳化方面通常考虑的因素也是一样。在分支馈电的阵列里,可以用两个一半的阵列像比相跟踪一样检测单脉冲角误差(如顶部和底部两半可以用于检测仰角)。这种两个一半的用比相检测角误差的天线阵通常对和波瓣图提供良好的照射锥削,但是差信号

电场在阵列中心达到峰值且具有一个突然的 180° 相位变化,在幅度最大点上出现这种极陡的不连续性会产生不希望有的高旁瓣。采用诸如分开的馈源等技术可得到所需要的差信号电场分布形状。

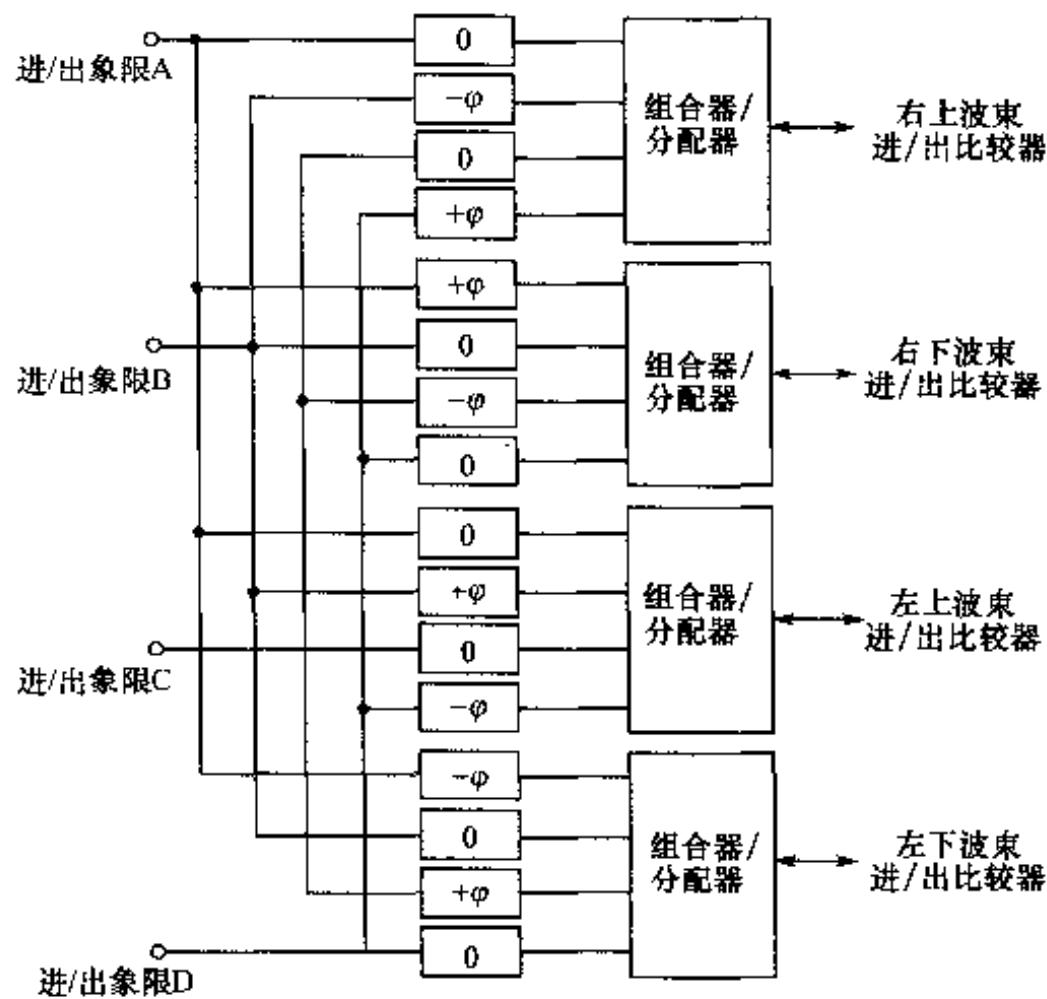


图 3.13 阵列单脉冲跟踪的波束形成网络的示意图

测量雷达可使用单脉冲电扫描相控阵以满足同时跟踪多批目标的要求。例如,多目标跟踪雷达(MOTR)。美国的 AN/TPQ-39 提供了一个 60° 的电子脉冲-脉冲波束覆盖锥角,外加机械底座运动装置以覆盖整个半球,在 $\pm 30^\circ$ 电扫范围内都能保持高精度和高效率,而且此覆盖范围可以按需要机械地移动,以便与被跟踪目标一起最佳地移动电扫描覆盖范围。

3.2.2 相位和差单脉冲雷达

图 3.14 是一个单平面相位和差单脉冲雷达的原理框图,它是基于相位法测角原理工作的。它的两个天线相距为 d (d 大于数个波长,即相距较远)。每个天线孔径产生一个以天线轴为对称轴的波束。在远区,两个方向图几乎完全重叠。对于波束内的目标,两波束所收到的信号振幅近似相等。当目标偏离对称轴时,两天线接收信号由于波程差引起的相位差为

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta \tag{3-7}$$

当 θ 很小时

$$\varphi \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \theta \tag{3-8}$$

式中, d 是天线间距, θ 是目标对天线轴的偏角。所以两天线收到的回波为相位差是 φ 且幅度相同的信号,并通过和差比较器取出和信号与差信号。利用图 3.15 的矢量图,可以求得和信号 E_z 和差信号 E_Δ 。和信号为

$$E_z = E_1 + E_2$$

而和信号幅度为

$$|E_z| = 2|E_1| \cos \frac{\varphi}{2}$$

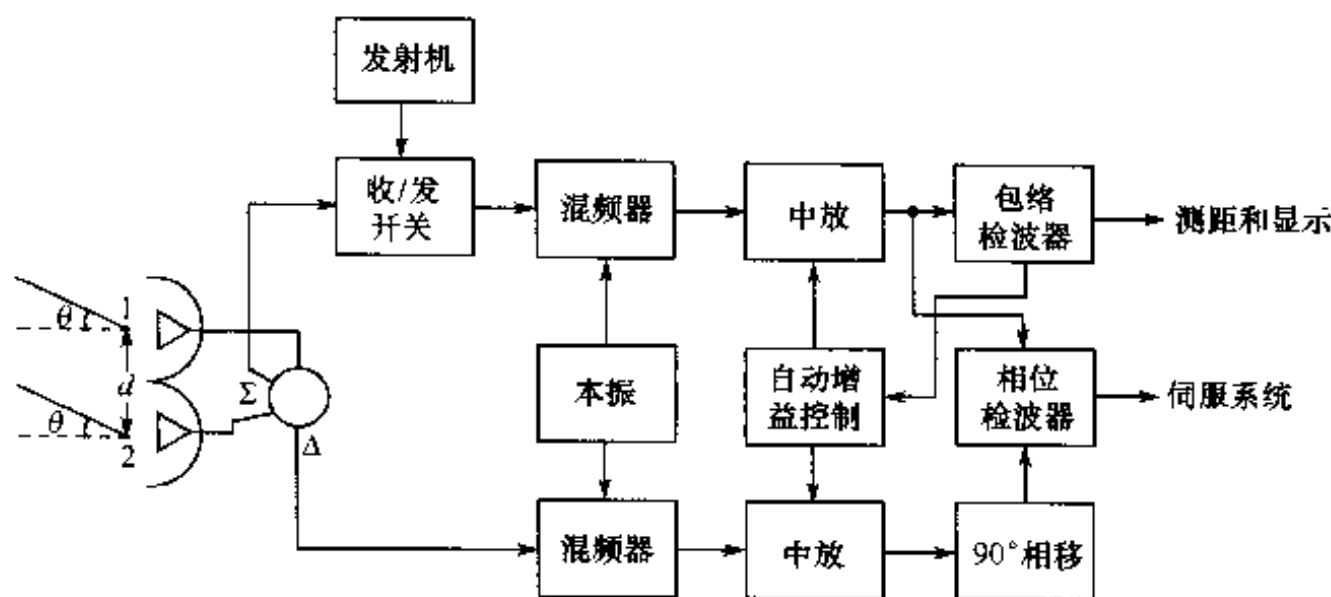


图 3.14 单平面相位和差单脉冲雷达的原理框图

差信号为

$$E_{\Delta} = E_2 - E_1$$

差信号幅度为

$$|E_{\Delta}| = 2 |E_1| \sin \frac{\varphi}{2} = 2 |E_1| \sin \left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin \theta \right)$$

当 θ 很小时

$$|E_{\Delta}| \approx |E_1| \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \theta \quad (3-9)$$

图 3.15 所示的是假设目标偏在天线 1 一边的各信号间的相位关系,此时 E_1 超前 E_2 ;若目标偏在天线 2 一边,则差信号矢量的方向与图 3.15 所示正好相差 180° (反相)。所以,差信号的大小反映了目标偏离天线轴的程度,而相位反映了目标偏离天线轴的方向。由图 3.15 还可看出,和、差信号相位正好相差 90° 。因此为了能用相位检波器对和、差信号进行比相,必须先把其中任一路先移相 90° ,然后再来比相。图 3.14 中将和、差两路信号经同一本振混频、放大后,差信号预先移相 90° ,然后加到相位检波器上,相位检波器输出电压即为误差电压。其余各部分的工作情况与振幅和差单脉冲雷达相同,不再重述。

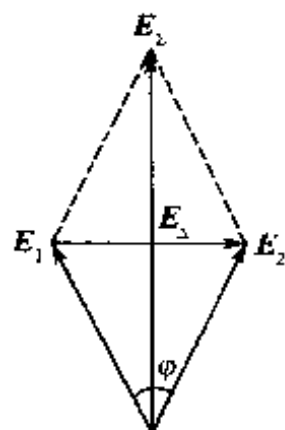


图 3.15 矢量图的示意图

从前面讨论的单脉冲雷达工作原理可见,典型单脉冲雷达是三路接收机同时工作,将差信号与和信号作相位比较后,取得误差信号(含大小和方向)。因此工作中要求三路接收机的工作特性严格一致(相移、增益要一致)。各路接收机幅-相特性不一致的后果是测角灵敏度降低并产生测角误差。

3.2.3 单通道和双通道单脉冲雷达

单脉冲雷达也可以用少于三个的中频通道来构成,只要通过某种方法使和、差信号合并,并能在输出端分开。这些技术对 AGC 或其他处理技术有某些优点,但其代价是信噪比有损耗,或者方位和仰角信号之间有互相耦合。

图 3.16 所示为一个单通道单脉冲系统(SCAMP)。它在一个中频通道里用和信号去归一化差信号,得到所需的、不变的角误差灵敏度。每个信号用各自不同频率的本振从高频混频到不同的中频频率。在一个中放里进行放大,其带宽足以通过所有三个不同频率的信号。在中放输出端对信号硬限幅,并用三个窄带滤波器加以分离。然后用两个信号的本振和第三个信

号的本振之间的差频将其中的两个信号差拍,使三个信号都变为同一个频率。于是可以用一般的相位检波器或者简单地用幅度检波器取得角误差电压。自动增益控制的作用和归一化作用是由硬限幅完成的,它对差信号产生一个弱信号且受抑制的作用,正如硬限幅对噪声中的弱信号进行抑制一样。

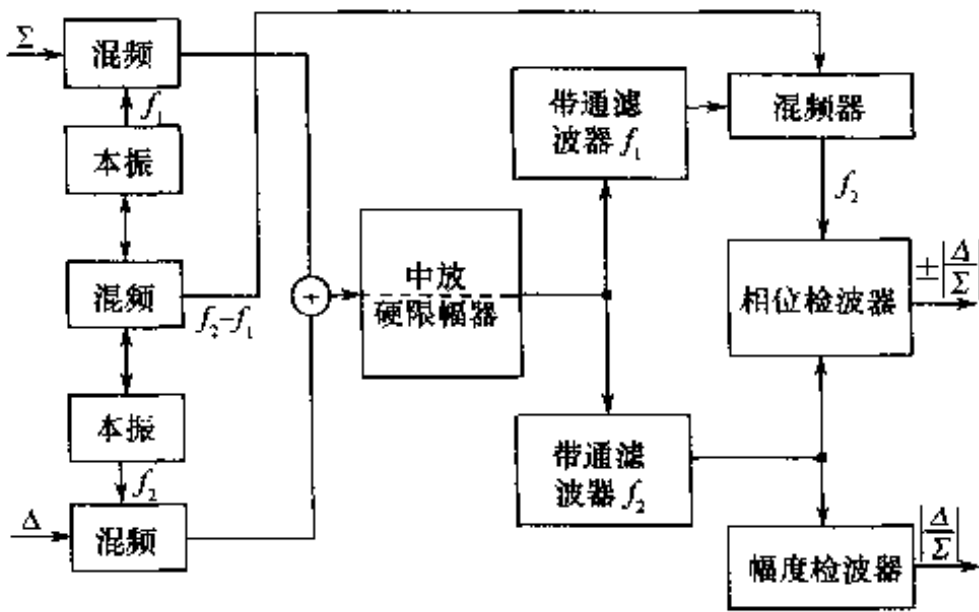


图 3.16 单通道单脉冲跟踪系统的原理框图

只画出一个坐标角跟踪(系统具有两种坐标跟踪能力)

单通道单脉冲实际上提供的是瞬时 AGC 作用。在有热噪声存在时,其性能大致与三通道单脉冲一样。但其限幅处理产生一个严重的互相耦合问题,使得一部分方位误差信号出现在俯仰角误差检波器的输出端,而俯仰角误差信号却出现在方位角误差检波器的输出端。根据接收机的组成及中频频率的选择,这种交叉调制可能产生严重的误差且容易受干扰。

在高频上将和信号与差信号合并以后也可以采用一种双通道的单脉冲接收机,如图 3.17 所示。微波分解器是一个在圆波导中做机械旋转的高频耦合环。在此波导中用互成 90° 的电场极化激励方位和俯仰两个差信号。进入耦合器的能量含有两个差信号成分,它们分别按耦合器角位置 $\omega_s t$ 的余弦和正弦变化。这里, ω_s 为旋转的角速度。混合电路把组合了的差信号 Δ 加到和信号 Σ 里去,除两个输出($\Sigma + \Delta$ 和 $\Sigma - \Delta$)的调制函数差 180° 之外,其中每一个都类似于圆锥扫描跟踪的输出。在一个通道损坏的情况下,这种雷达能像仅在接收时进行波束扫描的圆锥扫描雷达一样工作,其性能基本上与圆锥扫描雷达相同。两个通道的角误差信息彼此反相,其优点是接收信号中的信号起伏在提取角误差信息的中频输出(即检波后相减器)中抵消。对中放实质上是起了瞬时 AGC 的作用,给出需要不变的由和信号归一化的差信号角误差灵敏度。检波后的 Δ 信息是双极性的视频,误差信息就包含在它的正弦包络里。用角解调方法将此信号分解成两个成分,即方位和俯仰的误差信息。利用从旋转耦合器的驱动装置来的参考信号,解调器从 Δ 中取出正弦和余弦成分,以给出方位和俯仰的误差信号。双通道单脉冲技术已用于跟踪雷达 AN/SPG-55 和导弹靶场测量雷达 AN/FPQ-10。由微波分解器产生的调制作用对测量雷达的应用是有影响的,因为它在信号中增添了频谱成分,以致使这种雷达在要增加脉冲多普勒跟踪能力时遇到困难。

只有在两个中频通道都工作时,这个系统才有瞬时 AGC 作用。而在一个通道损坏的情况下,系统虽然仍能工作,但性能却降低了。因此,无论如何,在接收机输入端都有 3dB 的信噪比损耗,虽然这个损耗可用和信号信息相参叠加的方法补偿一部分。设计微波分解器要尽量减小损耗,而且精度要求很高才能减小方位与俯仰两通道之间的互耦。利用铁氧体器件来代替机械旋转的耦合器,可以改进分解器的性能。

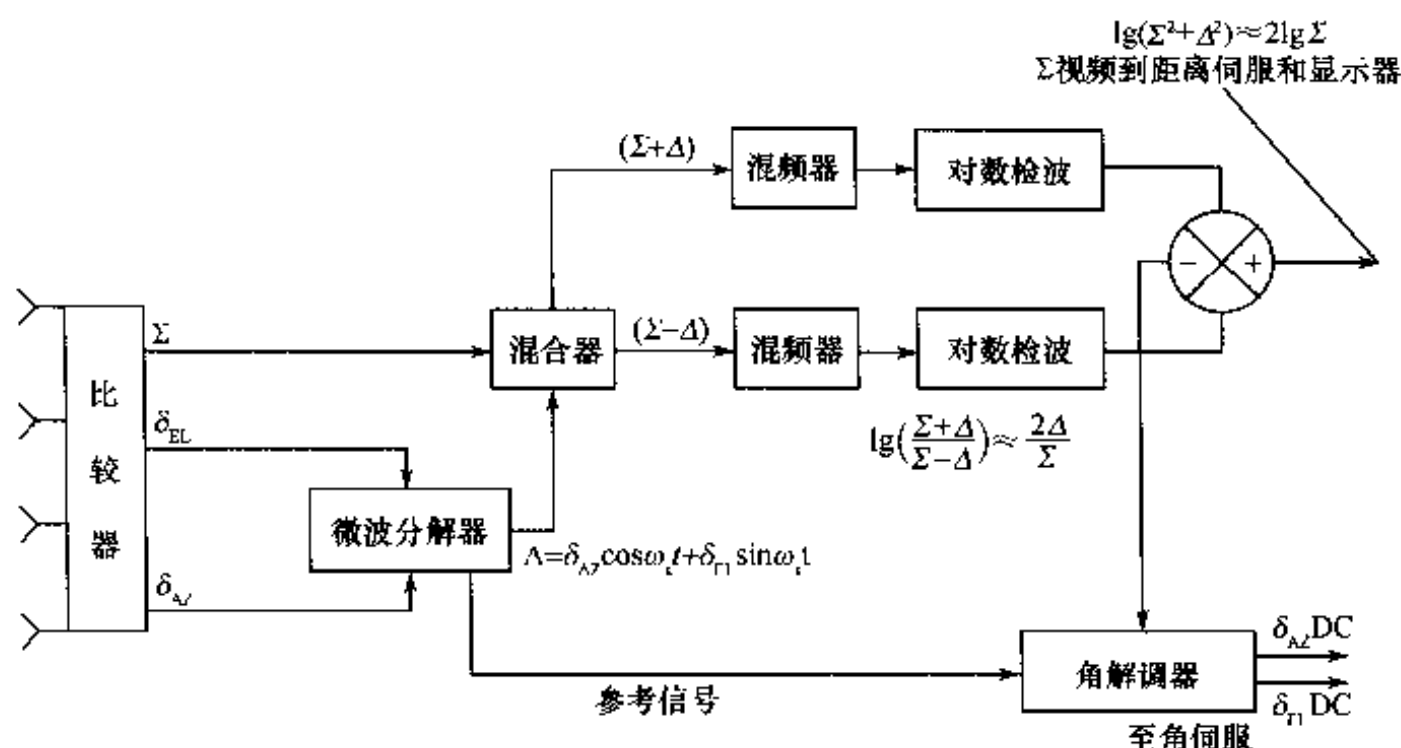


图 3.17 双通道单脉冲雷达系统的原理框图

3.2.4 锥脉冲雷达

锥脉冲(也称补偿扫描)是一种雷达跟踪技术,是单脉冲和圆锥扫描的结合,即一对天线波束斜向天线轴线的反方向,且像圆锥扫描雷达波束扫描一样旋转。由于它们同时存在,因此可以从一对波束获取单脉冲信息。单脉冲信息被测量的那个平面在旋转。因此,高度和方位信息是顺序相接的,必须加以分离以便在每个跟踪坐标中使用。锥脉冲雷达具有单脉冲雷达可避免由幅度闪烁现象引起误差的优点,而且只需要两个接收机。然而相对于传统单脉冲雷达而言,它也有角度数据率低和机械复杂(要向一对旋转天线馈电喇叭提供耦合)的缺点。

3.3 特殊单脉冲技术^[2]

3.3.1 高距离分辨力单脉冲

高距离分辨力在单脉冲雷达的应用中为改善性能和提取目标信息提供的方法。其基本途径是提供足够的距离分辨力以分辨出目标上的主要散射体,并经单脉冲处理确定每一个散射体的距离、方位和高度。这将提供目标反射体位置的三维(3D)雷达图像,并提供第四维数据,即通过每一个散射体回波的幅度测定反射体尺寸。

其优点如下:

- (1) 对于需要精确跟踪目标上的点(如重心)的应用,可大大减少目标角度和距离的闪烁;
- (2) 大大减少了雨杂波、海杂波和金属箔条干扰,这些干扰将随距离分辨力的提高而降低;
- (3) 可提供目标识别用的三维目标图像和反射体尺寸(回波幅度);
- (4) 对抗某些干扰的复杂发射波形。

为了保持足够的平均功率,满足雷达探测距离的要求,有必要进行脉冲压缩。有效的宽带

声表面波脉冲压缩滤波器可供使用。而且,如果要处理目标的细节信息,就必须采用高速采样和数字化技术。

图 3.18 显示利用了高距离分辨力技术之后,目标距离的起伏变小。它展示的是目标在进行近似为等距离飞行时雷达所测出的距离。目标的真实偏移可以从距离曲线的走势中得到。对于 $0.25\mu\text{s}$ 的脉冲宽度,随机波动的典型值约 $2.74\sim 3.66\text{m}$ (均方根值)。然而,虽然对于 3ns 的脉冲宽度距离闪烁已基本上消除了,但由目标重心起伏而引起的小误差却仍存在。

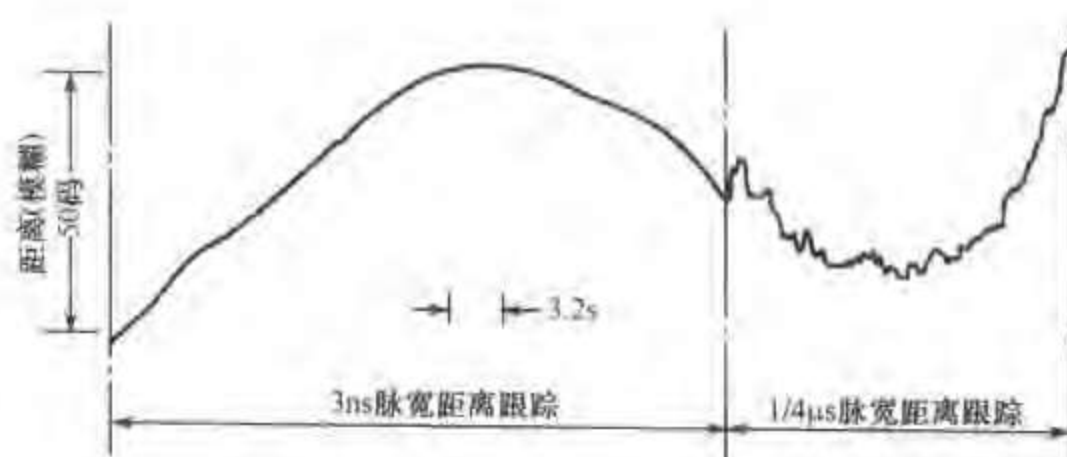


图 3.18 比较 3ns 和 $1/4\mu\text{s}$ 跟踪的闭环距离跟踪输出数据的模拟记录以演示目标距离起伏大大减小曲线

高距离分辨力单脉冲雷达的视频输出测量值如图 3.19 所示。图中描述的是雷达分辨出一种“超星座”飞机主要散射体的单脉冲和信号的距离-角度轮廓。单脉冲差信号双极性视频的极性确定方位,而其幅度可测量每个反射器到天线轴线的偏移量(只标出了方位角的轴线)。平均双极性视频可减少目标重心均方根值的误差。

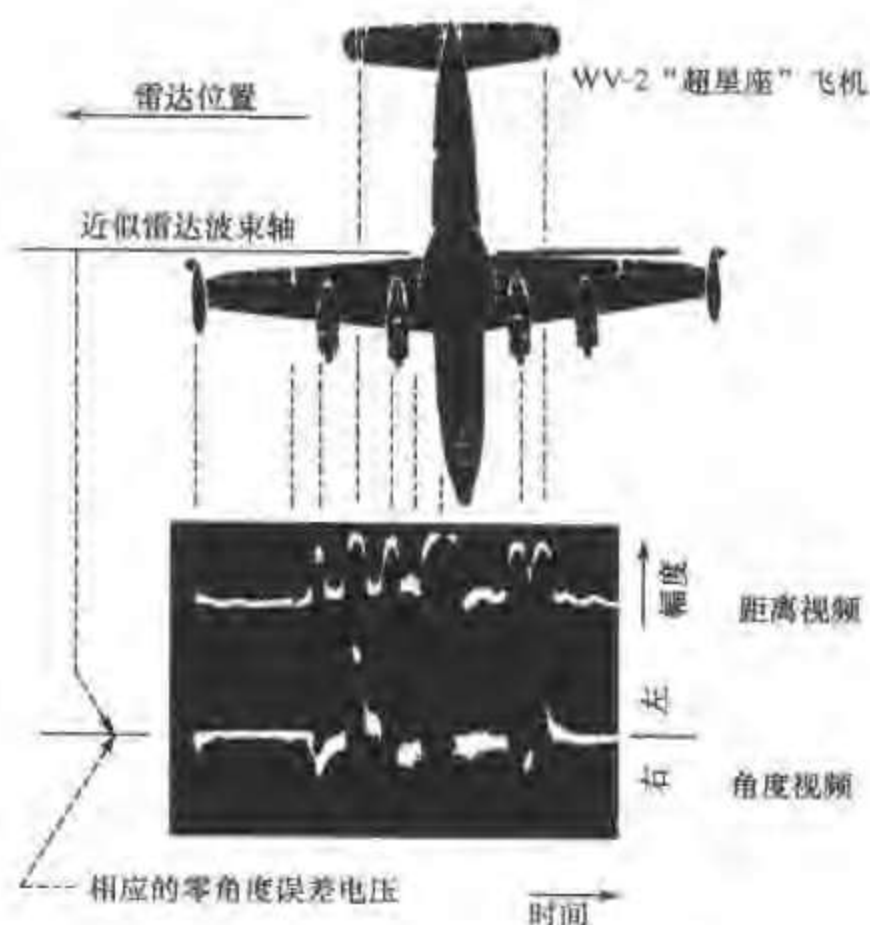


图 3.19 来自飞行中的“超星座”飞机的高距离分辨力的单脉冲距离和角度视频图
(雷达工作于 X 波段, 1° 波束宽度和 3ns 脉冲宽度, 角度视频是根据天线轴和偏移量对目标方位的测量)

在一定的条件下,有可能通过跟踪一个距离单元中的目标,并利用其他距离单元中的单脉冲误差来取得几个散射体的相对角度。要实现这种技术,所有被分析的目标必须同时在天线的波束之内,而且每个目标必须占有不同的距离分辨单元。

图 3.20 为多目标单脉冲跟踪的原理图,在天线波束内同时存在多个距离上可分辨的目标。标有“A”字的目标经单脉冲误差校正后其跟踪误差为 0。出现在其他距离单元中的目标给出了它们相对于被跟踪目标的相对角度,而在这些其他距离单元中的单脉冲跟踪误差预示它们相对的相互位置。各个目标能以三维(距离、相对方位和相对俯仰)来求得。

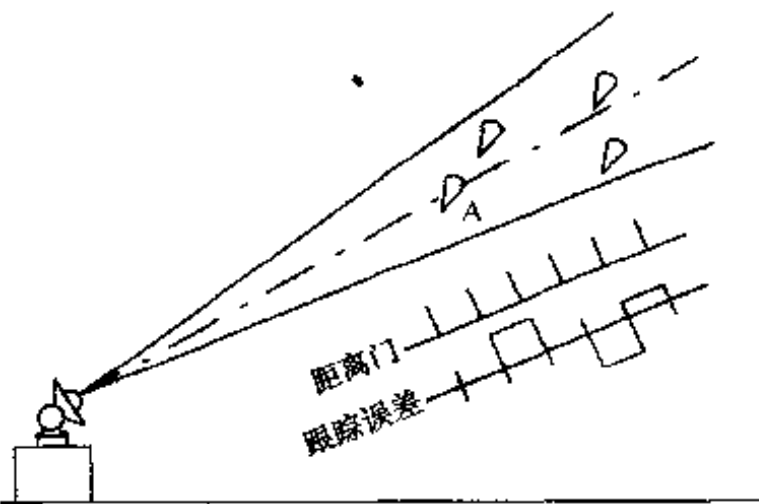


图 3.20 多目标单脉冲跟踪的原理图

这种技术的精度与下列因素有关:

- (1) 由误差通道视频幅值与和通道视频幅值之比中得出的跟踪误差;
- (2) 误差通道幅值与和通道幅值之比必须是误差角的已知函数;
- (3) 方位和俯仰跟踪误差必须彼此独立,相互无影响。

3.3.2 双波段单脉冲

双波段单脉冲能在一个天线上有效地组合两个特征互补的射频频段特性。X 波段(9GHz)和 Ka 波段(35GHz)的组合是非常有用的。X 波段能够很好地实现探测量程和跟踪精度。其不足之处是低角度的多路径范围性能差和该波段的抗干扰性能差。Ka 波段虽然受大气衰减和雨衰减的限制,但它能在低角度多路径范围内提供很高的精确度,并且这个波段是电子干扰技术很难攻克的一个波段。

美国海军研究实验室(NRL)已经设计出了一种叫 TPAKX 的测量雷达(在 Ka 波段和 X 波段的跟踪雷达),可用于导弹靶场和训练靶场。设计这套系统的目的是在诸如导弹目标溅落时能够精确跟踪,并且在 X 波段受到干扰时用 Ka 波段仍能精确跟踪。

荷兰 Hallandse Signal-apparaten 公司已开发出相似的 X 波段和 Ka 波段的系统用于战术上的用途。其中的一种雷达系统是地面型,被称为 Flycatcher,是机动防空武器系统的一部分;而另一种雷达系统(Goalkeeper)则是用在舰载防空武器上,用做格林机枪的火控装置。这两种系统都充分利用了两个波段的优点,以提供多路径和 ECM 环境下的精确跟踪。

3.4 跟踪精度

设计人员主要关心的是目标跟踪的不精确性。几个引起这类误差的因素包括:目标振幅噪声、雷达伺服噪声、雷达接收机噪声、雷达观测的目标视在中心的变化、地球表面引起的多径反射及电子干扰(ECM)。

3.4.1 距离跟踪精度

测距误差可分为距离偏差和距离噪声。距离偏差是由未能精确测量相对于零距离的目标

延时产生的。产生这种测定的不精确的因素很多,包括时间鉴别器的漂移、零距离测定的不确切及距离时钟频率的不稳定等。这些误差可用下列公式表示

$$\Delta T_{p(td)} = \Delta T_B + \Delta T_C R \quad (3-10)$$

式中, $\Delta T_{p(td)}$ (或写成 δT_p) 为总的传播时间误差(s); ΔT_B 为时偏误差(s); ΔT_C 为时钟误差(s/m); R 为目标距离(m)。

一旦总的时间误差确定,距离误差可按下式求得

$$\delta_R = \frac{c \delta T_p}{2} \quad (3-11)$$

式中, δ_R 是距离误差; c 为传播速度(m/s); δT_p 是总的传播时间误差(s)。

在精确的测距系统中,往往采用高度稳定的频率源来作为数字距离计数器的时钟,以便能将距离偏差减至最小。

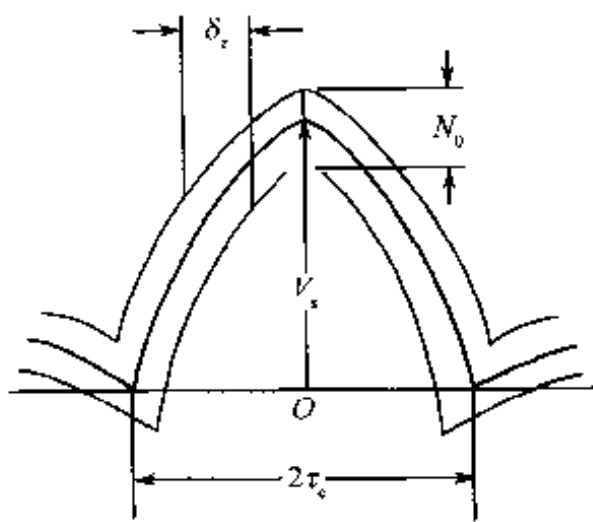


图 3.21 距离噪声误差的示意图

距离噪声可能有几种来源,包括热噪声、脉冲重复频率抖动和雷达系统内的其他不稳定部分。在设计完善的雷达系统中,脉冲重复频率的抖动和其他系统感应的噪声源可以设法减少。因此,距离噪声的主要来源便是热噪声。

图 3.21 所示为信号加噪声和到达时间误差之间的关系。如果将图 3.21 的信号形状简化成三角形,或时间误差 δT_p 取在 0 和信号峰值之间的平均斜率上,则信号、噪声和时间误差之间的关系成为一种简单的比例关系。

$$\frac{\delta_r}{N_0} = \frac{2\tau_c}{V_s} \quad (3-12)$$

式中, δ_r 为 RMS 时间到达误差; N_0 为 RMS 噪声误差; V_s 为峰值信号电压; τ_c 为脉冲宽度(若采用脉冲压缩则为被压缩的脉冲宽度)。

由上述比例关系求解到达时间误差,并将功率信噪比替代电压之比,由此来获得距离噪声误差的表示式。

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{N_0} \right)^2 \quad (3-13)$$

式中, S/N 为功率信噪比。则

$$\delta_r = \frac{2\tau_c}{\sqrt{2S/N}} \quad (3-14)$$

Barton 和 Ward 对上面推导所取得过分简单化的方法进行了修改。对于单脉冲的到达时间精度的关系式,改成

$$\delta_r = \frac{\tau_c}{2 \sqrt{S/N}} \text{ (单脉冲)} \quad (3-15)$$

$$\delta_r = \frac{1}{2B \sqrt{S/N}} \text{ (单脉冲)} \quad (3-16)$$

式中, B 为与脉冲 τ_c 匹配的带宽。

距离测量几乎不用单脉冲来实现。对于多脉冲, Barton 和 Ward 给出的到达时间误差为

$$\delta_\tau = \frac{1}{2B \sqrt{f_r T_d (S/N)}} \quad (\text{多脉冲}) \quad (3-17)$$

$$\delta_\tau = \frac{\tau_c}{2 \sqrt{f_r T_d (S/N)}} \quad (\text{多脉冲}) \quad (3-18)$$

式中, f_r 为脉冲雷达的脉冲重复频率, T_d 为观察时间(在此时间内积累测量的数据)。

利用下式可从到达时间误差求出距离误差为

$$\delta_R = \frac{c_p \delta_\tau}{2} \quad (3-19)$$

式中, δ_R 为 RMS 距离误差; c_p 为传播速度。

应该指出, 在式(3-17)和式(3-18)中给出的关系式是假定在观察期间无由于目标运动而产生的误差。这只有当距离测量获得目标的运动参数的先验知识时才成立。在无先验知识的一般情况下, 长的观察时间将降低(而不是增强)距离精度。

3.4.2 角度跟踪精度

有几种因素确定雷达在角度维上定位一个目标的精度:

- ① 天线波束宽度, 窄天线波束定位目标精度较高;
- ② 信号/干扰比(较高的比率得到较精确的定位);
- ③ 目标的幅度起伏(闪烁);
- ④ 目标的相位起伏(闪烁)和在跟踪雷达场合中的伺服系统的噪声。

图 3.22 所示跟踪雷达中作为距离函数的几种重要的误差分量。由两根曲线可知, 圆锥扫描和天线扫描的测角精度受目标幅度闪烁的影响, 而单脉冲时却无此影响。

信号/噪声比是影响精度的首要因素。图中标明“接收机噪声”的线代表在接收机中产生的相对随机噪声干扰(随距离而变)。对于给定的 RCS 目标, 噪声的影响随目标距离而增大。下面将导出, 由噪声引起的误差与电压信号/噪声比成反比。

类似距离跟踪精度的分析, 可导出由到达时间误差推导角噪声误差。图 3.23 所示其概念图。假设波束形状是三角形, 或假设误差斜率取 0 到峰值增益的半程(近似为 3dB 波束宽度), 则存在比例关系为

$$\frac{\delta_\theta}{N_0} = \frac{2\theta_3}{V_s} \quad (3-20)$$

式中, δ_θ 为 RMS 角误差; θ_3 为 3dB 波束宽度; N_0 为 RMS 噪声电压; V_s 为峰值信号电压。

为求解 δ_θ 的比例关系, 类似于式(3-13)和式(3-14)代入功率信号/噪声比, 得

$$\delta_\theta = \frac{2\theta_3}{\sqrt{2S/N}} \quad (3-21)$$

与距离精度一样, Barton 和 Ward 将上述关系式修改成

$$\delta_\theta = \frac{\theta_3}{K_{AM} \sqrt{2\tau BS/N}} \quad (3-22)$$

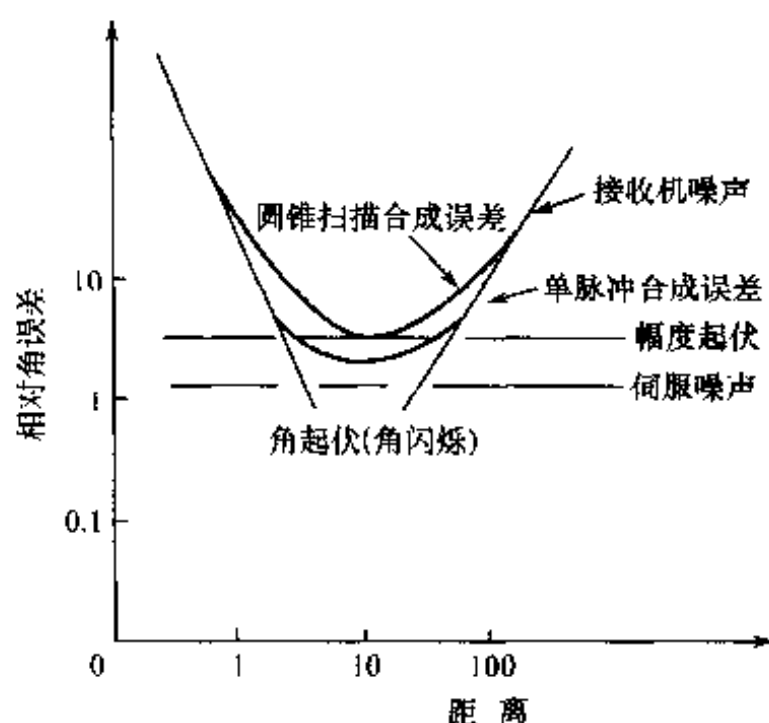


图 3.22 跟踪误差分量与距离的关系图

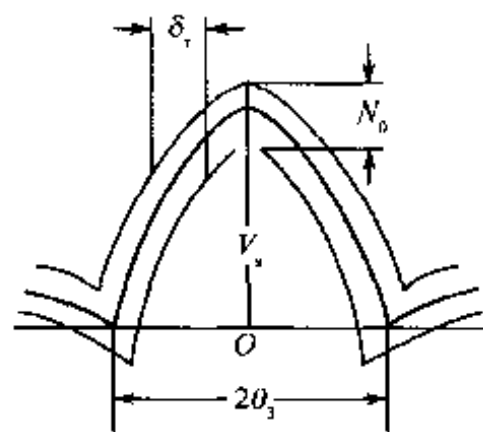


图 3.23 角噪声误差的示意图

式中, δ_θ 是由噪声引起的 RMS 角误差; θ_3 为天线的 3dB 波束宽度; K_{AM} 为常数, 其值取决于角测量的形式(单脉冲或圆锥扫描); τ 为脉冲宽度; B 为等效的噪声带宽; S/N 为功率信号/噪声比(大于 6dB 时成立)。

对于一个恒定 RCS 目标, 由噪声引起的误差与距离的 4 次方成比例。

目标引起的角误差主要由目标的相位起伏或角闪烁引起。角闪烁误差是线性误差。也就是说, 误差的量值用米表示, 而不是用度表示。线性闪烁误差只是目标特性和频率的函数, 而不是距离的函数。在图 3.24 中可以看到, 对应于一个恒定线性误差的角闪烁误差与距离成反比, 当目标接近雷达时, 角闪烁误差就增加。

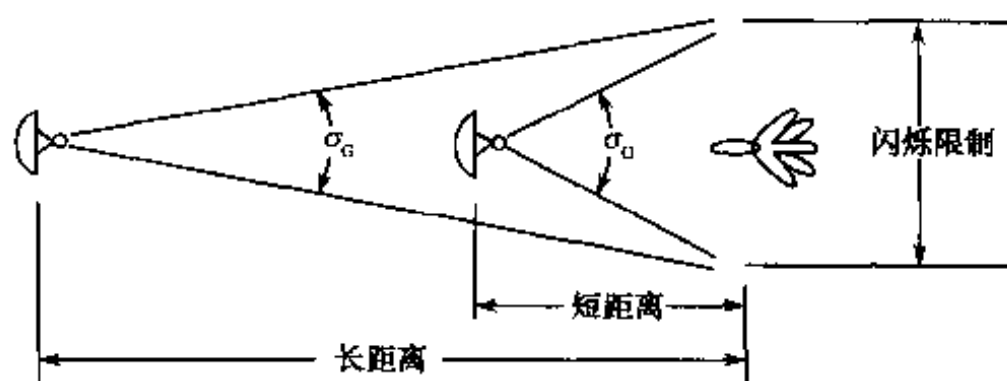


图 3.24 闪烁误差的概念图

$$\delta_{\theta_G} = \frac{K_G}{R} \quad (3-23)$$

式中, δ_{θ_G} 是由目标闪烁引起的角误差; K_G 为常数, 其值取决于目标测量间距和目标闪烁的参数; R 是目标的距离。

在跟踪雷达中, 目标幅度起伏引起跟踪误差, 它与导出其跟踪信息的相继的目标幅度变化有关。

多路径引起的角误差: 从雷达到目标及从目标到雷达存在一个以上传播路径时就产生多路径。在俯仰角中多路径是一个主要问题, 尤其对于低仰角的目标最为严重。图 3.25 给出了多路径误差的例子。降低多路径的措施之一是使低俯仰波束变得很窄。

图 3.26 所示为一个总的角误差例子。它是用 AN/FPS-16(V) 测试用跟踪雷达对 5m^2 目标在俯仰角大于 6° 时给出的误差估计。

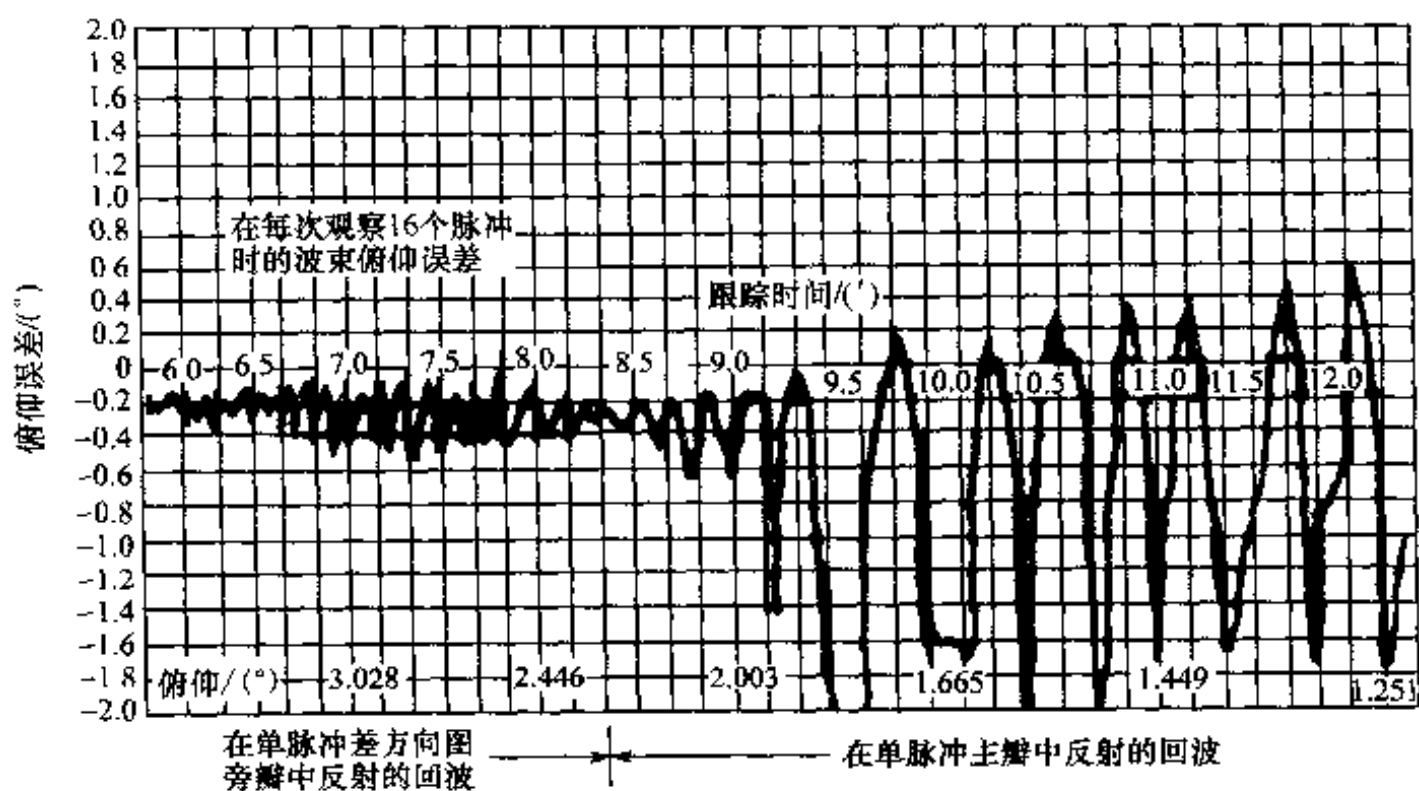


图 3.25 由多路径引起的俯仰角误差例子(S波段)

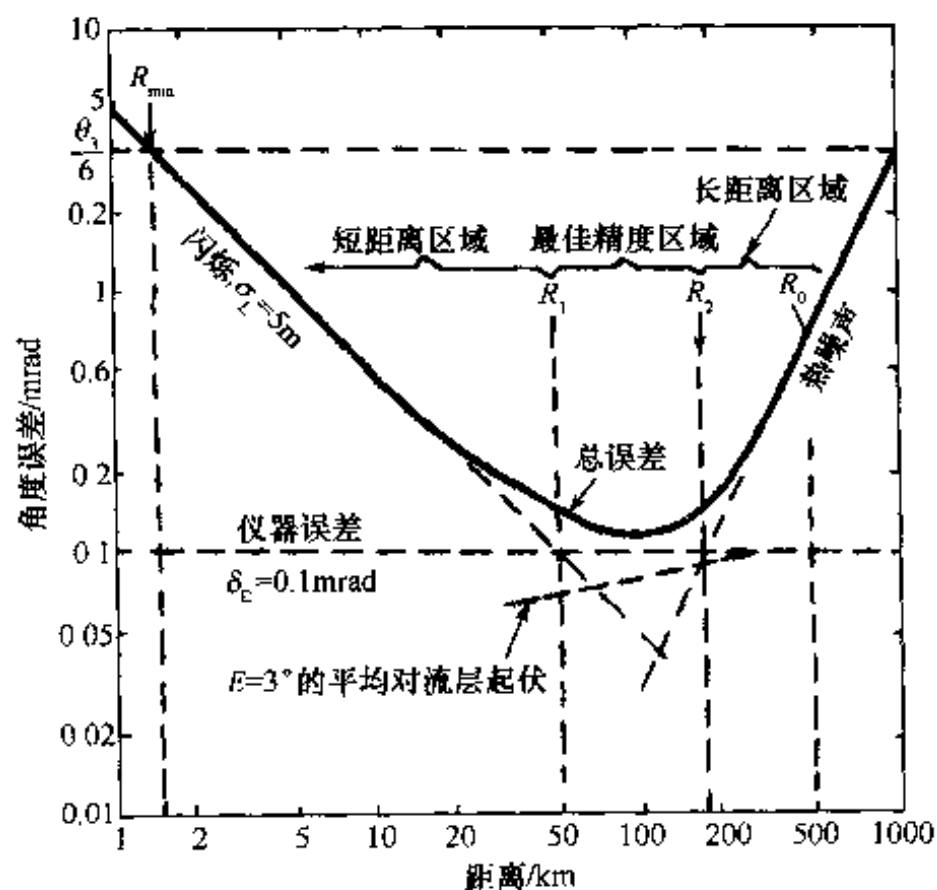


图 3.26 用 AN/FPS-16(V)对特定目标估计的误差

第4章 边扫描边跟踪雷达

在很多情况下,在雷达连续跟踪目标的同时,还必须继续对空间进行扫描搜索。这种工作状态称为边扫描边跟踪状态。边扫描边跟踪(TWS)雷达包括地面监视雷达、多功能机载雷达和相控阵雷达,而且常要求边扫描边跟踪雷达能够同时跟踪多个目标。根据结构方式的不同,雷达能够覆盖整个前半球或只能覆盖有限角度的扇形区。

边扫描边跟踪是兼备搜索雷达和跟踪雷达功能的系统。对飞机目标来说,监视雷达的额定扫描时间(再次访问时间)一般为4~12s。若每次扫描的检测概率(P_d)都较高,并对目标进行精确定位测量,目标的密度低且产生的虚警少,那么,相关逻辑(即把检测与跟踪联系起来)和跟踪滤波器(即平滑和预测跟踪位置的滤波器)的设计就简单了。然而,在现实的雷达环境中,这些假设极少能得到满足,所以自动跟踪系统的设计是复杂的。因为在实际情况中,会遇到目标信号衰落(由于多路传播、盲速和大气环境引起的目标强度的变化)、虚警(由噪声、杂波和干扰引起)和对雷达参数的估值不准(由于噪声、天线不稳定,目标不能分辨,目标分裂,多路传播及传播效应的影响)。跟踪系统必须处理所有这些问题。

4.1 雷达信息二次处理的任务^[97,98]

搜索雷达的波束每扫过目标一次,就可以得到一个回波串。而有关目标的所有信息都包含在这个回波串中,对这些回波进行处理,检测目标的有无,录取目标的坐标数据,通常称为雷达信息的一次加工。

一次加工所得到的数据是孤立的、离散的,并且还有虚警和漏情,因而不能直接得出目标的航迹和判明目标的规律。所以需要根据目标运动的相关特性把一次加工所得的数据做进一步的处理,即为二次加工。二次加工是把一次加工所得的数据连成航迹,剔除虚警,补上漏情,对每条航迹给出目标的运动参数,如速度、航向、加速度、未来的位置等,最后送到显示器上显示出来。

在旧式雷达系统中,二次加工是靠人工标图和计算的。在新式雷达系统中,二次加工主要是利用电子计算机自动完成,此外还需要一些专用的电子设备与计算机配合工作。

本章介绍的二次处理是单个雷达站多个扫描周期的信息处理,内容包括航迹的外推与滤波原理及方法,航迹建立与相关算法。

为了做出有目标的判决和确定目标的航迹参数,必须分析几个扫描周期内获得的信息。自然,根据3个或3个以上相邻扫描周期的目标点迹,所得到的正确发现概率更大。同时,根据多个点迹的位置可以确定目标飞行方向(航向),测量点迹之间的距离可算出目标飞行速度(航速)。

前述所有工作的最终目的是确定目标运动轨迹(航迹)。从原理上讲,这些工作可以公式化,并可交给计算机完成。为说明二次处理任务的实质,下面分析在几个扫描周期内雷达操作员的工作(或者自动处理时,计算机的工作)。当显示屏上在某个扫描周期内出现亮点时,操作员把它当成可能的目标点进行记录,并起始可能的航迹。因为缺少目标的运动参数,因此不可

能预测它在下一个扫描周期内所处的位置,但可以利用有关目标类型和可能的目标速度范围等先验信息。

例如,现代的空气动力学目标速度变化范围为 $v_{\min}=0.1M$, $v_{\max}=2.5M$ (M 即马赫, $1M=340\text{m/s}$)。这样,在屏幕上出现下一个目标点的可能区域,为以第一当前点为中心的环(如图 4.1 所示)。环的内、外边界圆周半径分别为 $R_{\min}$ 和 $R_{\max}$,它们由目标速度范围确定。

$$R_{\min}=v_{\min}T$$

$$R_{\max}=v_{\max}T$$

式中, T 为雷达扫描周期。

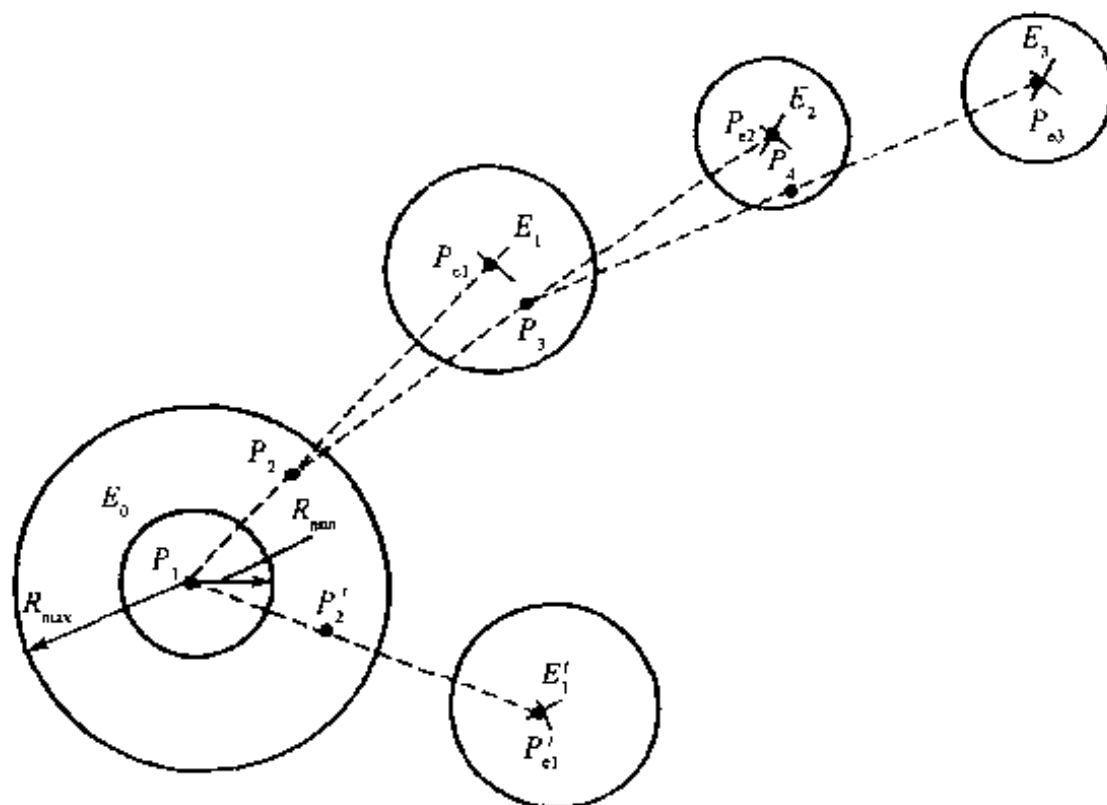


图 4.1 二次处理的原理示意图

由此方法获得的区域称为零外推区域(E_0)或第一截获波门。当下一次扫描出现当前点 P_2 和 P'_2 ,并进入目标可能出现区域(E_0)时,操作员(或自动化设备)就可确定目标速度 v 和方向 θ ,即

$$\begin{cases} v=\frac{1}{T}\sqrt{\Delta x^2+\Delta y^2} \\ \theta=\arctan\frac{\Delta y}{\Delta x} \end{cases}$$

二次处理中第一项工作的实质是确定目标的运动参数。通过计算目标运动参数,不难估计目标在下一扫描周期所处位置的坐标。计算目标在下一扫描周期的坐标称为外推(预测),而算出的坐标所对应的点称为外推点 P_{e1} (P'_{e1})。

很明显,下一个当前点 P_3 与外推点 P_{e1} 是不重合的,因为外推点的计算是有误差的,这些误差是由目标运动参数的计算误差和目标可能的机动所引起的。因此,为了选择目标,可在外推点 P_{e1} 周围划出一个足够小的区域 E_1 (或 E'_1),这个区域就叫外推波门。划出该区域的过程称为目标波门选通。

当然,外推区 E_1 (或 E'_1) 的尺寸可以取得比 E_0 小,因为产生 E_1 (或 E'_1) 时,利用了前两个扫描周期获得的关于目标运动参数的后验信息。随着关于目标运动参数的信息增加和可靠性的提高,每一个新的扫描周期的外推波门都有可能减小。但是,最小的波门尺寸受外推误差、测量误差和目标机动可能性的限制。

通常,在同一波门内会出现多个点,这些点可能是虚假的目标或其他真实目标。因此,为了航迹延续,必须从波门内的多个点中选择一个,把波门内的所有点迹进行比较,并按某种准则选择其中一个点。比较的准则常选点到波门中心的距离,对进入波门的点迹进行比较的过程叫做核对,它实现点迹与航迹配对。

很明显,几个周期之后随机航迹因在相应扫描周期内缺少目标点而不再继续(如图 4.1 的 E_1' 内)。

因此,利用几个周期的回波点可以提高目标正确发现概率,同时也降低了虚警概率。此外,还可以确定目标运动参数(速度、加速度等),通过航迹平滑可更精确地测定目标坐标。

雷达信息二次处理过程可分为两个阶段:

- (1) 建立目标航迹(发现航迹);
- (2) 目标航迹的跟踪。

二次处理中的目标航迹的建立可以是目测的(由操作员完成)或自动的(由计算机完成)。航迹自动建立过程叫做自动截获。

航迹跟踪是连续地进行点迹与航迹相关,坐标平滑和计算目标运动参数的过程。自动航迹跟踪常简称为自动跟踪。

二次处理在航迹建立与航迹跟踪阶段的基本操作步骤是:

- (1) 确定目标运动参数(航向、航速、加速度);
- (2) 目标坐标的外推与平滑(滤波);
- (3) 波门选通——划出一个目标在下一扫描周期可能出现的位置区域;
- (4) 核对——比较位于波门内的目标坐标,选择一个与航迹配对并使航迹继续。

上述操作完成的质量可根据一系列准则来判定。评价雷达系统中二次处理的质量用下述指标:

- (1) 目标外推与跟踪的误差;
- (2) 目标连续跟踪的时间;
- (3) 同时跟踪的航迹数;
- (4) 同时跟踪的假航迹数;
- (5) 假航迹存续的时间;
- (6) 系统跟踪的分辨能力,即系统可以区分的跟踪目标之间的最小距离。

下面讨论二次处理过程中的主要操作。

4.2 目标航迹的外推与滤波原理^[97]

4.2.1 二次处理系统输入信号的统计特性

送到二次处理系统输入端的信号为目标点和虚假点的坐标测量值。一次处理系统测量的坐标是存在一定误差的,因此,表示目标位置的信号是以有用信号加噪声的形式出现的。在直角坐标系中可以写成

$$\begin{cases} x(t) = x(a, t) + \Delta x(t) \\ y(t) = y(b, t) + \Delta y(t) \\ H(t) = H(c, t) + \Delta H(t) \end{cases}$$

式中, $x(a, t)$ 、 $y(b, t)$ 、 $H(c, t)$ 为时间的函数, 表示坐标真实值(目标的航迹); $\Delta x(t)$ 、 $\Delta y(t)$ 、 $\Delta H(t)$ 为使航迹产生偏差的干扰信号。

目标运动的轨迹与很多因素和条件有关, 如飞行高度、速度、机动可能性, 等等。此外, 目标航迹受一系列随机因素的影响, 如敌人的对抗手段、媒质的非一致性、控制的不精确。

通常目标航迹可用随机函数表示。要精确地表示该函数, 必须知道其分布规律或确定其参数的变化规律。但确定这些规律并非总是可行的, 因此只能做出关于目标运动特性的几种假设, 根据目标类型来选择其运动模型。下面讨论空气动力目标的运动模型。

1. 目标航迹模型

空气动力目标的运动轨迹是时间上的随机函数, 但目标是有足够惰性的实体, 并作某些近似, 以使其航迹接近于平滑的时间函数。通常目标航迹可分成匀速直线段和机动段, 它们随机地轮流出现。最简单的航迹近似模型是用 m 阶多项式表示的, 记为

$$\begin{cases} x(a, t) = \sum_{k=0}^m a_k t^k \\ y(b, t) = \sum_{k=0}^m b_k t^k \end{cases}$$

式中, 系数 a_k, b_k 反映相应坐标的运动参数(初始位置、速度、加速度等)。

很明显, 多项式阶数越高, 近似表达越精确, 同时处理系统也越复杂。多项式阶数的选择取决于对目标运动方式的假设。对匀速直线运动, 常只选一阶多项式; 对机动目标, 常选二阶多项式。

多项式模型的不足之处, 是没有考虑不可预见的目标机动能力。更新的模型, 是在对参数的统计特性作某种假设之后的随机过程模型。

2. 误差(干扰)的统计特性

二次处理的误差(干扰)为: 坐标测量误差和虚假目标点迹。

引起坐标测量误差的原因有: 内部噪声和外部噪声, 雷达测量系统的不完善, 测量系统内信号的快速起伏, 手动或自动测量时操作员的主观错误, 等等。这些误差产生偏离真实航迹的随机坐标偏移。对这些误差常采用下面的先决条件加以限制:

(1) 确定目前前置点的工作通常在计算机中进行的, 即为外推。目标运动一般是三个坐标的运动, 但在正交坐标中, 三个坐标的运动是互相独立无关的, 可以把目标的运动分解到三个坐标中分别加以考虑。因此, 我们下面只讨论一个坐标(x)的问题。

(2) 第 i 时刻的单次测量误差服从正态分布。

(3) 在时刻 $t_1, t_2, \dots, t_n$ 的测量误差 $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$ 的集合通常服从 n 维正态分布, 随机值的相关性用误差相关矩阵表示

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdots & R_{1n} \\ R_{21} & R_{22} & \cdots & R_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{n1} & R_{n2} & \cdots & R_{nn} \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

矩阵的对角线元素是相应测量的方差。当测量间隔的周期长时, 常把它们之间的相关性忽略, 相关矩阵将成为对角矩阵。如果所有测量的精度一样, 则对角线上的元素都相等。

虚假点迹可能随机地和不相关地出现在雷达的整个扫描区域内。从统计学的观点看,它们可用时间上平均密度 β 或扫描区单位面积上的平均密度 γ 表示。

圆周扫描(扇形扫描)时,单位面积上的虚假点迹密度用以下方法确定。

在距离上把扫描区分成宽为 Δr 的距离环, Δr 等于距离分辨率。很明显,这样的距离环个数为 $r_{\max}/\Delta r$, 一个扫描周期 T 内,在空间可能出现的虚假点迹数为 βT 。

如果时间继续,则在每个环上出现平均虚假点迹数是相同的,进入一个环的虚假点迹有

$$\gamma' = \frac{\beta T}{r_{\max}} \Delta r$$

距离 r 处的环的面积为

$$s_r = \pi \left(r + \frac{\Delta r}{2} \right)^2 - \pi \left(r - \frac{\Delta r}{2} \right)^2$$

得

$$s_r = 2\pi r \Delta r$$

则单位面积的假点迹数为

$$\gamma = \frac{\gamma'}{s_r} = \frac{\beta T}{2\pi r \cdot r_{\max}}$$

通常假点迹是互不相关的。在面积上分布规律取等概率的,即

$$W_v(\Delta x, \Delta y) = \gamma$$

在完成二次处理基本操作的过程中,虚假点的出现会影响波门选择点迹的质量。

4.2.2 两种较常规的目标坐标和运动参数的外推与滤波原理

外推的任务是预告下一个时刻目标的位置,外推的根据是前一时刻测得的坐标数据。很明显,目标的未来位置与前面的位置有关,而且预测的时间越短,这种联系越紧密。

滤波(平滑)理解为,确定在已观察时间内的目标坐标和参数的近似值。

为完成上述任务通常做下述假设:

- ① 系统只跟踪一个目标。
- ② 输入数据是用直角坐标表示的,下面只考虑 x 坐标。
- ③ 事先知道目标运动规律。常用多项式模型表示其运动规律,即

$$x(a, t) = \sum_{k=0}^m a_k t^k$$

- ④ 在时刻 $t_1, t_2, \dots, t_n$ 得到的坐标测量值为 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 。
- ⑤ 测量误差服从正态分布。

完成上述任务需要以下阶段:

① 以测量数据为基础,寻找目标运动参数的估计值 $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_m$, 这些值在某种准则下最符合真实值 $a_0, a_1, \dots, a_m$ 。

② 假定目标的运动规律不变,寻找目标坐标的外推值。

根据所选准则,我们先简要讨论最大似然法和最小二乘法两种滤波方法。当测量误差为正态分布且与坐标测量值之间互不相关时,最小二乘法就成为最大似然法的一种特例。在 4.3 节我们将讨论递推式滤波。

1. 最大似然法滤波

设在 $t_1, t_2, \dots, t_n$ 时刻得到目标坐标测量值 $x_1, x_2, \dots, x_n$ (见图 4.2)。

在任一时刻的坐标真实值由下式确定

$$x(a, t_i) = \sum_{k=0}^m a_k t_i^k$$

最大似然法的实质是:选择系数 $a_0, a_1, \dots, a_m$, 使测量值 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 相对于坐标真实值的概率最大。选择的系数是最大似然意义下对真实值的估计。

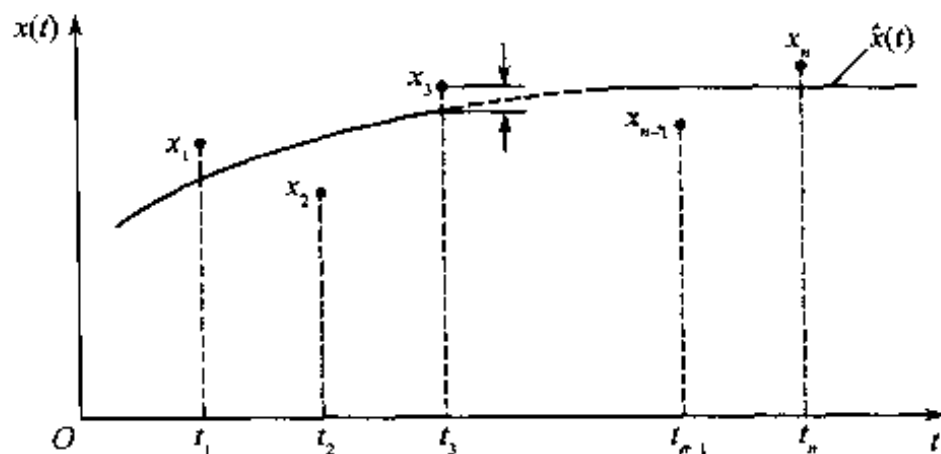


图 4.2 坐标滤波原理的示意图

为了确定上述概率,必须知道航迹参数为真实值的条件下,随机值 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 的条件分布规律。

考虑到采用的假设条件,这里的分布律是正态的。似然函数可写成

$$L(x/a) = W[(x_1, x_2, \dots, x_n)/a]$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |R|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{K_{ij}}{|R|} [x_i - x(a, t_i)] [x_j - x(a, t_j)] \right\}$$

式中, $|R|$ 为测量误差相关矩阵行列式; K_{ij} 为行列式元素的代数余子式, 去掉行列式 $|R|$ 的第 i 行第 j 列并乘以 $(-1)^{i+j}$ 后便可得到它。

$x_1, x_2, \dots, x_n$ 分布概率的最大值与似然函数的极大值相对应。确实,从图 4.3 可看到,对一次测量,随机值 x 取从 x_1 到 $(x_1 + dx)$ 的概率为 $W(x_1/a)dx$ 。相应地,随机值 x 取从 x_2 到 $(x_2 + dx)$ 的概率等于 $W(x_2/a)dx$ 。非常明显,总有不等式成立,即

$$W(x_1/a)dx > W(x_2/a)dx$$

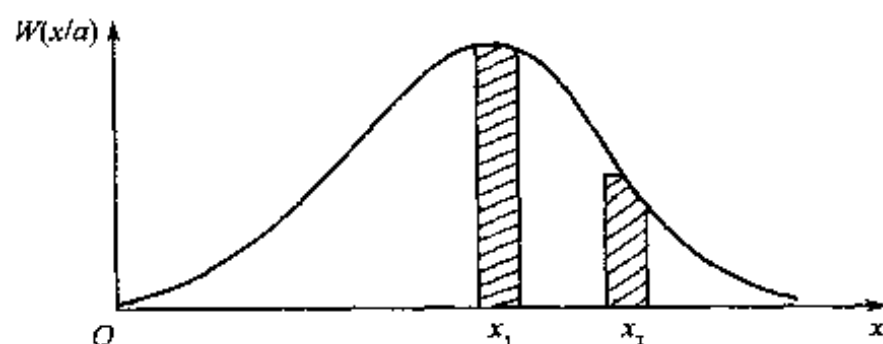


图 4.3 最大似然法的示意图

同样的结论可用于随机值的集合。这样,参数估计值应该对应于似然函数的最大值。通常对似然函数取对数,有

$$\ln L(x/a) = \ln W(x_1/a, x_2/a, \dots, x_n/a)$$

$$= \ln C - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{K_{ij}}{|R|} [x_i - x(a, t_i)] [x_j - x(a, t_j)] \right\}$$

$$= \ln C - \frac{1}{2} \theta$$

式中, C 为常数值。

当上式第二项的绝对值最小时, 上式将有最大值。去掉常数, 得到寻找航迹参数估值的条件为

$$\theta = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{K_{ij}}{|R|} [x_i - x(a, t_i)] [x_j - x(a, t_j)] \right\} = \min \quad (4-2)$$

参数估计值从以下方程组的解获得

$$\frac{\partial \theta}{\partial a_0} \Big|_{a_0=\hat{a}_0} = 0, \frac{\partial \theta}{\partial a_1} \Big|_{a_1=\hat{a}_1} = 0, \dots, \frac{\partial \theta}{\partial a_m} \Big|_{a_m=\hat{a}_m} = 0$$

因此, 为寻找航迹参数的估计值, 必须对表达式(4-2)求导, 令导数为 0, 求解获得的方程组。

2. 最小二乘法滤波与外推

最小二乘法滤波与外推的实质是, 航迹参数的估计值应保证在时刻 $t_1, t_2, \dots, t_n$ 的测量值与真实值之间偏差的平方和最小。用数学表达式写成

$$\theta = \sum_{i=1}^n [x_i - x(a, t_i)]^2 = \min \quad (4-3)$$

显然, 寻找估计值的过程也就是解方程组

$$\frac{\partial \theta}{\partial a_0} \Big|_{a_0=\hat{a}_0} = 0, \frac{\partial \theta}{\partial a_1} \Big|_{a_1=\hat{a}_1} = 0, \dots, \frac{\partial \theta}{\partial a_m} \Big|_{a_m=\hat{a}_m} = 0$$

该方法是最大似然法的特例。

确实, 当所有的测量互不相关时, 式(4-2)中的相关矩阵为

$$\begin{bmatrix} \sigma_{11}^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_{22}^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_{nn}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_n^2 \end{bmatrix}$$

式中, σ_i^2 为第 i 次测量的方差。

该矩阵对应的行列式的值为

$$|R| = \sigma_1^2 \sigma_2^2 \cdot \dots \cdot \sigma_n^2$$

除 $i=j$ 以外, 对所有的 i, j 值, 代数余子式 K_{ij} 都等于 0。当 $i=j$ 时, 代数余子式的值为

$$K_{ij} = \sigma_1^2 \sigma_2^2 \cdot \dots \cdot \sigma_{i-1}^2 \sigma_{i+1}^2 \cdot \dots \cdot \sigma_n^2$$

比值

$$\frac{K_{ij}}{|R|} = \frac{1}{\sigma_i^2}$$

这样式(4-2)变为

$$\theta = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i^2} [x_i - x(a, t_i)]^2 \quad (4-4)$$

如果所有测量的精度都相等, 即 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \dots = \sigma_n^2 = \sigma^2$, 约去常数 $1/\sigma^2$, 得到最小二乘的表达式。对非常精度测量, 必须利用式(4-4), 即求偏差的平方和时必须加权, 权值等于 $1/\sigma_i^2$ 。有时把该方法称为加权平均法。

现在来完成多项式运动模型的滤波与外推任务。考虑到所采用运动模型, 式(4-3)可写成

如下形式

$$\theta = \sum_{i=1}^n (x_i - a_0 - a_1 t_i - a_2 t_i^2 - \cdots - a_m t_i^m)^2$$

对上式进行微分,并令其等于0,得 $m+1$ 元方程组

$$\begin{cases} -2 \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{a}_0 - \hat{a}_1 t_i - \cdots - \hat{a}_m t_i^m) = 0 \\ -2 \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{a}_0 - \hat{a}_1 t_i - \cdots - \hat{a}_m t_i^m) t_i = 0 \\ \dots\dots\dots \\ -2 \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{a}_0 - \hat{a}_1 t_i - \cdots - \hat{a}_m t_i^m) t_i^m = 0 \end{cases}$$

约去常系数,并逐项求和得

$$\begin{cases} \hat{a}_0 n + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^n t_i + \cdots + \hat{a}_m \sum_{i=1}^n t_i^m = \sum_{i=1}^n x_i \\ \hat{a}_0 \sum_{i=1}^n t_i + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^n t_i^2 + \cdots + \hat{a}_m \sum_{i=1}^n t_i^{m+1} = \sum_{i=1}^n x_i t_i \\ \dots\dots\dots \\ \hat{a}_0 \sum_{i=1}^n t_i^m + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^n t_i^{m+1} + \cdots + \hat{a}_m \sum_{i=1}^n t_i^{2m} = \sum_{i=1}^n x_i t_i^m \end{cases}$$

如测量次数 $n \geq m+1$,则方程可求解。例如用一阶多项式做近似,即目标做匀速直线运动,为估计 a_0 和 a_1 需要不少于两次的测量。对二阶多项式必须有三次测量,并依次类推。

根据线性方程组求解规则,方程组的解为

$$\hat{a}_i = \frac{\Delta_i}{\Delta}$$

式中, Δ 为由未知量 $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_m$ 的系数组成的行列式; Δ_i 为除 $\hat{a}_i$ 的系数用方程右边代替以外,其他与 Δ 相同的行列式。

解方程组后,可以得到 $0 \leq t \leq t_n$ 内任何时刻的坐标平滑值,即

$$x(\hat{a}, t) = \hat{a}_0 + \hat{a}_1 t + \cdots + \hat{a}_m t^m$$

可见,为求取上式中的所有系数,必须保存 $n \geq m+1$ 个周期的测量值,所以这种方法称为有限记忆滤波。

假设目标运动规律在未来一段时间内不变,则可得出时间间隔 τ 后的坐标外推值为

$$x_e(t_n + \tau) = \hat{a}_0 + \hat{a}_1(t_n + \tau) + \cdots + \hat{a}_m(t_n + \tau)^m$$

必须注意到,多项式的阶数越高,近似航迹就越接近真实值。通常讨论两种目标运动假设:

- (1) 目标做匀速直线运动;
- (2) 目标以固定转弯半径做圆周运动。

下面将详细讨论这两种假设条件下的外推问题。

4.2.3 匀速直线运动目标航迹的外推

外推公式的推导:

匀速直线运动时,真实航迹用一阶多项式表示,即

$$x(a, t) = a_0 + a_1 t$$

用最小二乘法求解系数的方程为

$$\begin{cases} \hat{a}_0 n + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^n t_i = \sum_{i=1}^n x_i \\ \hat{a}_0 \sum_{i=1}^n t_i + \hat{a}_1 \sum_{i=1}^n t_i^2 = \sum_{i=1}^n t_i x_i \end{cases} \quad (4-5)$$

系数值为

$$\hat{a}_0 = \frac{\Delta_0}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{i=1}^n x_i & \sum_{i=1}^n t_i \\ \sum_{i=1}^n t_i x_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} n & \sum_{i=1}^n t_i \\ \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 \end{vmatrix}} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n t_i^2 - \sum_{i=1}^n t_i x_i \sum_{i=1}^n t_i}{n \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2} \quad (4-6)$$

$$\hat{a}_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\begin{vmatrix} n & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i x_i \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} n & \sum_{i=1}^n t_i \\ \sum_{i=1}^n t_i & \sum_{i=1}^n t_i^2 \end{vmatrix}} = \frac{n \sum_{i=1}^n t_i x_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n t_i}{n \sum_{i=1}^n t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n t_i \right)^2} \quad (4-7)$$

通常在探测目标的过程中,由于雷达测量坐标的过程是离散的,而且天线波束的转动一般是恒速的,所以测量的时间正比于测量的次数。于是多项式中自变量 t 用 nT 表示, T 为天线的转动周期。

举例说,出现第一次信息的时间为 0,即 $t_1 = 0$ 。那么 $t_2 = T, t_3 = 2T, t_i = (i-1)T, t_n = (n-1)T$,把 $t_i = (i-1)T$ 代入系数 $\hat{a}_0$ 和 $\hat{a}_1$ 的表达式,并参考已知关系式,得

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n (i-1) &= \frac{n(n-1)}{2}, \sum_{i=1}^n (i-1)^2 = \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} \\ \text{最后得到 } \hat{a}_0 &= \frac{\sum_{i=1}^n x_i \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} T^2 - \sum_{i=1}^n (i-1) x_i T^2 \frac{n(n-1)}{2}}{nT^2 \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} - \left[\frac{n(n-1)}{2} \right]^2 T^2} \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{4(n+1) - 6i}{n(n+1)} x_i = \sum_{i=1}^n \eta_{a_0}(i) x_i \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned}\hat{a}_1 &= \frac{n \sum_{i=1}^n (i-1)x_i T - \frac{n(n-1)}{2} T \sum_{i=1}^n x_i}{nT^2 \frac{n(n-1)(2n-1)}{6} - \left[\frac{n(n-1)}{2} \right]^2 T^2} \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{6(2i-n-1)}{T(n^2-1)n} x_i = \sum_{i=1}^n \eta_{a_1}(i) x_i\end{aligned}\quad (4-9)$$

式中

$$\begin{cases} \eta_{a_0}(i) = \frac{4(n+1)-6i}{n(n+1)} \\ \eta_{a_1}(i) = \frac{6(2i-n-1)}{T(n^2-1)n} \end{cases}\quad (4-10)$$

为加权系数。

假设 $n=2$ [即两点外推, 已知第一点坐标 (x_1, y_1) 和第二点坐标 (x_2, y_2) , 外推第三点坐标 (x_3, y_3)], 则有

$$\hat{a}_0 = x_1, \hat{a}_1 = \frac{x_2 - x_1}{T} = v_x$$

求最近一次测量时的坐标平滑值为

$$\begin{aligned}\hat{x}_n &= \hat{a}_0 + (n-1)T\hat{a}_1 \\ &= \sum_{i=1}^n \left[\frac{4(n+1)-6i}{n(n+1)} + \frac{T(n-1)6(2i-n-1)}{Tn(n^2-1)} \right] x_i \\ \hat{x}_n &= \sum_{i=1}^n \frac{6i-2n-2}{n(n+1)} x_i = \sum_{i=1}^n \eta_n(i) x_i\end{aligned}\quad (4-11)$$

式中

$$\eta_n(i) = \frac{6i-2n-2}{n(n+1)}\quad (4-12)$$

为加权系数。

m 个扫描周期后的外推值表达式为

$$\begin{aligned}\hat{x}_{n+m} &= \hat{x}_n + \hat{a}_1 mT = \sum_{i=1}^n \left[\frac{6i-2n-2}{n(n+1)} + \frac{6mT(2i-n-1)}{Tn(n^2-1)} \right] x_i \\ &= \sum_{i=1}^n \eta_{n+m}(i) x_i\end{aligned}\quad (4-13)$$

式中, 加权系数为

$$\eta_{n+m}(i) = \frac{(6i-2n-2)(n-1) + 6m(2i-n-1)}{n(n^2-1)}\quad (4-14)$$

一个扫描周期后的外推值 ($m=1$) 为

$$\hat{x}_{n+1} = \sum_{i=1}^n \frac{6i-2n-4}{n(n-1)} x_i = \sum_{i=1}^n \eta_{n+1}(i) x_i\quad (4-15)$$

式中, 加权系数为

$$\eta_{n+1}(i) = \frac{6i-2n-4}{n(n-1)}\quad (4-16)$$

例如, 当用两次测量 ($n=2$) 时, 平滑和外推值为

$$\begin{cases} \hat{x}_n = x_2 \\ \hat{x}_{n+1} = 2x_2 - x_1 = x_2 + v_x T \end{cases}$$

上式还可用两点进行简单外推获得。同样可得到用三次测量($n = 3$) [即三点加速外推, 由已知第一点、第二点、第三点的坐标各为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) 、 (x_3, y_3) , 外推第四点坐标 (x_4, y_4)], 则有表达式

$$\begin{cases} \hat{x}_n = \frac{5}{6}x_3 + \frac{2}{6}x_2 - \frac{1}{6}x_1 \\ \hat{x}_{n+1} = \frac{4}{3}x_3 + \frac{1}{3}x_2 - \frac{2}{3}x_1 \end{cases}$$

此外, 还可采用三点圆弧外推, 即假设目标以等切线速度做圆周运动, 圆心为 X - Y 平面上某点, 已知第一、二、三点坐标分别为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) 、 (x_3, y_3) , 第四点坐标 (x_4, y_4) 的外推法, 在此不作讨论了。

从上面的计算中, 可以看出以下结论:

- ① 对 n 阶运动方程, 需已知 $n+1$ 点数据才能外推;
- ② 外推阶数越高, 越能适应目标的机动, 当目标有加速度时, 三点外推就比两点外推好。但这是不考虑测量误差时的结论。当存在测量误差时, 情况并非一定如此。

4.3 航迹参数的递推式滤波(平滑)

上一节讨论的最小二乘法滤波作为航迹参数估计的最优化方法, 是以选取固定数量的测量值为基础的, 用非递推算法计算外推值。有以下不足:

- ① 为了获得可以接受的估值精度, 需要较多的前面的测量值(正常 5~6 个); 如果同时处理大量的目标, 则大大增加对存储器容量的需求;
- ② 估值精度受所用存储前面的数据个数限制;
- ③ 在航迹起始阶段(n 次测量时间), 输出数据有不希望的延时。

所以常选用本节讨论的递推式滤波方法。

一般边扫描边跟踪雷达是在不断地扫描的基础上跟踪目标。而在相控阵雷达中, 则可在短暂停顿扫描的基础上进行跟踪。由上一节讨论已知, 边扫描边跟踪雷达主要工作过程如下。

1. 目标位置的自动测量

边扫描边跟踪雷达有二坐标雷达、三坐标雷达等。在一次天线扫描中, 它们可以测出搜索空域中目标的距离 R 和方位 α 坐标值, 或距离 R 、方位 α 和仰角 β 三个坐标值。目标的距离可以通过距离波门来自动测量, 而对目标的角度要通过统计估值的方法来测定。

2. 对目标的跟踪、估值和预测

对目标的跟踪主要有两个任务: 一个是通过测得的一连串目标位置数据, 用尽可能高的精度对目标的位置、速度等状态做出即时估值; 另一个任务是预测下一次扫描时目标的位置, 形成距离、方位波门, 以便截取下一个目标回波, 并进行相关。

由于存在噪声和干扰, 所以所测得的目标数据总是含有随机误差, 只能对目标当前坐标和外推坐标加以“估计”。对目标当前坐标“估计”是平滑问题, 而对目标外推坐标“估计”是预测问题。平滑和外推计算统称滤波“估值”。平滑和外推的计算是航迹跟踪的主要任务, 统称为航迹跟踪计算。因此, 系统的跟踪算法必须使计算机能够对目标位置的粗略估计进行处理, 并产

生三项输出:对当前位置的平滑估计、对当前速度的平滑估计及预测未来的位置。

许多跟踪滤波器都在各种雷达中得到了应用,除 4.2 节中所介绍的方法外,常用的方法有:① $\alpha\beta$ 算法;② $\alpha\beta\gamma$ 算法;③ 滑动窗最小平方多项式算法;④ 最小平方衰减记忆算法;⑤ 卡尔曼滤波算法等。

下面我们对卡尔曼滤波和 $\alpha\beta$ 两种跟踪算法作一简介。

4.3.1 卡尔曼滤波

卡尔曼滤波是根据最小均方误差准则建立起来的估计方法,它是递归式滤波器,只需要两个样点就可以开始平滑和外推计算。下面先看有关两个例子,然后讨论卡尔曼滤波。

例 4.1 首先讨论平面雷达边扫描边跟踪问题。所谓平面雷达,即只测量目标的距离和方位,而不测量目标仰角和高度的雷达。采用边扫描边跟踪体制,就是天线每旋转一周,仅得到目标的一次数据。设取样的周期为 T (这里, T 表示天线旋转一周的时间),在 k 时刻(即 $t = kT$)被跟踪的目标处于距离 $R + r(k)$ 。所以在 $k+1$ 时刻目标的距离为 $R + r(k+1)$ 。 R 表示目标的平均距离,而 $r(k)$ 和 $r(k+1)$ 表示对平均距离 R 的偏移量,这正是所需要估计的量。假定 $r(k)$ 是均值为零的随机过程。

设目标的径向速度为 $\dot{r}(k)$ 。由于 T 不是太大,所以可取一阶近似,有

$$r(k+1) = r(k) + T\dot{r}(k) \quad (4-17)$$

同样,设目标在 k 时刻的径向加速度为 $\ddot{r}(k) = u(k)$,有

$$Tu(k) = \dot{r}(k+1) - \dot{r}(k) \quad (4-18)$$

式(4-17)称为距离方程,式(4-18)称为加速度方程。设加速度 $u(k)$ 是一个零均值的平稳白噪声过程,且在时间间隔 T 之间不相关,即 $E[u(k+1)u(k)] = 0$ 。这种对飞行体加速度的假定是相当合理的,因为由发动机推力的短时间不规则性或阵风等随机因素引起的加速度大致符合这种模型。

现令 $Tu(k) \triangleq u_1(k)$, $u_1(k)$ 同样是白噪声过程,则式(4-18)可写成

$$\dot{r}(k+1) = \dot{r}(k) + u_1(k) \quad (4-19)$$

可见,飞行体的速度 $\dot{r}(k)$ 符合一阶自回归模型。

由式(4-17),有

$$T\dot{r}(k+1) = r(k+2) - r(k+1) \quad (4-20)$$

对式(4-19)两边乘 T ,再将式(4-17)代入,则有

$$T\dot{r}(k+1) = r(k+1) - r(k) + Tu_1(k) \quad (4-21)$$

令式(4-20)和式(4-21)相等,则得

$$r(k+2) = 2r(k+1) - r(k) + Tu_1(k) \quad (4-22)$$

对距离 $r(k)$ 来说,上式是一个二阶动态方程,而白噪声加速度过程正是这个随机距离过程的激励函数。因为二阶动态过程可用一阶自回归矢量信号表示,本例也不例外。这里,我们定义具有两个分量的矢量信号 $s(k)$,一个分量为距离 $s_1(k) = r(k)$,另一个分量为径向速度 $s_2(k) = \dot{r}(k)$ 。将这种表示法应用于式(4-17)和式(4-19),则有

$$s_1(k+1) = s_1(k) + Ts_2(k)$$

$$s_2(k+1) = s_2(k) + u_1(k)$$

此两式可合写成一个矢量方程,即

$$s(k+1) = \begin{bmatrix} s_1(k+1) \\ s_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ u_1(k) \end{bmatrix}$$

或写成

$$s(k+1) = As(k) + w(k)$$

此方程即为一阶自回归矢量信号模型。

例 4.2 对于上例所述雷达跟踪问题,如果待估计的信号不仅有距离 $r(k)$ 和径向速度 $\dot{r}(k)$,而且要估计方位角 $\theta(k)$ 及其角速度 $\dot{\theta}(k)$,此时信号矢量 $s(k)$ 是 4 个分量的矢量,即

$$s(k) = \begin{bmatrix} r(k) \\ \dot{r}(k) \\ \theta(k) \\ \dot{\theta}(k) \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

然而,很多平面雷达只测量距离和方位,相应的变化率可按式(4-17)导出,因而,观测矢量可写成

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(k) + n_1(k) \\ \theta(k) + n_2(k) \end{bmatrix} = Cs(k) + n(k) \quad (4-24)$$

式中, $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 分别为相应的观测加性白噪声。显然,此时列 $q=4$, 行 $r=2$, 且观测矩阵 C 可表示为

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

综上所述,信号模型与观测模型的矢量形式可用图 4.4 表示。

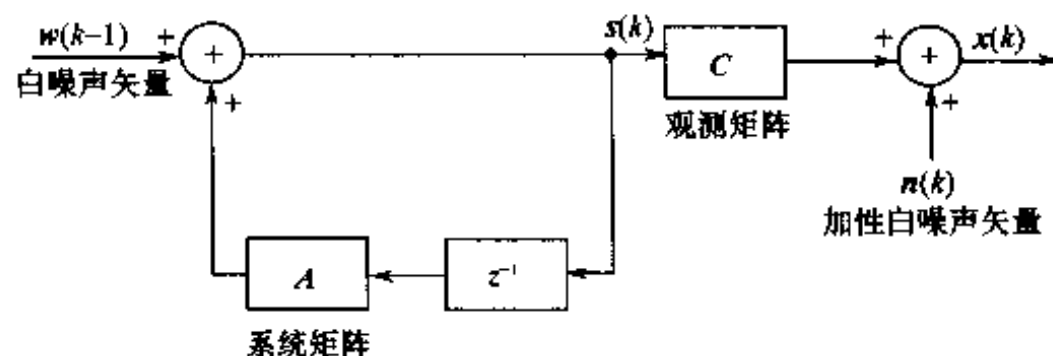


图 4.4 矢量信号模型及观测模型

现在的问题是,如果信号的状态模型及观测模型已经正确建立,如何根据观测矢量 $x(k)$,最佳地估计信号矢量 $s(k)$ (滤波问题)或 $s(k+1/k)$ (预测问题)。这里所谓的最佳,是指矢量信号各分量的估计值的均方误差同时达到最小。以滤波问题为例,就是使

$$E\{[s_j(k) - \hat{s}_j(k)]^2\} \quad (j = 1, 2, \dots, q)$$

同时达到最小。我们首先讨论这种矢量最佳滤波,即矢量卡尔曼滤波问题,然后再研究矢量卡尔曼预测问题。

矢量卡尔曼滤波方程组关系式为:

(1) 滤波方程

$$\hat{s}(k) = A\hat{s}(k-1) + K(k) [x(k) - CA\hat{s}(k-1)] \quad (4-25)$$

(2) 增益方程

$$K(k) = P_1(k)C^T[CP_1(k)C^T + R(k)]^{-1} \quad (4-26)$$

式中

$$P_1(k) = AP(k-1)A^T + Q(k)$$

(3) 滤波均方误差

$$P(k) = P_1(k) - K(k)CP_1(k) \quad (4-27)$$

上述式(4-25)~式(4-27)构成了矢量卡尔曼滤波器,它适用于由下述状态方程和观测方程所描述的模型

$$s(k) = As(k-1) + w(k-1) \quad (4-28)$$

$$x(k) = Cs(k) + n(k) \quad (4-29)$$

式中, $s(k)$ 为信号矢量; $\hat{s}(k)$ 为估计信号矢量; $x(k)$ 为观测矢量; $w(k)$ 为白噪声矢量; $n(k)$ 为观测噪声矢量。

$R(k) = E[n(k)n^T(k)]$ 为观测协方差矩阵; $Q(k) = E[w(k)w^T(k)]$ 为系统噪声协方差矩阵。注意,若噪声矢量各分量之间不相关,则协方差矩阵 $R(k)$ 与 $Q(k)$ 为对角阵。

$P(k) = E[e(k)e^T(k)]$ 为误差协方差矩阵; A 为系统转移矩阵; C 为观测矩阵。

应该指出,对于时变系统信号模型和时变观测模型,系统矩阵 A 及观测矩阵 C 皆为时变的,用 $A(k)$ 和 $C(k)$ 表示。

根据式(4-25)~式(4-27),矢量卡尔曼滤波算法可用图 4.5 所示的运算步骤完成,即在已知 $(k-1)$ 时刻信号的估计量 $\hat{s}(k-1)$ 并获得 k 时刻观测矢量的基础上,寻求在 k 时刻信号的最佳估计 $\hat{s}(k)$,其运算流程可归纳如下:

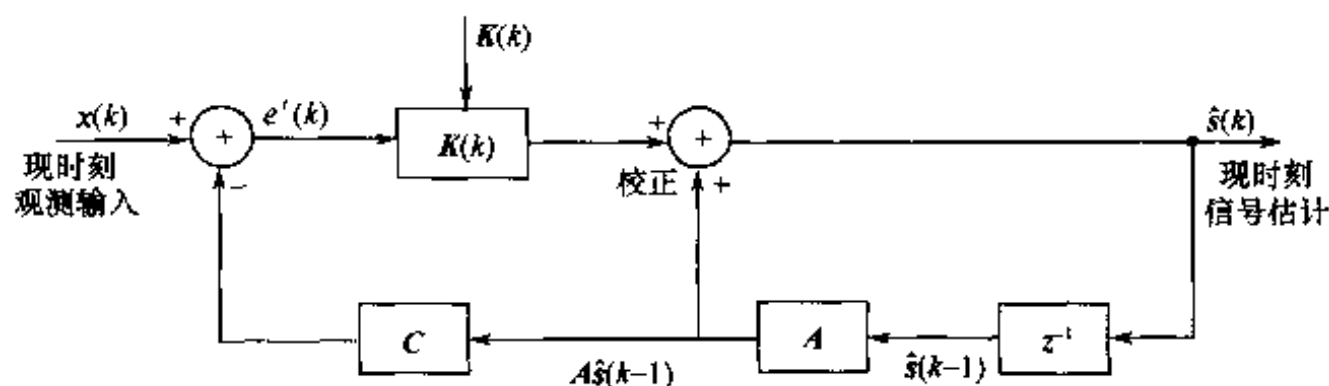


图 4.5 矢量卡尔曼滤波器的运算框图

① 对 $(k-1)$ 时刻信号的估计量 $\hat{s}(k-1)$ 左乘以系统矩阵 A ,得到 $(k-1)$ 时刻对 k 时刻信号的预测值 $\hat{s}(k|k-1) = A\hat{s}(k-1)$ 。

② 用观测矩阵 C 左乘 $\hat{s}(k|k-1)$,得到现时刻观测矢量的估计 $\hat{x}(k|k-1) = CA \cdot \hat{s}(k-1)$ 。

③ 用 $x(k)$ 减去 $\hat{x}(k|k-1)$,得到新数据矢量的预测残差 $e'(k)$ 。

④ $e'(k)$ 前乘以增益矩阵,得到校正项。该校正项加上 $(k-1)$ 时刻对 k 时刻信号的预测值,即得到 k 时刻矢量信号的最佳估计 $\hat{s}(k)$ 。

⑤ 将 $\hat{s}(k)$ 存储起来,以供求 $\hat{s}(k+1)$ 时使用,如此循环下去。

应该指出,在应用上述矢量卡尔曼滤波算法时,系统矩阵 A 及观测矩阵 C 必须事先给出,并存储在计算机中。 A 、 C 矩阵可以由系统的物理模型给出,也可以用分析输入数据的方法得出。

实现上述卡尔曼滤波算法,还必须给出滤波增益矩阵 $K(k)$ 。由式(4-25)~式(4-27)可知,增益矩阵 $K(k)$ 与输入数据无关,只与噪声协方差矩阵 $R(k)$ 和 $Q(k)$ 有关,而 $R(k)$ 和 $Q(k)$ 是由信号模型与观测模型给出,认为是已知的。因此, $K(k)$ 可以先通过计算求出,并存入计算机,这样可以加快计算速度,但要求的存储量大。为了节省存储量,可以按式(4-26)和

式(4-27) 递推算出 $K(k)$ 。这样做, 会使每次迭代的计算量增加。由式(4-26) 和式(4-27) 递推 $K(k)$ 的流程图如图 4.6 所示。

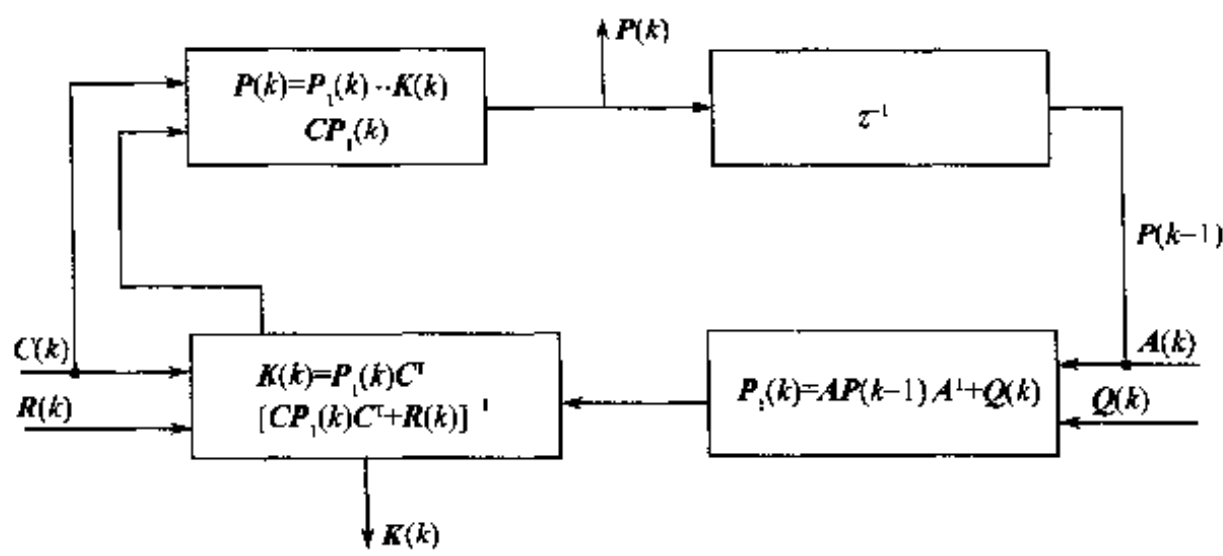


图 4.6 $K(k)$ 递推算法的流程图

式(4-26) 中必须进行的矩阵求逆运算, 这在原理上没有问题, 但求逆的矩阵是 $(r \times r)$ 维, r 是观测矢量的维数, 若 r 很大, 则求逆的运算量将会很大。通常希望 r 小些, 以避免系统的成本太高。在某些实际系统中, 矢量 $s(k)$ 中可能有高达 12 ~ 15 个状态变量, 而观测矢量 $x(k)$ 中仅用 2 ~ 3 个观测变量。为解决 r 较大时计算量将会大大增加这一问题, 还可以采用 Mendel 给出的计算逆矩阵的定理。

最后应该指出, 上述 $K(k)$ 的递推算法中, 还可以同时得到预测和滤波误差的协方差矩阵 $P_1(k)$ 和 $P(k)$, 因而可以随时监视预测和滤波的均方误差的大小。

4.3.2 卡尔曼一步预测

同样, 卡尔曼一步预测算法的关系式为:

预测方程

$$\hat{s}(k+1 | k) = A\hat{s}(k | k-1) + G(k)[x(k) - C\hat{s}(k | k-1)] \tag{4-30}$$

预测增益

$$G(k) = AP(k | k-1)C^T[CP(k | k-1)C^T + R(k)]^{-1} \tag{4-31}$$

预测均方误差

$$P(k+1 | k) = [A - G(k)C]P(k | k-1)A^T + Q(k) \tag{4-32}$$

在上述方程中, 引入了预测增益矩阵 $G(k)$, 方程中的其他量, 均与前面使用的相同。

通过推导可得矢量信号的预测估计与滤波估计之间的关系

$$\hat{s}(k+1 | k) = A\hat{s}(k) \tag{4-33}$$

这表明, 在忽略白噪声 $w(k)$ 的情况下, 信号的最佳一步预测估计应等于信号的滤波估计左乘以矩阵 A 。滤波方程式(4-25) 两边左乘矩阵 A 并使用式(4-33), 可得到预测方程(4-30)。且有 $G(k) = AK(k)$ [若 A 为时变的, 则 $G(k) = A(k)K(k)$]。这表明预测增益矩阵与滤波增益矩阵也是用矩阵 A 联系起来的。

应用上述矢量信号滤波与预测之间的有趣关系, 特别是式(4-33) 的关系, 可以建立同时实现矢量信号的滤波与预测的运算流程图, 如图 4.7 所示。请注意, 图 4.7 与图 4.5 完全一致, 惟一的差别是延时与左乘 A 交换了位置。这并不影响滤波输出 $\hat{s}(k)$ 。再应用式(4-33) 便可得到预测输出 $\hat{s}(k+1 | k)$ 。

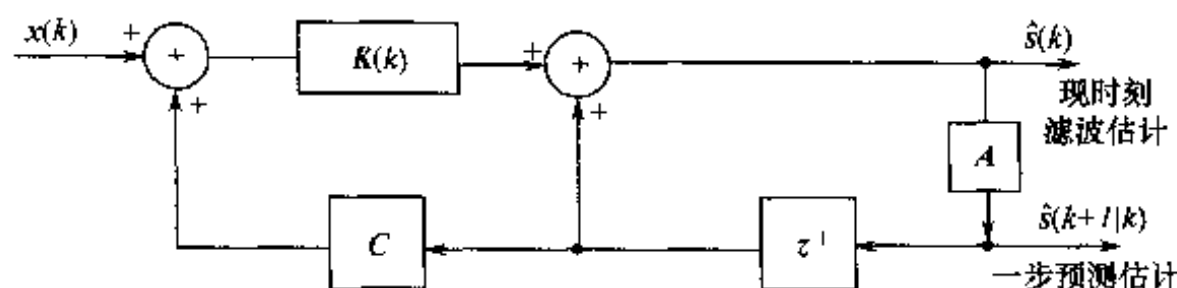


图 4.7 同时实现矢量信号滤波与预测的运算框图

4.3.3 用于雷达跟踪的卡尔曼滤波算法

现在继续讨论平面雷达边扫描边跟踪飞机的例子。在雷达中,发射与接收脉冲之间的延时提供了目标距离 r 的估计,而检测目标时刻的天线位置提供了目标方位 θ 的估计。典型的雷达天线转速为 $6 \sim 15\text{r/min}$,因而数据的时间间隔 T 相应为 $4 \sim 10\text{s}$ 。也就是说,跟踪滤波器每隔 T 秒更新一次。

在例 4.1 中,已得出

$$r(k+1) = r(k) + T\dot{r}(k) \quad (4-34)$$

和

$$\dot{r}(k+1) = \dot{r}(k) + u_1(k) \quad (4-35)$$

同样地,可以写出相对于某平均值的方位偏移量 $\theta(k+1)$ 及方位速度 $\dot{\theta}(k+1)$ 的差分方程式:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + T\dot{\theta}(k) \quad (4-36)$$

和

$$\dot{\theta}(k+1) = \dot{\theta}(k) + u_2(k) \quad (4-37)$$

式中, $u_2(k)$ 代表方位角速度在估计取样间隔 T 内的变化量,也假定它是零均值的白噪声过程,即 $E[u_2(k)] = 0, E[u_2(k+1)u_2(k)] = 0$ 。同时假定 $u_1(k)$ 与 $u_2(k)$ 分别代表 $\dot{r}$ 和 $\dot{\theta}$ 的机动噪声,即经过 T 秒递推间隔后径向速度与方位速度的改变量,它们是目标偏离恒速轨道的原因。可以想像,它们均会以某种方式随 T 的增大而变大。例如,设 T 秒内有一恒力作用,则 $u_1(k) = T\ddot{r}(k), u_2(k) = T\ddot{\theta}(k)$ 。实际上,由于 T 秒内作用于目标的外力是随机的,因而才可将 $u_1(k)$ 与 $u_2(k)$ 看做是白噪声序列。

由式(4-34) ~ 式(4-37) 这样一组状态方程,惟一地描述了目标的状态。为了更加简明地表示这些信号,可写成矢量形式,即用矢量信号表示上述 4 个差分方程,得出矢量模型为

$$\begin{bmatrix} s_1(k+1) \\ s_2(k+1) \\ s_3(k+1) \\ s_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(k+1) \\ \dot{r}(k+1) \\ \theta(k+1) \\ \dot{\theta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ u_1(k) \\ 0 \\ u_2(k) \end{bmatrix}$$

或者写成

$$s(k+1) = As(k) + u(k) \quad (4-38)$$

下面再写出雷达的观测模型。雷达传感器每 T 秒提供一次关于距离 $r(k) = s_1(k)$ 和方位 $\theta(k) = s_3(k)$ 的带有噪声的观测数据,观测数据序列可表示为

$$x_1(k) = s_1(k) + n_1(k)$$

$$x_2(k) = s_3(k) + n_2(k)$$

与例 4.2 讨论的情况一样,观测矢量模型可写为

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ s_3(k) \\ s_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \end{bmatrix}$$

或写成

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{C}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (4-39)$$

式中

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix}, \mathbf{n}(k) = \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \end{bmatrix}$$

矩阵 $\mathbf{C}$ 为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-40)$$

通常假设 $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 为零均值的白噪声,其方差分别为 σ_r^2 和 σ_θ^2 ,而且 $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 互不相关,即 $E[n_1(k)n_2(k)] = 0$ 。

虽然在下面的讨论中把观测数据及被估计的飞行参量规定为平稳过程,因而其方差不随 k 变化,但是非平稳过程情况也容易处理。例如角度观测误差也许是由于阵风作用于天线造成的,而这些阵风在一天的某段时间内较大,因而会出现非平稳情况。

本例中给出观测噪声的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^T(k)] \\ &= \begin{bmatrix} E[n_1^2(k)] & E[n_1(k)n_2(k)] \\ E[n_1(k)n_2(k)] & E[n_2^2(k)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_r^2(k) & 0 \\ 0 & \sigma_\theta^2(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-41)$$

而系统噪声或机动噪声的协方差矩阵可写为

$$\mathbf{Q}(k) = E[\mathbf{u}(k)\mathbf{u}^T(k)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \quad (4-42)$$

式中, $\sigma_1^2 = E[u_1^2(k)]$, $\sigma_2^2 = E[u_2^2(k)]$ 分别代表 T 乘以径向加速度的方差和 T 乘以方位加速度的方差。径向加速度和方位加速度与发动机推力的随机变化及随机阵风的扰动有关,其方差都可以看做与时间无关。为了简化分析,假设加速度 $u(k)$ 无论在 r 方向或者在 θ 方向上都是均匀分布的,即 r 和 θ 的加速度 $u(k)$ 的概率密度函数

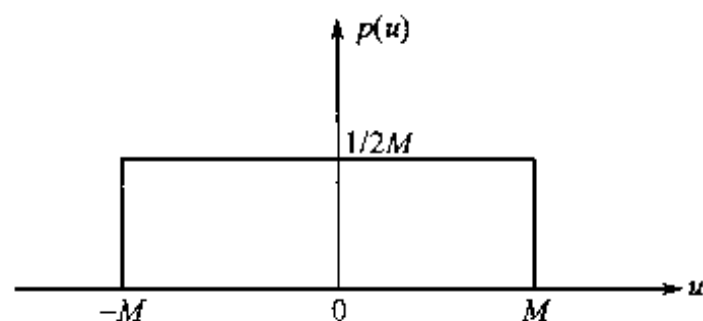


图 4.8 r 方向和 θ 方向都均匀分布的加速度 $u(k)$ 的概率密度图

在 $[-M, +M]$ 内均匀分布 $(p(u) = \frac{1}{2M})$, 其中 M 为径向和横向的最大加速度,如图 4.8 所示。由此不难算出

$u(k)$ 的方差为

$$\sigma_u^2 = \int_{-\infty}^{\infty} u^2 p(u) du = \frac{1}{2M} \int_{-M}^M u^2 du = \frac{M^2}{3} \quad (4-43)$$

由于 $u_1 = Tu$, $u_2 = u_1/R$, R 是飞机与雷达的平均距离,故式(4-42) 中的方差为

$$\sigma_1^2 = T^2 \sigma_u^2 \quad (4-44)$$

$$\sigma_2^2 = \sigma_1^2 / R^2 \quad (4-45)$$

有了 σ_1^2 和 σ_2^2 两个参量就可确定矩阵 $Q(k)$ 。至此,我们已具有完全确定图 4.7 的卡尔曼滤波运算的全部信息。

启动卡尔曼滤波器需要得到第一个估计,以及相应于这一估计的第一个误差协方差矩阵。这可用几种方法求得,但在这里我们不准备详细讨论这一问题。我们将采用所谓准最佳方法来给出起始条件,它适用于本题中平面雷达这种使用两个观测数据(距离和方位)的情况。

设想测量两次,即 $k=1$ 和 $k=2$ 时对距离偏移与方位偏移各测两次,其中第一组数据 $x(1)$ 可以用来估计距离和方位,但不能估计距离变化率和方位变化率,只有获得了前两组观测数据 $x(1)$ 和 $x(2)$ 后,滤波器才启动。利用 $x(1)$ 和 $x(2)$,就可得有 4 个分量的信号矢量信号 $\hat{s}(2)$

$$\hat{s}(2) = \begin{bmatrix} \hat{s}_1(2) = \hat{r}(2) = x_1(2) \\ \hat{s}_2(2) = \dot{\hat{r}}(2) = \frac{1}{T}[x_1(2) - x_1(1)] \\ \hat{s}_3(2) = \hat{\theta}(2) = x_2(2) \\ \hat{s}_4(2) = \dot{\hat{\theta}}(2) = \frac{1}{T}[x_2(2) - x_2(1)] \end{bmatrix} \quad (4-46)$$

上式表明,距离和方位估计就是最近一次的雷达读数,而速度的准最佳估计是两个读数之差除以 T ,即承认观测值是在无噪声和目标等运动情况下得到的。此公式直观看来是合理的,而且还符合飞机为一阶系统动态特性的假定[忽略了式(4-38)中加速度的影响]。还应指出,式(4-46)就是所谓的两点外推,它能不断利用最新一组数据估计距离和方位,用最新两组数据估计距离速度和方位速度。这种滤波器本质上是非递归滤波器。在雷达跟踪问题上,它在跟踪精度上比卡尔曼滤波器要低得多,但其所需的计算机处理时间和存储容量较少。

以上讨论中,把观测数据及被估计的飞行参量规定为平稳过程。为了推广应用到非平稳过程(此时系统参数是时变的),应将信号模型及观测模型改写成

$$s(k+1) = A(k)s(k) + w(k) \quad (4-47)$$

$$x(k) = C(k)s(k) + n(k) \quad (4-48)$$

式中, $s(k)$ 和 $w(k)$ 均为 n 维列矢量;由 k 到 $(k+1)$ 的转移矩阵 $A(k)$ 为 $n \times n$ 方阵;观测数据 $x(k)$ 和 $n(k)$ 为 m 维列矢量;观测矩阵 $C(k)$ 为 $m \times n$ 矩阵; $w(k)$ 和 $n(k)$ 假定是均值为零的白噪声过程,且两者互不相关,它们的协方差矩阵各为

$$\left. \begin{aligned} E[w(k)w^T(j)] &= R(k)\delta_{kj} \\ E[n(k)n^T(j)] &= Q(k)\delta_{kj} \end{aligned} \right\} \quad (4-49)$$

而且都与时间 k 有关。这种白噪声的定义是白噪声概念在非平稳随机过程中的推广;各线性变换矩阵 $A(k)$ 及 $C(k)$ 对于非平稳随机过程而言都是时间 k 的函数,而且 $s(k)$ 和 $C(k)s(k)$ 的均值都不一定为零。

最后指出,卡尔曼滤波器采用线性递推的方法获得系统状态的最佳估计,所以适应性强,应用范围广,外推和平滑数据的精度高,是计算航迹数据等应用的一种好方法,这是它的优点。但是,它要求目标的状态模型是已知的,这常常不易做到。此外,由于它是递推计算的,如果模型与实际情况有较大的出入,有可能使估计误差越来越大,造成滤波器的发散,这是一个重要的缺点。再者,卡尔曼滤波的计算量也较大,当状态的维数是 n 时,每收到一次观测数据,大约需要 $3n^3$ 次乘除法运算和 $3n^3$ 次加减法运算,所以在给定场合下是否采用卡尔曼滤波器,应根

据数据的精度要求及计算机的实时处理能力等因素来决定。

还应该指出,虽然在线性系统中最常用的滤波算法是卡尔曼滤波算法,当目标的运动状态方程和传感器的测量方程在同一坐标系下均为线性方程,且观测噪声为零均值的高斯白噪声时,卡尔曼滤波算法是最小方差意义下的最优滤波算法。但在实际情况下目标运动状态往往在直角坐标系下描述,而传感器的观测值是在极坐标系下或球坐标系下测得的,因此,状态方程和测量方程不可能在同一坐标系下都是线性方程。此时还要解决的是非线性系统中的目标跟踪问题。

4.3.4 α - β 滤波器

α - β 滤波器最早是为了改善边扫描边跟踪雷达的跟踪性能而提出的。这种体制的雷达,在天线波束一次扫过目标期间,大约能收到几个至几十个目标回波脉冲,但从一串回波脉冲到下一串回波脉冲则相隔一个天线扫描周期,可长达数秒。因而这种雷达的距离和角度跟踪系统处于采样跟踪状态,从而要求跟踪系统具有对目标状态进行预测的能力,以防止下一次取样之前雷达已失去对目标的跟踪。

α - β 滤波是以输入是均匀变化的信号为前提的。当得到 k 时刻的测量值 $x(k)$ 后,按下列方程对信号 $s(k)$ 进行估计:

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k | k-1) + \alpha[x(k) - \hat{s}(k | k-1)] \quad (4-50)$$

$$\hat{\dot{s}}(k) = \hat{\dot{s}}(k | k-1) + \frac{\beta}{T}[x(k) - \hat{s}(k | k-1)] \quad (4-51)$$

一步预测为

$$\hat{s}(k | k-1) = \hat{s}(k-1) + T\hat{\dot{s}}(k-1) \quad (4-52)$$

$$\hat{\dot{s}}(k | k-1) = \hat{\dot{s}}(k-1) \quad (4-53)$$

式中, $\hat{s}(k)$ 是第 k 个周期的平滑坐标; $\hat{s}(k | k-1)$ 是在第 $(k-1)$ 个周期内计算所得的第 k 个周期的外推坐标; $x(k)$ 是第 k 个周期录取的坐标; $\hat{\dot{s}}(k)$ 是第 k 个周期的速度估计; T 是天线扫描周期;校正系数 α 和 β 分别为位置和速度平滑系数。它们可以是常数,也可以随取样序列分段改变。我们引入以下记号:

$$\text{滤波估计矢量} \quad \hat{s}(k) = [\hat{s}(k), \hat{\dot{s}}(k)]^T$$

$$\text{预测估计矢量} \quad \hat{s}(k | k-1) = [\hat{s}(k | k-1), \hat{\dot{s}}(k | k-1)]^T$$

$$\text{状态转移矩阵} \quad A = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{滤波增益矩阵} \quad K = [\alpha \quad \beta/T]^T$$

$$\text{观测矩阵} \quad C = [1 \quad 0]$$

则可写出 α - β 滤波的矢量矩阵表达式。式(4-52)和式(4-53)写成矩阵形式为

$$\hat{s}(k | k-1) = A\hat{s}(k-1) \quad (4-54)$$

同样,式(4-50)和式(4-51)写成矩阵形式为

$$\hat{s}(k) = \hat{s}(k | k-1) + K[x(k) - C\hat{s}(k | k-1)] \quad (4-55)$$

由上两式可知, α - β 滤波是一种递推滤波,其运算流程如图 4.9 所示。

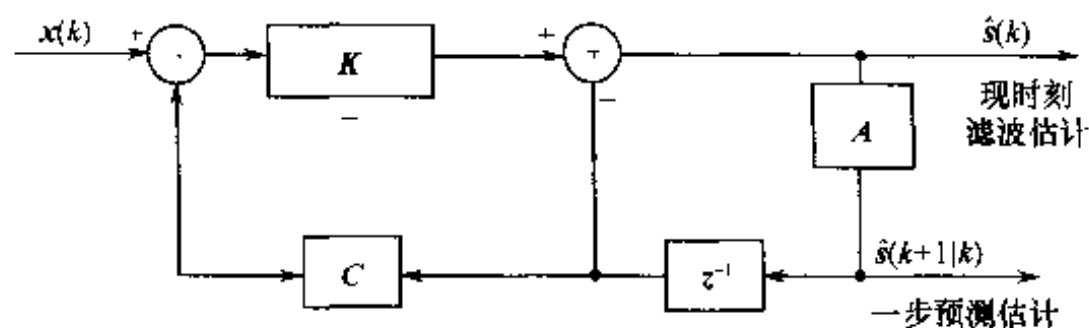


图 4.9 同时实现矢量信号滤波与预测的常增益 $\alpha\beta$ 滤波的运算框图

将式(4-55)和式(4-54)及图 4.9 与卡尔曼滤波方程式(4-25)和预测方程式(4-35)及图 4.7 相比较,显然它们具有相同的结构形式,不同之处仅在于卡尔曼滤波增益 $K(k)$ 是时变的,而 $\alpha\beta$ 滤波增益 K 是恒定的、非时变的。因此,可以认为 $\alpha\beta$ 滤波是卡尔曼滤波的特例。

$\alpha\beta$ 滤波器实质上是一个二阶线性定常系统,它有两个自由参数,即 α 和 β 。因此可以用线性系统的理论讨论 $\alpha\beta$ 滤波器的性质和选择 α 和 β 的数值。通过计算可以求得位置估值和速度估值的等效传递函数 $H_s(z)$ 和 $H_v(z)$ 分别为

$$H_s(z) = \frac{\hat{s}(z)}{x(z)} = \frac{\alpha z \left(z + \frac{\beta - \alpha}{\alpha} \right)}{z^2 - (2 - \alpha - \beta)z + (1 - \alpha)} \quad (4-56)$$

$$H_v(z) = \frac{\dot{\hat{s}}(z)}{x(z)} = \frac{\frac{\beta}{T} z(z-1)}{z^2 - (2 - \alpha - \beta)z + (1 - \alpha)} \quad (4-57)$$

由上两式可以看出,滤波器的特征方程为

$$z^2 - (2 - \alpha - \beta)z + (1 - \alpha) = 0 \quad (4-58)$$

根据稳定性判据可知,滤波器的稳定区域是由

$$2\alpha + \beta < 4, 0 < \alpha < 2, 0 < \beta < 4$$

所规定的三角形,如图 4.10 所示。只要 α 和 β 的取值落在这个区域之内,滤波器就是稳定的。

α 和 β 值的选择除了满足稳定性条件外,还要考虑对滤波器暂态和稳态性能的要求。就滤波器的暂态特性而言,可分为过阻尼、欠阻尼和临界阻尼三种情况。这三种情况的区域划分如图 4.11 所示。工程上常采用临界阻尼状态。

在临界阻尼状态时,特征方程的根是两个正的重根 r ,由此可建立起求解 $\alpha\beta$ 参数值的关系式来,即

$$(z - r)^2 = z^2 - (2 - \alpha - \beta)z - (1 - \alpha)$$

比较上式两边的各个系数,可得

$$2r = 2 - \alpha - \beta$$

$$r^2 = 1 - \alpha$$

因此在临界阻尼状态时 α 与 β 的关系式为

$$\beta = 2 - \alpha - 2\sqrt{1 - \alpha}$$

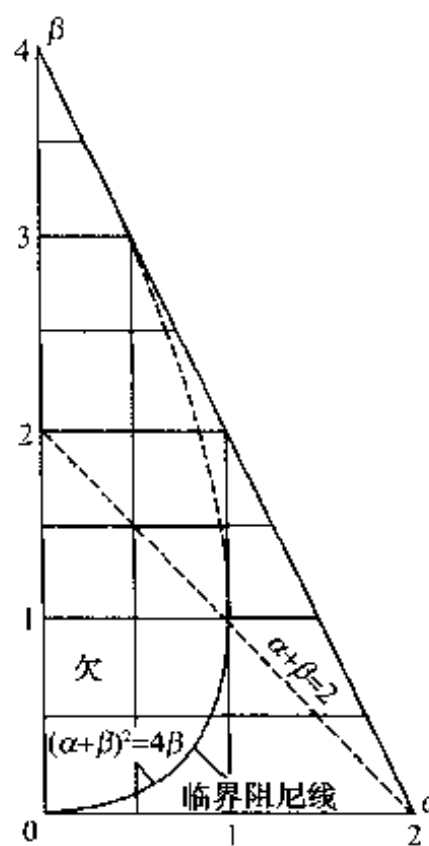


图 4.11 稳定区域划分图

α 是位于 $0 \sim 1$ 间的某一个数值,它的数值可以根据系统所要求的阻尼比和自然谐振频率来确定。若要求系统的带宽越大, α 就应越大,这时平滑越差;反之, α

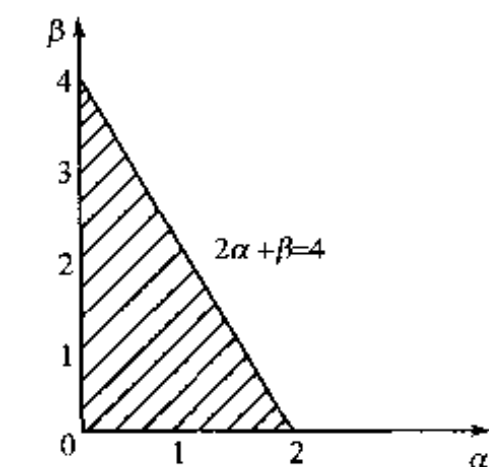


图 4.10 滤波器的稳定区域图

越小,系统带宽就越小,平滑将越好。

4.4 航迹建立与航迹相关^[97,98]

边扫描边跟踪体制,由计算机实现对多批目标的跟踪任务。在这样的雷达系统中,对于雷达所录取的目标坐标(简称点迹),送到计算机以后,首先要判断每个点迹是属于新发现的目标,还是属于已发现并且建立了航迹(把同一批目标的各点迹连接成一条线称航迹)的目标。由于是多批目标跟踪,已经建立航迹的目标不只是一个,因而还要进一步确定新录取的点迹是属于已经建立航迹的目标中哪一个目标的点迹,这种对点迹与已有航迹之间归属关系的判别,叫做航迹相关。下面分别介绍航迹的建立与航迹相关的概念。

4.4.1 航迹的建立

在雷达扫描过程中,从一次处理设备中可以得到多个目标的点迹。此外,还会不时出现假点迹。因此,送到二次处理设备的点迹有来自真实目标的,也有假的。还有部分真实点迹可能没有送到二次处理设备。

在跟踪目标之前,必须建立其航迹。为此,要选择可以得出发现航迹结论的点迹,并确定航迹参数(航向、速度等),该过程称为点迹截获(发现航迹)。截获可以是自动的(自动截获)和半自动的(有操作员参与)。

通常,自动航迹截获是检验统计假设:

H_0 — 获得的与取样值 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 相关的点迹是属于假航迹的假设;

H_1 — 取样值属于真实航迹的假设。

假设 H_0 与 H_1 的似然函数分别为

$$W(x_1, x_2, \dots, x_n | H_0)$$

和

$$W(x_1, x_2, \dots, x_n | H_1)$$

那么,根据最小平均代价准则的最佳截获方法为

$$\frac{W(x_1, x_2, \dots, x_n | H_1)}{W(x_1, x_2, \dots, x_n | H_0)} \geq \frac{P(H_0)c_f}{P(H_1)c_l} \quad (4-59)$$

即形成似然比并与门限比较,门限与由第一、二类错误引起的代价 c_f 和 c_l 有关,还和有无真实航迹的先验概率 $P(H_1)$ 和 $P(H_0)$ 有关。上式中 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 表示在 n 个扫描周期获得的点迹坐标。

上述算法实现起来很复杂。因此,常适当地使用更简单的算法,就是采用 m/n 或 n/n 准则进行设计。这样,如果在 n 个相邻扫描中获得 m 个相关点迹(属于一条航迹的),则认为发现了航迹。

新航迹的发现过程是从出现单个点迹未进入任何已有的波门,而在点迹周围产生第一截获波门开始的。

如果在下一个扫描周期,有一个或几个点迹进入第一截获区域,则它们中的每一个都用来延续可能的航迹。然后根据两个相应点的坐标进行外推,产生新的相关区域(波门),而接下来的第三个扫描周期出现的点迹若进入这个区域,则与相应航迹相关。对新点迹的相关配对工作继续进行,直到完成发现航迹的准则(转入跟踪)或满足撤销航迹的准则。截获过程所完成

的操作包括外推坐标和点迹选通。

m 和 n 值的选择取决于真实航迹的发现概率和进入跟踪的假航迹数。随着 m 的减小,将增加发现真实航迹的概率。实际中常选取 m 为 $2 \sim 3$,而 n 为 $3 \sim 4$ 。完成航迹起始准则后将转入跟踪。

撤销已跟踪航迹的准则,常采用在连续 k 个扫描周期中未出现被跟踪目标的点迹。对假航迹的跟踪,必然会增加对存储器的容量和跟踪设备的运行速度的要求。

4.4.2 目标航迹的相关

二次加工的首要问题是连航迹,就是把来自一次加工的各点数据中属于同一批目标的各点连接成一条航迹。这个过程对于人工标图来说似乎是很普通的事,但是计算机实现起来,却是一个复杂的专门问题。

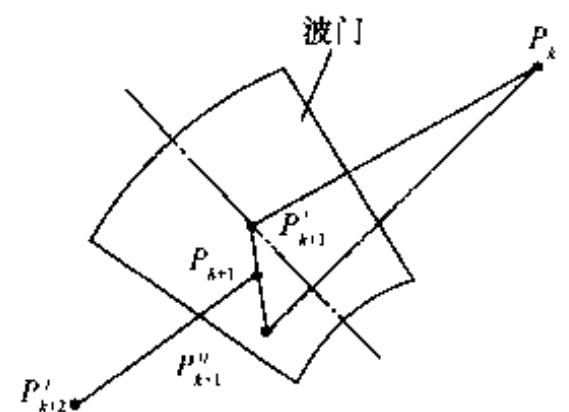
在信号检测中,把属于同一批目标的一串回波进行数字积累,按照一定准则进行信号检测。这也是一种目标相关问题。但是这种相关方法是很简单的,只要按照同一距离单元判断即可。也就是说,凡是在同一距离单元中相继若干个雷达重复周期内(脉冲积累数)的回波都被认为是同一批目标的回波,所以只要按距离单元进行检测就行了。

但是把这种方法用于航迹相关是不行的。因为航迹相关和信号检测的工作条件是不同的,在检测中相继两个信号间的时间以脉冲重复周期(1 毫秒级)来衡量,而在航迹相关中相继两个数据之间的时间都是以天线扫描周期(10 秒级)来衡量。在前一种情况下,在相继两次数据到来的时间内,目标移动的距离与所用距离单元比较总是可以忽略的,至于方位角与仰角的变化就更小而不必考虑,而在后一种情况下,相继两次数据到来的时间内,目标移动的距离,一般来说远大于一个距离单元,反之,同一距离单元内相继两次坐标数据也不会属于同一批目标。因此,在连航迹时不可能采用检测中的简单方法。

现在看图 4.12,设 P_k 是目标在第 k 次扫描周期内的平滑数据。从 P_k 出发,计算出第 $(k+1)$ 次扫描周期内的外推点 P'_{k+1} ,以 P'_{k+1} 为中心,确定一个“相关范围”,又称波门。如果在第 $(k+1)$ 次扫描周期内,雷达录取的点迹 P''_{k+1} ,落在波门以内,则认为 P'_{k+1} 与 P''_{k+1} 相关,并认为 P''_{k+1} 是目标的新点迹。反之,若 P''_{k+1} 落在波门以外,则认为不相关。点迹的数据是由雷达测量获得的,由于测量过程中有各种干扰和不稳定的因素存在,测量数据包含有随机误差,所以在跟踪过程中,要根据外推点 P'_{k+1} 的数据和雷达测量的点迹 P''_{k+1} 的数据,按照一定的准则进行平滑计算,得出 P_{k+1} 点,作为目标当时的真实位置。然后,从 P_{k+1} 点出发再外推出下一扫描周期内目标可能位置 P'_{k+2} ,这样就完成了一次航迹相关和平滑与外推的计算任务。在跟踪过程中,上述过程要反复进行下去。

通常,目标坐标的测量与外推都存在误差,所以外推点 P'_{k+1} 与当前点并不重合。此外,在外推点附近可能存在多个当前点。

因此,二次处理中航迹相关的任务是分析外推点与最新扫描周期获得的当前点之间的位置关系,并选取一个最有可能属于目标航迹的当前点。目标航迹相关的过程也叫航迹选择。选择目标航迹的过程包括两个阶段:波门选通,核对(信息比较) 选择点迹与航迹配对。



4.12 已有航迹与点迹的相关的示意图

1. 目标点的波门选通

在一般情况下,目标是在空间运动的,所以相关范围(波门)应是三坐标的,即立体的相关体积。波门的形式根据数据所采用的坐标系有两种形式(见图 4.13),在球坐标系中,波门形式如图 4.13(a) 所示,它由距离 R_m 和 R_M ,方位角 α_m 和 α_M ,仰角 β_m 和 β_M 组成。在直角坐标系中,波门形式如图 4.13(b) 所示,它由 x_m, x_M, y_m, y_M 及 z_m 和 z_M 组成。两种波门的中心都是外推点 P 。若点迹的坐标 (R, α, β) 或 (x, y, z) 满足不等式

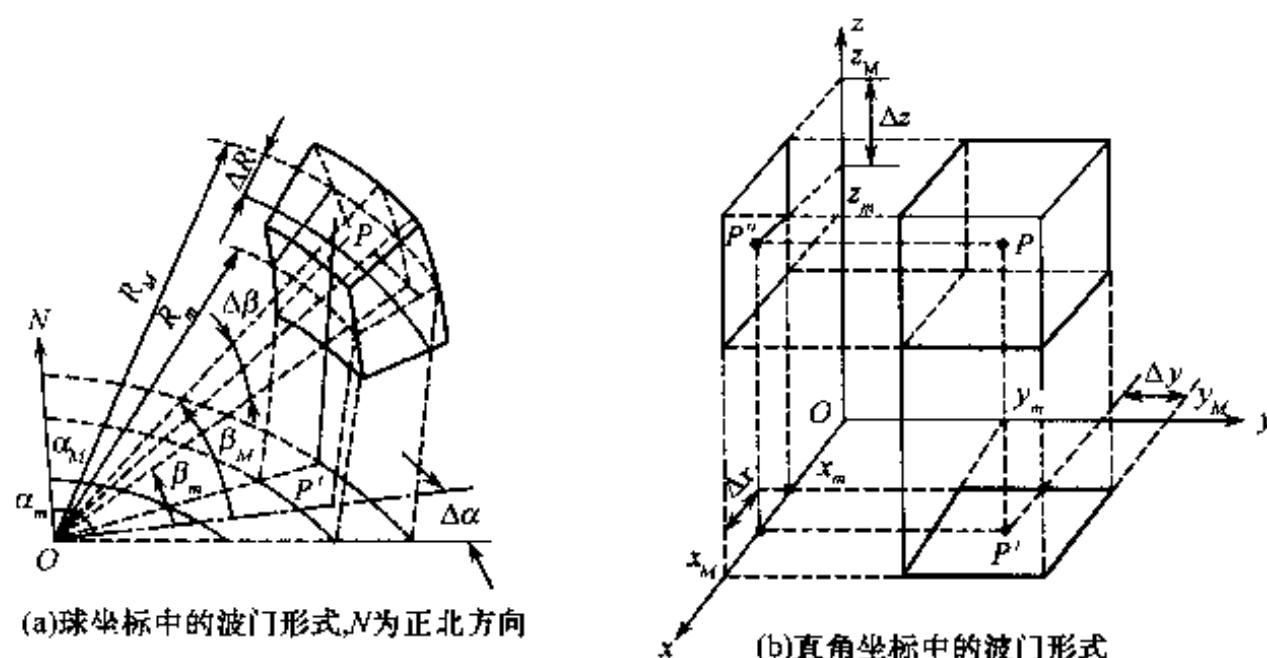


图 4.13 两种坐标系统的波门形式的示意图

$$\left. \begin{aligned} \left| R - \frac{1}{2}(R_M + R_m) \right| &\leq \Delta R \\ \left| \alpha - \frac{1}{2}(\alpha_M + \alpha_m) \right| &\leq \Delta \alpha \\ \left| \beta - \frac{1}{2}(\beta_M + \beta_m) \right| &\leq \Delta \beta \end{aligned} \right\} \quad (4-60)$$

和

$$\left. \begin{aligned} \left| x - \frac{1}{2}(x_M + x_m) \right| &\leq \Delta x \\ \left| y - \frac{1}{2}(y_M + y_m) \right| &\leq \Delta y \\ \left| z - \frac{1}{2}(z_M + z_m) \right| &\leq \Delta z \end{aligned} \right\} \quad (4-61)$$

则认为该点迹和原来的航迹相关。两式中 $\left[\frac{1}{2}(R_M + R_m) \right]$, $\left[\frac{1}{2}(\alpha_M + \alpha_m) \right]$, $\left[\frac{1}{2}(\beta_M + \beta_m) \right]$, $\left[\frac{1}{2}(x_M + x_m) \right]$, $\left[\frac{1}{2}(y_M + y_m) \right]$, $\left[\frac{1}{2}(z_M + z_m) \right]$ 是外推点 P 的坐标, $\Delta R, \Delta \alpha, \Delta \beta$ 和 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 是波门的尺寸,它由雷达测量误差、目标的运动速度、目标的机动规律、雷达天线的扫描周期和外推方法等因素决定,这里不详细讨论。

2. 航迹相关——点迹核对

在波门产生的过程中可能有这样的情况存在,即在一个波门内出现多个点迹,这些点迹中有的是由噪声或其他目标产生的。这时,需要对进入波门内的点作进一步的选择(即核对)。核

对是对新来的点与外推点进行位置比较,比较的结果是判定哪一个点更接近给定的目标。点迹核对也叫点迹与航迹相关。

核对是统计学的任务。即利用统计学方法区分跟踪目标点迹与假点迹。当前点相对于目标航迹(外推点)的散布服从两维正态分布(见图 4.14)。

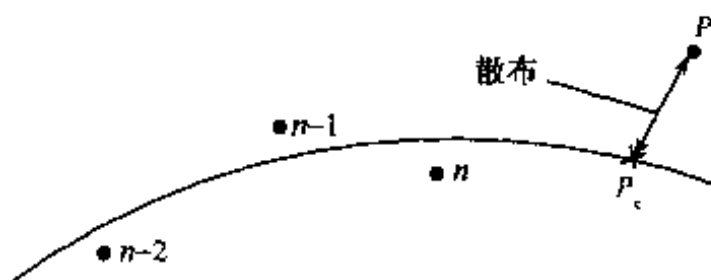


图 4.14 点迹相对于航迹的散布的示意图

假点迹的概率分布密度是均匀的,即

$$W(\Delta x, \Delta y) = \gamma \quad (4-62)$$

这里的 γ 值可以通过实验确定,即

$$\gamma = N_f / (nS)$$

式中, N_f 为 n 个扫描周期内,在扫描区(面积 S) 内的假点迹总数。假点迹的重要特点是它们互不相关。

判断实现相关的方法概括起来有两种,即“波门法”和“检索法”。

下面讨论最常用的一些点迹选择方法。

(1) 波门法

① 单个波门法:此方法的实质是,在外推点周围划出一个区域(波门)。

进行选择的判决逻辑规则如下:

- 如果点迹进入波门,则认为它属于该航迹;
- 未进入波门的点迹被认为是假的;
- 如果波门内一个点迹都没有,则把外推点当成目标点迹;
- 波门内进入多个点迹,产生的不确定性由专门的规则解决。

这些规则可以是:

把进入波门的点迹都当成真实目标,并对每个点都连航迹。这样,假航迹将在接下来的几个扫描的周期中消失。

把第一个进入波门的点迹当成真实点。但这种方法不是最佳的。

选择波门尺寸会存在矛盾,即当目标点迹进入波门的概率增加的同时,也使假点迹进入波门的概率增加。矛盾的解决办法是寻找最佳波门。该任务完成是通过对假设进行检验:

假设 H_0 —— 确定点迹为假;

假设 H_1 —— 确定点迹来自被跟踪目标。

要进行判决,需对似然比和相应准则的门限值 l 进行比较。如果满足下面不等式,则接受点迹属于目标的判决

$$\frac{W(\Delta x, \Delta y | H_1)}{W(\Delta x, \Delta y | H_0)} \geq l \quad (4-63)$$

波门选通可以理解为分出一个目标可能出现的区域。波门选通采用不同的物理和数学方法。

采用波门法进行航迹相关的原理图如图 4.15 所示。由雷达接收机来的信号分为两路,其中首次出现的目标回波经捕获设备,将其坐标数据(一般是连续两个点的坐标)送入外推计算机中。外推计算机对每批目标进行外推计算,求出目标的外推点及波门前后沿的坐标数据,并

将这些数据送到波门设备。波门设备由实时控制的数字模拟变换器构成,产生出与被捕获目标在时间上相应的模拟波门,波门的大小由前述的相关范围决定。接收机另一路输出到量化电路。量化电路的输出经过一个门,该门受波门设备所产生的波门信号控制,只有当波门信号来时,门才开启,波门内的信号才能通过。由于每一波门都和与其相应的回波信号在时间上重合,所以可以保证已捕获的每批目标都送入后面的检测设备和录取设备,经过一次加工,把新录取的目标坐标数据送入计算机,以便外推下一个当前点。在这种方法中,目标的航迹相关是靠波门本身实现,凡是进入同一个波门的信号就是相关,为同一批目标。

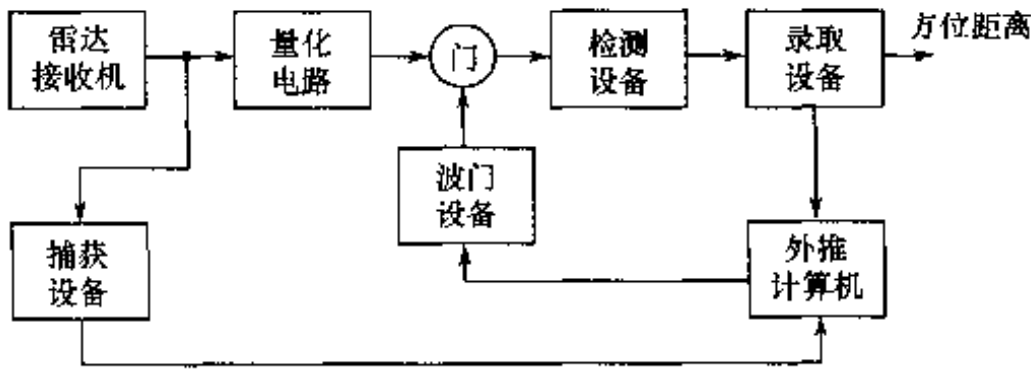


图 4.15 用波门进行相关的原理方框图

上面讨论的是一条航迹和一个新点迹的情况,且点迹在波门之内,所以问题很简单。在实际跟踪过程中,问题复杂得多,因为航迹的数目很多,雷达一次录取的点迹数更多,航迹相关就呈现出复杂的情况,需要加以分析和判断。若在航迹相关过程中,波门内不出现点迹,这可能是目标机动,飞出波门之外,或是目标回波衰落,没有满足检测准则,因而没有点迹被录取下来。这时可加大下一次的相相关波门,就有可能重新录取这一航迹的点迹。

② 最小椭圆偏差法

椭圆偏差值为

$$\Delta = \sqrt{\frac{\Delta x^2}{\sigma_{\Delta x}^2} + \frac{\Delta y^2}{\sigma_{\Delta y}^2}} \tag{4-64}$$

很明显,该值越小,点迹属于被跟踪航迹的概率越大。因此,现在的任务是确定每个进入波门的点的椭圆偏差 $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$,而后比较这些值并选择最小的。

该方法的优点是,当波门内的点迹超过一个时,可以找到更好的判决。其缺点是实现复杂化,还必须知道点迹的散布特征。

③ 最小距离法

该方法用于沿 x 轴 y 轴有相同点迹散布规律的情况,即 $\sigma_{\Delta x} = \sigma_{\Delta y} = \sigma$ 时的情况。这样椭圆变成了圆,即

$$\Delta x^2 + \Delta y^2 = R^2 \tag{4-65}$$

式中, R 表示外推点与新来点之间的距离。 R 越小,该点的概率密度越大。点越接近外推点,它属于该目标的概率越大。

最小距离法的优点是:① 技术实现简单;② 不需要知道点迹的散布特征。

其不足之处是,只能用于各坐标测量方差相同的情况。

(2) 检索法

波门法的实质是根据外推计算机算出的相关区域数据,产生出模拟的相关波门信号。用此信号去选择接收机输出的回波信号,把数据上的相关转化为时间上的相关。但是这种转化并不是完全必要的。我们完全可以直接按照式(4-60)或式(4-61)从数据上去判断是否相关,这就是“检索法”。除此之外这两种方法还有个显著不同点:波门法的波门是在对应的预期的目标到

来之前就开始产生,一旦该目标到来之后,相关过程也就结束。而检索法则是在目标到来之后才开始判断各外推波门是否相关,且与哪一个相关。

检索法的原理框图如图 4. 16 所示。其工作原理大致如下:

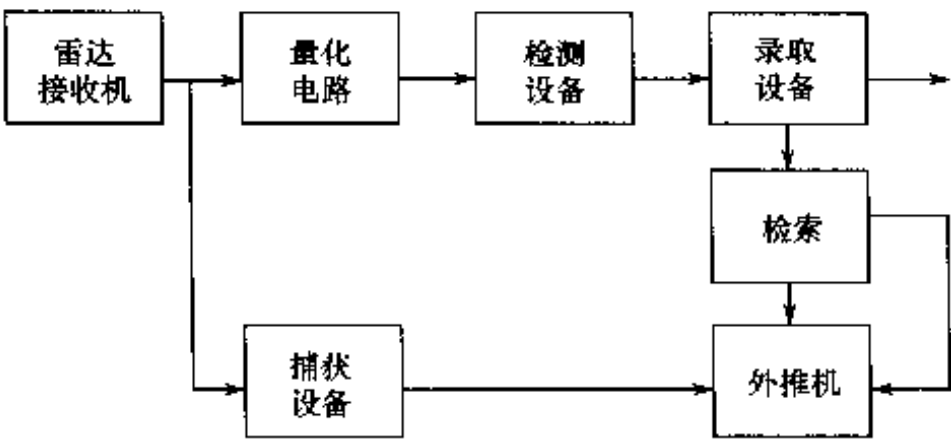


图 4. 16 检索法的原理框图

像波门法一样,目标信号从雷达接收机输出,经量化电路、检测、录取设备,将目标的信号和坐标参数变为数字数据。另一方面,在计算机中将外推波门计算出来,把外推波门或相关区域数据与目标坐标数据进行比较,看是否满足式(4-60)或式(4-61)。这个过程就叫“检索”。因为在多批目标情况下外推波门数据也是多批的(同时送入检索方框),而目标数据则是实时的,依次送入检索方框中,每批目标数据与所有波门数据比较一次,看与哪个波门相关,这是一个检索过程,经检索后,目标数据配上与之相关波门的批号,送入外推方框,为下一次外推做好准备。

与波门法一样,外推一般都是在计算机中进行的。而检索则有两种实现的途径:一种是在计算机中进行的,称软设备法;另一种是用专门的检索器进行,称硬设备法。下面分别进行叙述。

① 软设备法

在检索法中,外推波门数据不需要排队,直接送入内存存储器中专门为相关检索用的“相关区”(目标的批号也随相应的外推数据一起存入相关区中),等待目标数据来到时进行检索。检索程序的示意框图如图 4. 17 所示。图中 $\theta_{\text{波门}}$ 与 $\rho_{\text{波门}}$ 是波门中心(目标的前置点)坐标。 $\Delta\theta$ 、 $\Delta\rho$ 是波门宽度,当判断出目标相关,即同时满足方位和距离上的相关准则后,即将此目标的数据送目标信息存储区(旧信息存储区),按波门信号所带的批号,寻找同一批目标信息的地址,作为旧信息保存起来。

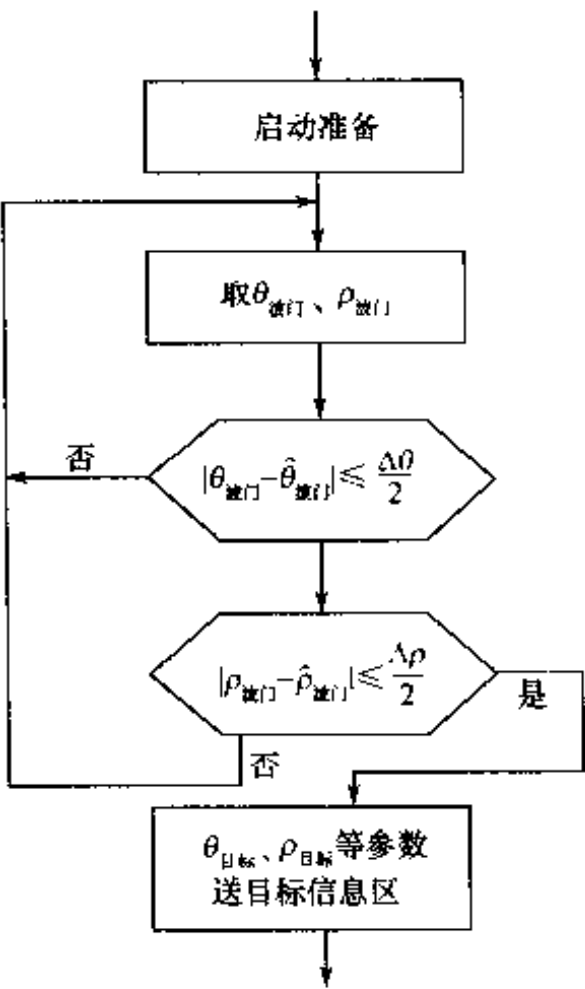


图 4. 17 检索程序的流程框图

计算机执行检索程序需要较长的时间,而检测录取目标信息的时间很短。为解决这个矛盾,计算机存储器中要有一个目标信息缓冲存储区,目标信息到来时立即存入此存储区,再按检索的速度逐一取出进行检索。显然,缓冲存储区容量应考虑能存下所有连续到来而又来不及检索的目标信息。所需单元数可按波门法中考虑波门设备套数的方法决定。因为只有同一方位上的目标才会引起上面的矛盾。当然,这只考虑了有用信号,如果考虑到干扰存在,缓冲存储区的容量要相应地增大。

和波门法比较,由于这时利用内存储器单元,而不是另增加设备,所以有更大的灵活性,有利于处理多批目标。

程序检索法所需的比较次数随目标和波门的数增加。假定,被跟踪目标批数,即波门数是固定的,比较次数与目标批数成正比。如果对所有目标都进行跟踪则比较次数与目标批数平方成正比。这个工作量将是很大的。即使跟踪目标批数固定,但是由于检测录取不受波门限制,而是全程检测,如果在雷达探测范围内存在大量干扰信号和固定目标,就将引起计算机的过载。这是这种方法的一个缺点。而在波门法中,只有波门内的信号才被检测,这种问题就不太严重。

② 硬设备法

图 4.18 中检索方框也可以用专门的硬设备——关联存储器来实现。

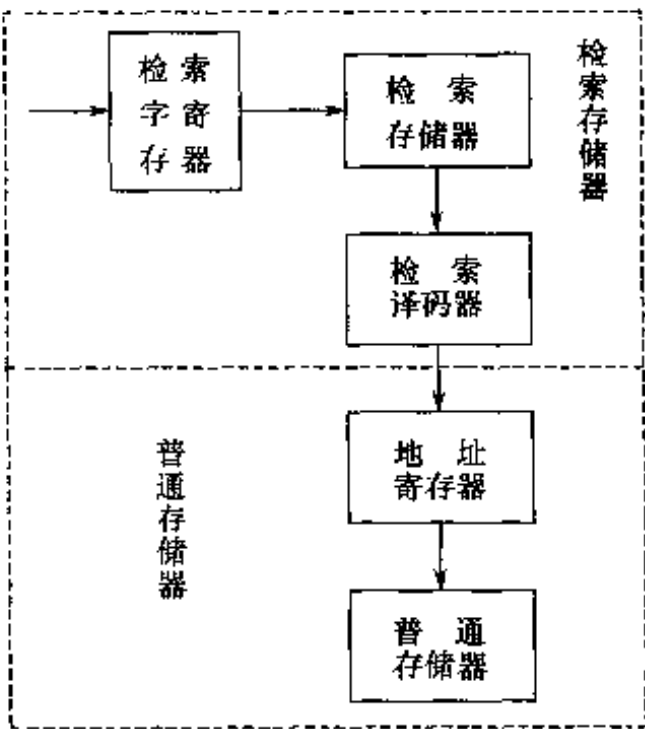


图 4.18 关联存储器的流程框图

关联存储器是一种按信息内容寻找地址的方式工作的存储器。一般存储器输入的是地址码,输出的是按地址所存储的信息。关联存储器则与此相反,它输入的是检索的信息,简称“检索字”,而输出的却是所需检索的地址码。图 4.18 是关联存储器的示意图。存储器的每个单元存各被检索的信息。检索时用检索字信息与检索存储器中各单元信息比较,看两者是否符合。只有与检索字信息符合的存储单元读出线上才有输出信号,此输出信号经检索译码器即得到所需要的地址码,可以按照地址码把检索信息存入普通存储器中信息相关的单元中去,也可以按照此地址把普通存储器中信息相关的单元的信息读出来。

对照航迹相关检索可见,检索字寄存器的信息就是新到来的目标坐标数据,检索存储器中存放的是各波门数据。普通存储器存放的是各批目标的航迹数据,这实际上可能只是二次加工计算机存储体中的一部分,即它的“目标区”。检索输出的地址就是普通存储器中与新到来目标相关的目标信息的地址。按此地址将检索字寄存器中的新目标坐标数据写入普通存储器中。

4.4.3 二次处理的典型算法流程

下面讨论二次信息处理算法结构图(见图 4.19)上的整个操作过程。信息处理过程按下列顺序完成:

(1) 从一次处理设备来的目标信息送到当前点坐标存储器,在此进行积累。在 n 个扫描周期内获得这些信息,用于确定目标运动参数和进行坐标外推。

(2) 目标当前坐标送波门选通组合。在该组合也输入波门尺寸 $\Delta x_0, \Delta y_0$ 。在组合 2 中产生的波门尺寸取决于当前点与外推点之间的偏差均方差 $\sigma_{\Delta x}, \sigma_{\Delta y}$, 以及有无目标机动特性及目标丢点特性。

(3) 通过波门选通的当前点送入当前点计数组合。从这里算法开始分支。

如果 $k = 0$, 则选外推点为当前点的组合 3 工作。外推点作为当前点输出。当前点丢点的特征送入跟踪波门计算组合。

如果 $k = 1$, 则接受当前点为真实点并输出。

如果 $k > 1$, 则计算 Δ_i^2 值, Δ_i^2 送到当前点选择组合(组合 8)。

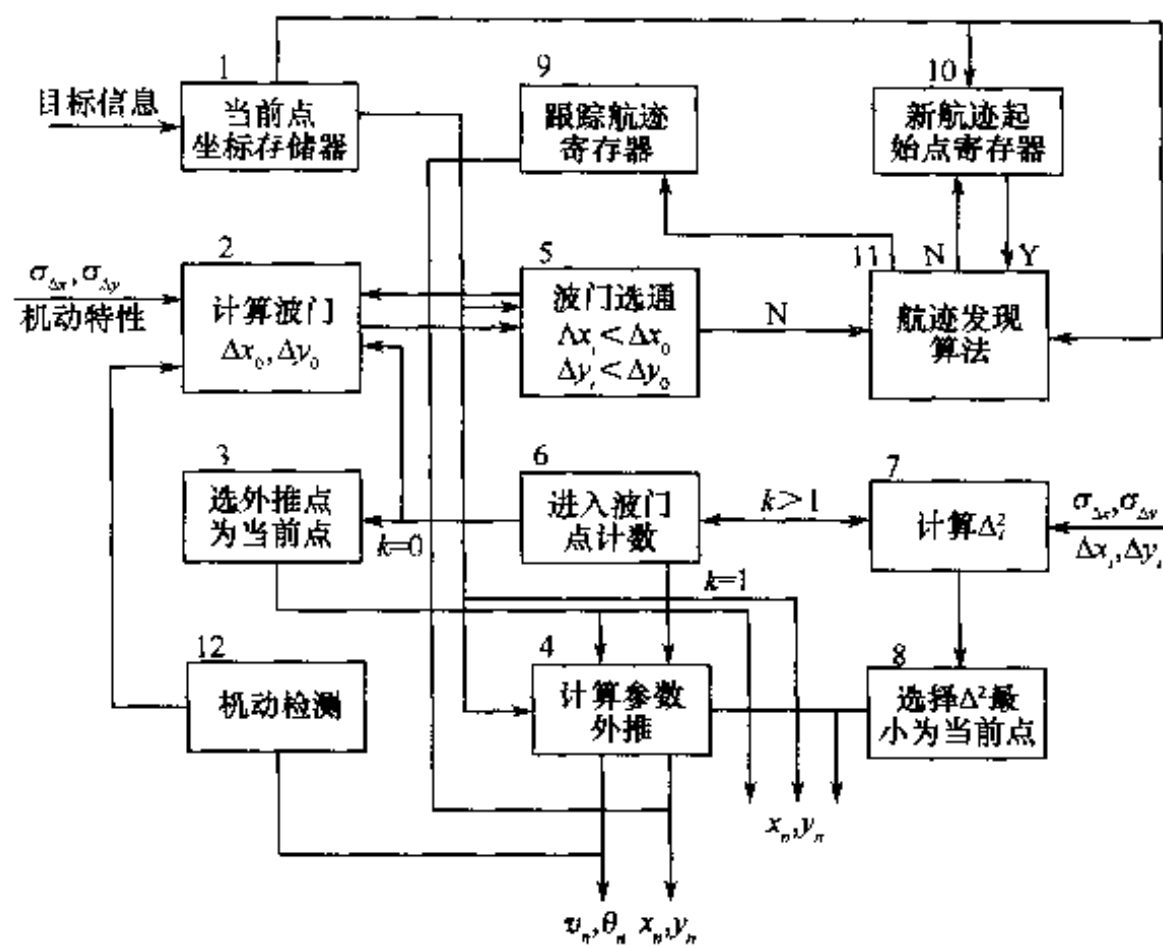


图 4.19 二次处理典型算法的原理图

(4) v_n 和 θ_n 用于机动的判断。机动特征送入波门宽度计算组合。

(5) 若点迹未进入任何航迹跟踪波门,则与保存在存储器(组合 10)的新航迹起始点进行比较(组合 11)。如果所说的点迹进入相应的第一截获波门,则作为起始点写入组合 10。如果满足撤销准则,则抛弃相应的起始点。

上述操作在每个扫描周期后重复进行。

在雷达信息一次处理和二次处理阶段,处理的信息只来自单个雷达上。指挥自动化系统在完成指挥控制任务时,必须有足够大空域范围内的目标信息,只靠单个雷达站是保证不了的。因此只有用多个雷达站组成一个雷达网来获取信息。处理多个雷达站所获信息的任务是形成总的空情态势图。

处理多个雷达站信息的过程称为三次处理,也称为情报综合,或称为“信息融合”。在此不再作介绍。

边扫描边跟踪系统的跟踪性能是与目标探测、参数估计、跟踪算法、关联方式等都有关的综合性问题。综合判定系统的跟踪性能与及其最佳跟踪器的构成,是一个有待实践来解决的问题,现在已经引起普遍的重视。

第 5 章 脉冲多普勒雷达

脉冲多普勒(PD)雷达是在动目标显示雷达基础上发展起来的一种新型雷达体制。这种雷达具有脉冲雷达的距离分辨力和连续波雷达的速度分辨力,有更强的抑制杂波的能力,因而在较强的杂波背景中分辨出动目标回波。20 世纪 60 年代,为了解决机载下视雷达强地杂波的干扰,研制了脉冲多普勒体制雷达,简称 PD 雷达。PD 雷达明显地提高了从运动杂波中检测目标的能力。

本章以机载 PD 雷达为例,首先阐明了 PD 雷达的基本概念,着重分析了 PD 雷达的信号与杂波谱,讨论了 PD 雷达信号处理和数据处理的一般方法,最后简要分析 PD 雷达的距离性能。

5.1 脉冲多普勒雷达基本概念

5.1.1 PD 雷达的定义

PD 雷达是一种利用多普勒效应检测目标信息的脉冲雷达。关于 PD 雷达的精确定义,1970 年 M. I. 斯科尔尼克指出 PD 雷达应具有如下三点特征:

- ① 具有足够高的脉冲重复频率,以致不论杂波或所观测到的目标都没有速度模糊;
- ② 能实现对脉冲串频谱单根谱线的多普勒滤波,即频域滤波;
- ③ 由于重复频率(PRF)很高,通常对所观测的目标产生距离模糊。

近年来关于 PD 雷达的定义有所延伸,上述定义仅适用于高 PRF 的 PD 雷达,而不适用所有种类的 PD 雷达。20 世纪 70 年代中期,中 PRF 的 PD 雷达体制研制成功,并迅速在机载雷达中得到广泛应用。这种 PD 雷达的 PRF 虽比普通脉冲雷达的 PRF 要高,但不足以消除速度模糊;其 PRF 虽比高 PRF 的 PD 雷达要低,但又不足以消除距离模糊。可以认为这种中 PRF 的 PD 雷达是既有距离模糊,又有速度模糊的双重模糊雷达。但它同高 PRF 的 PD 雷达一样,依然在频域上进行多普勒滤波。

20 世纪 70 年代发展起来的动目标检测雷达,是由线性动目标显示对消电路加窄带多普勒滤波器组所组成。这种雷达通常采用低 PRF,因而没有距离模糊,但又在频域上进行滤波,具有速度选择能力,因此也可以认为这样一类雷达属于低 PRF 的 PD 雷达。

显然无论是中 PRF 的 PD 雷达,还是低 PRF 的 PD 雷达都不能满足斯科尔尼克的 PD 雷达所规定的全部三个条件,但都能满足其中的第二个条件,即实现频域滤波。看来一个关于 PD 雷达的广义定义已经得到雷达界广大人士的赞同,即能实现对雷达信号脉冲串频谱单根谱线滤波(频域滤波),具有对目标进行速度分辨能力的雷达,就可称为 PD 雷达。

5.1.2 PD 雷达的分类

图 5.1 给出了 PD 雷达的各种类型。每种雷达在性能上都有很大差别。最佳选择取决于对雷达的使用要求。许多雷达要在相当大的条件范围内使用,单一雷达类型是不能满足要求

的。许多现代雷达是多种工作方式的,也就是说,它们能起到图 5.1 中所示的两种或两种以上雷达的作用。

低 PRF 的 PD 雷达为 PRF 足够低,可不模糊地测量距离的雷达。在下一个脉冲发射之前,发射脉冲要能传播到所需的最大距离并从那里返回。不模糊距离 R_u 为

$$R_u = \frac{c}{2f_r} \tag{5-1}$$

式中, c 为光速, f_r 为脉冲重复频率。

低和中 PRF 之间的分界线没有一个特定的数字,而在某种程度上取决于应用场合。

例如,一部典型的机载雷达的 PRF 可能为 1kHz,其不模糊距离为 150km。

低 PRF 的 PD 雷达可用一梳状滤波器抑制主瓣杂波。由于目标距离信息是清晰的,因此只有和目标有相同距离的地杂波才能对目标形成干扰,这对信号检测是有利的。由于 PRF 低,所以主瓣杂波频谱宽度将占据 PRF 间隔的很大一部分,特别是在大的方位扫描角情况下有时可达 50%。这样滤除主瓣杂波后的可用检测区就很小了。使用低 PRF 的机载 PD 雷达的方位扫描范围将受到限制。另外,地面低速动目标无法滤除,常混杂在主瓣杂波中。

高 PRF 的 PD 雷达其 PRF 足够高,对所有感兴趣的目标速度都能不模糊地测量。可以不模糊地测量的最大多普勒频移为

$$f_{d \cdot \max} = f_r = \frac{2v_{\max}}{\lambda} \tag{5-2}$$

式中, λ 为发射信号波长。

机载速度为 2 马赫的典型 X 波段(9GHz)雷达的 PRF 可能为 250kHz,以便确保对一个同样的高速目标进行探测和不模糊地测量其速度。从式(5-1)可以看到,对应的不模糊距离仅为 600m。因此,一个在 150km 距离上的目标是距离高度模糊的。

最初服役的机载 PD 雷达采用的是高 PRF 波形,因而为作战飞机提供了有效的下视发现低空运动目标的能力。这种 PD 雷达对目标有非常好的速度分辨力,有一个很宽阔的无杂波检测区。凡是接近速度大于载机地速的目标都能在无杂波区检测,完全不受地、海杂波的影响,限制其检测能力的仅是接收机的内部噪声。由于这种波形对目标距离是模糊的,必须采用多 PRF 测距或线性调频法测距,增加了设备的复杂性。高 PRF 的 PD 雷达的另一个缺点是由于距离重叠效应而形成的极高的旁瓣杂波电平,所以对于出现在旁瓣杂波区内的目标的检测性能很差。

中 PRF 的 PD 雷达为距离和多普勒两者都产生模糊的 PD 雷达。中 PRF 的 PD 雷达看起来像是综合了高和低 PRF 的 PD 雷达两者的缺点,但却是近年来得到实际应用的一种性能优越的 PD 雷达。它虽然没有低 PRF 的 PD 雷达那样低的旁瓣杂波,但却比高 PRF 的 PD 雷达的旁瓣杂波低得多。因此,中 PRF 的 PD 雷达在旁瓣杂波区内对目标的检测性能优于高 PRF 的 PD 雷达。

虽然中 PRF 波形通常对目标的距离和速度都是模糊的,但目前对这两者解模糊的问题都已解决,因而,中 PRF 往往是机载雷达的最佳波形选择。表 5.1 是低、中和高 PRF 的 PD 雷达波形的性能比较。

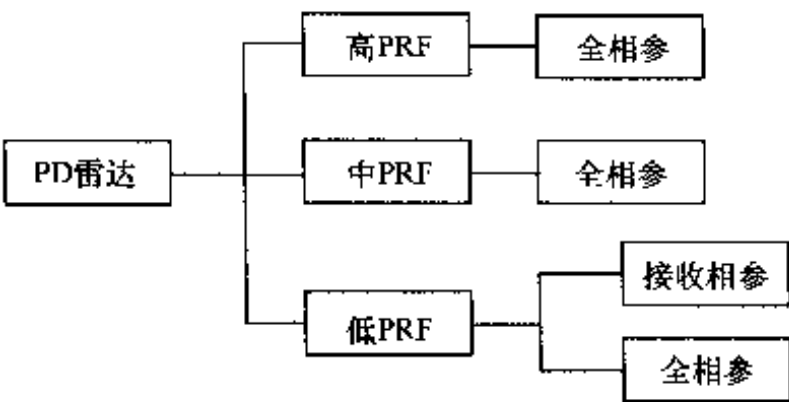


图 5.1 PD 雷达的分类图

表 5.1 低、中和高 PRF 的 PD 雷达波形的性能比较

PRF \ 性能	低	中	高
测 距	清晰	模糊	模糊
测 速	模糊	模糊	清晰
测距设备	简单	复杂	复杂
信号处理	简单	复杂	复杂
测速精度	很低	高	最高
旁瓣杂波电平	低	中	高
主瓣杂波抑制	差	良	优
允许方位扫描角	小	中	大
分辨地面动目标和空中目标的能力	差	良	优

在通常被称为动目标显示器(MTI)的低 PRF 雷达中,人们所关心的距离是不模糊的,但速度通常是模糊的。尽管 MTI 雷达和 PD 雷达的工作原理是相同的,但通常并不把 MTI 雷达列入 PD 雷达。表 5.2 给出了 MTI 雷达和 PD 雷达的比较。

表 5.2 MTI 雷达和 PD 雷达的比较

	优 点	缺 点
MTI 雷达 低 PRF	1. 根据距离可区分目标和杂波; 2. 无距离模糊; 3. 前端 STC 抑制了旁瓣检测和降低对动态范围的要求	1. 由于多重盲速,多普勒能见度低; 2. 对慢目标抑制能力低; 3. 不能测量目标的径向速度
PD 雷达 中 PRF	1. 在目标的各个视角都有良好的性能; 2. 有良好的慢速目标抑制能力; 3. 可以测量目标的径向速度; 4. 距离遮挡比高 PRF 时小	1. 有距离幻影; 2. 旁瓣杂波限制了雷达性能; 3. 由于有距离重叠,导致稳定性要求高
PD 雷达 高 PRF	1. 在目标的某些视角上可以无旁瓣杂波干扰; 2. 惟一的多普勒盲区在零速; 3. 有良好的慢速目标抑制能力; 4. 可以测量目标的径向速度; 5. 仅检测速度可提高探测距离	1. 旁瓣杂波限制了雷达性能; 2. 有距离遮挡; 3. 有距离幻影; 4. 由于有距离重叠,因此导致稳定性要求高

PD 雷达主要应用于那些需要在强杂波背景下检测动目标的雷达系统。表 5.3 列出了 PD 雷达的典型应用和要求。虽然 PD 雷达的基本原理也可应用于地面雷达,但本章主要讨论 PD 雷达在机载雷达中的应用。

表 5.3 PD 雷达的典型应用和要求

雷达应用	要求
机载或空间监视	探测距离远;距离数据精确
机载截击或火控	中等探测距离;距离和速度数据精确
地面监视	中等探测距离;距离数据精确
战场监视(低速目标检测)	中等探测距离;距离和速度数据精确
导弹寻的头	可以不要真实的距离信息
地面武器控制	探测距离近;距离和速度数据精确
气象	距离和速度数据分辨力高
导弹告警	探测距离近;非常低的虚警率

5.2 脉冲多普勒雷达的杂波

多普勒雷达的基本特点之一,是在频域-时域分布相当宽广且功率相当强的背景杂波中检测出有用的信号。这种背景杂波通常被称之为脉冲多普勒杂波,其杂波频谱是多普勒频率-距离的函数。由于杂波频谱的形状和强度决定着雷达对具有不同多普勒频率的目标的检测能力,因此,研究 PD 雷达的杂波具有十分重要的意义。

对于理想的固定不运动的 PD 雷达而言,它的地面杂波频谱在零多普勒频率附近极窄的范围内,其回波功率的计算与脉冲雷达相似。在 PD 雷达处于运动的情况下,例如下视的机载 PD 雷达,当该雷达相对地面运动时,其杂波频谱就被这种相对运动的速度所展宽。本节将以机载下视 PD 雷达为例,对 PD 雷达的地面杂波及其频谱特征进行分析,并且根据杂波的分布情况讨论脉冲重复频率的选择。

5.2.1 机载下视 PD 雷达的杂波谱

机载下视 PD 雷达与地面之间存在着相对运动,再加上雷达天线方向图的影响,使 PD 雷达地面杂波的频谱发生了显著的变化。这种显著变化,就是地面杂波被分为主瓣杂波区、旁瓣杂波区和高度线杂波区。图 5.2 所示为机载下视 PD 雷达的典型情形。图中, v_R 为载机地速, Ψ 为地速矢量与地面一小块地杂波 A 之间的夹角, Ψ_0 为地速矢量与主波束方向之间的夹角, v_T 为目标飞行速度, Ψ_T 为目标飞行方向与雷达和目标间视线夹角。

通常,机载 PD 雷达可以观测到飞机、汽车、坦克、轮船等离散目标和地物、海浪、云雨等连续目标。假若雷达发射信号形式为均匀的矩形射频脉冲串信号,则该矩形脉冲串信号的频谱是由它的载频频率 f_0 和边频频率 $f_0 \pm n f_r$ 上的若干条离散谱线所组成(n 是整数),其频谱包络为 $\sin x/x$ 形式。

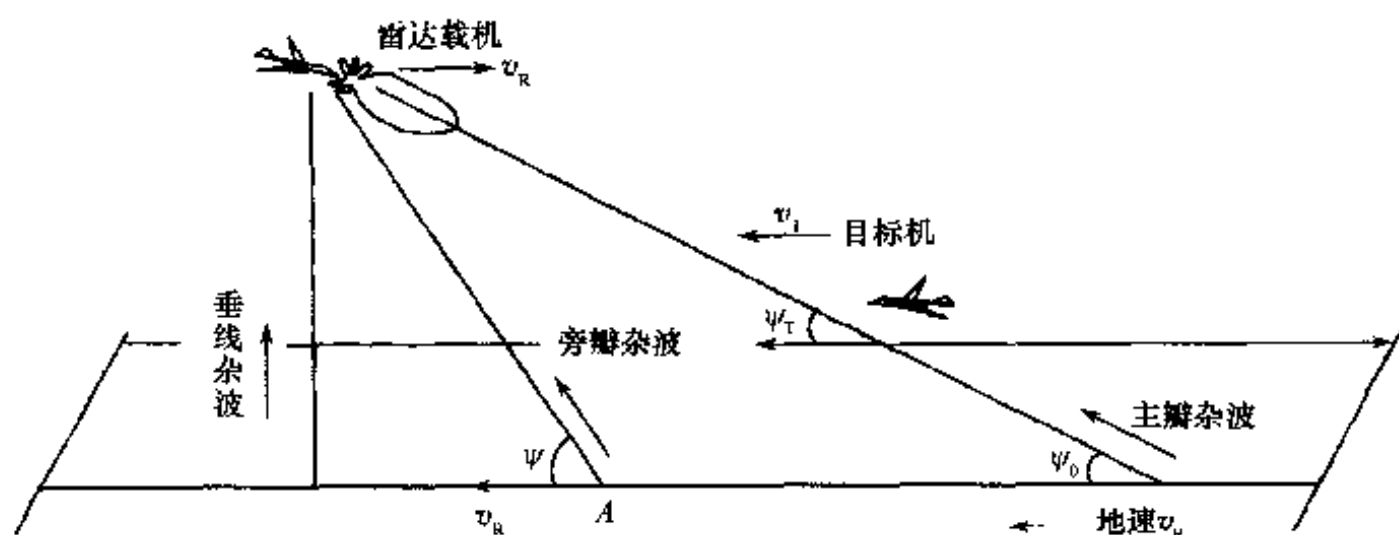


图 5.2 机载 PD 雷达下视情况的示意图

由于一个孤立的目标对雷达发射信号的散射(调制)作用所产生的回波信号的多普勒频移,正比于雷达与运动目标之间的径向速度 v ,所以当雷达平台以地速 v_R 水平移动,地速矢量与地面一小块地杂波 A 之间的夹角为 Ψ 时,其多普勒频移为

$$f_d = \frac{2v_R}{\lambda} \cos \Psi \quad (5.3)$$

图 5.3(a)即表示一个水平运动的雷达所产生的地面杂波与目标回波的无折叠频谱分布。PD 雷达只利用各种回波信号频谱中某一根谱线,通常是图 5.3(b)中 f_0 附近信号能量最强的

那根。即利用回波信号通过接收机单边带滤波后的频谱,如图 5.3(b)所示。

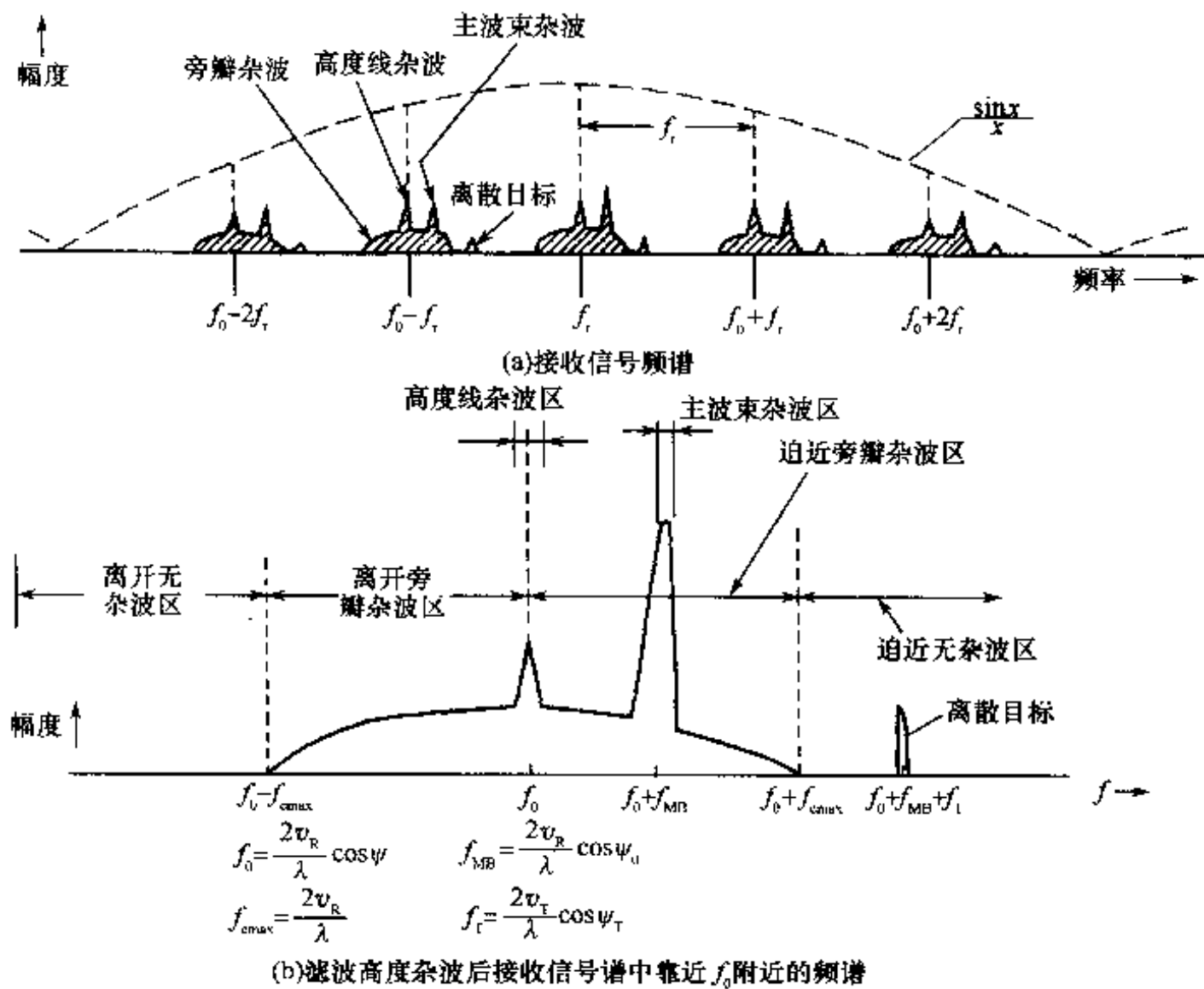


图 5.3 机载下视 PD 雷达的地面杂波频谱的示意图

下面,我们来讨论杂波谱。我们知道,来自距离 R 处、增量面积为 dA 的单块杂波区的杂波噪声比为

$$C/N = \frac{P_{av} G_T G_R \lambda^2 \sigma^0 dA}{(4\pi)^3 R^4 L_c k T_s B_n} \tag{5-4a}$$

式中, P_{av} 为平均发射功率; λ 为工作波长; σ^0 为杂波后向散射系数; L_c 为杂波损耗因子; G_T 为杂波区方向的发射增益; G_R 为杂波区方向的接收增益; k 为玻耳兹曼常数, 等于 1.38054×10^{-23} W(Hz/K); T_s 为系统噪声温度, 单位为 K; B_n 为多普勒滤波器带宽。

来自每个雷达分辨单元的杂波噪声比是式(5-4a)的积分。其积分区域是地面上每个模糊单元的距离和多普勒范围。在某些简化条件下, 积分可以用解析式表示, 但通常都采用数值积分。

1. 主瓣杂波

由式(5-4a), 用交叉的阴影面积代替 dA 并在主波束内对所有的阴影面积相加的方法, 可近似得到主波束杂波功率与噪声功率比

$$C/N = \frac{P_{av} \lambda^2 \theta_{az} (c\tau/2)}{(4\pi)^3 L_c k T_s B_n} \sum \frac{G_T G_R \sigma^0}{R^3 \cos \alpha} \tag{5-4b}$$

式中, 求和边界为发射波束和接收波束的较上者顶端和底端边沿; θ_{az} 为方位半功率点波束宽度, 单位为 rad; τ 为压缩后的脉冲宽度; α 为杂波区的入射余角; 其他术语与式(5-4a)的相同。

机载下视 PD 雷达天线的波束, 在某一时刻照射地面时是照射一个地面区域, 在此区域内

各同心圆环带地面相对载机有着不同的方向。因此,那些不同的环带地面相对载机具有不同的径向速度,并分别相应地产生杂波,这些杂波的总和就构成了主瓣杂波。其多普勒中心频率(即主波束中心 Ψ_0 处对应的多普勒频率)为

$$f_{MB} = f_d(\Psi_0) = \frac{2v_R}{\lambda} \cos \Psi_0 \quad (5-5a)$$

假设天线主波束的宽度为 θ_B ,则主瓣杂波的边缘位置间的最大多普勒频率差值为

$$\Delta f_{MB} = f_d\left(\Psi_0 - \frac{\theta_B}{2}\right) - f_d\left(\Psi_0 + \frac{\theta_B}{2}\right) \approx \frac{2v_R}{\lambda} \theta_B \sin \Psi_0 \quad (5-5b)$$

机载 PD 雷达的主瓣杂波的强度与发射功率、天线主波束的增益、地物对电磁波的反射能力、载机与地面之间的高度等因素有关,其强度可以比雷达接收机的噪声强 70~90dB。机载 PD 雷达的主瓣杂波的频谱与天线主波束的宽度 θ_B 、方向角 Ψ_0 、载机速度 v_R 、发射信号波长 λ 、发射脉冲重复频率 f_r 及回波脉冲串的长度、天线扫描的周期变化、地物的变化等因素有关。例如,由于天线波束扫描地面时方向角 Ψ_0 通常处在不断变化的状态且受 $|\cos \Psi_0| \leq 1$ 的限制,所以,主瓣杂波的多普勒频率 f_{MB} 也在不断变化,并且变化范围在 $\pm 2v_R/\lambda$ 之内。当 PD 雷达使用均匀脉冲串信号时,其频谱的幅度受 $\sin x/x$ 函数限制。 $\sin x/x$ 正是单个矩形脉冲的频谱。

2. 旁瓣杂波

PD 雷达天线的若干个旁瓣波束照射到地面上时产生的回波,就构成旁瓣杂波,如图 5-3(a)所示。雷达天线的旁瓣波束增益通常要比它的主波束增益低得多。旁瓣杂波的强度也与载机的高度、地物的反射特性、载机的速度、天线的参数有关。设旁瓣波束照射到的地面某点与地速 v_R 的夹角为 Ψ ,其多普勒频率则为 $f_d = \frac{2v_R}{\lambda} \cos \Psi$,由于 Ψ 的变化范围是 $0^\circ \sim 360^\circ$,若设旁瓣杂波区的多普勒频率范围为 $\pm f_{c,max}$,则

$$f_{c,max} = \frac{2v_R}{\lambda} \quad (5-6)$$

当 PD 雷达不运动时,旁瓣杂波与主瓣杂波在频域上相重合;当 PD 雷达运动时,旁瓣杂波与主瓣杂波就分布在不同的频域上。也就是说,用多普勒频移 $f_{c,max} = \pm 2v_R/\lambda$ 来描述机载 PD 雷达的地面杂波时,因为主波束的方向角与旁瓣波束的方向角是不等值的,所以在频域上的主瓣杂波与旁瓣杂波是不同的。此外,因为在某一时刻主波束的方向角与旁瓣波束的方向角数值不相等,往往使它们所探测到的地物也不相同,回波也就不相同;即使地物相同,由于主波束增益与旁瓣波束增益不相同,它们的回波强度也有显著的差别。

3. 高度线杂波

当机载下视 PD 雷达做平行于地面的运动时,与速度矢量成 Ψ 角的地面回波多普勒频率为 $\frac{2v_R}{\lambda} \cos \Psi$ 。当天线方向图中的某个旁瓣垂直照射地面时,是属于 $\Psi = 90^\circ$ 和 $f_d = 0$ 的情况。通常,把机载下视 PD 雷达的地面杂波中 $f_d = 0$ 位置上的杂波叫做高度线杂波。高度线杂波与发射机泄漏相重合(发射机泄漏不存在多普勒频移),且高度线杂波离雷达距离近,加之垂直反射强,所以在任何时候,在零多普勒频率处总有一个较强的“杂波”。

4. 无杂波区

上述情况表明,机载下视 PD 雷达的地面杂波是由主瓣杂波、旁瓣杂波和高度线杂波所组成的。通常恰当选择雷达信号的脉冲重复频率 f_r , 使得其地面杂波既不重叠也不连接,从而出现了无杂波区。也就是说,在无杂波区中,其频谱中不可能有地面杂波,只有接收机内部热噪声的部分。

在图 5.2 中,当具有速度 v_T 的目标处于主波束照射之下, v_T 与雷达和目标间视线的夹角为 Ψ_T 时,则其回波多普勒频移为

$$f_{MB} + f_T = f_{MB} + \frac{2v_T}{\lambda} \cos \Psi_T \quad (5.7)$$

它是否出现无杂波区,不但取决于脉冲重复频率 f_r ,而且与载机速度 v_R 和发射信号的波长 λ 有关。通常,PD 雷达的发射信号总是矩形脉冲,回波脉冲串信号总是受到天线方向图的调制,地物回波形成的杂波在频率轴上总是以 $\sin x/x$ 函数为包络,以发射脉冲重复频率 f_r 为间隔而重复出现的离散谱线系列所构成。其中每一条谱线的形状受天线照射时间(与脉冲重复频率一起决定回波脉冲串长度)及天线方向图扫描两者双重调制,并与地面上物体的反射特征有关。考虑地面杂波的随机性,在通常情况下,会使每条谱线的形状展宽为高斯曲线形状。PD 雷达回波信号的频谱中既有目标的多普勒信号频谱,又有目标环境中产生的脉冲多普勒杂波频谱,它们两者均与相应的多普勒频率及其距离因素有关。PD 雷达地面杂波的计算非常复杂,在此不作讨论。但只有对地面杂波有了充分的认识和掌握了它的频谱特征之后,才可以利用现有的信号检测理论最有效地提取回波信息。

图 5.4 所示为各种不同的杂波多普勒频率区。它们是天线方位和雷达与目标之间相对速度的函数,再次说明这是对无折叠频谱而言的。纵坐标是目标速度的径向或视线分量,以雷达平台的速度为单位,因而主波束杂波区位于零速度处,而旁瓣杂波区频率边界随天线方位成正弦变化。这就给出了目标能避开旁瓣杂波的多普勒区域。例如,若天线方位角为 0° ,则任一迎头目标($v_T \cos \Psi_T > 0$)都能避开旁瓣杂波;反之,若雷达尾追目标($\Psi_T = 180^\circ$ 和 $\Psi_0 = 0^\circ$),则目标的径向速度必须大于雷达速度的 2 倍方能避开旁瓣杂波。

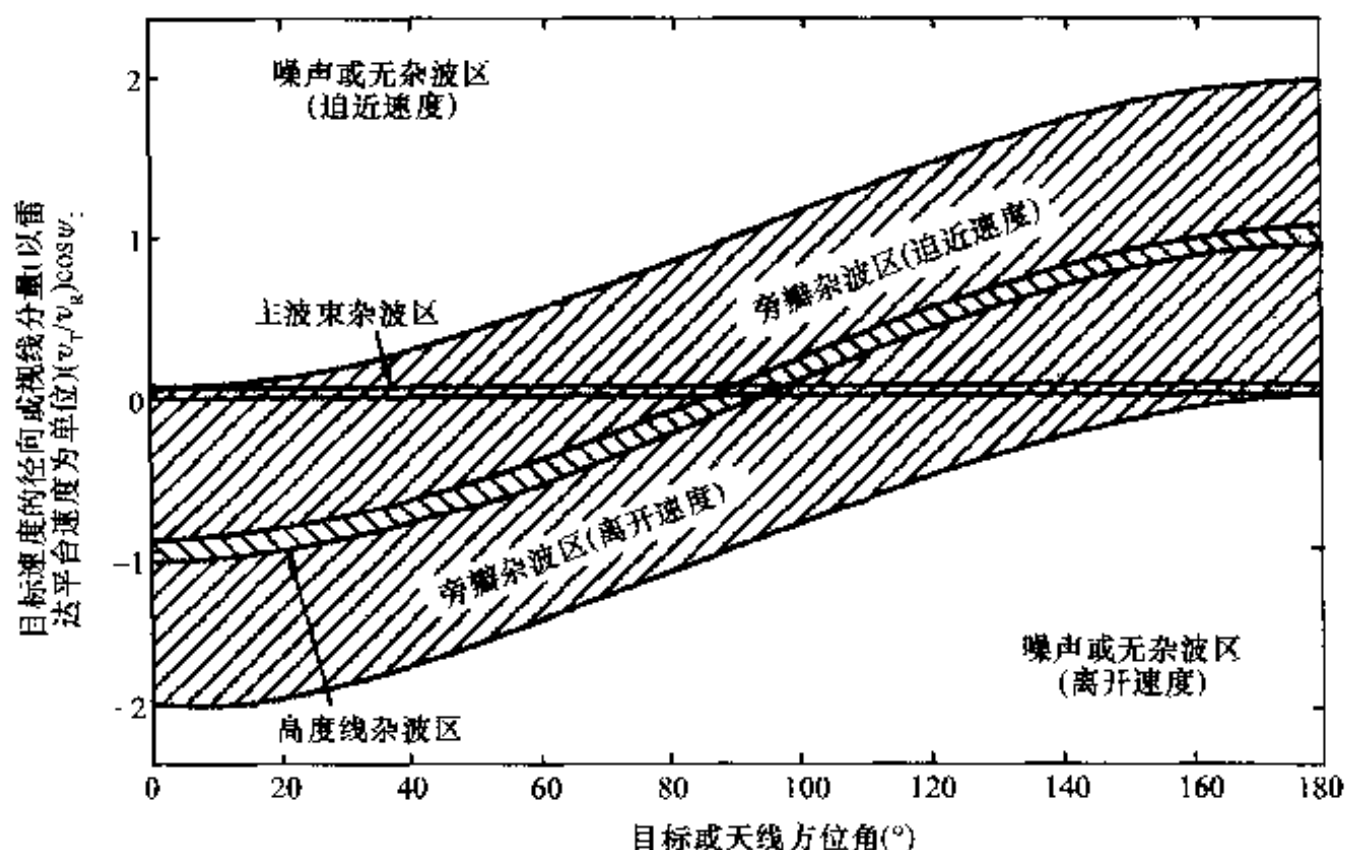


图 5.4 杂波区和无杂波区与目标速度和方位角的关系图

无旁瓣杂波区和旁瓣杂波区还可以用如图 5.5 所示的目标视角来表示。这里假设截击航路几何图为雷达和目标沿直线飞向一截获点。当雷达速度 v_R 和目标速度 v_T 给定时, 雷达观测角 Ψ_0 和目标的视角 Ψ_T 是常数。图的中心为目标, 并且指向位于圆周上雷达的角度为视角。视角和观测角满足关系式 $v_R \sin \Psi_0 = v_T \sin \Psi_T$, 是按截击航向定义的。迎头飞行时, 目标的视角为 0° , 尾追时则为 180° 。对应于旁瓣杂波区和无旁瓣杂波区之间的边界视角是雷达 目标相对速度比的函数。如图 5.5 给出了四种情况。情况①是雷达和目标的速度的相等, 并且在目标速度矢量两侧、视角从迎头 $\approx 60^\circ$ 都是能观测目标的无旁瓣杂波区。同样, 情况②~情况④的条件是目标速度为雷达速度的 0.8 倍、0.6 倍和 0.4 倍。在这三种情况中, 能观测目标的无旁瓣杂波区将超过相对目标速度矢量的视角, 可达 $\pm 78.5^\circ$ 。再次说明, 上述的情况都假设是在截击航路上。很明显, 目标无旁瓣杂波区的视角总是位于波束视角的前方。

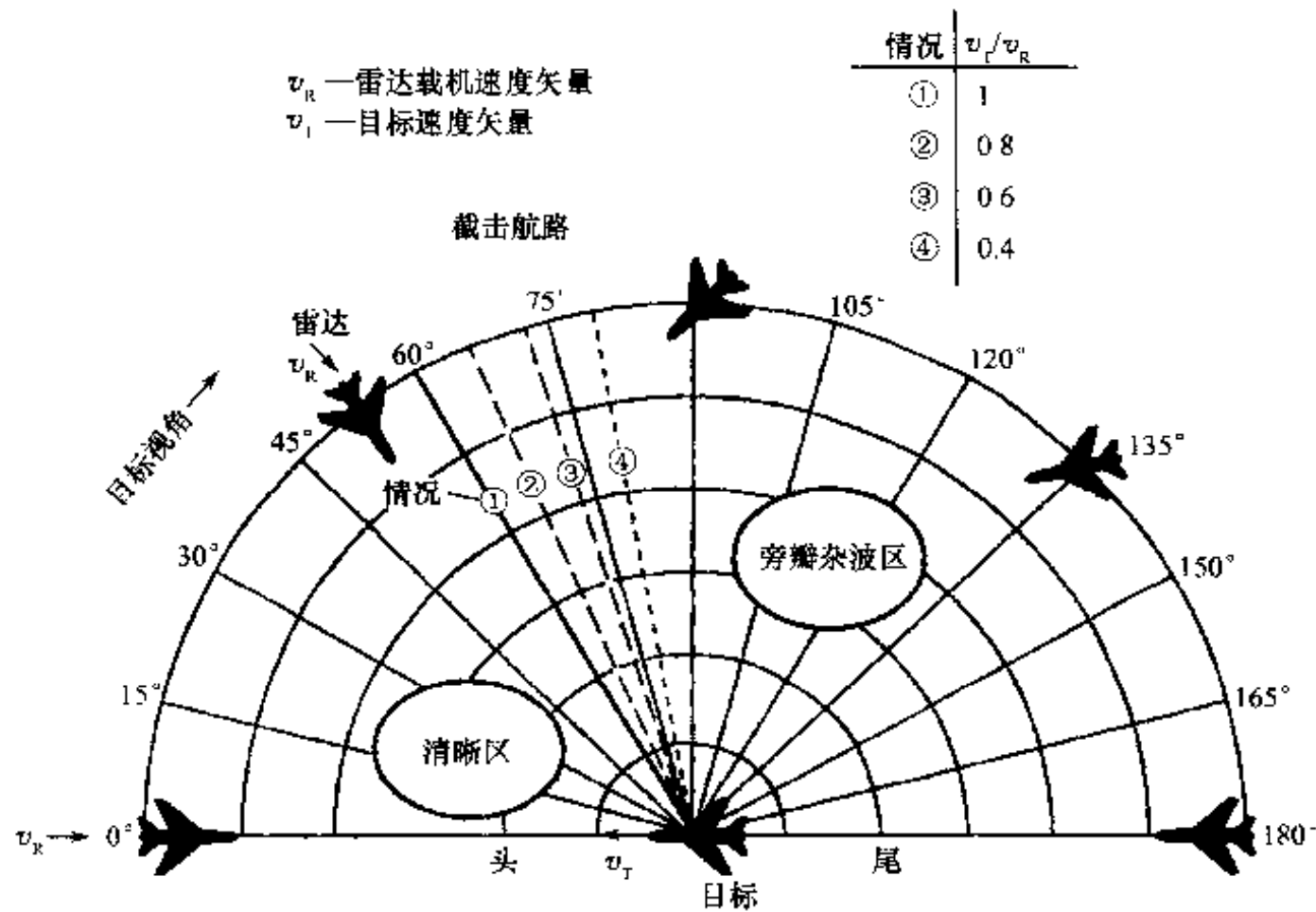


图 5.5 无旁瓣杂波区与目标视角的关系图

注意: 高度线杂波区和主波束杂波区的宽度随条件而变化。

5.2.2 脉冲重复频率的选择的例子

前面已经提到, PD 雷达与目标相对静止时, 其地面杂波频谱分布在零频附近很窄的范围内; PD 雷达与目标相对运动时, 其地面杂波频谱被展宽。除了目标及其环境因素外, 选择 PD 雷达发射脉冲重复频率 f_r 的高低, 可以改变其地面杂波频谱的分布情况。

PD 雷达脉冲重复频率的选择是一个很重要的问题, 这里分两种情况予以讨论: 一种是高脉冲重复频率时雷达重复频率数值的选择。在这种情况下, 雷达重复频率选取什么数值主要取决于目标和雷达之间的相对速度及使用要求。如要求雷达在无杂波区检测目标和要求雷达无模糊测速, 这两种情况选取重复频率的数值是不同的; 另一种是根据不同的战术应用如何选取高、中、低脉冲重复频率。高、中、低脉冲重复频率各有优缺点, 分别适应不同的情况, 一般应按照雷达是做仰视、尾随还是拦截目标, 分别作不同的选择。

1. 高脉冲重复频率时重复频率的选择

(1) 使迎面目标谱线不落入旁瓣杂波区中: 当目标接近雷达飞行时, 最大多普勒频移为

$$f_{d,\max} = \frac{2(v_R + v_T)}{\lambda} = f_{c,\max} + f_{T,\max} \quad (5-8)$$

式中, v_R 、 v_T 为分别为载机和目标的速度; $f_{c,\max}$ 为旁瓣最大多普勒频移; $f_{T,\max}$ 为目标对地的最大多普勒频移。

为了使最大多普勒频移的目标谱线不落入旁瓣杂波区, 以便在无杂波区检测目标, 重复频率应按下式选择。

$$f_{r,\min} - f_{c,\max} \geq f_{T,\max} + f_{c,\max}$$

即

$$f_{r,\min} \geq 2f_{c,\max} + f_{T,\max} \quad (5-9)$$

(2) 为了识别迎面和离去的目标的重复频率的选择

① 当接收机单边带滤波器对主瓣杂波频率固定时, 脉冲重复频率的选择。

由于波束扫描或飞机速度、姿态的变化, 主瓣中心多普勒频移也随之变化, 单边带滤波器的中心频率要相应地跟随主瓣杂波频率变化, 如图 5.6 所示, 则应使

$$f_{r,\min} \geq (f_{c,\max} + f_{T,\max}) + (f_{T,\max} - f_{c,\max})$$

亦即

$$f_{r,\min} \geq 2f_{T,\max} \quad (5-10)$$

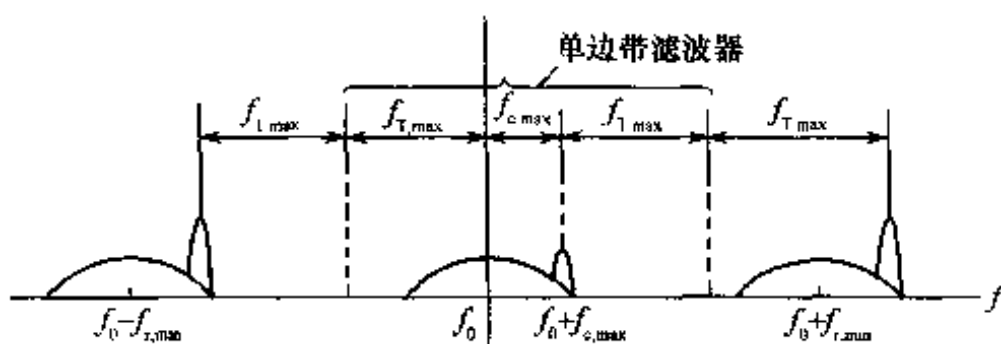


图 5.6 为克服测速模糊的脉冲重复频率的选择的示意图
(单边带滤波器锁定在主瓣杂波频率上)

② 当接收机单边带滤波器相对发射频率是固定的时候, 脉冲重复频率的选择。

迎面目标的多普勒频移为

$$f_{c,\max} + f_{T,\max}$$

离去目标的最低多普勒频移为

$$f_{r,\min} - f_{T,\max}$$

这时, PD 雷达回波信号的频谱如图 5.7 所示。为了使具有最低多普勒频移的离去目标的谱线不落入单边带滤波器中, 以便能识别是迎面目标还是离去目标, 最低脉冲重复频率应按下式选择

$$f_{r,\min} \geq 2f_{T,\max} + f_{c,\max} \quad (5-11)$$

这时,单边带滤波器的通带范围应从 $(f_0 - f_{T,max}) \sim (f_0 + f_{c,max} + f_{T,max})$,单边带滤波器的中心频率 f_0 是固定的,但偏离 f_0 应为 $f_{c,max}/2$ 。

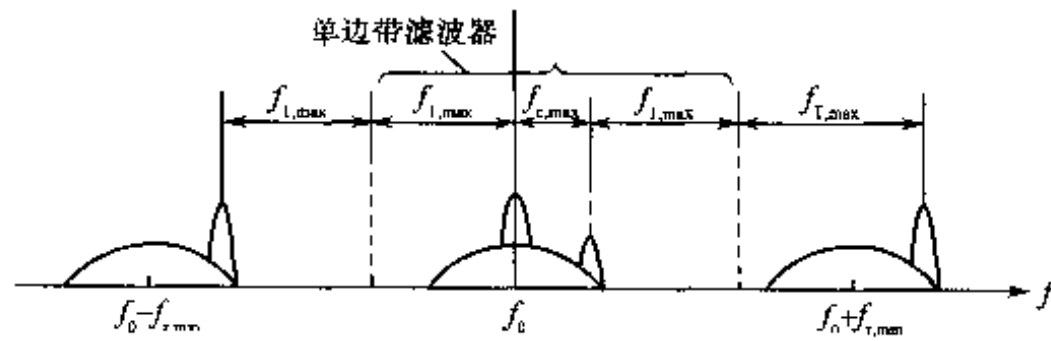


图 5.7 为克服速度模糊的脉冲重复频率的选择(单边带滤波器频率固定时的示意图)

2. 高、中、低脉冲重复频率的选择

前面介绍的 PD 雷达脉冲重复频率的选择依据是雷达应能单值测速,确保迎面目标的谱线与离去目标的谱线不发生混淆或要求迎面目标的谱线不会落入旁瓣杂波之中,确保目标信号处于无杂波区,从而提高检测能力。这两种情况都属于高脉冲重复频率具体数值的选择。事实上,目前的 PD 雷达为了适应战术应用的需要,不仅使用高脉冲重复频率,有时还要有中脉冲重复频率和低脉冲重复频率。

机载雷达在没有地杂波背景干扰的仰视情况下,通常采用低脉冲重复频率加脉冲压缩(作用距离较远时脉冲压缩的作用是为了使峰值功率不太高,易于在机载雷达中实现)。在机载下视 PD 雷达中,由于有地杂波的干扰,因而低、中、高脉冲重复频率的使用各有优缺点,应按使用条件和要求进行脉冲重复频率的选择。下面我们以一个具体例子来说明,在低、中、高脉冲重复频率下,目标回波信号强度与杂波强度随距离变化的关系及旁瓣杂波谱的分布特性。

假如一个 3cm 波长工作的机载雷达,若天线主波束宽度 $\theta_B = 3^\circ$,载机速度 $v_R = 500\text{m/s}$,波束瞄准线与雷达载机速度矢量之间的夹角 $\Psi_0 = 30^\circ$,则由式(5-6)得出旁瓣杂波分布的频率范围为

$$\pm f_{c,max} = \pm \frac{2v_R}{\lambda} \approx \pm 33(\text{kHz})$$

由式(5-5a)可得出主瓣杂波的中心频率是

$$f_{MB} = \frac{2v_R}{\lambda} \cos \Psi_0 \approx 29(\text{kHz})$$

主瓣杂波分布的频率范围由式(5-5b)得到

$$\Delta f_{MB} \approx \frac{2v_R}{\lambda} \theta_B \sin \Psi_0 = 0.87(\text{kHz})$$

对于脉冲重复频率分别为 2kHz、20kHz 和 200kHz 这三种情况,回波信号强度随距离变化的关系及旁瓣杂波的频谱分布如图 5.8 所示。

(1) 低 PRF 情况

旁瓣杂波在距离上重叠很少,但在频域上高度重叠。在此例中,旁瓣杂波范围在 $\pm 33\text{kHz}$,但重复间隔只有 2kHz,不但根本不存在无杂波区,而且主瓣杂波分布范围都占了重复间隔的很大一部分,此时测速是呈现高度模糊的。

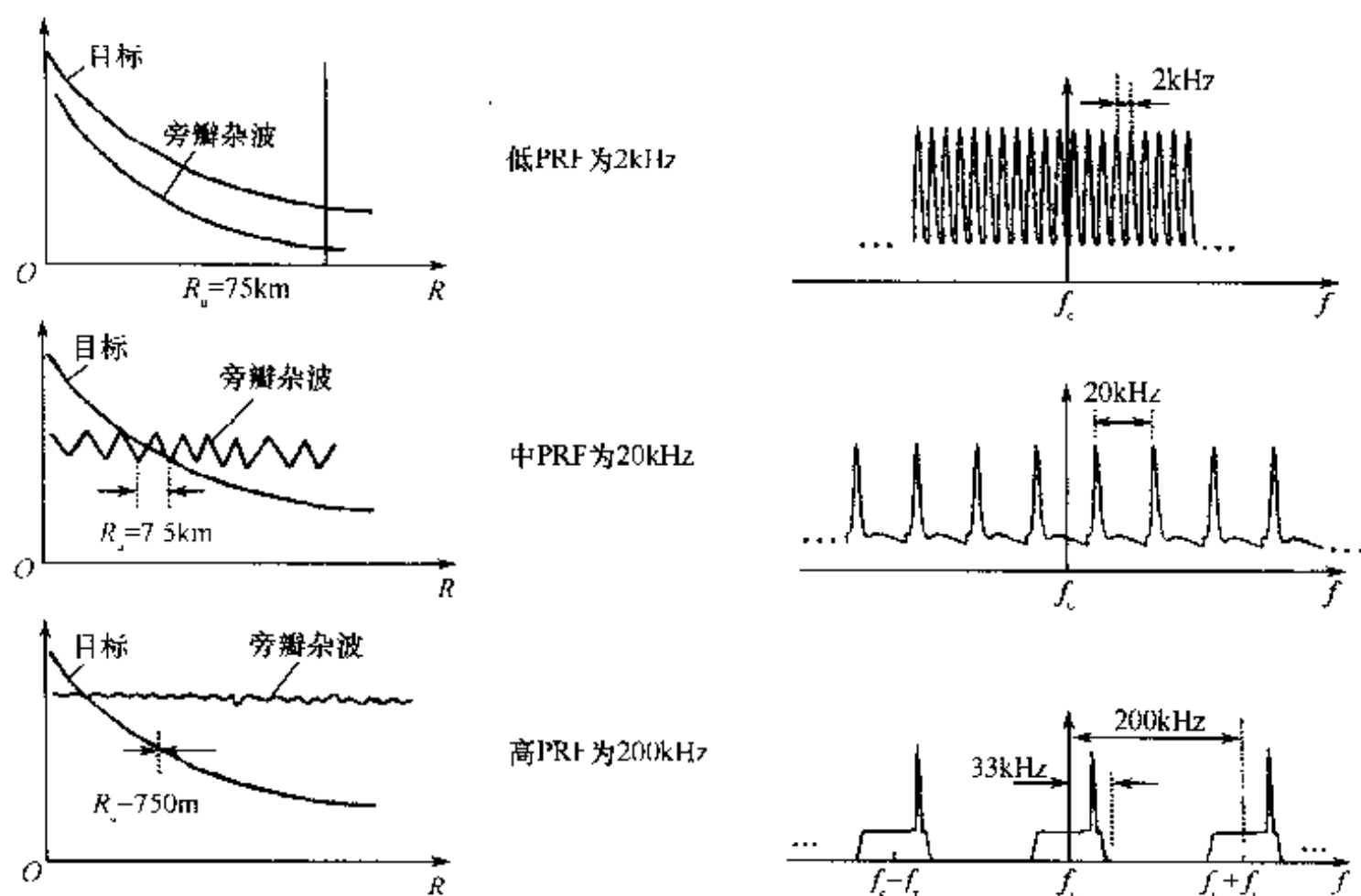


图 5.8 PRF 不同时目标回波信号与旁瓣杂波随距离的变化及旁瓣杂波的频谱分布的示意图

一般对远距离(100km 以上)低速机载下视雷达可考虑采用低脉冲重复频率的机载动目标显示雷达(AMTI)。它采用偏置相位中心天线技术以后,主瓣杂波谱宽被压窄,可得到较好的 MTI 性能。目前美国海军用的低空预警飞机 E-2C 及以色列战斗机上的 Volvo 雷达都采用低脉冲重复频率的 AMTI 体制。

(2) 中 PRF 情况

此时旁瓣杂波随距离的变化关系呈锯齿形曲线。由于地面旁瓣杂波按重复周期在时域中是重叠的,结果使远距离目标回波可能处于近距离的旁瓣杂波中。并且旁瓣杂波谱有一定的重叠,因而测距、测速都存在一定的模糊。

(3) 高 PRF 情况

此时旁瓣杂波重叠次数增多,旁瓣杂波的强度几乎是均匀的,测距呈高度模糊。此例中所对应的无模糊距离只有 750m。但在频域上旁瓣杂波谱不会发生重叠。本例中旁瓣杂波分布频率范围在 $\pm 33 \text{ kHz}$,重复频率间隔在 200 kHz ,中间还有很宽无杂波区,但由于旁瓣杂波在距离上高度重叠,故使旁瓣杂波区中的杂波功率密度也相应增高。

图 5.9 给出了中、高脉冲重复频率时,雷达探测性能随进入方向和作用距离随载机高度的变化。纵坐标表示载机的高度,横坐标表示检测概率为 85% 时的作用距离 R_{85} 。从图中可知,迎面攻击时高脉冲重复频率优于中脉冲重复频率。尾随时,在低空,中脉冲重复频率优于高脉冲重复频率;在高空,高脉冲重复频率优于中脉冲重复频率。

综上所述,PRF 是雷达设计师所必须进行的首要选择之一。并且,在设计多功能雷达时,空-空能力的要求和将该雷达用于空-地的可能性表现为一系列的工作模式,它们用不同波形来满足其各自的特殊任务。

从 PRF 的观点来看,有三种波形可供利用:低 PRF(LPRF)、中 PRF(MPRF)和高 PRF(HPRF)。

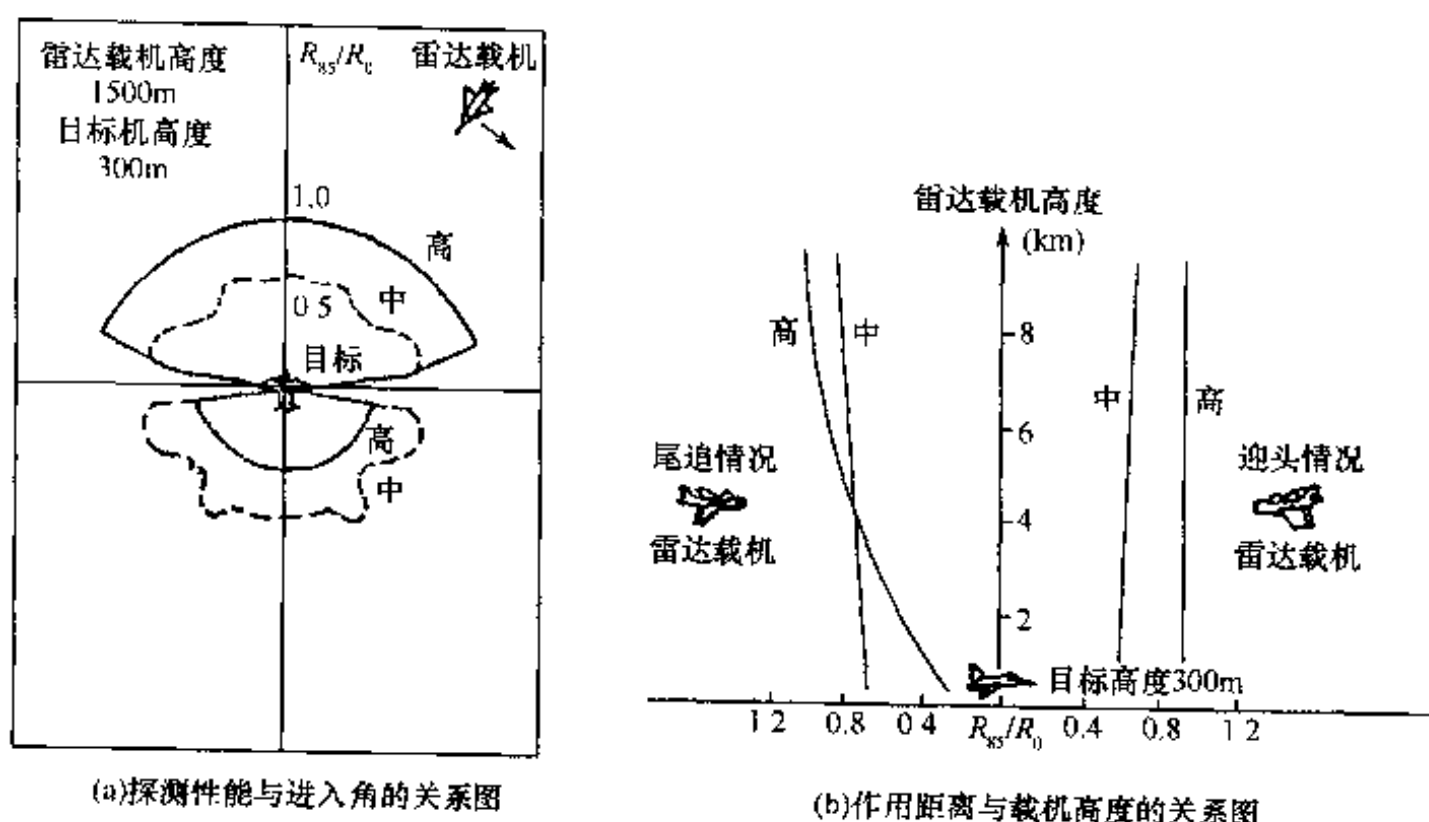


图 5.9 中、高 PRF 时作用距离随载机高度的变化的例图
(R_0 为单位信噪比的距离, 目标高度为 300m)

LPRF 波形的特点是具有精确测距的能力。在所有的不相干模式, 即无杂波模式(如空-空上视)和下视模式(如地图测绘和空-海)中通常都采用这种波形。另一方面, LPRF 波形杂波回波的严重频谱重叠不能用多普勒滤波来进行杂波抑制。因此, 只有在低杂波环境, 即在杂波下可见的条件下, 才可能从杂波中检测到目标。

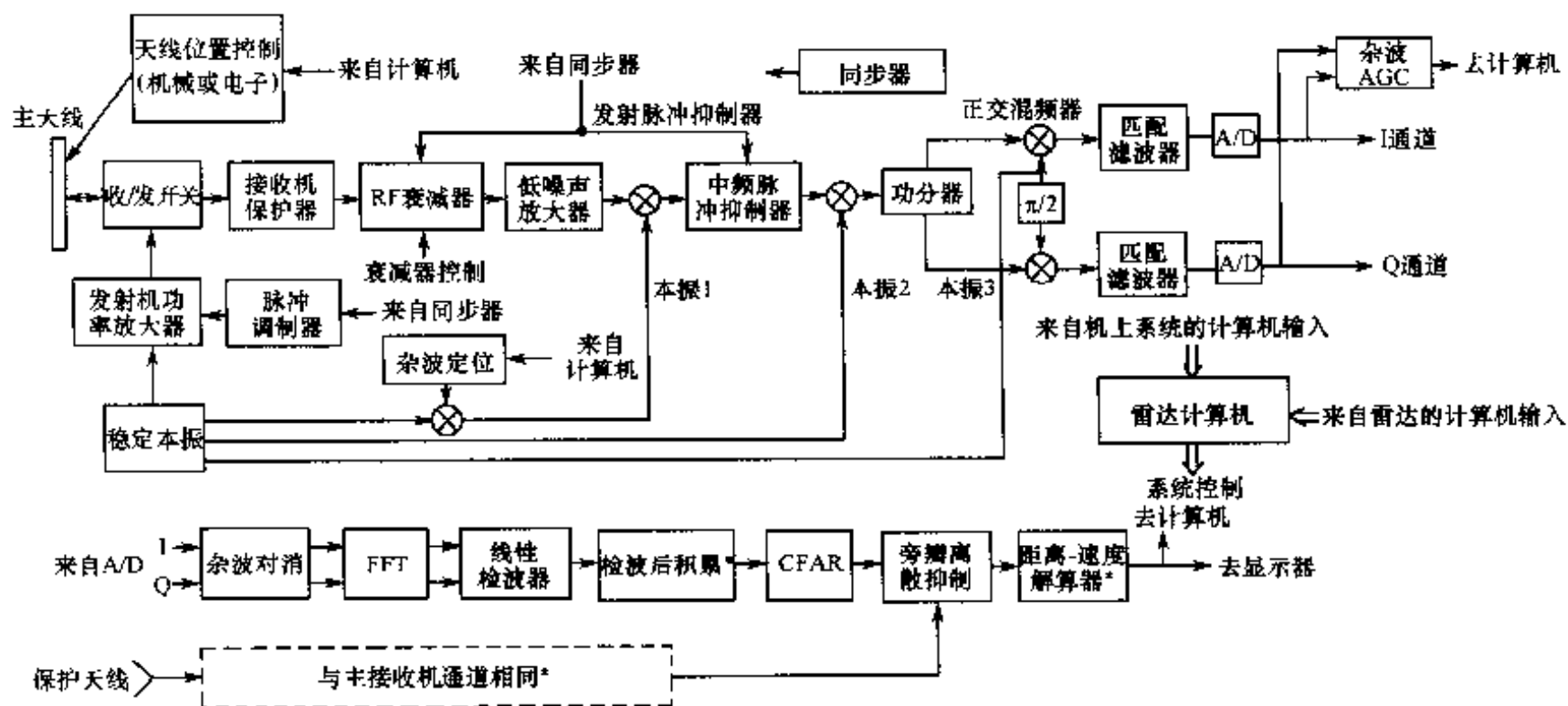
与此相反, MPRF 波形(频率范围从几千赫兹至几万赫兹)具有 LPRF 模式所不具备的下视能力。此波形在距离域和多普勒域内都有杂波折叠。但由于主波束杂波的带宽比 PRF 窄, 因此可以采用多普勒滤波。并且, 在这种情况下检测动目标, 只要求杂波下可见度针对布满整个 PRF 的旁瓣杂波。此外, 为了保证所需的杂波抑制, 射频发生-发射机链必须保证其所产生的频率具有良好的频谱纯度。频谱纯度要求 RF 综合器和发射机的频谱相位噪声电平在 1Hz 的带宽内比载频低 110dB 以上, 即使在飞机飞行时的振动环境中, 也必须达到这个要求。

HPRF 波形的 PRF 通常为 80~200kHz, 其主要特点是对于快速运动目标它有多普勒清晰区。而另一方面, 它的距离折叠严重, 不能采用传统的延迟测距技术。

美国 F-15、F-16 和 F-18 战斗机上的 PD 雷达兼有中、高两种脉冲重复频率。高空预警飞机 AW-ACS 上的 E-3 雷达只有高脉冲重复频率。如果允许采用几种参数的话, 那么交替使用中、高 PRF 的方法, 或者再加上在上视时采用低 PRF 的方法, 并在低、中 PRF 时配合采用脉冲压缩技术, 将是在所有工作条件下得到远距离探测性能的最有效的方法。

5.3 脉冲多普勒雷达的基本组成^[2]

图 5.10 是一种 PD 雷达的典型组成, 采用在中央计算机控制下的数字信号处理结构, 包括发射机抑制电路、主波束和独立的旁瓣抑制电路及模糊解算器。雷达计算机在接收机载系统的输入(如惯导单元和操纵员控制指令)后, 如同一位熟练的控制员那样完成对雷达的控制。它本身还包含跟踪回路、自动增益控制(AGC)滤波回路、天线扫描方式产生器及杂波定位和目标处理功能(如求质心)。此外, 当雷达采用边扫描边跟踪方式时, 计算机可完成多目标跟踪功能, 而且还可完成雷达的自检和例行校准。为简单起见, 图中仅给出搜索处理组成。



1. 收/发开关

2. 接收机保护器(R/P)

3. 射频衰减器

4. 杂波定位

5. 发射脉冲抑制器

6. 信号处理

通过正交混频,接收机的模拟输出信号下变频为基带信号。同相信号和正交信号经匹配滤波器滤波,由 A/D 变换为数字信号。A/D 之后一般是延迟线杂波对消器和多普勒滤波器组,为的是用来抑制主波束杂波和进行相参积累。

滤波器组通常采用 FFT 来实现或当滤波器较少时用离散傅里叶变换(DFT)来完成。合适的加权可用来降低滤波器的旁瓣。

I/Q 合成近似形成 FFT 输出的电压包络,也可以用检波后积累(PDI),即每个距离门-多普勒滤波器的输出在几个相参周期内线性相加。PDI 的输出再与恒虚警(CFAR)处理形成的检测门限比较。

在 CFAR 电路之后是离散的旁瓣抑制逻辑电路及距离模糊和速度模糊解算器(如果需要的话)。最后的检测输出被送往雷达显示器和计算机。

5.4 脉冲多普勒雷达的信号处理

PD 雷达同常规脉冲雷达的主要区别在于 PD 雷达利用了目标回波中携带的多普勒信息,在频域实现目标和杂波的分离,它可从很强的地物杂波背景中检测出运动目标回波,并能精确地测速。

PD 雷达可以把位于特定距离上、具有特定多普勒频移的目标回波检测出来,而把其他的杂波和干扰滤除。PD 雷达的主要滤波方法是采用邻接的窄带滤波器组或窄带跟踪滤波器,把所关心的运动目标过滤出来。并且窄带滤波器的频率响应应当设计为尽量与目标回波谱相匹配,以使接收机工作在最佳状态。因此,PD 雷达信号处理部分比常规脉冲雷达和动目标显示雷达的信号处理要复杂得多。在这一节里,我们将详细讨论 PD 雷达的信号处理方法。

为说明脉冲多普勒雷达的信号处理,我们采用图 5.11 所示的一种典型机载 PD 雷达的原理框图,以此图为例来说明 PD 雷达的信号处理中抑制各种杂波和检测出所关心的运动目标回波的基本方法。

5.4.1 抑制各种杂波的滤波器和恒虚警处理(CFAR)

1. 单边带滤波器

单边带滤波器是一个带宽近似等于脉冲重复频率 f_r 的带通滤波器,其主要作用是从回波频谱中只滤出单根谱线,从而使得后面的各种滤波处理在单根谱线上进行。这比在整个频谱范围上进行信号与杂波的分离要容易实现。使用单边带滤波器还可以避免目标多普勒频率 $f_d = f_r/2$ 时出现的模糊,同时也避免了后面信号处理过程中可能产生的频谱折叠效应。

为了使选通的单根谱线具有最大的信号功率,并且当 f_r 改变时不必改变单边带滤波器通带的位置,通常单边带滤波器是选取回波谱的中心谱线。单边带滤波器一般设置在中频,由于中频信号经过单边带滤波器后只剩下一根谱线,成为连续波,因此距离选通波门必须设在单边带滤波器之前。另外,由于单边带滤波器仅取出回波信号的单根谱线,因而使信号功率下降了 d^2 倍(d 为发射脉冲占空系数),但因其输出的杂波和噪声功率也同样减小,所以单边带滤波器并不降低接收机的信杂比。

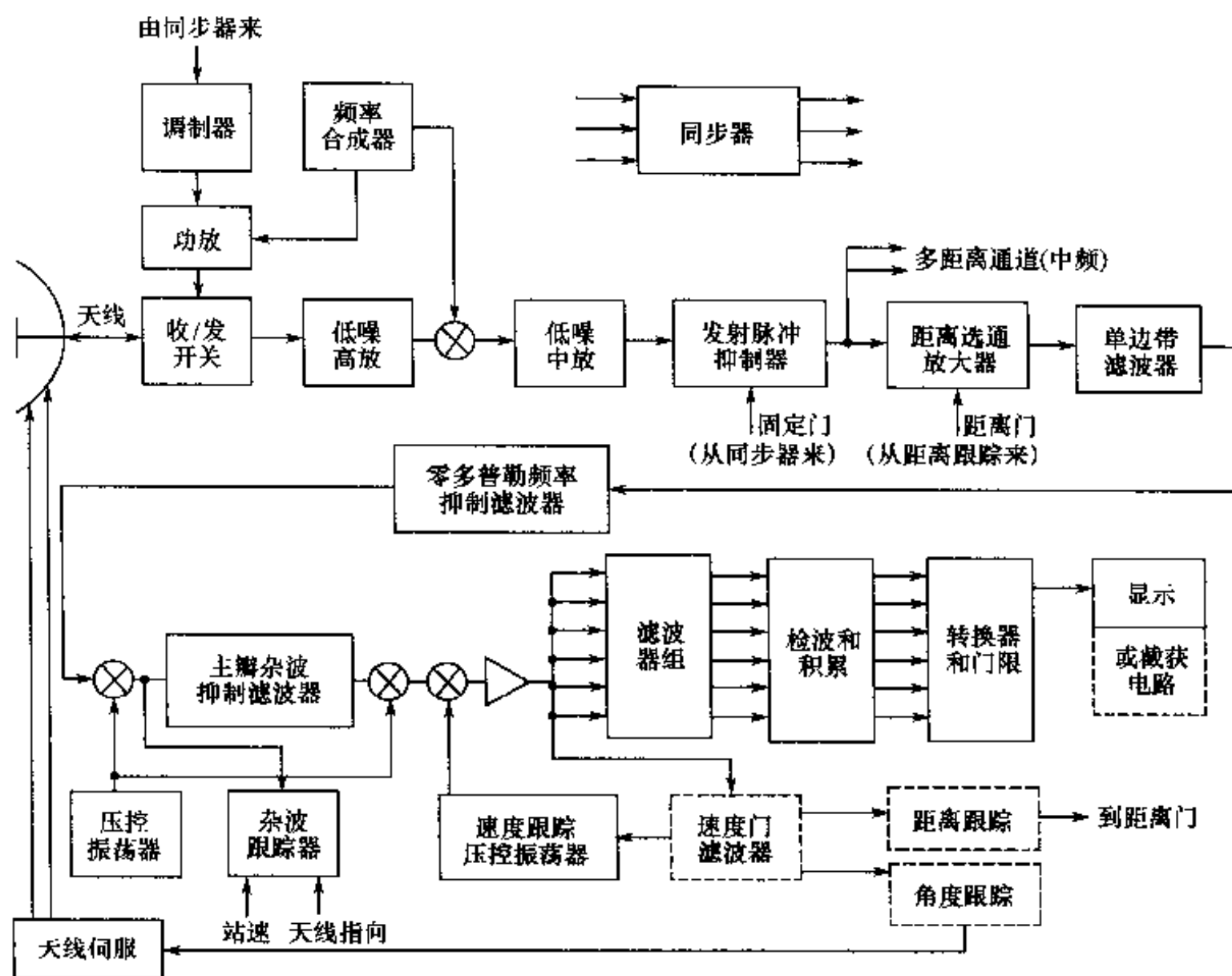


图 5.11 一种典型机载 PD 雷达的组成框图

PD 雷达对于单边带滤波器的性能参数如稳定性、矩形系数、插入损耗等都要求得十分严格,而且一般要求带外抑制至少要大于 60dB,因此通常是采用石英晶体滤波器来满足这些技术要求。

2. 主瓣杂波抑制滤波器

主瓣杂波的干扰最强,常常比目标回波能量要高出 60~80dB。为了减轻后面多普勒滤波的负担,尤其是采用数字滤波技术时,为了减小数字部分的动态范围,同时保证对主瓣杂波有足够的抑制能力,必须采用主瓣杂波抑制滤波器先对主瓣杂波进行抑制。由于主瓣杂波的位置是随着天线指向和载机速度的不同而变化的,抑制主瓣杂波常用的方法是首先确定它的频率 f_{MB} ,用一个混频器先消除变化的 f_{MB} 后,就可以用一个固定频率的滤波器将其滤除,如图 5.12(a)所示。

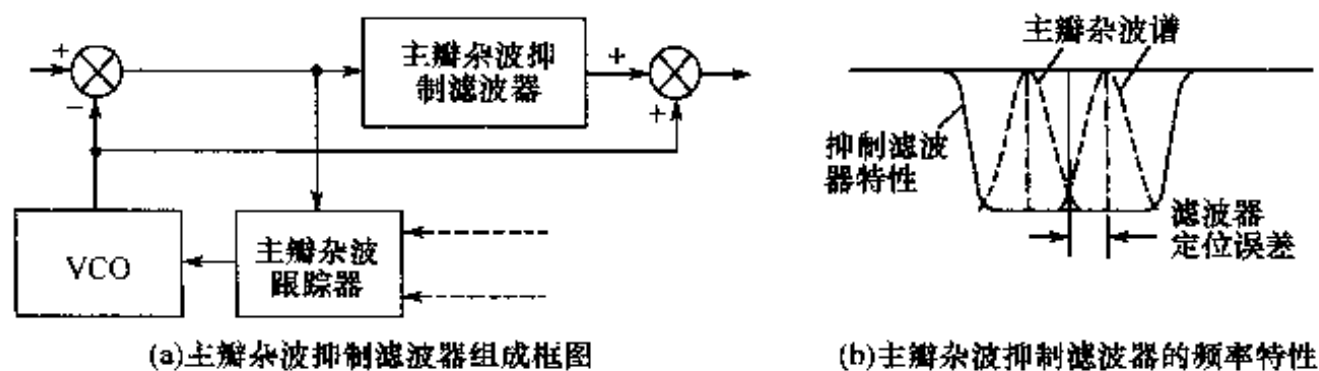


图 5.12 主瓣杂波的滤除概念图

确定主瓣杂波中心频率 f_{MB} 有两种方法：一种方法是利用频率跟踪，将杂波跟踪器中鉴频器的零点和主瓣杂波滤波器阻带中心频率都固定在 $f_1 - f_0$ 频率上，其中 f_1 是中频频谱中对应于发射中心谱线的频率， f_0 是压控振荡器 (VCO) 的中心频率。经过闭环调整，压控振荡器的振荡频率跟随 f_{MB} 变化，使混频后主瓣杂波中心频率沿频率轴向左移动 $f_0 + f_{MB}$ ，正好落在抑制滤波器的阻带中心 $f_1 - f_0$ 处。输出端第二个混频器的作用是将滤除了主瓣杂波后的回波频谱再恢复到原来的频率位置，以便不影响后面的多普勒滤波。另一种方法则不用频率跟踪，而是由天线指向和载机飞行速度计算出主瓣杂波应有的多普勒频移 f_{MB} ，直接控制压控振荡器去产生 $f_0 + f_{MB}$ 的振荡频率。

主瓣杂波抑制滤波器的幅-频特性应是主瓣杂波频谱包络的倒数，以使通过滤波器后输出的杂波频谱可近似为平坦的特性。考虑到抑制滤波器总会有一定的定位误差，因此抑制带应取得稍宽一些，如图 5.12(b) 所示。从匹配滤波理论的角度来看，由于主瓣杂波是色噪声，因此主瓣杂波抑制滤波器相当于一个白化滤波器，经过主瓣杂波抑制之后，后面的多普勒滤波器可以按照白噪声中的匹配滤波理论来进行设计。

在有些 PD 雷达中，往往同时采用高、中两种脉冲重复频率。高重复频率主要用于检测无杂波区中的目标，而当目标处于旁瓣杂波区时，则采用中重复频率。这样的 PD 雷达，当它工作于高重复频率时，可将单边带滤波器和主瓣杂波抑制滤波器的作用合并，而用一个无杂波区滤波器来完成，其频率响应如图 5.13 所示。而当此 PD 雷达工作于中重复频率时，由于存在速度模糊，不能使用单边带滤波器，在这种情况下，一般利用上面提到的后一种方法计算出主瓣杂波中心频率 f_{MB} ，然后采用类似 MTI 雷达中杂波对消的方法来抑制主瓣杂波。

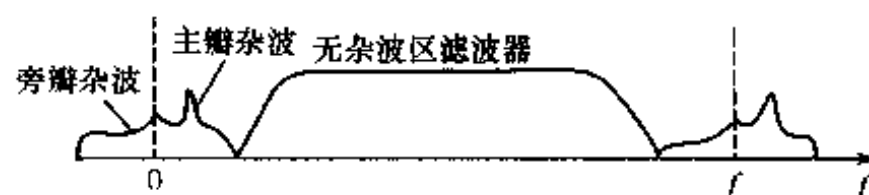


图 5.13 无杂波区滤波器的频率特性的示意图

3. 高度杂波的滤除

高度杂波是由地面的垂直反射所形成的杂波，它比漫反射所形成的旁瓣杂波要强得多。当载机水平飞行时，高度杂波的多普勒频移为 0，通常可以采用一个单独的固定频率抑制滤波器——零多普勒频率滤波器来滤除它。这个滤波器所获得的附加好处是它可以进一步抑制由发射机直接进入接收机的泄漏。如果后面的多普勒滤波器组有足够的动态范围，则可以不必要单独设置这个滤波器，只需断开滤波器组中落入高度杂波区的那些子滤波器的输出，即可方便地达到滤除高度杂波的目的。

由于高度线杂波比漫散的旁瓣杂波大很多，而且频谱宽度也较窄，因此通常还可采用以下两种方法来滤除：其一是使用可防止检测高度线杂波专用的 CFAR 电路；其二是使用航迹消隐器除去最后输出的高度线杂波。

4. 多普勒滤波器组

多普勒滤波器组是覆盖预期的目标多普勒频移范围的一组邻接的窄带滤波器。当目标相对于雷达的径向速度不同，即多普勒频移不同时，它将落入不同的窄带滤波器。因此，窄带多普勒滤波器组起到了实现速度分辨和精确测量的作用。由此可见，它是 PD 雷达中不可缺少的组成部分。

多普勒滤波器组可以设在中频,也可以设在视频。由于视频滤波比较简便,尤其是采用数字技术时,在视频进行处理可以大大降低对采样率的要求,因此多普勒滤波器组一般多设在视频。根据匹配滤波理论,为使接收机工作在最佳状态,每个滤波器的带宽应设计得尽量与回波信号的谱线宽度相匹配。这个带宽同时确定了 PD 雷达的速度分辨能力和测速精度。

实现多普勒滤波器组可采用模拟和数字滤波技术,两种方法各有优缺点。采用模拟滤波器,由于体积、重量、精度及插入损耗等因素的限制,很难满足 PD 雷达高性能的技术要求。目前,由于数字技术的发展,多普勒滤波器组基本上都是采用数字滤波方法来实现。随着数字器件工作速度的不断提高,集成规模不断扩大,数字处理所具有的体积小、重量轻及高精度、高可靠性、低功耗、适应性强等优点越来越突出。特别是近年来可编程的数字信号处理机的出现,使得一部数字信号处理机可以完成包括多普勒滤波在内的多种任务,并能满足 PD 雷达采用多种脉冲重复频率及实现多种功能的要求。

5. 恒虚警处理(CFAR)

由于 PD 雷达的杂波分布情况比较复杂,目标回波可能落入杂波区也可能落入无杂波区,两种区域中干扰的强度相差很大。经过以上各种滤波处理之后,信号的背景干扰仍包含很宽的幅度范围。因此,PD 雷达必须采用 CFAR 处理技术,以便防止干扰增大时虚警概率过高,保证当噪声、杂波和干扰功率或其他参数发生变化时,输出端的虚警概率保持恒定。根据杂波环境的不同及对雷达性能要求的不同,在 PD 雷达中可以采用参量法或非参量法 CFAR 处理技术,根据背景干扰电平来自动调节检测门限,以达到使虚警概率恒定的目的。

综上所述,脉冲多普勒雷达接收机系统是一复杂的信号处理系统,在这一系统中包括对发射机泄漏和高度杂波的抑制,单边带滤波和主杂波抑制,窄带滤波器组,视频积累和恒虚警检测,而且接收机是多路的,更增加了其复杂性。

单边带滤波器、主杂波滤波器及窄带滤波器组相对于信号与杂波谱的关系如图 5.14 所示。图 5.14(a)表示信号与杂波的中频频谱;图 5.14(b)表示单边带滤波器;图 5.14(c)表示主杂波滤波器,该滤波器凹口设置在固定频率 f_0 上;图 5.14(d)表示窄带滤波器组,它的中心频率可设置在某一个便于处理的中频 f_1 上。若用零中频处理时, f_1 亦可为零。

5.4.2 滤波器组的具体处理方法

前面我们分析了 PD 雷达的典型结构及一般的信号处理方法。PD 雷达信号处理的基本方式是在杂波抑制滤波器后,串接和信号谱线相匹配的窄带滤波器组。因此下面主要讨论滤波器组的具体处理方法。

1. 中频多普勒滤波

中频多普勒滤波器组的组成框图如图 5.15 所示。

在搜索雷达中一般应有 m 个并联的距离门通道(图 5.15 中仅画出了一路),相邻距离门在距离上相差 ΔR ,距离门的作用为:

- ① 距离量化,并由此提取距离信息;
- ② 消除本距离单元以外的杂波,首先从时间上进行分辨。

在跟踪雷达中,处于跟踪状态时所需并联的距离通道数目可以大为减少,一般等于 2,取前波门和后波门两路。

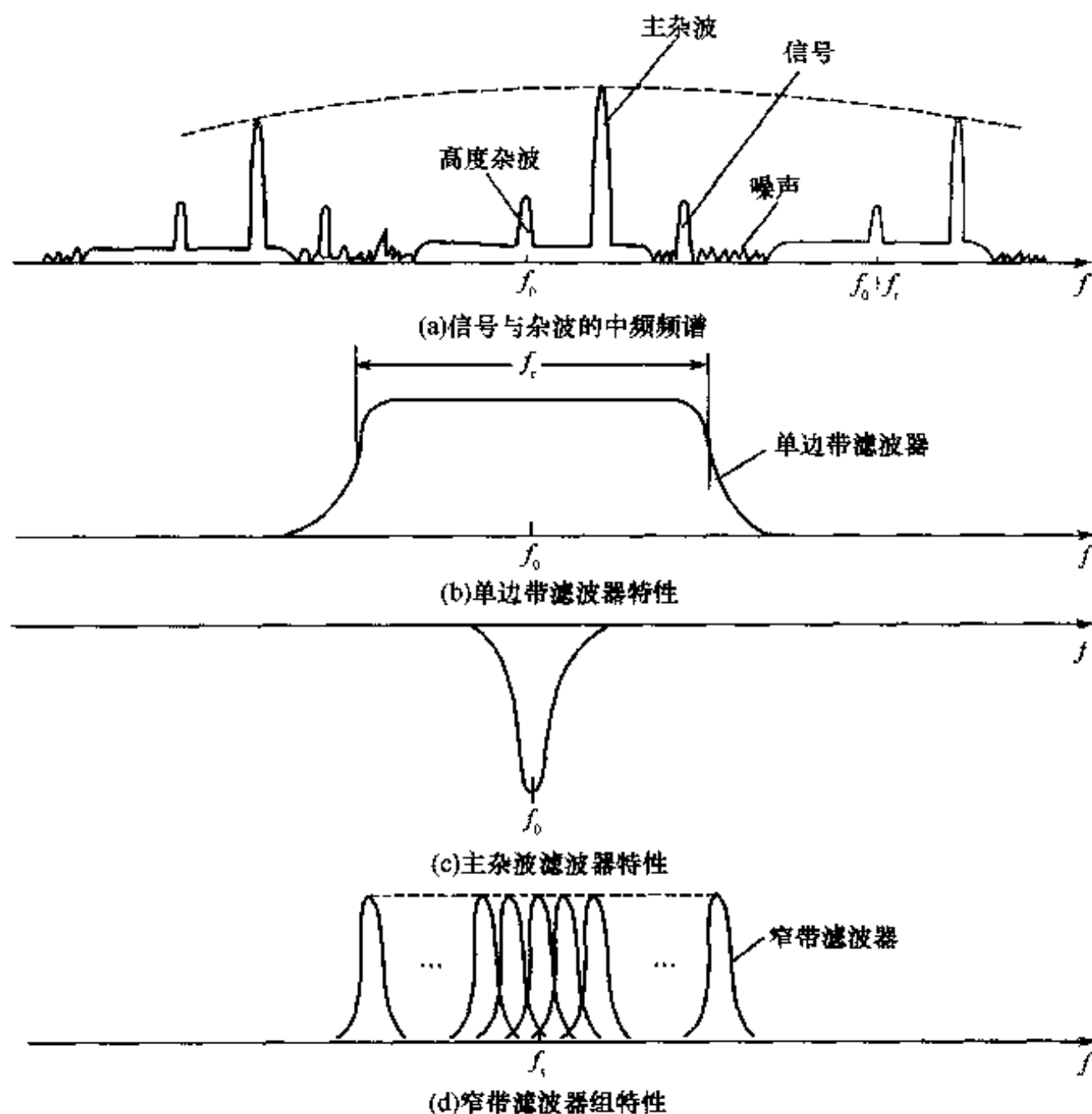


图 5.14 各种滤波器的相对关系的示意图

每一距离门对应一个距离单元和相应的一条距离通道,每一通道有一单边带滤波器,用它来选取中心频率附近目标可能出现的频率范围,然后送到窄带滤波器去提取速度信息。

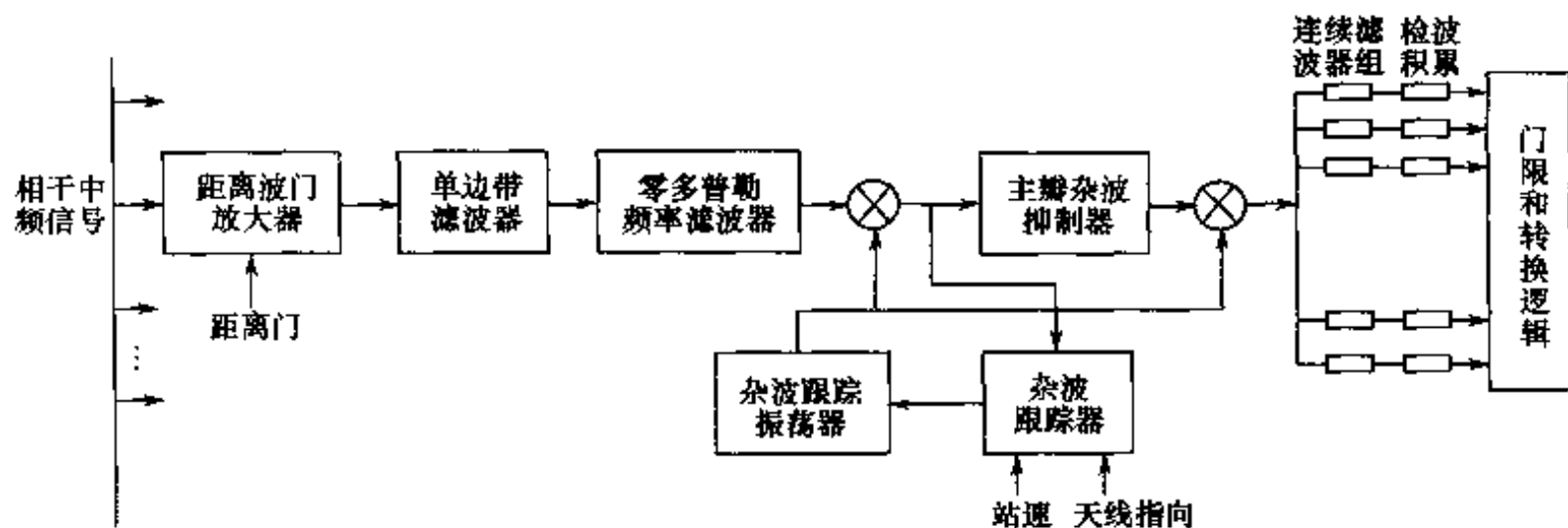


图 5.15 中频距离门多普勒滤波的原理框图

脉冲多普勒雷达无模糊的测速范围为 $-f_r/2 \sim f_r/2$, 故单边带滤波器的带宽为一个脉冲重复周期 T_r 。

单边带输出到窄带滤波器组以前尚需经过零多普勒滤波(即高度杂波滤波)和主瓣杂波滤波。信号经主瓣杂波滤波器后,其输出再次和杂波跟踪振荡器混频,使信号的频谱位置复原到原来的位置上,便于下面继续在中频范围内进行多普勒信号处理,如图 5.16 所示。

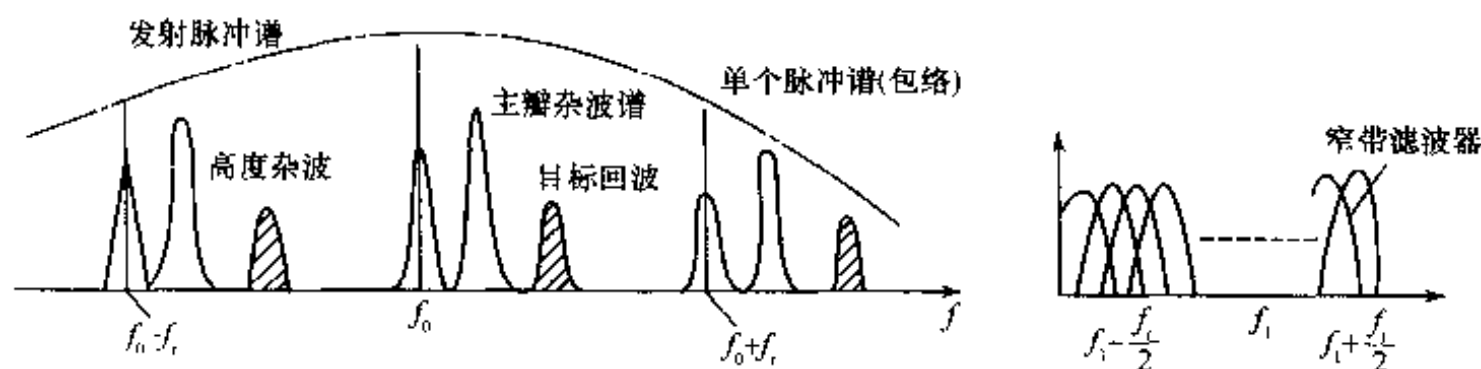


图 5.16 相干脉冲串的频谱及相应窄带滤波器组的示意图

窄带滤波器的宽度、形状和信号谱线相匹配。当天线扫过目标得到 N 个回波脉冲时,则此 N 个脉冲串包络的傅里叶变换决定了每根谱线的形状和宽度。通常这一频谱宽度为 $1/NT_r$ 。脉冲数目越多,对应的谱线宽度越窄而谱线的幅度越大。 N 个相干脉冲通过通带宽度为 $1/NT_r$ 的窄带滤波器相当于对 N 个回波脉冲进行相参积累,覆盖全部测速范围 f_r 所需要的滤波器数目为

$$\frac{f_r}{1/NT_r} = N \quad (5-12)$$

窄带滤波器的频带宽度也决定了测速的精度和分辨力。在测速误差和分辨力允许的条件下,可以放宽对滤波器频带的要求,增加带宽可以相应地减少滤波器的数目和设备的复杂性,这时滤波器输出可以经检波后再积累,这种积累是非相参积累。当检波前信噪比 $\gg 1$ 时,由于非相参积累引起的损失很小,其效果接近于相参积累。

2. 零中频信号处理

中频多普勒处理中存在一些缺点,例如,窄带中频滤波器做好后相干积累的时间就已确定,而不能适应各种不同情况。用相控阵和其他快速扫描天线时,晶体滤波器中的振荡不能立即衰减以适应新位置的相干积累,特别是,当用数字技术对信号进行处理时,在中频进行是不适当的,这就导致了零中频多普勒信号处理。零中频处理就是将中频信号经相干检波器后变成视频信号进行滤波,为避免检波引起的频谱折叠,保持区分正负频率的能力,采用正交双通道处理。图 5.17 为零中频信号处理的原理框图。两信道的参考电压相位相差 90° ,相当于把中频信号矢量 S 分解成同相分量 I 和正交分量 Q ,两路的合成矢量幅度为 $(I^2 + Q^2)^{1/2}$ 对应于中频矢量的幅度,而相角 $\arctan(Q/I)$ 表示中频信号的相位。

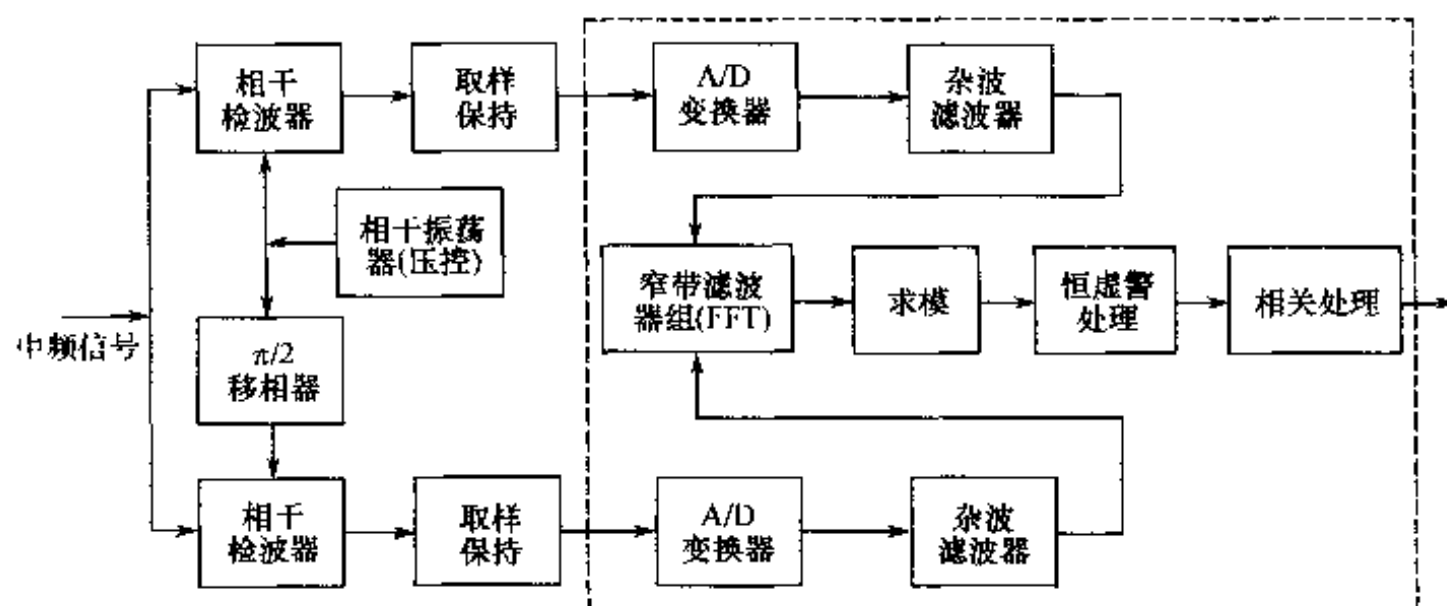


图 5.17 零中频信号处理的原理框图

I 和 Q 两路信号各经取样电路在距离上量化(取样间隔应不大于信号带宽倒数的一半为好),相当于一个距离单元。然后送到模拟/数字变换器,将视频模拟信号幅度分层后转换成数字信号,一般采用二进制码。二进制码的位数应考虑到杂波幅度的变化范围。由于主瓣杂波要求大的动态范围,二进制码的位数增加,会明显加大信号处理设备的设备量。因此数字信号处理的第一步就是用主瓣杂波滤波器将主瓣杂波尽可能地减弱。主瓣杂波滤波器根据情况可采用递归或非递归的梳齿滤波器。当雷达放在飞机上时,主瓣杂波位置随着飞机速度及天线扫描的情况发生变化,这时应在滤波器上加自适应的频率补偿。经过主瓣杂波滤波器后,处理杂波剩余及信号所需的二进制位数大为减少,处理设备的设备量亦相应下降。杂波滤波器用的梳状滤波器(一次或二次延迟抵消),其凹口形状应尽量和杂波谱相“匹配”,即接近杂波功率谱特性的倒数。杂波滤波器后串接窄带滤波器组,在数字处理时用快速傅里叶变换来实时计算出各距离单元信号的频谱数据,它等效于多个距离单元的窄带滤波器组。

FFT 输出的信号再用求模和恒虚警电路加以处理。恒虚警电路应根据剩余杂波的强度自动调节检测门限,使虚警概率保持一定,超过门限的信号被送到相关信息处理机,对相继超过门限的信号进行相关积累和判决,以确定是否是目标。如果判定是目标,将目标的距离、方位、速度等数据送到显示器或数据处理计算机。

3. 窄带滤波器组的实现

要实现频率域上对回波信号的准匹配滤波,必须采用杂波滤波器后串接和信号相匹配的窄带滤波器。当目标速度未知时,应采用邻接的窄带多普勒滤波器组来覆盖目标可能出现的全部多普勒频率范围。其实现方法有:模拟式、数字式(快速傅里叶变换)和近代模拟式[线性调频频谱变换(CT)]三种。

(1) 模拟式

早期解决这一问题的办法是在每一个距离门后采用并联的中心频率各不相同的窄带模拟滤波器组,如晶体滤波器、陶瓷滤波器、机械带通滤波器(如螺旋滤波器)等。根据信号从哪一个滤波器输出来决定它的频率,即对每一距离门后输出的信号进行频谱分析,用距离门来保证在距离上的分辨。

若距离扫描全程的距离单元数为 M ,每一距离门所需滤波器数为 N [由式(5-12)决定],则总的窄带滤波器数目为 $M \times N$ 。以低重复频率 $f_r = 2\text{kHz}$ 为例,设距离分辨单元(距离门宽度) $\tau = 1\mu\text{s}$,频率分辨单元(窄带滤波器带宽) $B = 200\text{Hz}$,则所需滤波器数目为

$$M = \frac{T_s}{\tau} = 500$$

$$N = \frac{f_s}{B} = 10$$

$$M \times N = 5\,000$$

这样大数量的模拟滤波器,不仅设备十分庞大,而且各路滤波器输出信号的检测也较为复杂,这不是解决问题的办法。由于上述缺点,故早期的这种固定频率模拟滤波器组目前已舍弃不用,而由数字式滤波方法所取代,尤其是当要求的滤波器数目很大时,数字滤波方式无论在体积、重量、精度、可靠性方面,以及在灵活改变脉冲间距与进行加权 and 带宽处理等方面都具有明显的优点。

(2) 数字式——快速傅里叶变换

数字式方法形成多普勒滤波器组的实质是用数字方法计算离散信号的频谱,每个固定频率分量的输出就相当于中心频率在此固定频率上的窄带滤波器的输出。目前使用的计算方法是采用快速傅里叶变换,它是离散傅里叶变换(DFT)最主要的一种快速计算方法。从1965年开始采用一种新的、计算量大为减少的快速算法,即库利-图基(Cooley-Tukey)算法。它采用迭代的算法分步实现离散的傅里叶变换,这种算法所需的计算次数大为减少,例如当 $N=2^r$ 时,则快速算法只需要进行 $\frac{1}{2}Nr = \frac{1}{2}N\log_2 N$ 次复数的乘法和加法即可完成 DFT 运算,即分为 r 次迭代,每次进行 N 复数相乘。快速算法和直接 DFT 运算相比较,运算量的减少大约为

$$\frac{N^2}{Nr/2} = \frac{2N}{\log_2 N} = \frac{2N}{r} \quad (5-13)$$

例如,当 $N=1024=2^{10}$ 时, $2N/r \geq 200$,这是一个非常可观的数字。因此 FFT 的出现和实现使雷达信号的实时处理变成了现实,它不仅提高了信号分析和处理的速度,扩大了信号分析和处理的应用范围,而且还起着沟通时域分析(或处理)与频域分析(或处理)的桥梁作用。可以说,FFT 对数字信号处理的发展起着变革性的作用。

关于 FFT 的原理和方法这里不再介绍,请参阅有关数字信号处理的参考书。

(3) 近代模拟式——线性调频频谱变换

近年来,由于电荷耦合器件(CCD)和声表面波器件(SAW)的迅速发展,利用现代的模拟器件来实现窄带滤波器组的多普勒滤波已成为可能。这种变换的数学模型是利用线性调频信号来实现对任一输入信号的频谱分析,即完成对输入信号的傅里叶变换。

若输入信号为 $g(t)$,则其傅里叶变换为

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt$$

当信号只存在于有限区间时,实际的积分限也是有限。将上面的傅里叶变换式进行变量代换,令 $\omega = \mu\tau$,则

$$G(\mu\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\mu\tau t} dt$$

由于

$$-j\mu\tau t = \frac{1}{2} [\mu(\tau-t)^2 - \mu\tau^2 - \mu t^2] \quad (5-14)$$

故得到的频谱函数为

$$\begin{aligned} G(\mu\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{j\mu(\tau-t)^2/2} e^{-j\mu\tau^2/2} e^{-j\mu t^2/2} dt \\ &= e^{j\mu\tau^2/2} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\mu t^2/2} e^{j\mu(\tau-t)^2/2} dt \\ &= e^{-j\mu\tau^2/2} [g_k(t) \otimes e^{j\mu t^2/2}] \end{aligned} \quad (5-15)$$

式中

$$g_k(t) = g(t) e^{-j\mu t^2/2}$$

上面的结果说明,要求一个信号的傅里叶变换,可通过以下途径得到:

- ① 将信号 $g(t)$ 与负斜率线性调频本振 $e^{-j\mu t^2/2}$ 相乘,得到一个新的信号 $g_k(t)$;
- ② 将 $g_k(t)$ 通过一个脉冲响应为正斜率的线性调频信号 $e^{j\mu \tau^2/2}$ 的滤波器,得到 $g_k(t)$ 与 $e^{j\mu \tau^2/2}$ 的卷积输出;
- ③ 滤波器输出还有剩余平方相位项,再与一个负斜率线性调频信号 $e^{-j\mu \tau^2/2}$ 相乘,将其消去(如果只要求得到频谱的振幅,则不必去消除剩余相位项)。

用这个办法,在傅里叶变换过程中,多次借助于线性调频信号,故称之为线性调频(频谱)变换,如图 5.18 所示。

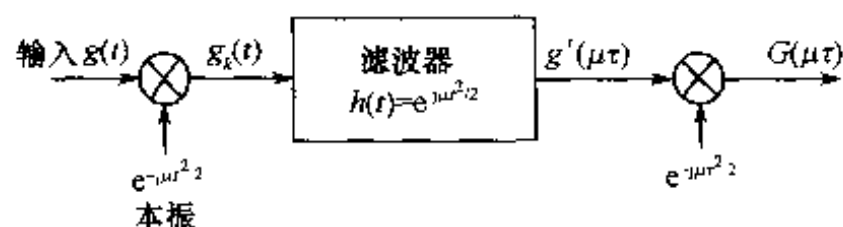


图 5.18 线性调频信号频谱分析的原理图

5.5 脉冲多普勒雷达的数据处理

对雷达数据进行处理的目的最大限度地提取雷达目标的坐标信息。经过处理后的数据可用于雷达的各个跟踪环路,以形成对目标的高精度实时跟踪。本节将讨论 PD 雷达的数据处理问题,主要涉及 PD 雷达的跟踪及测距和测速模糊的解算。

5.5.1 脉冲多普勒雷达的跟踪

PD 雷达具有两种跟踪体制,即单目标跟踪和多目标跟踪。前者采用类似常规跟踪系统的角度、距离和速度跟踪伺服回路,后者采用边扫描边跟踪的方法。

1. 单目标跟踪系统

(1) 角度跟踪系统

PD 雷达的单目标角度跟踪与常规雷达相同,可用顺序波束序列转换或单脉冲体制。

在 PD 雷达中实现单脉冲体制是很困难的,这是因为有匹配多路(一般是二路)接收通道问题。这些接收机的每一路都必须有复杂的杂波抑制滤波器,并且进行相位匹配才能正常跟踪。多极点的杂波滤波器具有很陡的相位——多普勒频率特性,因此匹配是相当困难的。

波束序列转换体制只需要一个杂波滤波器,因此可以避免多路匹配问题。虽然扫描体制会引起主瓣杂波的展宽,但是这种展宽通常是允许的,因为由此而产生的低频调幅边带落在主瓣杂波抑制滤波器之内。

近几年发展起来的合并通道技术为解决多路匹配问题提供了新的途径。合并通道技术是将由单脉冲天线接收的信号在高频端调制成具有某种波束序列转换形式的信号,然后再在视频端用信号处理的方法把三路信号分离出来。这种体制只需要一路接收通道,没有多路匹配问题,同时又保持了单脉冲体制的优越性。

(2) 速度(多普勒频率)跟踪系统

频率跟踪环路根据频率敏感元件的不同可以分为锁频式和锁相式两种。

锁频式跟踪环路用鉴频器作为敏感元件,其原理框图如图 5.19 所示。一般鉴频器的中心频率不是 0,而是调在 f_2 ,被跟踪信号的频率是 $f_0 + f_d$ 。带通滤波器的通带由信号频率决定。在跟踪相参谱线时,带通滤波器和鉴频器的带宽对应一根频线的宽度。压控振荡器和鉴频器的电压频率特性曲线如图 5.20 所示。

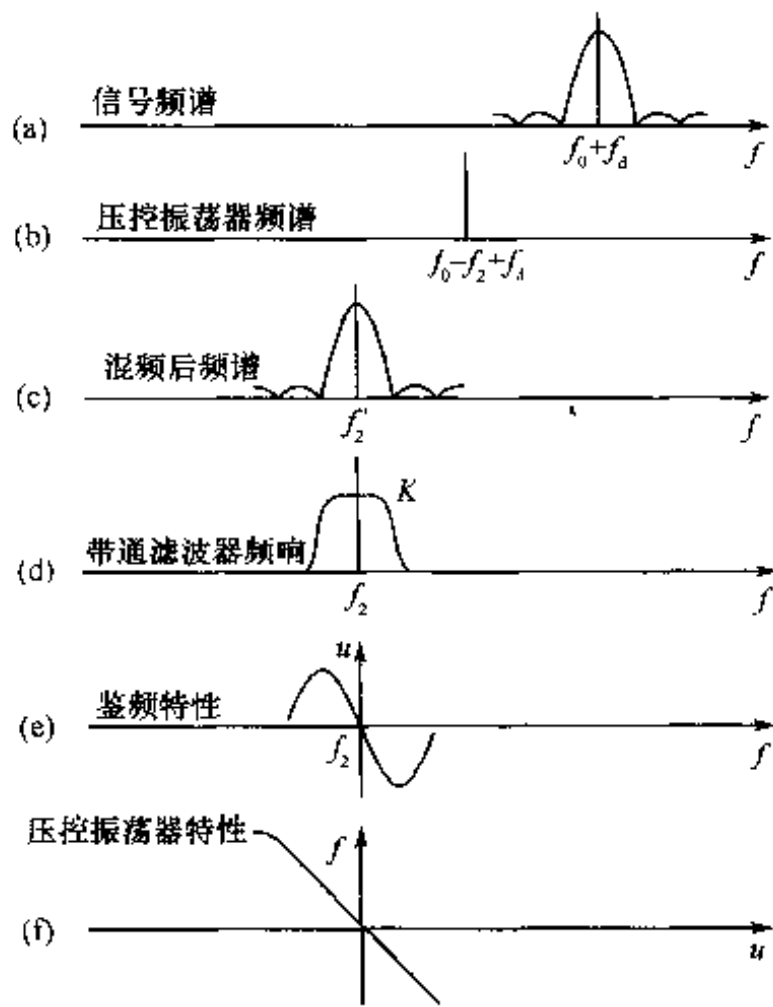
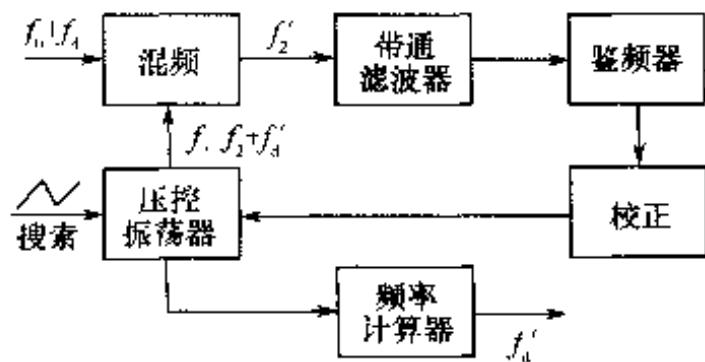


图 5.19 锁频式频率跟踪器的原理框图 图 5.20 压控振荡器和鉴频器的电压频率特性曲线的示意图

跟踪环路一开始可以工作在搜索状态,在压控振荡器输入端加上一个周期变化的电压,使压控振荡器频率在预期的多普勒频率范围内变化。当搜索到目标时,目标回波频率 $f_0 + f_d$ 与压控振荡器频率 $f_0 - f_2 + f_d'$ 差拍后,得到频率为 $f_2' = f_2 + f_d - f_d'$ 的差拍信号,该信号通过窄带滤波器后进入鉴频器。此时可用附加的截获电路控制环路断开搜索,转入跟踪状态。如果此时 $f_d' > f_d$,差拍后信号谱线的中心频率 $f_2' < f_2$ 。这时,鉴频器将输出正电压,使压控振荡器频率降低。经过这样的闭环调整,使 f_d' 趋近于 f_d 。压控振荡器频偏 f_d' 经过频率输出电路的变换,就可以输出目标的速度数据。当目标回波的多普勒频率发生变化时,由鉴频器判断出频率变化的大小和方向,送出控制电压,使压控振荡器的频率产生相应的变化,从而实现自动频率跟踪。

频率跟踪环路对频率而言是一个反馈跟踪系统。其中混频器是一个比较环节;窄带滤波器可近似为增益为 K' 的放大环节;鉴频器是一个变换元件,它在线性工作范围的传递函数为

$$K'' = \Delta u / \Delta f$$

K'' 即是鉴频器的灵敏度(或称鉴频斜率),它的量纲是 V/Hz;校正网络的传递函数为 $G(s)$,由系统设计决定;压控振荡器也是放大环节,它的输入是经过校正网络的误差电压,输出是频率, K_2 是压控振荡器的电压控制斜率,量纲是 Hz/V。若用 $K_1 = K'K''$ 表示窄带滤波器与鉴频器的合成传递函数,则锁频式频率跟踪器的等效结构如图 5.21 所示。

环路的开环传递函数为

$$H_0(s) = K_1 K_2 G(s) \tag{5-16}$$

闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{H_0(s)}{1 + H_0(s)} = \frac{K_1 K_2 G(s)}{1 + K_1 K_2 G(s)} \quad (5-17)$$

由式(5-17)可以看出,若希望环路是一阶无静差系统,则校正网络 $G(s)$ 必须包含一个积分环节。

锁相式频率跟踪器的原理框图如图 5.22 所示。可以看出,除了将频率变化的敏感元件换成鉴相器外,其他部分与锁频式频率跟踪器基本相同。

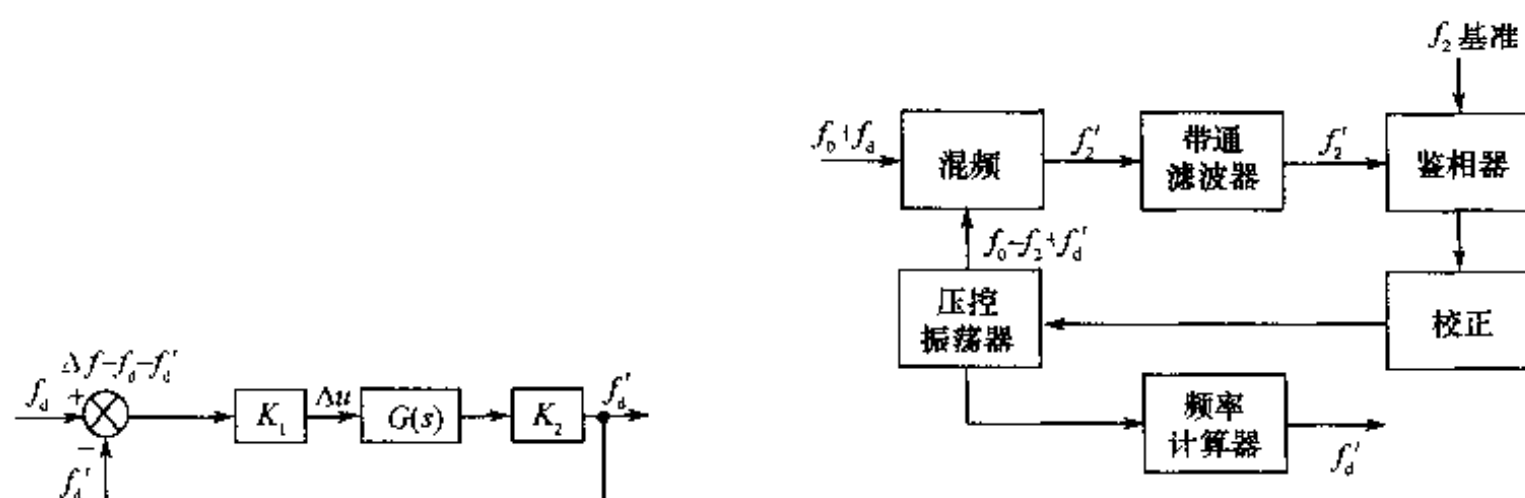


图 5.21 锁频式频率跟踪器的等效结构图

图 5.22 锁相式频率跟踪器的原理框图

鉴相器的输入信号是一个固定频率为 f_2 的基准信号,另一个是经混频和滤波后的被测信号。当两个信号频率不同时,鉴相器的输出是它们的差拍信号。两个输入信号频率相同时,鉴相器输出的是直流信号,直流电压的大小比例于两个输入信号的相位差。锁相式频率跟踪器的工作过程与锁频式频率跟踪器的工作过程很相似,因此不再重复。当 f'_d 不等于 f_d 时,混频器输出差拍频率信号,它通过低通滤波器后对压控振荡器形成正弦调制。这样混频后的 $f'_2(t)$ 也是正弦调频信号,它与基准信号 f_2 鉴相后的输出就是上下不对称的非正弦信号,该信号中的直流分量会控制压控振荡器作相应的变化,结果使 f'_d 逐渐趋近 f_d 。在锁相理论中,这个过程叫做频率牵引。如果锁相环的捕捉带不够宽,则还需要附加搜索与捕获电路,帮助环路进入跟踪状态。锁相式频率跟踪回路在稳态时可以有相位误差,但没有频率误差。此时,鉴相器的输出信号是一个缓慢变化的直流电压。

当输入和输出信号的相位差很小时,锁相环等效于一个线性负反馈系统,其中,混频器仍等效为比较元件。窄带滤波器只让中心频率处的一根谱线通过,仍可以看做是放大环节,其传递函数是 K' 。鉴相器的输出电压正比于两个输入信号的相位差,即

$$u(t) = K'' \int_0^t (f'_2 - f_2) dt$$

因为 $f'_2 - f_2 = f_d - f'_d$,所以若设 $K_1 = K'K''$ 。综合考虑混频器、窄带滤波器和鉴相器,可以认为信号 f_d 和 f'_d 进行了一次相减运算和一次积分运算,即

$$u(t) = K_1 \int_0^t (f_d - f'_d) dt$$

校正网络和压控振荡器的传递函数仍用 $G(s)$ 和 K_2 表示。锁相式频率跟踪器的等效结构如图 5.23 所示。

环路的开环传递函数为

$$H_0(s) = \frac{K_1 K_2 G(s)}{s} \quad (5-18)$$

闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{K_1 K_2 G(s)}{s + K_1 K_2 G(s)} \quad (5-19)$$

比较式(5-17)和式(5-19)可以看出,当校正网络的形式相同时,锁相系统比锁频系统的无差度高一阶。

由于锁相系统用鉴相器作为敏感元件来闭合跟踪环路,它使内部振荡器精确地与目标运动产生相移同步。因为回波信号的相位相应于目标的径向距离,所以锁相系统实质上构成了一个距离跟踪系统。但是由于射频相位是高度模糊的,所以实际上很难把相位信息转换成真实的距离数据。

从以上讨论可以看出,由于锁相式频率跟踪器采用鉴相器作为敏感元件,相当于引入了一个积分环节,使锁相系统比锁频系统的无差度高一阶。因此,锁相系统是测量多普勒频率的优选装置,其理论上的稳态测速误差为0。

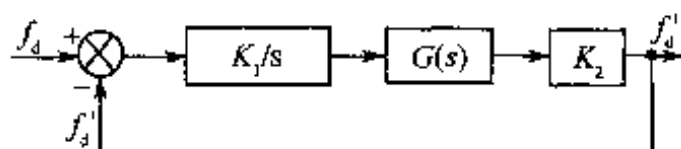


图 5.23 锁相式频率跟踪器的等效结构图

为了保证锁相系统处于跟踪状态,压控振荡器的相位总得基本同步地跟随信号相位变化,它们之间的误差不能超过信号周期的几分之一。因此,对雷达设备的稳定性提出了较高的要求。其次,要使目标机动引起的相位动态滞后不超过允许范围,锁相系统的通带应足够宽,但带宽的增大会使由噪声引起的跟踪误差增加。当系统的带宽一定时,锁相系统就存在最大可跟踪目标加速度的限制,而在锁频系统中就无此限制。

(3) 距离跟踪系统

距离跟踪系统的基本原理与常规脉冲雷达相同,但脉冲多普勒雷达的距离环路中还加入了速度选择,如图 5.24 所示。经过单边带滤波器和窄带多普勒滤波器以后,信号接近于连续波,失去了距离信息。因此距离门必须加到速度选择之前的宽带中放部分。这时,实现分裂门跟踪几乎需要完整的高增益双接收机通道,每个通道包括在前端的中频距离波门和单边带滤波器,而且只有在两路完全平衡时,距离误差信号才是正确的。由于两个完整的高增益接收通道的匹配相当困难,所以阻碍了分裂门的应用。

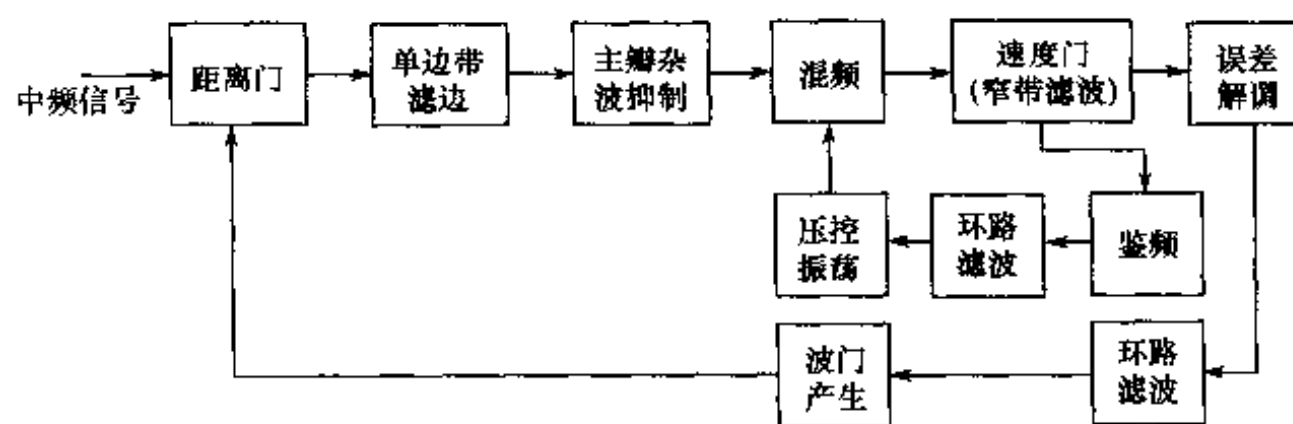


图 5.24 距离跟踪环路的原理框图

解决这个问题的一個方法是采用一个接收通道的跳动波门(时分早晚门)跟踪。在这种跟踪方案中,距离门用一个低频参考信号进行脉冲位置调制或跳动其脉冲宽度的一小部分。这种跳动调制了信号能量。结果在每一根目标回波信号谱线上都形成调幅边带。将窄带速度跟踪滤波器的包络检波输出进行相位检波,利用跳动的振荡器作参考信号,就可以得到一个误差信号。这个误差信号的极性取决于波门-目标误差的方向,幅度取决于误差幅度(当误差较小时)。为了和角度跟踪回路的序列波束转换相适应,跳动频率和波束转换频率在谐波之间应是

不相关的。由于波门跳动的频率一般远低于脉冲重复频率,而距离误差信号是用跳动频率做参考信号进行相位检波得到的,所以会增大距离误差信号提取的延迟时间。

另外,中频门也能采用单通道工作方式。例如中频换向门,它是用前、后波门控制中频信号的相位,使目标中频回波分别被前、后波门选通的部分的中频相位相反,然后再单通道解调。这样中频门要复杂些,而且速度测量必须分路进行。

跨过多个脉冲周期的跟踪可以用一个具有比一个脉冲周期长的时间基准的距离跟踪器实现。

2. 四维分辨跟踪系统

单目标的速度跟踪和角跟踪与连续波系统相似,采用单通道的速度跟踪滤波器测速以及圆锥扫描或单脉冲系统测角。在脉冲多普勒雷达中实现单脉冲角跟踪是较困难的,这是因为单脉冲所需要的多路接收机(典型的是三路接收机),其增益和相位要求一致。由于在这些接收机通道中每一路都含有复杂的杂波抑制滤波器,它们的带宽很窄,通常是多极点的滤波器。由于这些多极点的杂波抑制滤波器具有很陡的相位频率特性,因此难以做到三路相位一致。如果采用圆锥扫描或顺序波瓣进行角跟踪则不存在多通道之间相位一致的问题,因而比较容易实现。

距离跟踪类似于典型脉冲雷达的距离跟踪,不同的是在典型的脉冲雷达中波门分裂是在视频部分完成的,因此距离跟踪系统的接收机可以不独立。而脉冲多普勒雷达由于单边带滤波器和距离门的存在,这时波门分裂必须在接收机的中频部分完成,被波门分裂的回波信号要进行单边带滤波、零多普勒滤波、主杂波跟踪滤波以及目标速度跟踪滤波等,因此为了实现距离跟踪,对于每一重复频率需要两个几乎完整的接收机通道,而且为了能通过脉间周期和在遮挡期间进行跟踪,还需要一些特别的措施,比典型脉冲雷达距离跟踪要复杂得多。脉冲多普勒雷达距离跟踪和角跟踪是以速度跟踪为前提的,角跟踪又是以距离跟踪为前提的,只有实现了速度跟踪和距离跟踪以后才能实现角跟踪。同时能实现速度跟踪、距离跟踪、角跟踪(方位和仰角都实现跟踪)的系统称为四维分辨系统,具有四维分辨能力的系统可以在时间、空间和速度上分辨各类目标的回波信号。

综合前述的距离、速度、两个角度(方位角和俯仰角)等四个跟踪回路,就构成具有四维分辨能力的跟踪系统,它的典型组成原理框图如图 5.25 所示。

在图 5.52 中,接收机采用三个输入通道(Σ , $\Delta\alpha$ 和 $\Delta\beta$),其输入信号由单脉冲天线形成,这些天线的输入信号由产生发射频率的同一频率合成器激励的本机振荡器并下变频至中频。距离跟踪器工作在 Σ 通道上,通过在中频上加一个分裂门到 Σ 通道上产生 Δ_r 信号, Σ 距离门加到两个角误差通道和 Σ 通道。接着将包括 Δ_r 的四个构成的通道的信号被下频变至第二中频,其中的窄带滤波器用于在脉冲串范围里的积累。这种滤波之后, Σ 通道信号进一步分成用做两个角误差检波器的参考相位输入,同时作为鉴频器的输入,鉴频器的输出经一低通滤波器(均衡器)控制 VCO,该 VCO 是下变频至第二中频的输入之一。距离误差检波器控制加到第一中频放大器的距离门,同时距离误差检波器分别输出至图中两个 AGC,角误差检波器控制天线的伺服系统。

角度上的分辨由角跟踪系统和波束宽度决定,跟踪伺服系统使天线对准目标。这样,只有在这个方向上处于波束宽度内的信号才能被接收到,进入各个通道。距离上的分辨由距离跟踪系统和距离门的宽度决定。距离门加在四个通道的宽带第一中放部分,使只有对应这个距离范围的目标才能进入各个通道。由于距离跟踪环路中也加入了速度选择——窄带的第二中放,经过它只滤出回波中心谱线,信号被大大展宽,趋向于连续波。因此,距离波门必须加到速度选

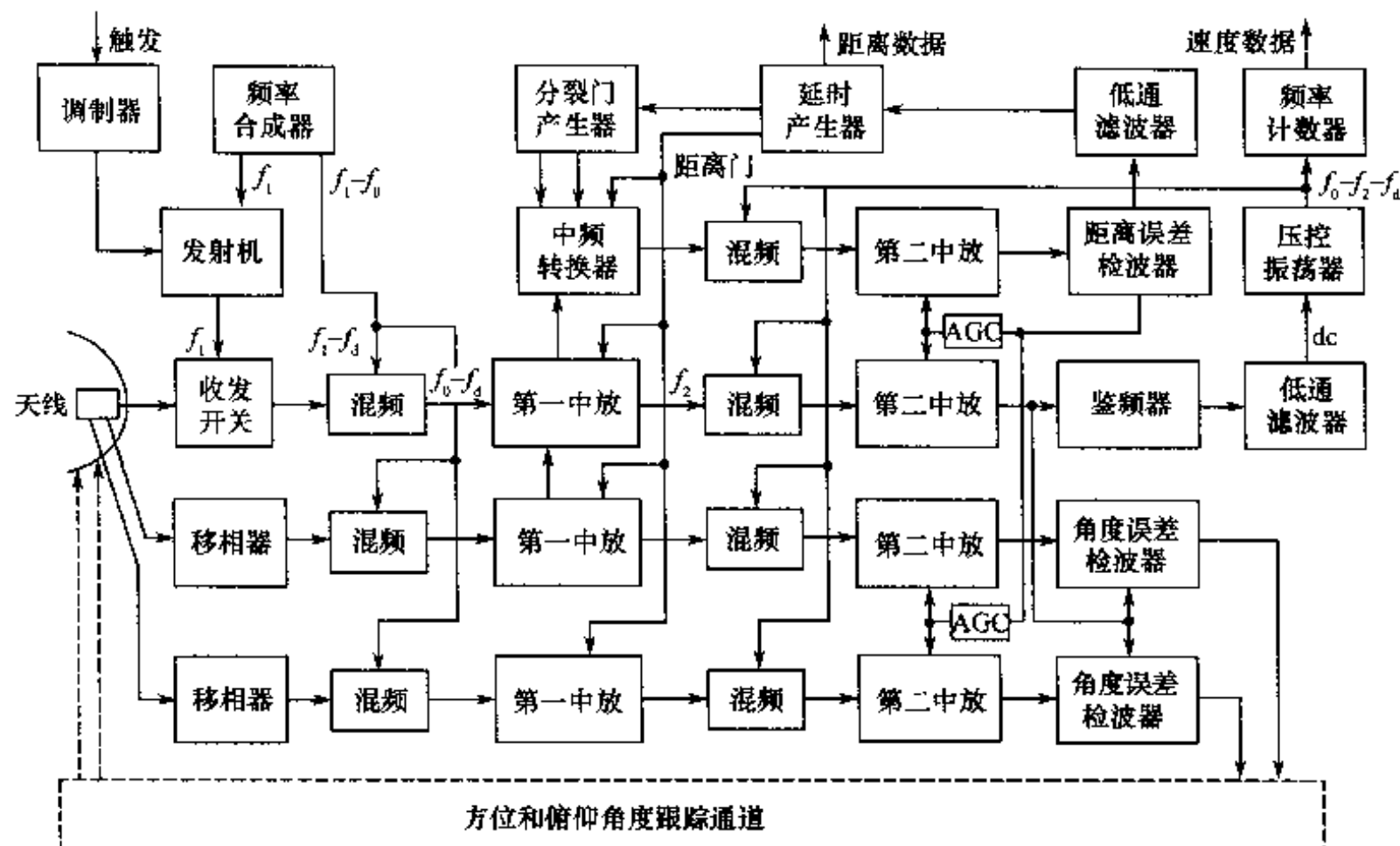


图 5.25 四维分辨系统的原理框图

择的宽带中放部分。经窄带滤波后的距离误差信号由相位检波器提取。

这个系统的特点是在四个通道中都加入了由速度跟踪回路控制的多普勒窄带滤波器，即第二中放，使得速度在给定范围内的目标才能进入各个通道。

四维分辨系统的主要优点是能在速度坐标即多普勒频率上分辨目标。甚至在短时间内两个目标出现在同样的角度和距离上，只要速度有一定的差别，就可以分开。举个例子来看：若一个导弹与助推器分离的径向速度是 $v_r = 1\text{m/s}$ ，脉冲宽度是 $1\mu\text{s}$ ，则从距离上分开这两个目标需要 150s 。而当发射频率是 $f_c = 5600\text{MHz}$ 时，两个目标间的多普勒频率差为 $\Delta f_d = 2f_c v_r / c \approx 37\text{Hz}$ 。因此，如果系统所用的窄带滤波器的带宽小于 20Hz ，则可立即将这两个目标分开。

四维分辨系统的另一个重要的特性是由于加了窄带滤波器，只能通过相应的一根回波谱线，从而滤除了噪声，所以可以提高信噪比。下面进行一些简要的推导，看看在这种系统中，经过距离选通和多普勒跟踪系统窄带滤波器过滤后，功率信噪比 $(S/N)_f$ 提高了多少。

以 S 表示接收机输入端信号脉冲功率， N 表示折合到接收机输入端的噪声功率（下面的功率都表示折合到输入端的值）。接收机中频带宽为 B ，脉冲宽度为 τ ，重复周期 $t_r = 1/f_r$ ，并设多普勒频率跟踪系统窄带滤波器带宽为 B_f 。经过窄带滤波器后只滤出中心谱线，中心谱线功率为 $S(\tau/t_r)^2$ 。经过距离门选通后噪声功率为 $N\tau/t_r$ ，再经过窄带滤波器过滤后噪声功率为 $N\tau B_f/t_r B$ 。因此，经过多普勒跟踪系统窄带滤波后，输出端功率信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \frac{S(\tau/t_r)^2}{N\tau B_f/t_r B} = \frac{S}{N} \frac{f_r}{B_f} B \tau \quad (5-20)$$

式中， S/N 为单个脉冲输入的信噪比。

式(5-20)也可以变换为与能量比 R 的关系。据定义

$$R = 2E/N_0 \quad (5-21)$$

式中， E 为信号能量， $E = S\tau$ ， N_0 为噪声功率谱密度， $N_0 = N/B$ 。所以

$$R = 2B_T S/N \quad (5-22)$$

將式(5-22)代入式(5-20),可得

$$\left(\frac{S}{N}\right)_f = \frac{Rf_r}{2B_f} \quad (5-23)$$

能量比 R 也意味着是与单个脉冲匹配系统输出能达到的峰值信噪比。而重复频率 f_r 要比窄带滤波器通带 B_f 大很多倍,因此经过窄带滤波后功率信噪比大大提高。它的物理意义的频域解释是:窄带滤波器只选出了信号的中心谱线(只有脉冲串才能形成线状谱)。距离门选通作用降低了噪声功率密度;窄带滤波器又只让与信号中心谱线在同样频率范围的噪声通过,排除了其他频率范围的噪声。因此功率信噪比大大提高。时域解释是:距离门排除了波门以外的噪声;窄带滤波器相当于一个长时间常数的积累器,参加积累的脉冲数目为 $f_r/2B_f$ 个。由于积累作用,信号被叠加,噪声被平滑,因此信噪比得到提高。

四维分辨系统的上述优点决定了它具有很强的抗干扰能力。它是要求能在强杂波干扰环境下工作的雷达(例如机载下视雷达)所必须采用的体制。

在典型的四维跟踪系统中,由于距离选通必须加在速度选通之前的宽带中频部分,比较靠近接收机的前端,所以距离选通时波门的跃变容易产生寄生假目标。

将距离跟踪置于速度选通之前是由于速度跟踪是在单谱线进行,使得在速度跟踪后无法提取距离信息。但是如果对相参脉冲串的所有谱线进行速度跟踪,则经过速度选通后仍是脉冲信号,这样距离跟踪就可以置于速度选通后的视频部分,从而避免波门选通时产生虚假目标。图 5.26 就是一种采用这种方案的四维跟踪/搜索雷达的目标检测系统原理框图。

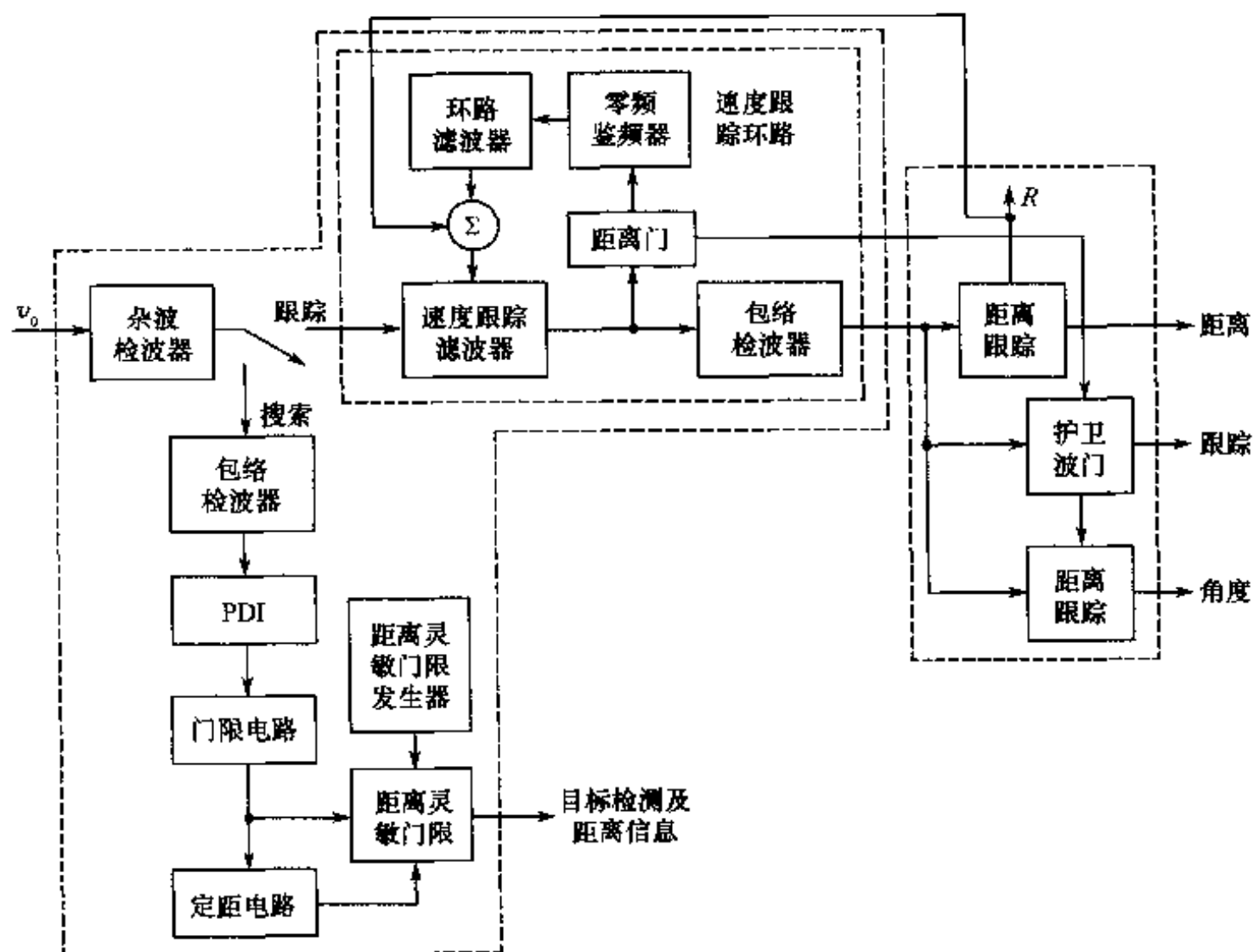


图 5.26 四维跟踪/搜索雷达的目标检测系统原理框图

该系统的速度跟踪环路采用零中频处理的梳状跟踪滤波器方案。有关速度跟踪和距离跟

踪部分的原理框图如图 5.27 所示。速度跟踪滤波器形成零中频梳状跟踪滤波器,它扫过由杂波对消器的通带决定的模糊多普勒频率窗口,如图 5.28 所示。

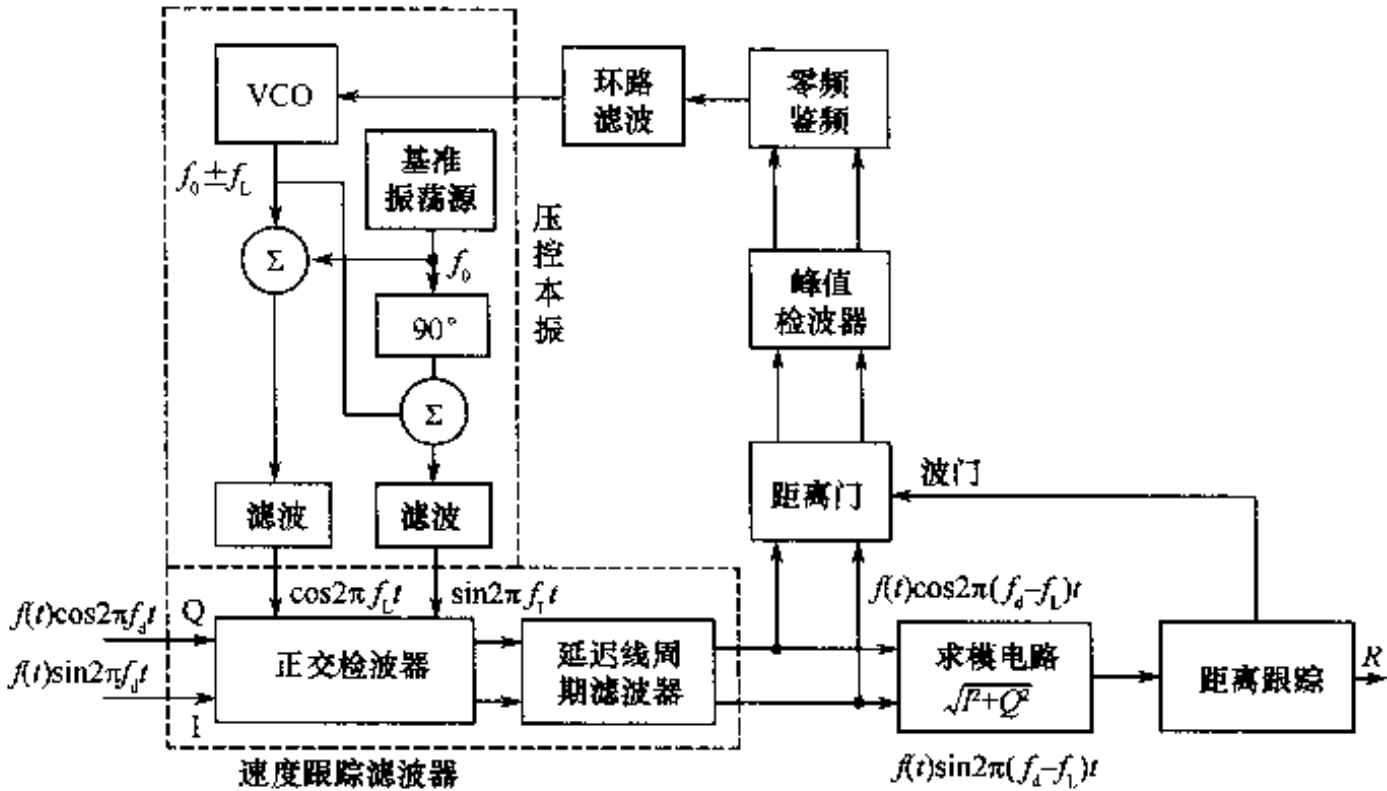


图 5.27 距离跟踪和速度跟踪环路的原理框图

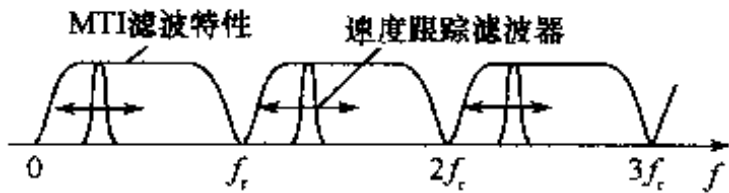


图 5.28 MTI 杂波对消的示意图

为了克服盲相和测定目标速度的方向,从 MTI 杂波对消到零频鉴频器采用了正交双通道处理。速度跟踪滤波器由视频混频器和延迟线周期滤波器构成。视频混频器的输入信号是经 MTI 杂波对消后的双极性脉冲信号,它的包络被多普勒频率 f_d 调幅。视频正交检波器的另一输入是压控本振输出的两路正交的正、余弦信号,其振荡频率为 f_L 。当 f_L 等于 f_d 时,视频检波器的输出为等幅脉冲列;当 f_L 不等于 f_d 时,输出为 $|f_d - f_L|$ 频率调幅的双极性脉冲信号。延迟线周期滤波器是一个频率固定的梳状滤波器,它的通带频率固定在 $0, f_c, 2f_c, \dots$ 上。只有当 $|f_d - f_L|$ 落在梳状滤波器的通带之内,信号才能通过。否则,若 f_L 与 f_d 相差较大,则差频落入梳状滤波器的止带,即被抑制。速度跟踪滤波器输出的脉冲信号经距离门选通送到零频鉴频器。距离门的作用是只允许特定距离的目标回波通过,并经过峰值检波器检出双极性脉冲的包络,以增强误差频率 $|f_d - f_L|$ 分量。零差拍鉴频器可以感知这一误差频率,输出与它成比例的误差信号,并由 I、Q 通道的超前和滞后关系自动判识 f_L 高于还是低于 f_d ,从而控制误差电压的极性。误差信号通过环路滤波器控制压控本振的频率 f_L 跟随 f_d 变化,形成闭环。图 5.27 中的压控本振采用了中心频率为 f_0 的压控振荡器与频率为 f_0 的稳定参考振荡器混频的方案,用来产生可以从零频率起控制的正交的两路本振信号。速度跟踪滤波器的 I、Q 两路输出信号经过求模电路,幅度为 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 的等幅脉冲列送到距离跟踪回路。可以看出,这时距离跟踪就可以采用常规的视频分裂门跟踪环路,这给提取距离信息提供了方便。

3. 多目标跟踪系统

多目标跟踪可由多路接收通道实现。距离波门在不同的时间上覆盖整个脉冲间隔,每一通

道中都有一组多普勒滤波器。当天线扫描时,所有目标都被探测到,并可用离散的数据进行跟踪。当采用多重脉冲重复频率测量距离时,必须将天线扫过目标的时间划分成几段,以适应测距系统所需的多次观测的要求。由于积累时间变短,所以必须相应地加宽多普勒滤波器的带宽,这会使探测距离减短。同时,为了解决测距模糊,需要做几次探测,这也将进一步降低距离性能。在先进的脉冲多普勒雷达中,多普勒滤波器组是用 FFT 算法实现的,大量的距离门和多普勒滤波器组都是在信号处理机中形成的。

虽然多目标跟踪不是脉冲多普勒雷达所特有的工作体制,但是与单目标跟踪时的情况一样,由于 PD 雷达具有四维分辨能力,所以在很多场合,特别是在强杂波干扰环境下,它有着常规雷达所无法比拟的优良性能。

5.5.2 测距和测速模糊的解算

1. 测距和测速模糊的基本概念

为了提高检测性能,PD 雷达常采用高 PRF 信号,以便在频率域获得足够宽的无杂波区。当脉冲重复频率很高时,对应一个发射脉冲产生的回波可能要经过几个周期以后才能被接收到,如图 5.29 所示。图中对应目标的真实距离是 R ,而按照常规方法读出的目标距离是 R_a ,产生的误差是

$$\Delta R = n \frac{c}{2f_r} \quad (5-24)$$

式中, n 是正整数, c 是光速。

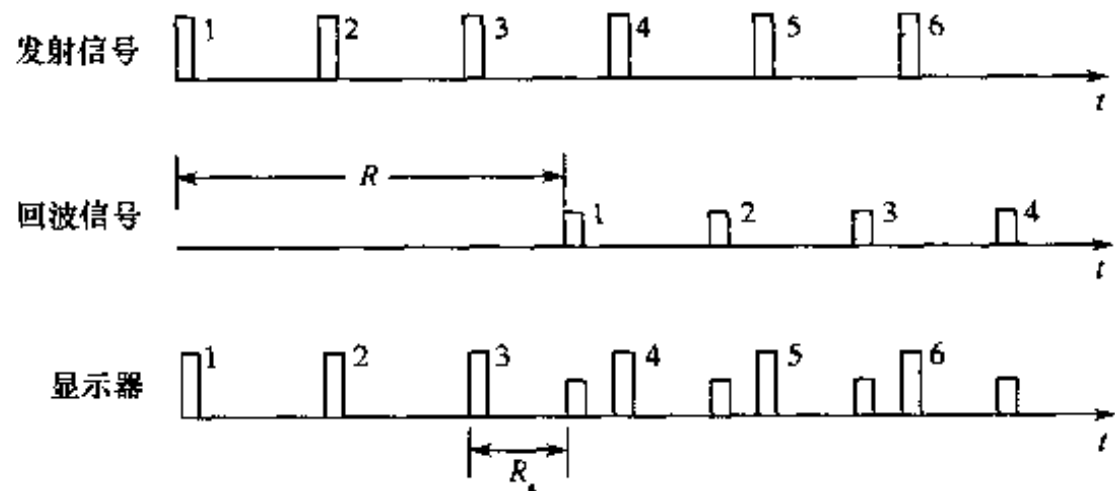


图 5.29 测距模糊的产生的示意图

上述这种由于目标回波的延迟时间可能大于脉冲重复周期,使收、发脉冲的对应关系发生混乱,同一距离读数可能对应几个目标真实距离的现象叫做测距模糊,距离读数 R_a 叫做模糊距离。

高 PRF 信号并不是脉冲多普勒雷达所采用的惟一的--种信号。实际上,地面和舰载远程雷达采用的是低 PRF 信号,在这种情况下高 PRF 信号是不适宜的。而机载 PD 雷达为了获得上视、下视、全方位和全高度攻击多种功能,同一部雷达可能要采用高、中、低等几种不同 PRF 信号。当脉冲重复频率比较低时,目标回波的多普勒频移可能超过脉冲重复频率,使回波谱线与发射信号谱线的对应关系发生混乱,如图 5.30 所示。相差 nf_r 的目标多普勒频移会读做同样的多普勒频移,测量出的一个速度可能对应几种真实速度,这种现象叫做测速模糊,图 5.30 中的 v_a 称为模糊速度。

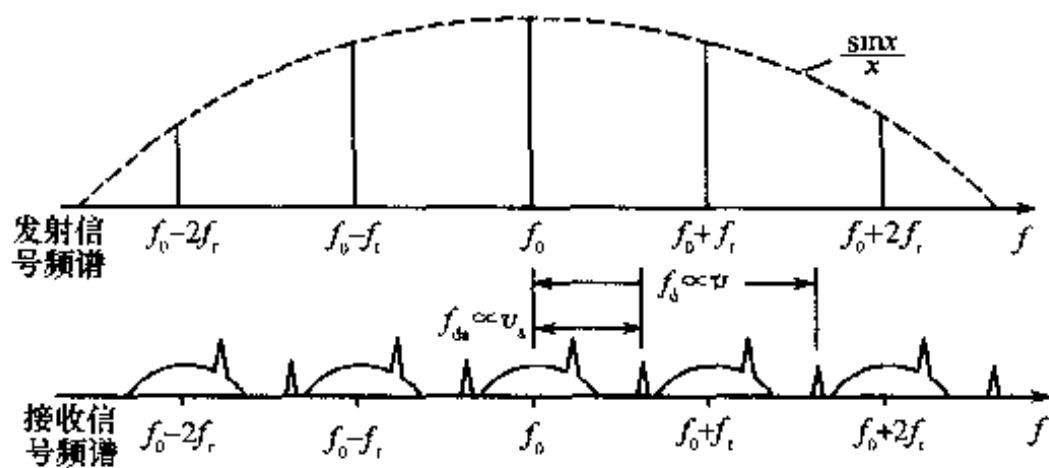


图 5.30 测速模糊的产生的示意图

采用高 PRF 时,雷达的最大探测距离远大于模糊距离,存在距离模糊;采用低 PRF 信号时会产生测速模糊;而使用中 PRF 信号有可能同时发生测距和测速模糊。一般来说,模糊问题是不可避免的,因此必须设法扩大测距和测速的不模糊范围。

脉冲多普勒雷达的最大不模糊距离和速度有以下限制,即

$$R_{\max} v_{\max} = \frac{\lambda c}{8} \quad (5-25)$$

式中, λ 是雷达波长, c 是光速。上式表明, λ 越大,最大不模糊距离和速度的乘积就越大。但选用较长的波长会使雷达设备的体积增大,这在机载雷达中更是不现实的。

目前,扩大测距和测速不模糊范围的基本方法是对发射信号进行某种形式的调制,在接收到信号进行解调时,通过运算消除模糊。常用的调制方式有以下几种:连续或分挡地改变脉冲重复频率;对射频载波进行线性或正弦调频;某种形式的脉冲调制,如脉冲宽度调制、脉冲位置调制和脉冲幅度调制等。

2. 测距模糊的解算

(1) 多重脉冲重复频率测距法

多重脉冲重复频率测距法是利用几种不同的脉冲重复频率信号测距。这种方法是首先顺序用各个重复频率测出对应的模糊距离,再将这些测量值加以比较或计算处理,得到无模糊的真实距离。

我们首先来看两个脉冲重复频率的情况。

假设雷达交替地以重复频率 f_{r1} 和 f_{r2} 工作。通过记忆比较装置,把两次的发射脉冲 f_{r1} 与发射脉冲 f_{r2} 重合,接收脉冲 f_{r1} 与接收脉冲 f_{r2} 重合,如图 5.31 所示。

采用双重 PRF 所能达到的最大无模糊距离 $R_{u,\max}$ 由 f_{r1} 和 f_{r2} 最大公约频率 $1/t_u$ 决定。

$$R_{u,\max} = \frac{1}{2} c t_u \quad (5-26)$$

例如,当 $f_{r1} = 10\text{kHz}$, $f_{r2} = 11\text{kHz}$ 时,最大公约频率为 $1/t_u = 1\text{kHz}$,因此最大无模糊距离 $R_{u,\max} = c t_u / 2 = 150\text{km}$ 。

在实际雷达中,由于多目标和杂波干扰的存在,不能把接收回波直接重合,而是用距离波门来代替接收脉冲进行重合。

采用 3 个或更多的 RPF 可以使无模糊距离的范围进一步扩大。

这种记忆重合消除测距模糊方法的结果是精确的,但是测距有较大的延迟。在要求快速消除模糊的系统(如边扫描边跟踪雷达)中,要求测距模糊必须在天线波束扫过目标的时间分

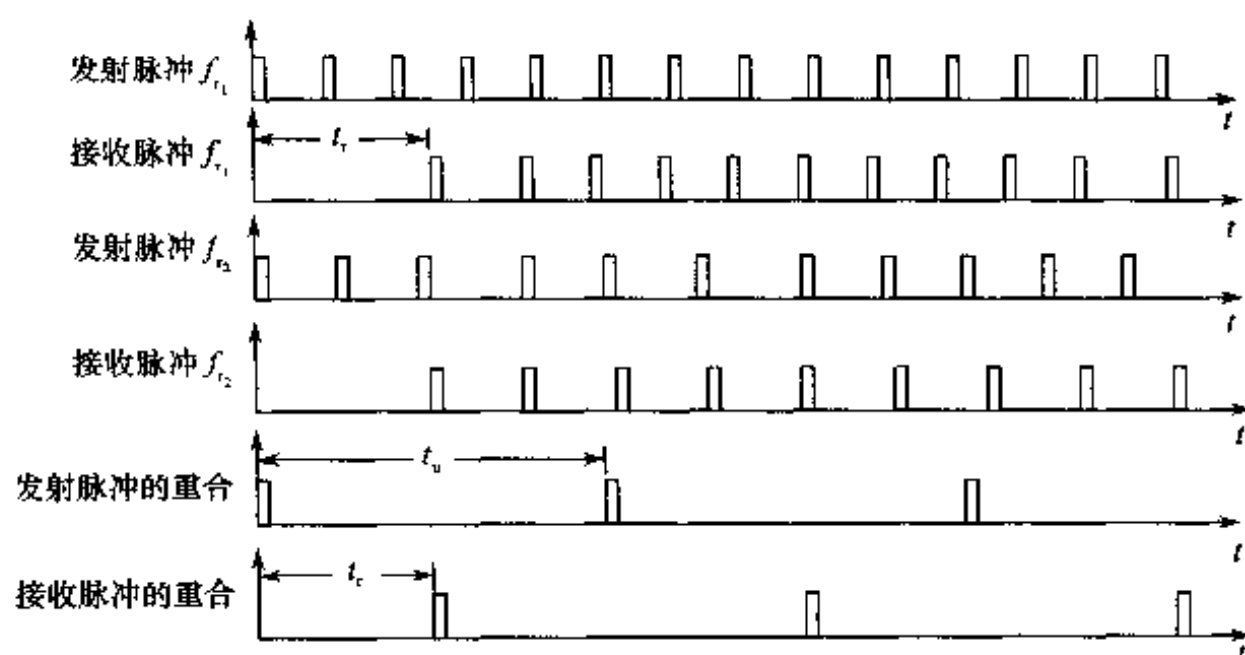


图 5.31 双重 PRF 测距原理的例图

辨。这时,需要通过增加设备和使用快速算法来解决,即用距离波门排满整个重复周期,每个距离波门后采用并行的接收通道来减少测量时间。在天线波束一次扫过目标的时间内,几次变换重复频率,然后测定相应重复频率的模糊距离,再进行计算,得出真实距离。

假设在重复周期 T_1 中排满 m_1 个波门,在重复周期 T_2 中排满 m_2 个波门,且 $m_1 > m_2$,距离分辨单元与距离门宽度相同,都是 T_G 。在 T_1 和 T_2 的最小公倍周期内,两种重复频率下测量到的同一目标的回波只能重合一次。如果目标回波重合时,目标用重复频率 f_{r1} 测出的模糊距离为 A_1 ,同一目标用重复频率 f_{r2} 测得的模糊距离为 A_2 (这里 A_1 和 A_2 都归一化为一个距离分辨单元量程,所以它们都是正整数),那么测距模糊的解算问题就是如何根据 A_1 和 A_2 来计算目标的真实距离。由图 5.31 可以看出,目标的真实距离满足以下关系

$$\left. \begin{aligned} R &= (N_1 m_1 + A_1) c T_G / 2 \\ R &= (N_2 m_2 + A_2) c T_G / 2 \end{aligned} \right\} \quad (5-27)$$

式中, $c T_G / 2$ 是一个常数因子,它不影响算法的讨论,因此可以忽略。这时得到的距离是距离分辨单元归一化后的数值。为了有别于 R ,我们记之为 x 。

用数学语言表述上述解模糊问题就是:已知 A_1 和 A_2 ,求解以下的同余式组

$$\left. \begin{aligned} x &\equiv A_1 \pmod{m_1} \\ x &\equiv A_2 \pmod{m_2} \end{aligned} \right\} \quad (5-28)$$

根据同余定理(即孙子定理),当 m_1 和 m_2 互为素数时,满足式(5-28)的解为

$$x \equiv M'_1 m_2 A_1 + M'_2 m_1 A_2 \pmod{m_1 m_2} \quad (5-29)$$

式(5-29)中的常数 M'_1 和 M'_2 由下式决定

$$\left. \begin{aligned} M'_1 m_2 &= 1 \pmod{m_1} \\ M'_2 m_1 &= 1 \pmod{m_2} \end{aligned} \right\} \quad (5-30)$$

式中, M'_1 是一个最小正整数,它被 m_2 乘后对 m_1 的剩余为 1, M'_2 的意义与 M'_1 相同。此时,目标的真实距离为

$$R = \frac{1}{2} c T_G x \quad (5-31)$$

当系统的两种重复频率的比值 $m_1:m_2$ 确定以后,常数 M'_1 和 M'_2 即可确定。按照式(5-29)和式(5-31) 就可以迅速计算出真实距离,消除测距模糊。

当 m_1 和 m_2 互为素数时,双重 PRF 测距系统的最大无模糊距离可扩大为

$$R_{u,\max} = \frac{1}{2}cT_G m_1 m_2 \quad (5-32)$$

对于一般的 k 重 PRF 测距系统,在重复周期 $T_1, T_2, \dots, T_k$ 中分别排满 $m_1, m_2, \dots, m_k$ 个波门,且它们的波门宽度均为 T_G 。不失一般性,可设 $m_1 > m_2 > \dots > m_k$ 。如果测量到对应 k 种 PRF 的模糊距离分别为 $A_1, A_2, \dots, A_k$ ($A_i < m_i$),则真实的归一化距离满足同余式组。

$$x \equiv A_1 \pmod{m_1}, x \equiv A_2 \pmod{m_2}, \dots, x \equiv A_k \pmod{m_k} \quad (5-33)$$

如果 $k \geq 2$,而且 $m_1, m_2, \dots, m_k$ 是两两互素的,即 $(m_i, m_j) = 1, i \neq j$,令

$$M = m_1 m_2 \dots m_k = M_1 m_1 = M_2 m_2 = \dots = M_k m_k$$

则式(5-33) 的正整数解是

$$x \equiv A_1 M'_1 M_1 + A_2 M'_2 M_2 + \dots + A_k M'_k M_k \pmod{M} \quad (5-34)$$

这里, M'_i 是同余式

$$M'_i M_i \equiv 1 \pmod{m_i} \quad (5-35)$$

的最小正整数解, $i = 1, 2, \dots, k$ 。

系统的最大无模糊距离为

$$R_{u,\max} = \frac{1}{2}cT_G m_1 m_2 \dots m_k \quad (5-36)$$

为了增大无模糊测距范围,通常总是选择 $m_1, m_2, \dots, m_k$ 为最相近的一些互素的数值。

脉冲重复频率的选择应使其最大公约频率对应所需要的最大无模糊距离,而脉冲宽度的选择应使在一个无模糊周期内相邻两个脉冲重复频率的脉冲除一个以外,前后脉冲均不会出现虚假重合,如图 5.31 所示。如果发射脉冲的重合频率为 f_c ,则可按下式选择脉冲重复频率

$$f_c = \frac{f_{r1}}{M_1} = \frac{f_{r2}}{M_2} = \dots = \frac{f_{rk}}{M_k} \quad (5-37)$$

脉冲宽度应满足

$$\tau \leq \frac{1}{m_1 m_2 \dots m_k f_c} \quad (5-38)$$

实际中应用得最多的是双重和三重 PRF 测距系统。在进一步讨论双重和三重 PRF 测距系统在实际应用中的一些问题之前,我们先来分析一下选择参数 m_1 时应该考虑的几个因素。因为 m_1 个波门覆盖了重复周期 T_1 间隔,除去发射脉冲,还得需要 $m_1 - 1$ 个并行接收通道,从减少设备和缩短捕获时间考虑,应选用较小的 m_1 。另一方面, m_1 较大时最大无模糊距离大,而且当重复频率变化时,平均功率变化小。再者,为了提高距离分辨力,波门宽度 T_G 必须很小。这也要求 m_1 大。此外, m_1 的大小还会影响到发射脉冲对回波的遮挡概率,有关这方面的问题,我们将举例说明。在实际系统中确定 m_1 时,应综合考虑以上各因素。例如,三重 PRF 测距系统的 m_1 通常在 8 ~ 50 范围内选择。

下面,我们用实例说明双重和三重 PRF 测距系统消除测距模糊的过程及它们的适用场合。

首先考虑双重 PRF 测距系统。我们设计一个中 PRF 雷达,要求该系统有 150km 的无模糊距离,即相当于 $f_r = 1\text{kHz}$ 。中 PRF 雷达的典型数值是 10kHz 左右。若设 $f_{r_1} = 10\text{kHz}$,则由式(5-37)可得

$$m_2 = f_{r_1} / f_r = 10$$

选择 $m_1 = m_2 + 1 = 11$ 时,最大发射脉冲宽度为

$$\tau \leq \frac{1}{11 \times 10 \times 10^3} = 9.1 \times 10^{-6}(\text{s}) = 9.1(\mu\text{s})$$

这时,系统的最大分辨误差可达 1365m。有这样大的分辨误差的雷达是没有实用价值的。

如果把 m_2 增大到 100, $m_1 = 1 + m_2 = 101$,那么对应的 f_r 就是 100Hz,最大无模糊距离可增大为 1500km。这时的最大发射脉冲宽度为

$$\tau \leq \frac{1}{101 \times 100 \times 10^2} = 0.99 \times 10^{-6}\text{s} = 0.99(\mu\text{s})$$

这样的脉冲宽度是实际系统使用的一个典型数值。由式(5-30)可算出

$$1 \equiv M'_1 m_2 \equiv 100 M'_1 \equiv M'_1 (\text{mod } 101)$$

因此

$$M'_1 = 100; 1 \equiv M'_2 m_1 \equiv 101 M'_2 (\text{mod } 100)$$

因而 $M'_2 = 1$ 。如果 $A_1 = 40, A_2 = 47$ 则

$$x \equiv 101 \times 47 + 40 \times 10\,000 (\text{mod } 10\,100) \equiv 404\,747 (\text{mod } 10\,100) = 747 (\text{余数})$$

实际距离为

$$R = \frac{1}{2} c \tau T_G = \frac{1}{2} \times 3 \times 10^5 \times 0.99 \times 10^{-6} \times 747 = 119.295(\text{km})$$

如果我们要求最大无模糊距离仍为 150km,而将脉冲重复频率 f_{r_1} 提高到 100kHz,那么

$$m_2 = f_{r_1} / f_r = 100$$

$$m_1 = 1 + m_2 = 101$$

这时的最大发射脉冲宽度为

$$\tau \leq \frac{1}{101 \times 100 \times 10^3} = 0.099 \times 10^{-6}(\text{s}) = 0.099(\mu\text{s})$$

像这样窄的发射脉冲,需要相当高的峰值功率才能达到一定的平均功率,这在实际上是行不通的。因此,双重 PRF 方法只适用于中 PRF 的测距系统,尤其是远距离用雷达。

高 PRF 雷达可采用三重或多重 PRF 测距系统。例如,在前述系统中采用三重脉冲重复频率测距。如果我们选定 $m_1 : m_2 : m_3 = 11 : 10 : 9$,则最大发射脉冲宽度

$$\tau \leq \frac{1}{9 \times 10 \times 11 \times 10^3} = 1.01 \times 10^{-6}(\text{s}) = 1.01(\mu\text{s})$$

三重脉冲重复频率分别为

$$f_{r_1} = f_c m_2 m_3 = 90\text{kHz}$$

$$f_{r_2} = f_c m_1 m_3 = 99\text{kHz}$$

$$f_{r_3} = f_c m_1 m_2 = 110\text{kHz}$$

由式(5-35)可算出 $M'_1 = 6, M'_2 = 9, M'_3 = 5$ 。若测得 $A_1 = 10, A_2 = 9, A_3 = 8$,则

$$\begin{aligned}
 x &\equiv 10 \times 6 \times 9 \times 10 + 9 \times 9 \times 11 \times 10 + 8 \times 5 \times 11 \times 10 \pmod{990} \\
 &\equiv 17\,819 \pmod{990} \\
 &\equiv 989 \text{ (余数)}
 \end{aligned}$$

目标真实距离为

$$R = \frac{1}{2} c \tau T_G = \frac{1}{2} \times 3 \times 10^5 \times 1.01 \times 10^{-6} \times 989 = 149.843 \text{ (km)}$$

(2) 连续改变脉冲重复频率测距法

这种方法的原理是,发现目标后立即调整 PRF,并且使目标回波始终位于相邻两个发射脉冲的中间,也就是保持目标回波的延时与脉冲重复周期为 $(n + 1/2)$ 倍的关系。即目标距离为

$$R(t) = \frac{1}{2} c \left(n + \frac{1}{2} \right) T_r(t) \quad (5-39)$$

式中, n 是正整数, $T_r(t)$ 为脉冲重复周期,是随时间变化的。将重复频率 $f_r(t) = 1/T_r(t)$ 代入式(5-39),得

$$R(t) f_r(t) = \frac{1}{2} c \left(n + \frac{1}{2} \right)$$

上式对时间求导数,得

$$R'(t) f_r(t) + R(t) f'_r(t) = 0$$

由上式可解出

$$R(t) = \frac{R'(t) f_r(t)}{f'_r(t)} \quad (5-40)$$

因此,在满足前述把目标回波保持在每个脉冲周期的中点的前提下,测出距离波门的移动速度 $R'(t)$ 、PRF 的瞬时值 $f_r(t)$ 和 PRF 的变化率 $f'_r(t)$,根据式(5-40)就可以计算出目标的无模糊距离。

如果需要在较大的范围内跟踪目标,必须防止脉冲重复频率变化太大。一个合适的方法是限制 PRF 的变化不超过 2:1。当达到上下极限时,PRF 相应地减半或加倍。这时目标回波差不多仍处在脉冲周期的中点,因而能够连续跟踪。

连续改变 PRF 测距法只能用于单个目标跟踪。这个方法的优点是目标回波永远不会被发射脉冲遮挡,脉冲的占空系数可以取得很大。其缺点是测距精度低,因为导数的测量误差较大。另外,由于 PRF 连续可变,它的高次谐波会进入中频通带,形成多普勒频带内的虚假信号。因此,在 PD 雷达中很少采用这种方法。

(3) 射频调频测距法

射频调频测距法是对发射载频进行线性(或正弦)调制测距的方法,最早用于连续波雷达。将这种方法用于脉冲多普勒雷达时,只是把连续变化的载频变成脉冲变化的。载频调制周期对应于最大无模糊距离,为了消除测距模糊,它应该远大于脉冲重复周期。

线性调频测距原理如下所述:

雷达发射的高重复频率脉冲串的载频分为两部分,一部分载频不变,另一部分载频随时间线性增长,频率变化率是 k_{FM} ,如图 5.32 所示。

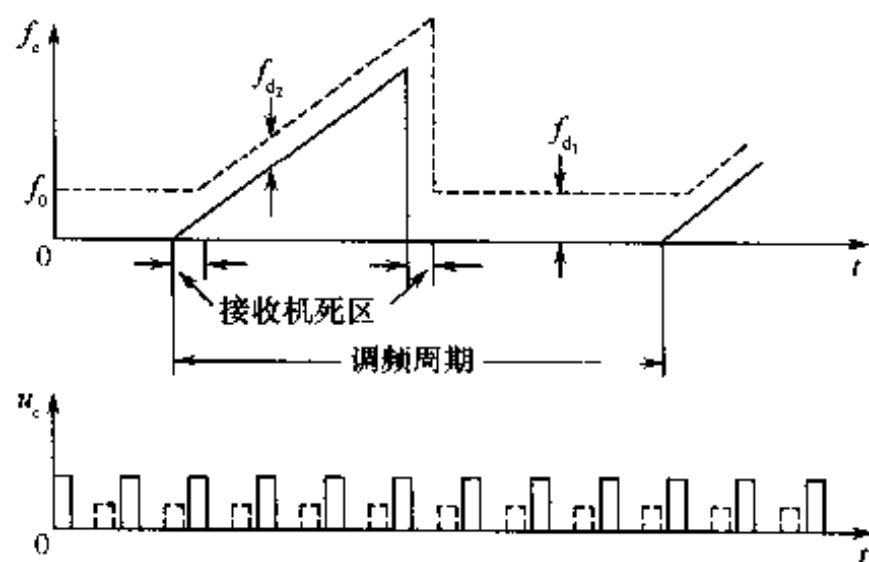


图 5.32 线性调频测距原理的示意图

非调频部分的信号用于测量目标回波的多普勒频移 f_d 。当雷达工作于线性调频状态时，目标回波除了多普勒频移外，还有一个与距离成正比的频移 $\Delta f (= f_{d2} - f_{d1})$ 。目标回波的真实延时为 $\Delta f / k_{FM}$ ，所以可以求出目标的真实距离为

$$R = \frac{c \Delta f}{2 k_{FM}} \quad (5-41)$$

这种测距方法适用于单目标跟踪。如果在同一天线波束和同一距离通道内有多目标，两种状态下的脉冲串的各多普勒频率不可能与各个目标配成对。因此，在多目标环境下，需要增加大量的距离门，以防止混乱。

线性调频测距系统的测量精度主要取决于频率变化率和多普勒滤波器组的分辨力。由于线性变化的载频会使地面杂波频谱展宽，而且较大的频偏会增加设备的复杂性，因此 k_{FM} 不能取得过大。多普勒滤波器组的带宽也不能做得很窄，由此会引起频率测量误差。最大的频率测量误差可达到子滤波器带宽的一半。由于以上原因，实际的线性调频测距系统的精度都比较低。

线性调频测距方法比较简单，而且获得数据迅速，因此适用于对目标测距精度要求不高的边扫描边跟踪雷达。

(4) 脉冲调制测距法

脉冲调制测距法是通过改变发射脉冲的波形参数(幅度、宽度和位置)，对接收到的回波信号加以识别和计算处理来消除测距模糊的方法。以脉冲位置调制为例，如果发射几个周期后舍去一个周期不发射(或将此周期的发射脉冲移位——提前或滞后一段时间发射)，然后测量从舍去发射到第一次距离门中没有回波所经过的周期的数目 n ，则目标无模糊距离是

$$R = \frac{1}{2} (n T_r + t_a) \quad (5-42)$$

式中， T_r 是脉冲重复周期， t_a 是目标模糊距离所对应的回波延时，其测距原理如图 5.33 所示。

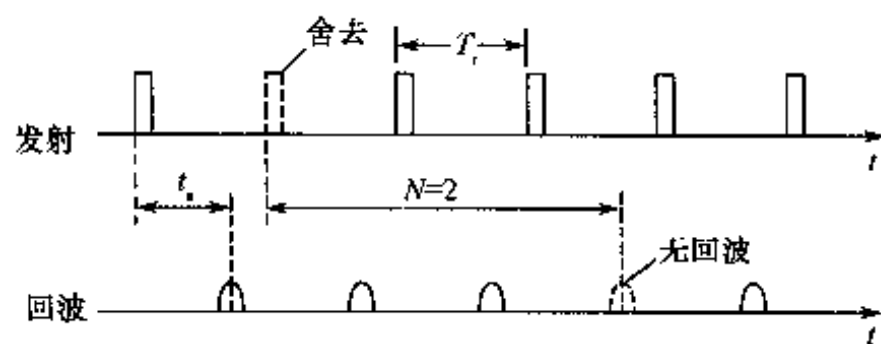


图 5.33 脉冲位置调制测距原理的示意图

脉冲位置调制会改变信号的频谱结构,从而影响测速性能。而且这种方法不能解决遮挡问题,因此实际上也很少被采用。脉冲宽度调制和脉冲幅度调制也有类似的问题。脉冲宽度调制和脉冲位置调制的误差可能较大,因为遮挡和跨接使接收调制被对消,而脉冲幅度调制在发射机和接收机的硬件中都难以实现。因此脉冲调制的实用价值不大。

(5) 各种测距方法的性能比较

各种测距方法的性能比较见表 5.4。

表 5.4 各种测距方法的性能比较

参 数	多重 PRF	连续可变 PRF	线性载波调频	正弦载波调频
距离精度	优	差	差	一般
消除脉冲重复频率谐波引起的寄生信号能力	优	很差	优	优
杂波抑制	优	好	好	好
杂波附近的日标检测	优	好	差	好
当多目标是不同速度时产生的目标数	无	无	少	无
当多目标是同一速度时产生的目标数	多	少	少	少
峰值功率	高	低	低	低
距离性能	好	优	好	优
搜索状态时测量速度是否适宜	是	否	是	否
通过遮挡的跟踪	优	优	差	差
跟踪时需要的距离波门接收机数目	≥ 1	≥ 1	...	≥ 1
搜索时需要的距离波门接收机数目	多	...	≥ 1	...
辅助设备数量	一些	多	少	少

各种调制中没有一种总是最好的,最好的选择取决于应用场合及其限制。一般来说,在要求距离数据精确的场合采用多重 PRF 测距系统,在强调简单的场合就采用调频系统,而连续脉冲重复频率方式由于严重的寄生信号问题看来是完全不实用的。

3. 测速模糊的解算

多重 PRF 信号也可以用来消除测速模糊。这时,利用多普勒滤波器组在每个重复频率下测出模糊速度,再根据余数定理,用与式(5-34) 类似的公式计算目标的真实相对速度。

在某些情况下,多重 PRF 法的应用受到限制。比如,用固定点的 FFT 做多普勒滤波器组时,对应于不同的脉冲重复频率,FFT 的点数是不变的,因而子滤波器的带宽不同。这相当于多普勒频率的分辨单元不同,因此余数算法就不适用了。

另一种常用的方法是利用距离跟踪的粗略微分数据来消除测速模糊。设模糊多普勒频移 f_{da} 与真实目标的多普勒频移 f_d 相差 Kf_r ,因此无模糊多普勒频率是

$$f_d = Kf_r + f_{da} \tag{5-43}$$

式中的 K 可以用由距离跟踪回路测得的距离微分后对应的多普勒频率 f_{dr} 和模糊速度 f_{da} 算出

$$K = \text{int}\left[\frac{f_{dr} - f_{da}}{f_r}\right] \tag{5-44}$$

式中, $\text{int}[\cdot]$ 是取整运算。对应目标的无模糊相对速度为

$$v = \frac{1}{2} \lambda f_d \quad (5-45)$$

通常,由距离跟踪系统得到的 f_{dr} 的误差比较大,但只要 f_{dr} 与真实的无模糊多普勒频移 f_d 的误差小于 $f_r/2$ 就可以得到正确的结果。对式(5-44) 进行一些修正,可以提高算法的可靠性和计算精度。

5.6 脉冲多普勒雷达的距离性能

我们知道,一般雷达在未考虑积累和大气衰减时的作用距离方程为

$$R_0^4 = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B N_F L} \quad (5-46)$$

式中, P_t 为脉冲发射功率, G 为天线增益, λ 为雷达工作波长, σ 为目标的雷达横截面积, k 为玻耳兹曼常数, T_0 为环境绝对温度, 常温一般选 290K, B 为检波前接收系统的噪声带宽, N_F 为系统噪声系数, L 为传播与系统损失因子, R_0 为信噪比为 1 的雷达作用距离。

在 PD 雷达中,对信号的处理是依据动目标回波的多普勒效应,在频域实现了回波谱的谱线分离。被接收的回波信号经过接收机前端的变频、放大后,还要经过距离门选通、单边带滤波器、主瓣杂波抑制、多普勒窄带滤波等处理。这些处理对信号、杂波和噪声在检测前的功率都产生了影响。因此必须对一般的雷达作用距离方程加以修正,才能在 PD 雷达中应用。本节首先研究影响 PD 雷达距离性能的主要因素,进而讨论 PD 雷达的距离方程,并对 PD 雷达与常规脉冲雷达的距离性能作比较。

5.6.1 影响 PD 雷达距离方程的主要因素

1. 发射脉冲遮挡效应

在 PD 雷达中一般采用较高的脉冲重复频率,当采用高或中脉冲重复频率时,测距都会产生模糊,也就是目标回波延时可能超过一个脉冲重复周期。这样在回波由一个重复周期移动到相邻的一个重复周期时,就会发生发射脉冲对回波的“遮挡”现象。由于发射脉冲期间关闭了接收机,因此遮挡住的回波部分不能被接收,降低了回波有效宽度,如图 5.34 所示。可接收的回波宽度由 τ 降低为 τ_s ,回波的有效功率减少,因而减小了雷达作用距离。当回波全部被发射脉冲挡住时,影响最严重,使作用距离降为 0 —— 称为盲距。

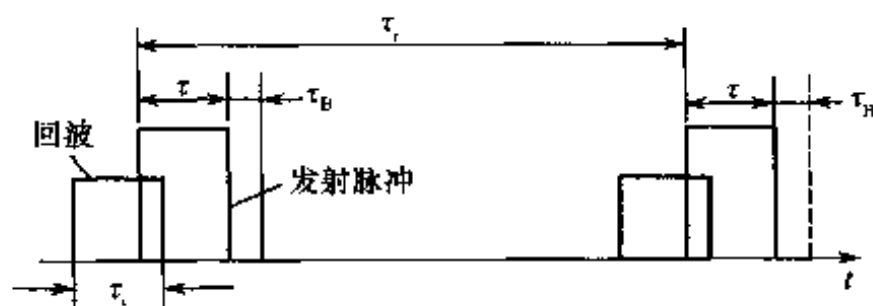


图 5.34 发射脉冲遮挡效应的示意图

若考虑了收/发开关的恢复时间和接收机闭塞脉冲的作用,则在图中发射脉冲结束后的时间间隔内也会发生遮挡作用。

如 τ_s 为已知值,则可直接代替脉冲宽度 τ 代入距离方程来计算遮挡的影响。但通常回波的位置不确定,因此遮挡的影响可以用概率平均的方法研究。一般重复频率越高,发射脉冲越宽,

遮挡的平均影响越严重。

2. 跨越效应

PD 雷达在探测应用时,距离门并不跟随着回波移动,而是采用一组时间上连续的互不交叠的距离门覆盖整个重复周期。这样就可能产生下面的情况:回波脉冲不是完全进入一个距离门,而是跨接在两个相邻的距离门中间——产生了跨越,如图 5.35 所示。

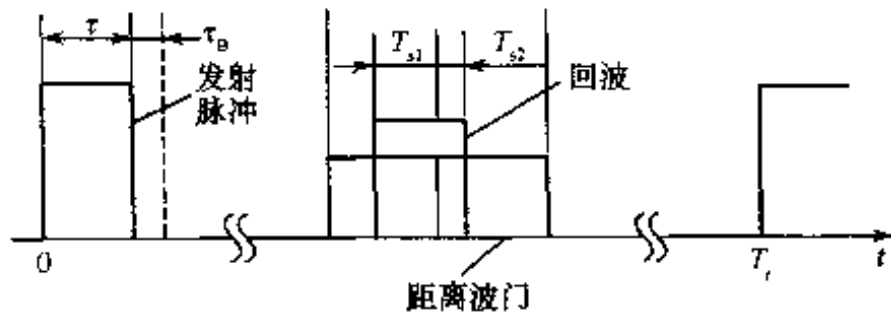


图 5.35 跨越效应的示意图

图 5.35 中波门宽度为 T_c ,回波与第一个被跨越的波门重合的宽度是 T_{s1} ;与第二个被跨越的波门重合的宽度是 T_{s2} 。很明显,在一个波门内脉冲的能量损失了。因而跨越效应的影响也是减少了雷达作用距离。

跨越一般与遮挡一起用统计平均的方法研究。若采用比回波更宽的距离门,可以降低跨越发生的概率。但带来的问题是经距离门选通后有更多的噪声将进入多普勒滤波器,另外测距精度与分辨力也降低了。如果用交叠门去代替连续门,也可以降低跨越损失。但由于信号处理器的路数增多,增加了设备的复杂性和成本。

3. 频域处理和带宽的影响

遮挡和跨越的影响都发生在时域,并假定雷达发射矩形脉冲,而且是在距离门以前接收机的通带足够宽的条件下进行分析的,即忽略了距离门以前的波形失真。距离门选通后,回波经过单边带滤波器,它的带宽等于脉冲重复频率,因此信号通过它之后只滤出了一条谱线(一般取中心谱线),使得提供检测的回波功率大大降低(杂波与噪声的功率由于带宽的限制也随之降低)。

此后回波经过主瓣杂波抑制滤波器,在机载 PD 雷达的下视工作情况,主瓣照射引起的地杂波是极强的。从最佳接收的角度看,此滤波器可近似为白化滤波器。但在主瓣杂波被滤除的同时,那些多普勒频移正好落在主瓣杂波频率上的动目标回波谱也被滤除了。这就是频域中的遮挡现象。

经主瓣杂波抑制后,回波进入多普勒滤波器组。每个子滤波器的带宽大于或等于回波谱线宽度,当目标多普勒频移不是正好对准一个子滤波器的中心时,将产生一些损失。如果滤波器的响应、信号频率和频谱的形状是已知的,损失可以算出。但与回波对距离波门的跨越不同,用 FFT 算法构成多普勒滤波器组时,相邻子滤波器的通带是互相交叠的,因此回波谱线跨越子滤波器引起的损失比起回波对距离门跨越引起的损失要小得多。

下面我们考虑一下单边带滤波器对信号功率的影响,并做初步估算。

单边带滤波器的输入是回波相参脉冲串,输出是其中心谱线对应的连续波。图 5.36 画出了相参脉冲串及其对应的频谱。图中,脉冲峰值电压为 U ,则单位电阻上的脉冲功率为 $P = U^2/2$ 。考虑到在 $\pm f_c$ 处都有谱线,所以中心谱线的功率为

$$2\left(\frac{U\tau}{2T_r}\right)^2 = \frac{1}{2}U^2\left(\frac{\tau}{T_r}\right)^2 = Pd^2 \quad (5-47)$$

式中, τ 为脉冲宽度, T_r 为脉冲的重复周期, $d = \tau/T_r$ 为脉冲占空系数。即经过单边带滤波器后, 信号的功率降低了, 取出的中心谱线功率为原输入脉冲功率的 d^2 倍, $d < 1$ 。

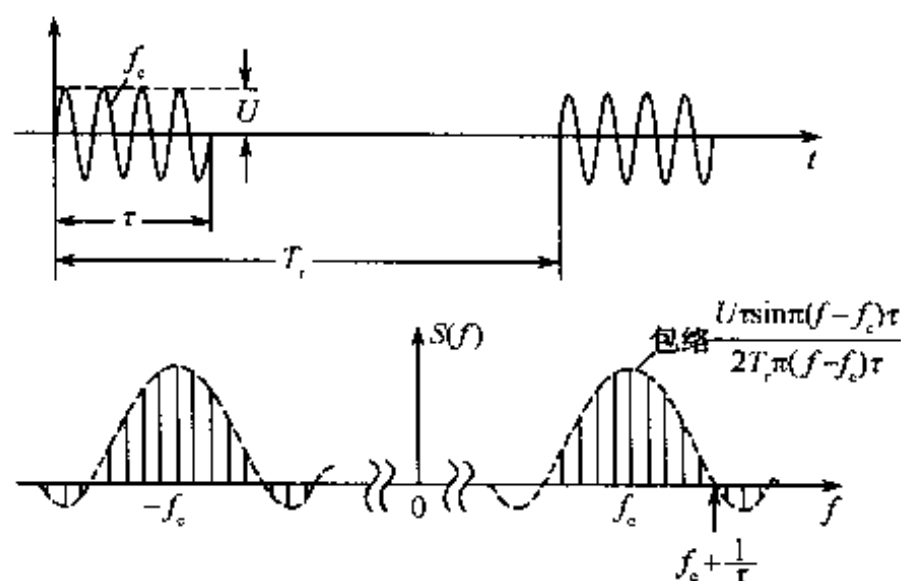


图 5.36 相参脉冲串及其频谱的示意图

由于发射脉冲遮挡和回波跨越距离波门的影响, 使回波的有效宽度降低为 τ_s 。因而综合考虑上面三种因素的影响, 使 PD 雷达检测回波信号功率折合到输入端的功率值比常规雷达的功率值降低, 降低的因子是

$$\left(\frac{\tau_s}{T_r}\right)^2 = d_s^2, \Delta d_s < 1 \quad (5-48)$$

式中, $d_s = \tau_s/T_r$ 为考虑了遮挡和距离门选通后的回波信号占空系数。

另一方面, 伴随回波的噪声功率也会受到 PD 雷达信号处理方式的影响, 在常规雷达中折合到输入端的噪声功率为 $kT_0 B_N N_F$, 在 PD 雷达中经过距离波门选通后, 噪声功率降低了, 降低因子为 $d_G = T_G/T_r$ 。其中 T_G 为距离波门宽度, d_G 为距离波门的占空系数。经过多普勒滤波器组的处理, 使 PD 雷达的噪声带宽比常规雷达的噪声带宽大大缩小, 为一个窄带滤波器通带所对应的等效噪声带宽 B_n 。

因此 PD 雷达检测前的噪声功率折合到雷达输入端为

$$P_n = kT_0 B_n N_F d_G \quad (5-49)$$

5.6.2 PD 雷达的距离方程

PD 雷达的作用距离除了受上述信号处理中的各种因素的影响外, 还受地面杂波情况的影响, 如有无杂波、杂波的分布与强弱等因素。当目标回波谱线处于无杂波区, 距离性能就很好。当回波谱线处于旁瓣杂波区, 距离性能就差些。若回波谱线恰好与主瓣杂波重合, 则无法检测, 作用距离为 0。下面分别讨论前两种情况的距离方程。

1. 无杂波区的距离方程

以机载 PD 雷达为例, 在上视工作情况时接收信号中不存在地杂波干扰。在高 PRF 下视工作情况时, 存在地杂波干扰, 但接收信号频谱中存在着无杂波区。当运动目标的多普勒频移落入无杂波区时, 在检测中与目标回波抗衡的只有系统噪声。

考虑前述 PD 雷达的工作特点,根据式(5-48) 检测前的信号有效功率折合到雷达输入端为

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} d_s^2 \quad (5-50)$$

而检测前的噪声功率折合到雷达输入端的值 P_n 为式(5-49) 表示的值。令式(5-50) 与式(5-49) 相等,则可导出无杂波区的 PD 雷达信噪比为 1 时的距离方程为

$$R_0^4 = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B_n N_F L} \frac{d_s^2}{d_G} \quad (5-51)$$

设

$$D_p = (M+1) \frac{d_s^2}{d_G} \quad (5-52)$$

式中, M 为相邻发射脉冲之间所分割的邻接等宽距离波门的数目。则式(5-51) 可以表示为

$$R_0^4 = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma D_p}{(4\pi)^3 k T_0 B_n N_F L (M+1)} \quad (5-53)$$

若将脉冲发射功率 P_t 用平均发射功率 P_{av} 来表示,则有

$$P_t = \frac{P_{av} T_r}{\tau} = \frac{P_{av}}{d} \quad (5-54)$$

并设

$$D_{av} = \frac{d_s^2}{d d_G} \quad (5-55)$$

则式(5-51) 还可以表示为

$$R_0^4 = \frac{P_{av} G^2 \lambda^2 \sigma D_{av}}{(4\pi)^3 k T_0 B_n N_F L} \quad (5-56)$$

式(5-51)、式(5-53) 和式(5-56) 为 PD 雷达的无杂波区信噪比为 1 的距离方程的三种表达式。其中 D_p 、 D_{av} 分别表示脉冲发射功率 P_t 恒定、平均发射功率 P_{av} 恒定时,PD 雷达的距离损失系数,分别由式(5-52) 和式(5-55) 决定。

当要求信噪比为 S/N 时作用距离 R 与 R_0 的关系为

$$R = \frac{R_0}{\sqrt[4]{S/N}} \quad (5-57)$$

2. 旁瓣杂波区的距离方程

在机载 PD 雷达下视工作情况时,则有地杂波存在,若目标回波的多普勒频移落在旁瓣杂波区内,检测时与信号抗衡的分量是杂波与噪声之和。此时 PD 雷达信噪比为 1 的距离方程可以表示为

$$R_0^4 = \frac{P_{av} G^2 \lambda^2 \sigma D_{av}}{(4\pi)^3 [C + k T_0 B_n N_F] L} \quad (5-58)$$

式中, C 为通过多普勒窄带滤波器以后的杂波功率, 其他符号意义同前。

式(5-58) 只是一个原理性公式, 因为式中的杂波功率 C 的计算受具体情况中很多条件的影响, 是较复杂的。在高 PRF 工作时, 由于杂波在时域高度重叠, 可以假定旁瓣杂波强度与目标距离无关, 此时如算出旁瓣杂波在频域分布的统计平均规律, 利用式(5-58) 可以估算处于旁瓣杂波区的具有一定多普勒频移的目标所对应的作用距离。

5.6.3 PD 雷达与常规脉冲雷达距离性能的比较

常规脉冲雷达无杂波时信噪比为 1 的作用距离方程为

$$(R_0)_p = \left[\frac{P_{av} G^2 \lambda^2 \sigma / d}{(4\pi)^3 k T_0 B N_F L} \right]^{1/4} \quad (5-59)$$

式中, d 为发射脉冲占空系数。

PD 雷达信噪比为 1 的无杂波区作用距离方程为(考虑遮挡和跨越损失后的平均作用距离)

$$(\bar{R}_0)_d = \left[\frac{P_{av} G^2 \lambda^2 \sigma \bar{D}_{av}}{(4\pi)^3 k T_0 B N_F L} \right]^{1/4} \quad (5-60)$$

假设两种雷达的平均发射功率 P_{av} 、天线增益 G 、工作波长 λ 、目标的横截面积 σ 和接收机的噪声系数 N_F 、损耗因子 L 等参数都相同, 则两种雷达信噪比为 1 的作用距离为

$$\frac{(\bar{R}_0)_d}{(R_0)_p} = \left(\frac{\bar{D}_{av} B d}{B_n} \right)^{1/4} \quad (5-61)$$

下面通过一个计算实例, 将两种雷达的距离性能做一下比较。

设常规脉冲雷达的参数是: 脉冲重复频率 $f_r = 1\text{kHz}$, 脉冲宽度 $\tau = 1\mu\text{s}$, 则脉冲占空系数 $d = 0.001$, 接收机通带 $B = 1/\tau = 1\text{MHz}$ 。

设 PD 雷达的参数是: 脉冲重复频率 $f_r = 50\text{kHz}$, 脉冲宽度 $\tau = 1\mu\text{s}$, 若距离门宽度 $T_G = \tau$, 则脉冲间隔周期中的波门数 $M = 19$ 。设两种雷达天线波束照射目标的时间都是 $t_c = 0.01\text{s}$ 。多普勒窄带滤波器的噪声带宽选为 $B_n = 1/t_c = 100\text{Hz}$ (在重复频率间隔中相应应有 500 个子滤波器)。平均距离损失系数可以计算出来为 $\bar{D}_{av} = (7M+1)/12(M+1) \approx 0.56$ 。

将上述参数代入式(5-61), 可得

$$\frac{(\bar{R}_0)_d}{(R_0)_p} = \left(\frac{\bar{D}_{av} \times 10^6 \times 10^{-3}}{10^2} \right)^{1/4} = (10\bar{D}_{av})^{1/4} \approx 1.54$$

由此计算实例的结果看出: 在输出信噪比都为 1 的情况下, PD 雷达在有杂波干扰但目标回波多普勒频移落在无杂波区时, 考虑了遮挡和跨越损失后的平均作用距离, 比常规脉冲雷达没有杂波干扰时的作用距离还要大。若常规脉冲雷达也工作在同样杂波干扰情况下, 距离性能还要大大变坏。

PD 雷达距离性能的优越性主要是由它的工作体制和信号处理方式决定的。PD 雷达采用相参体制, 利用了目标运动的多普勒效应, 检测实质上是在频域进行的。所以虽然存在地杂波干扰, 但目标的多普勒频移若落入无杂波区, 杂波对检测不起干扰作用。另外信号处理采用距离门和多普勒窄带滤波, 实质上是相参积累器。多普勒窄带滤波器的带宽 B_n 选择等于 $1/t_c$, 对应将 t_c 间隔中的信号回波进行了相参积累。

而常规脉冲雷达一般采用非相参体制,接收机的特性近似匹配于单个脉冲。通带 $B \approx 1/\tau$ 。式(5-59) 是表示单次测量时的作用距离方程。若考虑增加非相参积累,信噪比将得到改善,则两种雷达在无杂波干扰时的距离性能将趋于接近。

若在常规脉冲雷达中也采用相参体制,并采用相应的最佳接收机处理回波信号,则会发现由于常规雷达多采用低 PRF,发生在时域的遮挡和跨越损失小,在无杂波干扰情况下的作用距离将大于工作在高、中 PRF 的 PD 雷达。从实质上看此时的“常规脉冲”雷达就是一种低 PRF 的 PD 雷达。这正是某些机载 PD 雷达在上视工作条件下采用低 PRF 的原因。

第 6 章 相控阵雷达

所谓“相控阵”，即“相位控制阵列”的简称。顾名思义，相控阵天线是由许多辐射单元排列而成的，而各个单元的馈电相位是由计算机灵活控制的阵列。相控阵这个概念并不是新鲜的东西，20 世纪 60 年代有人曾预言“将来所有的雷达都将是相控阵”，但至今尚未实现。因为相控阵雷达是采用多种高技术的产物，只有随着计算机技术、固态技术、信号处理技术、光电子技术以及器件、材料、结构、工艺的发展，相控阵技术才能真正取得实质性的进展并被广泛应用，目前仍然处于迅速发展的激烈变化的时期。相控阵雷达具有波束捷变（包括波束空间位置捷变及波束方向图形捷变）能力等独特的优点，因而可以满足对高性能雷达系统日益增长的需要，诸如多目标跟踪、远作用距离、高数据率、自适应抗干扰、快速识别目标、高可靠性以及同时完成目标搜索、识别、捕获和跟踪等多种功能。本章重点论述相控阵的基本原理和相控阵雷达各组成部分的功能。

6.1 相控阵列的基本原理

通常，相控阵天线的辐射元少的有几百，多的则可达几千，甚至上万。每个阵元（或一组阵元）后面接有一个可控移相器，利用控制这些移相器相移量的方法来改变各阵元间的相对馈电相位，从而改变天线阵面上电磁波的相位分布，使得波束在空间按一定规律扫描。阵列天线有两种基本的形式，一种叫做线阵列，所有单元都排列在一条直线上；另一种叫做面阵列，辐射单元排列在一个面上，通常是一个平面。为了说明相位扫描原理，我们讨论图 6.1 所示 N 个阵元的线性阵列的扫描情况，它由 N 个相距为 d 的阵元组成。假设

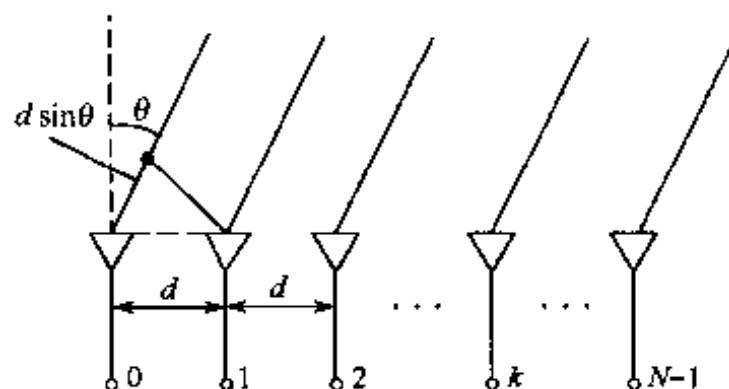


图 6.1 线阵列天线的示意图

各辐射元为无方向性的点辐射源，而且同相等幅馈电（以零号阵元为相位基准）。在相对于阵轴法线的 θ 方向上，两上阵元之间波程差引起的相位差为

$$\Psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta \quad (6-1)$$

则 N 个阵元在 θ 方向远区某一点辐射场的矢量和为

$$E(\theta) = \sum_{k=0}^{N-1} E_k e^{jk\Psi} = E \sum_{k=0}^{N-1} e^{jk\Psi} \quad (6-2)$$

式中， E_k 为各阵元在远区的辐射场，当 E_k 均等于 E 时后一等式才成立。实际上远区 E_k 不一定均相等，因各阵元的馈电一般要加权。为讨论方便起见，假设等幅馈电，且忽略因波程差引起的场强差别，所以假设为远区各阵元的辐射场强近似相等， E_k 可用 E 表示。显然，当 $\theta=0$ 时，电场同相叠加而获得最大值。

根据等比级数求和公式及欧拉公式,式(6-2)可写成

$$E(\theta) = E \frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} = E \frac{e^{j\frac{N}{2}\psi} (e^{j\frac{N}{2}\psi} - e^{-j\frac{N}{2}\psi})}{e^{j\frac{\psi}{2}} (e^{j\frac{\psi}{2}} - e^{-j\frac{\psi}{2}})} = E \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi)}{\sin \frac{\psi}{2}} e^{j\frac{N-1}{2}\psi} \quad (6-3)$$

将式(6-3)取绝对值并归一化后,得阵列的归一化方向函数 $F_a(\theta)$ 为

$$F_a(\theta) = \frac{|E(\theta)|}{|E_{\max}(\theta)|} = \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi)}{N \sin \frac{\psi}{2}} = \frac{\sin(\frac{\pi Nd}{\lambda} \sin\theta)}{N \sin(\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta)} \quad (6-4)$$

并示于图 6.2 中。当各个阵元不是无方向性的,而其辐射方向图为 $F_e(\theta)$ 时,则阵列的方向图变为

$$F(\theta) = F_a(\theta) F_e(\theta) \quad (6-5)$$

式中, $F_a(\theta)$ 称为阵列因子,有时简称阵因子,而 $F_e(\theta)$ 称为阵元因子。

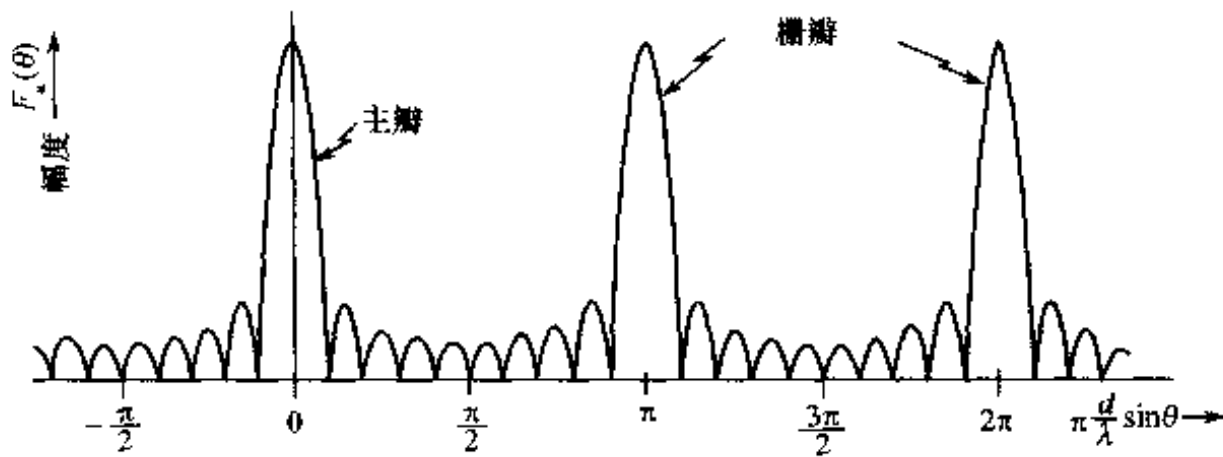


图 6.2 10 元阵因子的示意图

当式(6-4)中 $\frac{\pi Nd}{\lambda} \sin\theta = 0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ (n 为整数) 时, $F_a(\theta)$ 的分子项为 0。而当 $\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta = 0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ 时, 由于分子和分母均为 0, 所以 $F_a(\theta)$ 值不确定。利用罗比塔法则, 当 $\sin\theta = \pm n\lambda/d, n=0, 1, 2, \dots$ 时, $F_a(\theta)$ 为最大值, 这些最大值都等于 N 。在 $n=0$ 时的最大值称为主瓣, n 为其他时的最大值均称为栅瓣。栅瓣的间隔是阵元间距的函数。栅瓣出现的角度为

$$\theta_{GL} = \arcsin\left(\pm \frac{n\lambda}{d}\right) \quad (6-6)$$

式中, n 是整数。当 $d=\lambda$ 时, $\theta_{GL}=90^\circ$ 。当 $d/\lambda=0.5$ 时, 由于 $\sin\theta_{GL}>1$ 不可能成立, 所以空间不会出现第一栅瓣。

当 θ 很小时, $\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta\right) \approx \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta$, 式(6-4) 可近似为图 6.3 所示的辛格函数

$$F_a(\theta) \approx \frac{\sin\left(\frac{\pi Nd}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi Nd}{\lambda} \sin\theta} \quad (6-7)$$

在天线方向图中两个关键参数是半功率主瓣宽度 $\theta_{0.5}$ (见图 6.3) 和旁瓣电平。设式(6-7) 中

$\frac{\pi Nd}{\lambda} = \frac{a}{2}$, $\sin\theta \approx \theta = x$, 则查图 6.3 的曲线, $\frac{\sin(ax/2)}{ax/2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时, 得 $ax/2 = 0.443\pi$ 。

$$\theta_{0.5} = 2x = \frac{0.886}{Nd}\lambda(\text{rad}) = \frac{50.8}{Nd}\lambda(^{\circ})$$

当 $d = \lambda/2$ 时, $\theta_{0.5} \approx 100/N$ 。

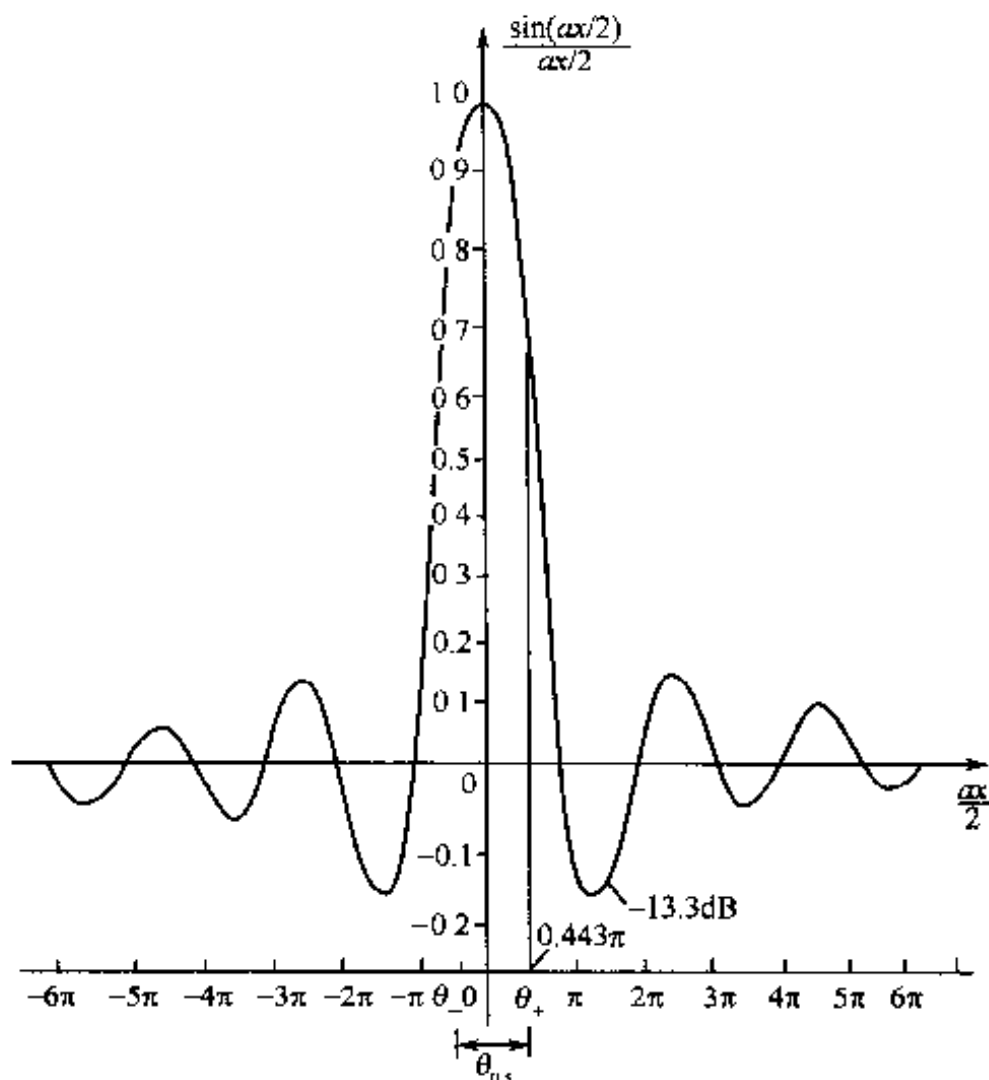


图 6.3 归一化辛格函数曲线

可见,要在一个平面上产生波瓣宽度为 1° 的波束需要用 100 个辐射元组成线阵。若在水平、垂直两个平面内都采用阵列天线,设 n_1 和 n_2 分别为水平方向和垂直方向的辐射元数目,则总数 $N = n_1 n_2$,而水平和垂直平面的半功率面波瓣宽度分别为

$$\theta_a = \frac{100}{n_1}, \theta_\beta = \frac{100}{n_2}$$

所以

$$\theta_a \theta_\beta = \frac{10\,000}{n_1 n_2} = \frac{10\,000}{N}$$

若 $n_1 = n_2$,则在水平面和垂直面产生 1° 的针状波束,需用 $N = 10\,000$ 个辐射元。

为了使波束在空间迅速扫描,可在每个辐射元之后接一个可变移相器,如图 6.4 所示。设各单元移相器的相移量分别为 $0, \varphi, 2\varphi, \dots, (N-1)\varphi$ 。由于单元之间相对的相位差不为 0,所以在天线阵的法线方向上各单元的辐射场不能同相相加,因而不是最大辐射方向。当移相器引入的相移 φ 抵消了由于单元间波程差引起的相位差,即 $\psi = \varphi = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta_0$ 时,则在偏离法线的 θ_0 角度方向上,由于电场同相叠加而获得最大值。这时,波束指向由阵列法线方向($\theta = 0$)变到 θ_0 方向。简单地说,在图 6.4 中, MM' 线上各阵元激发的电磁波的相位是相同的,称同相波前,波束最大值方向与其同相波前垂直。可见,控制各种移相器的相移可改变同相波前的位置,从而改变波束指向,达到扫描的目的。此时,式(6-2)变成

$$E(\theta) = E \sum_{k=0}^{N-1} e^{jk(\psi-\varphi)} \quad (6-8)$$

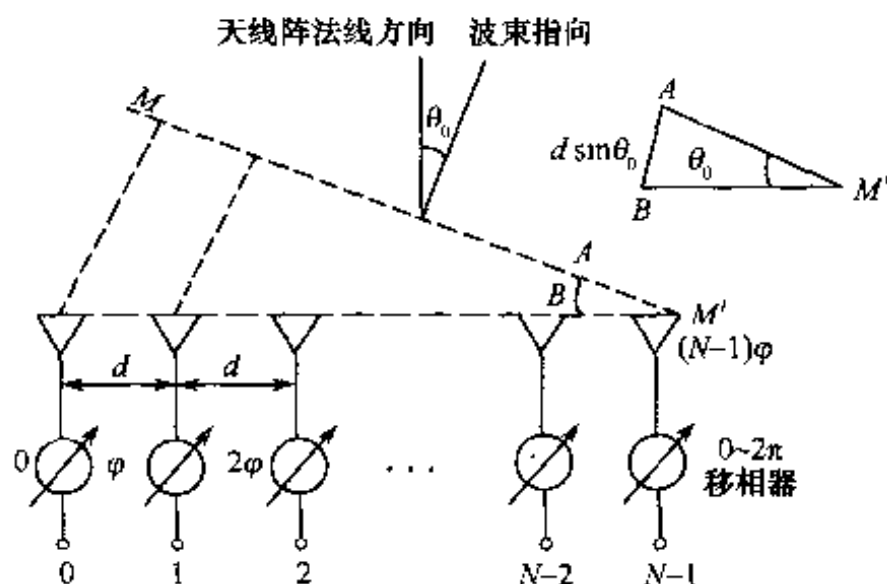


图 6.4 相位扫描原理的示意图

式中, ψ 为相邻单元间的波程差引入的相位差, φ 为移相器的相移量。令

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0$$

则由式(6-8)得扫描时的方向性函数为

$$F_s(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{\pi N d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \quad (6-9)$$

由式(6-9)可看出:

(1) 在 $\theta = \theta_0$ 方向上 $F_s(\theta) = 1$, 有主瓣存在, 且主瓣的方向由 $\varphi = (2\pi/\lambda)d \sin \theta_0$ 决定, 只要控制移相器的相移量 φ 就可控制最大辐射方向 θ_0 , 从而形成波束扫描。

(2) 在 $\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) = \pm m\pi$ 的 θ 方向, $m = 1, 2, \dots$, 有与主瓣等幅度的栅瓣存在。栅瓣的出现使测角存在了多值性, 这是不希望发生的。为了不出现栅瓣, 必须使

$$\frac{\pi d}{\lambda} |\sin \theta - \sin \theta_0| < \pi \quad (6-10)$$

因为

$$|\sin \theta - \sin \theta_0| \leq |\sin \theta| + |\sin \theta_0| \leq 1 + |\sin \theta_0|$$

所以, 只要

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|} \quad (6-11)$$

就一定能满足式(6-10), 从而保证不出现栅瓣。

(3) 波束扫描时, 随着 θ_0 增大波束要展宽。由图 6.3 可见, 当 $ax/2 = \pm 0.443\pi$ 时, 天线方向图的值降到最大值的 $1/\sqrt{2}$ 。用 θ_+ 表示 $\theta > \theta_0$ 时对应于半功率点的角度, θ_- 表示 $\theta < \theta_0$ 时对应于半功率点的角度, 即 θ_+ 对应于 $ax/2 = +0.443\pi$, θ_- 对应于 $ax/2 = -0.443\pi$ 。在 $\theta - \theta_0$ 角度较小时, $\sin \theta - \sin \theta_0$ 可在 θ_0 处按泰勒级数展开

$$f(x) = f(x_0) + \frac{f'(x_0)}{1!}(x - x_0) + \frac{f''(x_0)}{2!}(x - x_0)^2 + \dots$$

取前两项,得

$$\sin\theta - \sin\theta_0 \approx 0 + \frac{\cos\theta_0}{1!}(\theta - \theta_0) + \dots \approx (\theta - \theta_0)\cos\theta_0$$

代入式(6-9),得近似式为

$$F_s(\theta) \approx \frac{\sin\left[\frac{Nd\cos\theta_0}{\lambda}\pi(\theta - \theta_0)\right]}{\frac{Nd\cos\theta_0}{\lambda}\pi(\theta - \theta_0)} \quad (6-12)$$

利用式(6-12),由图 6.3 可得

$$\theta_+ - \theta_0 = \arcsin \frac{0.443\lambda}{Nd\cos\theta_0} \approx \frac{0.443\lambda}{Nd\cos\theta_0}$$

$$\theta_- - \theta_0 = \arcsin \frac{-0.443\lambda}{Nd\cos\theta_0} \approx \frac{-0.443\lambda}{Nd\cos\theta_0}$$

因而在 θ_0 方向上相应的半功率波束宽度 $\theta_{0.5s}$ 为

$$\theta_{0.5s} \approx \frac{0.886\lambda}{Nd\cos\theta_0} (\text{rad}) \approx \frac{50.8\lambda}{Nd\cos\theta_0} (^\circ) = \frac{\theta_{0.5}}{\cos\theta_0} \quad (6-13)$$

可见, θ_0 方向的半功率波束宽度 $\theta_{0.5s}$ 与扫描角余弦值 $\cos\theta_0$ 成反比。 θ_0 愈大,波束展宽愈厉害,当 $\theta_0 = 60^\circ$ 时, $\theta_{0.5s} \approx 2\theta_{0.5}$ 。

(4) 波束扫描时,随着 θ_0 增大,天线增益下降。对于等幅照射,面积为 A 的无损耗口径,其法线方向波束的增益由下式确定

$$G_0 = 4\pi \frac{A}{\lambda^2} \quad (6-14)$$

因相控阵列的总面积定义为

$$A = Na$$

式中, a 表示阵列中每一个阵元占的面积, N 为阵元总数,如图 6.5 所示。当面天线阵由 N 个等间距辐射元组成,且间距 $d = \lambda/2$ 时,有

$$A = Nd^2 = \frac{N}{4}\lambda^2$$

代入式(6-14)得法线方向的增益为

$$G_0 = N\pi$$

在任意的扫描方向 θ_0 时,天线口径在扫描方向垂直面的投影为 $A_{\theta_0} = A\cos\theta_0$ 。如果将天线考虑为匹配接收天线,则扫描波束所收集的能量总和正比于天线口径的投影面积 A_{θ_0} ,所以增益为

$$G_{\theta_0} = \frac{4\pi A_{\theta_0}}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \cos\theta_0 = N\pi \cos\theta_0 \quad (6-15)$$

可见,增益随扫描角增大而减小。

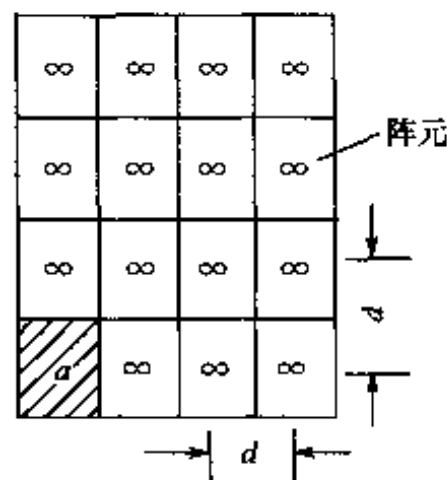


图 6.5 等间距辐射元面阵的面积估算图

总之,在波束扫描时,扫描的偏角 θ_0 愈大,波束愈宽,天线增益愈小,因而天线波束性能变差。一般,天线扫描角限制在 60° 之内。

以上所述的是等间距等幅值阵列,这种阵列的方向图旁瓣电平高(第一旁瓣为 -13.2dB),不利于雷达的抗干扰。为了降低旁瓣电平,常采用等间距振幅加权阵列或密度加权阵列。所谓等间距振幅加权,即各辐射元馈电振幅大小不等,一般馈给阵列中间的辐射元功率大些,周围的辐射元功率小些,最常用的加权函数为泰勒分布。所谓密度加权,指天线的阵元按一定疏密程度排列,天线阵中心附近阵元数密些,周围阵元数稀些,而每个阵元的幅度均相等。与等幅等距阵列相比,阵元数减少了,加权后天线增益有所降低,降低的程度与阵元数减少的程度成正比。波瓣宽度(主要决定于阵列的尺寸)基本一样,而主瓣周围的旁瓣电平有所降低。然而,密度加权阵列是以提高远角度旁瓣电平为代价(由此而降低增益)来换取主瓣附近的旁瓣电平降低的,所以有得有失。

在有源相控阵列中,为了简化结构,减少发射机品种,提高互换性,所以大型有源相控阵雷达以采用等幅阵元的密度加权阵列天线为主。

对于非均匀激励的阵列,计算波束宽度和旁瓣电平常采用数值计算法。表 6.1 列出了几种孔径照射函数的远场辐射方向图的主要参数。

表 6.1 几种孔径照射函数的远场辐射方向图的主要参数

z 轴上的孔径照射函数	相对的最大指向性	半功率波束宽度/ $^\circ$	主瓣与第一旁瓣强度比值/ dB
均匀的: $A(z)=1$	1	$51\lambda/d$	13.2
余弦: $A(z)=\cos^n(\pi z/2)$; $n=0$	1	$51\lambda/d$	13.2
$n=1$	0.810	$69\lambda/d$	23
$n=2$	0.667	$83\lambda/d$	32
$n=3$	0.575	$95\lambda/d$	40
$n=4$	0.515	$111\lambda/d$	48
抛物线状: $A(z)=1-(1-\Delta)z^2$; $\Delta=1.0$	1	$51\lambda/d$	13.2
$\Delta=0.8$	0.994	$53\lambda/d$	15.8
$\Delta=0.5$	0.970	$56\lambda/d$	17.1
$\Delta=0$	0.833	$66\lambda/d$	20.6
三角形: $A(z)=1- z $	0.75	$73\lambda/d$	26.4
圆形: $A(z)=\sqrt{1-z^2}$	0.865	$58.5\lambda/d$	17.6

6.2 相控阵雷达的基本组成

相控阵雷达的组成方案很多,目前典型的相控阵雷达用移相器控制波束的发射和接收,共有两种组成形式,一种称为有源相控阵列,每个天线阵元用一个接收机和发射功率放大器,如图 6.6(a)所示;另一种称为无源相控阵列,它共用一个或几个发射机和接收机,如图 6.6(b)所示。图 6.6(a)和图 6.6(b)除了虚线部分发射与天线功能不一样之外,其他是相同的。它们的性能与所采用的阵元密切相关。

首先,我们对图 6.6 中数据/信号处理部分进行说明。一个多功能雷达的数据处理系统常常是由一台通用计算机(称中心计算机)组成,对其进行编程以控制雷达,进行数据处理,对关

心的目标进行相关处理,并响应用户的请求。一般说来,数据处理依赖的是雷达多次扫过目标时得到的回波数据;相比之下,信号处理所依赖的是雷达单次扫描获得的回波数据。例如,数据处理是根据雷达多次扫过目标得出目标的航迹,而信号处理则是在一次扫描时间内从信号和噪声中进行目标检测。对于图 6.6(b)的无源相控阵雷达,我们可展开成图 6.6(c)所示,并对该无源相控阵雷达的工作过程作简要说明。中心计算机根据数据处理后的有关目标的位置坐标,指令波控机(一台专用于计算和控制相移量的计算机)计算并控制天线阵中各移相器的相移量,使天线波束按指定空域搜索或跟踪目标。目标回波又经阵列传输到接收机,接收机输出的是模拟信号,经模/数转换后在数字信号处理机中处理后送入数据处理机中,中心计算机对目标(坐标、速度和航向等)参数进行平滑,从而得出目标位置和速度等的外推数据。根据外推数据,中心计算机再进一步判断目标的轨迹和威胁程度,确定对各目标搜索或跟踪的程序。由此控制全机各系统,从而使雷达工作状态自动地适应空间目标的情况。

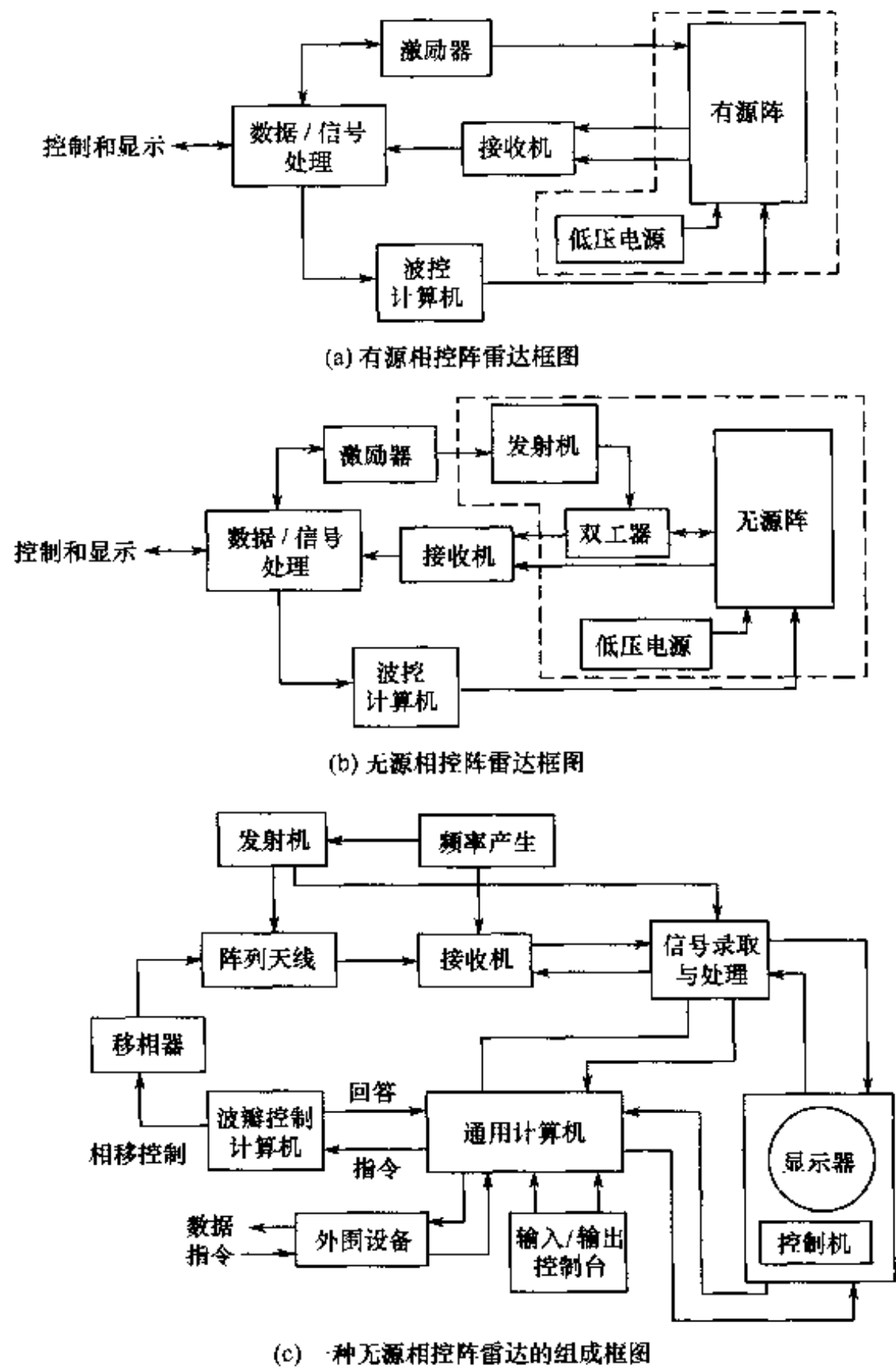


图 6.6 典型的相控阵雷达组成的原理框图

顺便指出,相位扫描是属于电扫描的方法之一,另一种实现电扫描的方法是采用频率扫描,其天线也由 N 个一定间距的阵元组成,如图 6.7 所示。与相位扫描不同之处在于,它不是靠移相器在不同阵元中产生相位差,而是通过延迟线产生相位差。不同频率的输入信号依次经过延迟线(长度为 l)后分别送往各阵元,这样,各阵元之间的输入信号便会产生相应的相位差。因此,和相位扫描一样,一定的频率对应一定的相位差,可以形成一个特定指向的波束。这种通过改变雷达的工作频率,使天线的波束实现扫描的雷达称为频率扫描雷达。其组成原理框图如图 6.8 所示。

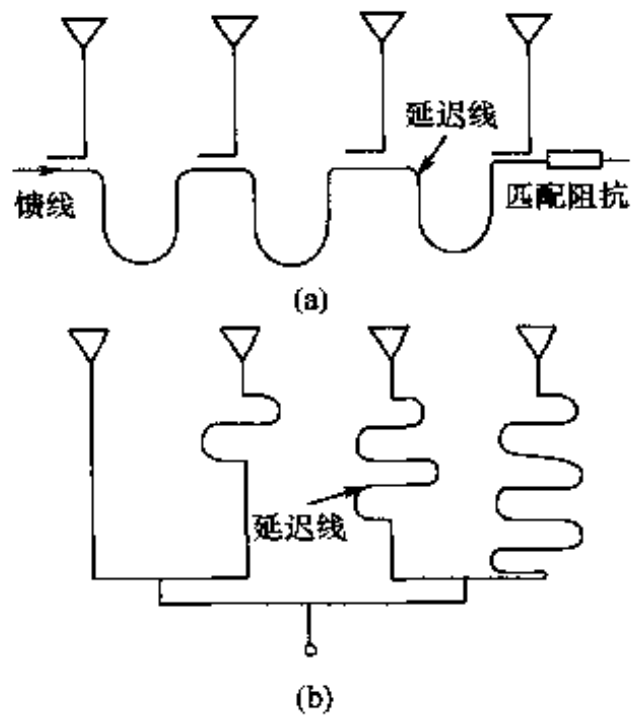


图 6.7 频率扫描天线的馈电方式的示意图

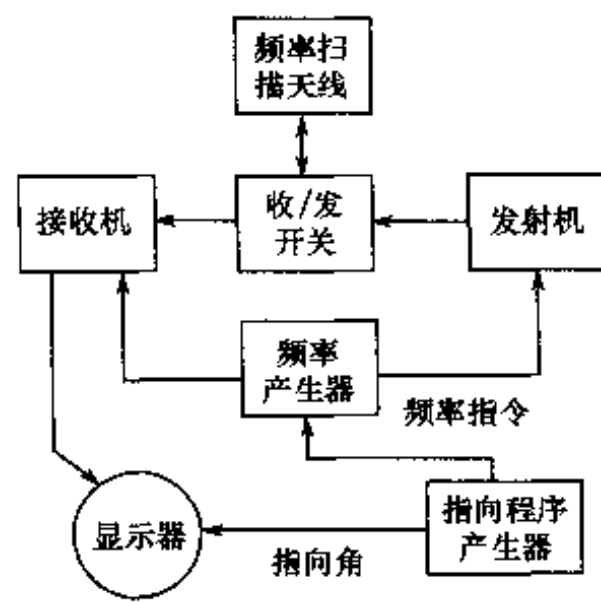


图 6.8 频率扫描雷达的组成原理框图

6.3 相位扫描系统的组成及工作原理

相控阵雷达的相位扫描系统包括:天线阵、移相器、波束指向控制器、波束形成网络等。

6.3.1 阵列的组态和馈电方式

1. 阵列的组态

辐射结构是任何天线的工作端口,在相控阵列中,它们往往是按周期网络排列的众多离散辐射元的集合。常见的辐射元是半波振子、喇叭口、缝隙振子和微带偶极子等。常见的排列方式有矩形、正三角形、六角形和随机排列等。图 6.9 所示为一种矩形排列的平面相控阵天线。

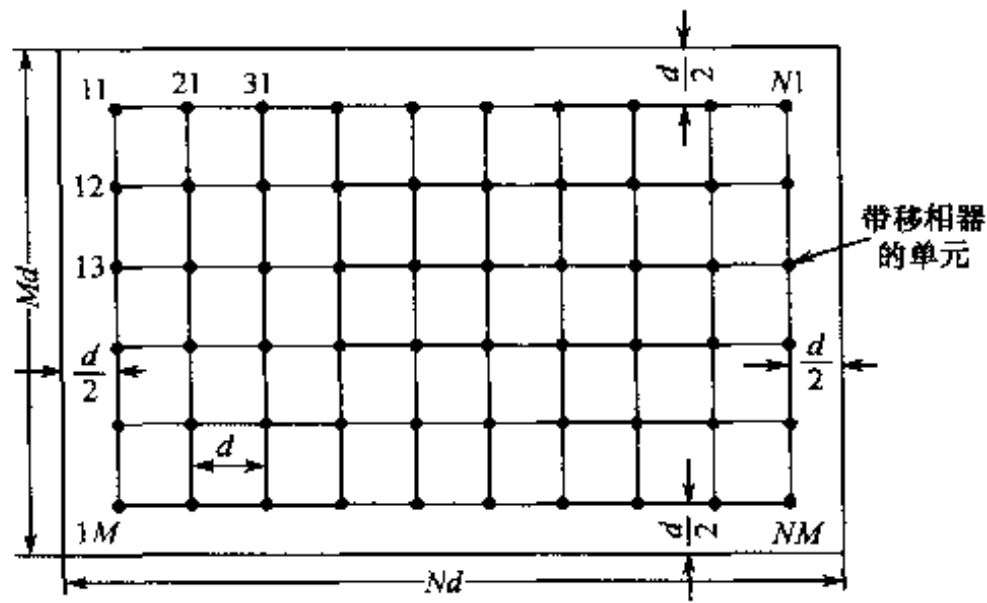


图 6.9 一种矩形排列的平面相控阵天线的示意图

目前,相控阵天线的阵面大都为平面阵,因为平面阵便于波束指向的配相计算和控制。当然,还有各种不同的阵列组态,如图 6.10 所示。图 6.10(a)为一种透镜式的阵列组态;图 6.10(b)为一种偏馈反射的阵列组态;图 6.10(c)为一种反射阵列组态;图 6.10(d)为一种有源阵列组态;图 6.10(e)为一种与飞机共形的阵列组态;图 6.10(f)为一种圆柱形阵列组态;图 6.10(g)为一种阵元分布在球体上的阵列组态。

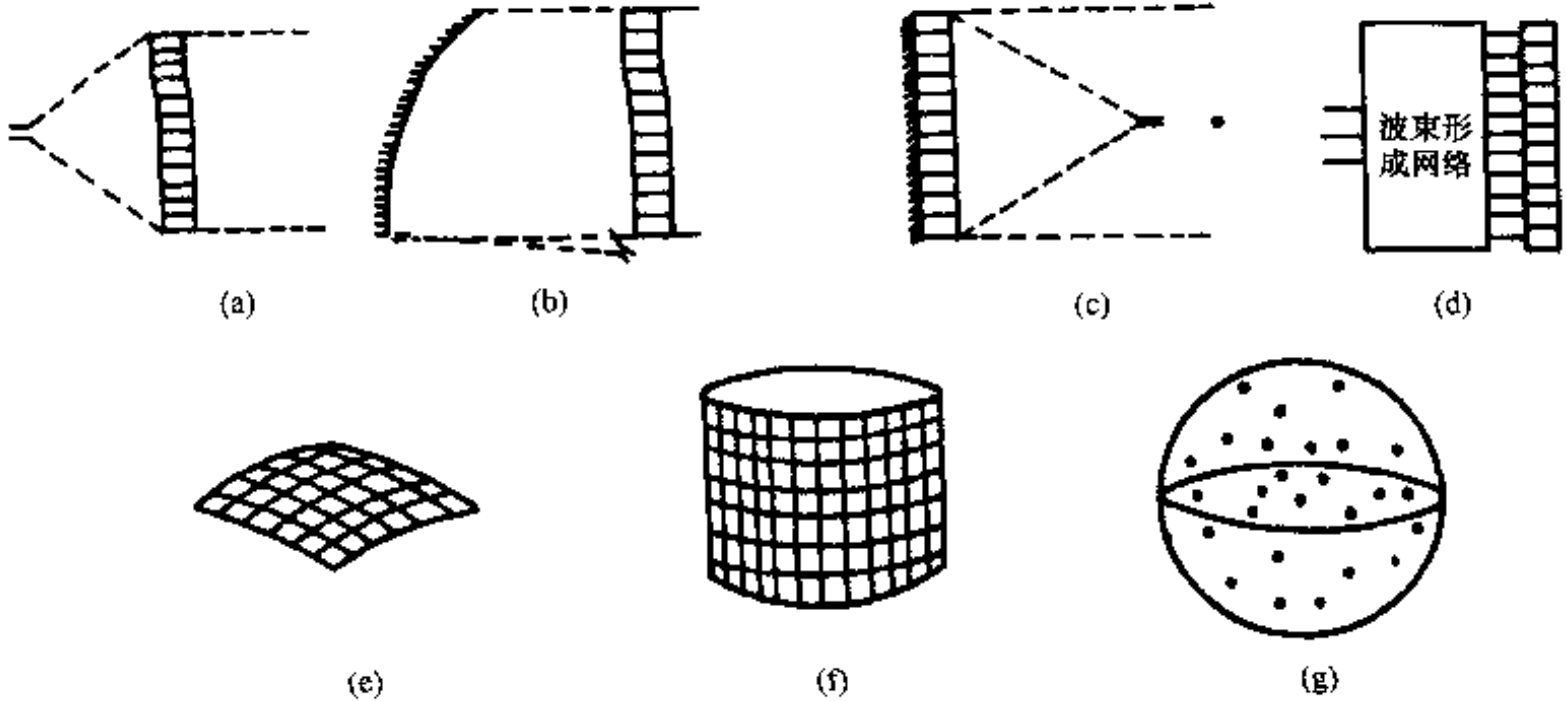


图 6.10 阵列的不同组态的示意图

2. 阵列的馈电

相控阵列的馈电方式主要有强制馈电和光学馈电两种。

(1) 强制馈电系统

图 6.11(a)所示为一个由公共源经功率分配器/组合器强制馈电到各个阵元的阵列。图 6.11(b)所示为常见的几种强制馈电方式,即端馈、中心馈电、等路径长度馈电和组合馈电。

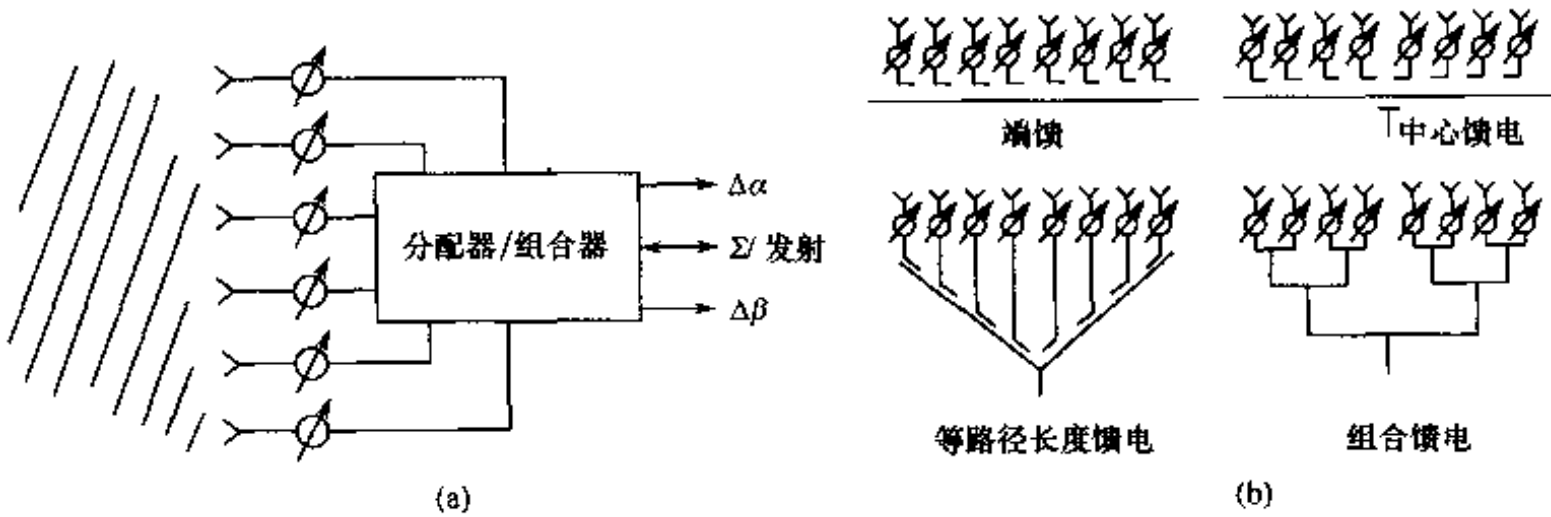


图 6.11 几种强制馈电方式的示意图

(2) 光学馈电系统

光学馈电系统又称为空间馈电,它分为透镜式馈电和反射镜式馈电两种,如图 6.12 所示。光学馈电很像几何光学中由抛物反射镜或光学透镜聚焦平行光线的过程,不过在此处的反射面及透镜中装的是大量移相器,电波照射到反射面或透镜孔面时,由各连接移相器的辐射元接收并移相,然后反射或透射,再由辐射元将电波辐射出去。由于孔面上有众多的辐射元,它们各自辐射的电场在空间矢量相加,就可将波束“聚焦”成窄波束。当以适当的规律改变各移相器的相对相移量时,可以实现波束扫描。图 6.12(a)为空馈透镜式馈电阵列,图中 Σ 、 $\Delta\alpha$ 和 $\Delta\beta$ 分别表示和信号、方位差信号和高低角差信号。每个阵元均为中间一个移相器前后各接一个

辐射元,即有两个阵面,一个接收,另一个发射。图 6.12(b)为反射镜式馈电阵列。它只有一个阵面,与移相器连接的辐射元先接收电波,经移相器移相后,到短路端反射回来,再移相一次,经同一个辐射元再辐射出去。

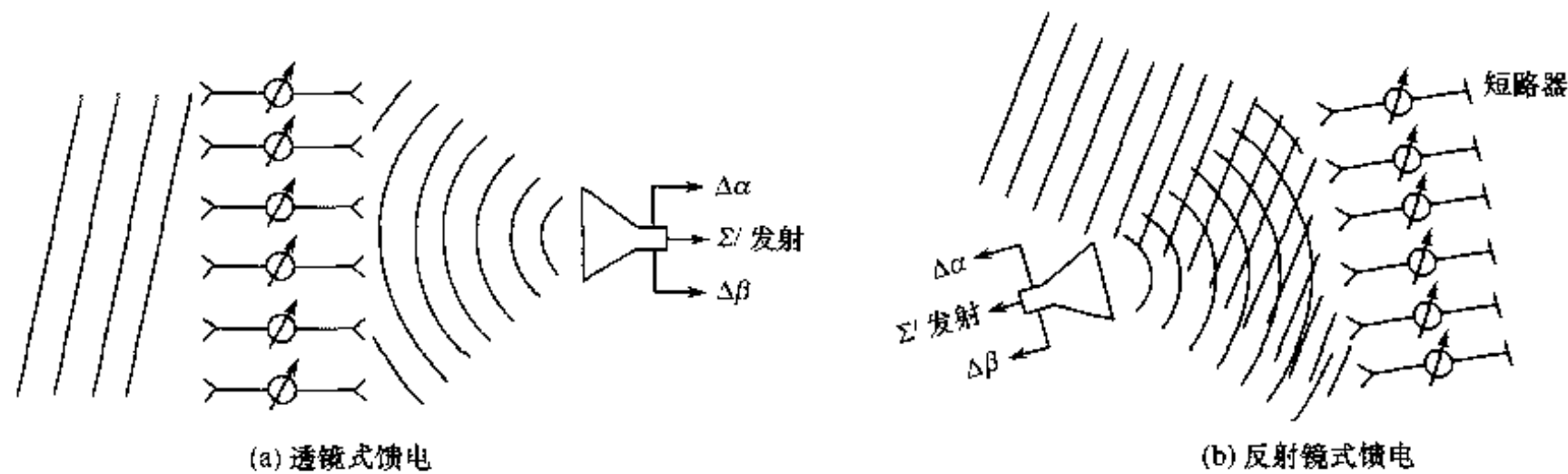


图 6.12 空间馈电的两种方式的示意图

由于馈源辐射为球面波,而透镜式和反射镜式的阵面均为平面,这将产生球面径差,引起附加相移,造成扫描角误差,对此必须加以修正。这项修正可在波束控制器配相时解决,即让旁边移相器的相移量小于中间移相器的相移量,以抵消球面径差引起的附加相位滞后。

采用光学馈电时,雷达本身结构可大体不变,只需要做一个带移相器的阵列天线,因此相对比较简单。图 6.13(a)示出采用透镜式馈电的 AN/MPQ—53 爱国者雷达,其天线由主天线(图中圆阵列)和几个小天线组成,馈电系统在阵面的背后,这些天线可执行目标搜索和跟踪、对导弹的控制和导引,以及敌我识别和电子战等功能。图 6.13(b)示出美国雷声公司多目标测试(MIR)雷达上的透镜式移相器组件。

6.3.2 移相器

相控阵天线实施电扫描的关键器件之一是移相器。对移相器的要求是,有足够的移相精度,性能稳定,插入损耗要小,用于发射阵时要有足够的功率容量,频带要足够宽,开关时间短(惯性小),激励功率小(易于控制)等。移相器种类很多,从材料上讲有 PIN 二极管移相器、铁氧体移相器、场效应晶体管移相器、铁电陶瓷移相器和分子极化控制移相器等;从功率电平上讲有高功率移相器、低功率移相器;从传输形式上讲有波导移相器、同轴线移相器、集中参数移相器和分布参数移相器等。移相器有模拟式、数字式和模拟/数字控制式等。一般情况下,常用数字式移相器,因为它便于波束控制器控制且性能稳定。而模拟/数字控制式移相器的移相精度高,亦可用数字信号进行控制。

下面我们着重介绍二极管移相器和铁氧体移相器。

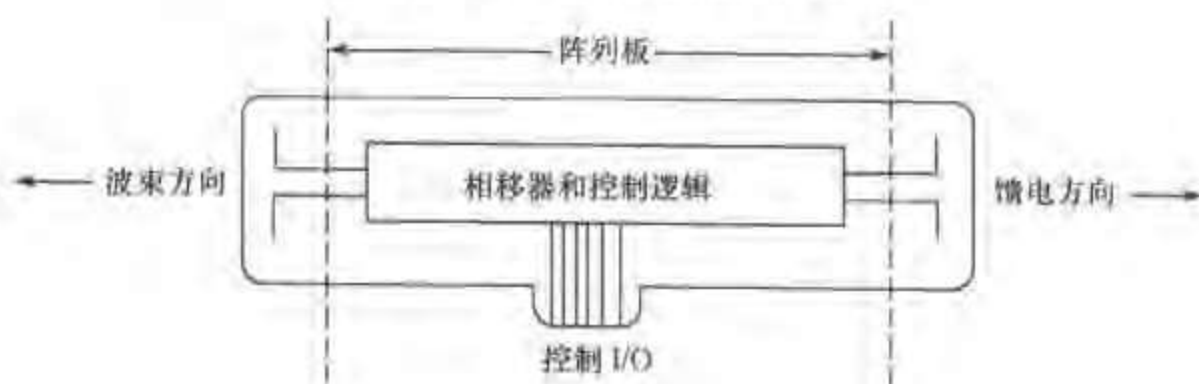
1. 二极管移相器

图 6.14 示出一种 4 位二极管移相器的原理图。它可在微带线上实现,基于信号时延的长短不同,通过二极管的开/关完成 180° 、 90° 、 45° 和 22.5° 等 4 类相移。

利用 PIN 二极管可构成多种类型的移相器。图 6.15 示出一些常用的移相器类型,其中 PIN 二极管电路都用一个开关代替,开关的开启和关闭对应于二极管的两种工作状态。图 6.15(a)、图 6.15(b)为反射型移相器;图 6.15(c)、图 6.15(d)为开关线(加载线)型移相器;图 6.15(e)为高通、低通移相器。



(a) AN/MPQ—53 爱国者雷达的照片



(b) 透射式移相器组件

图 6.13 爱国者雷达天线和透镜式移相器组件

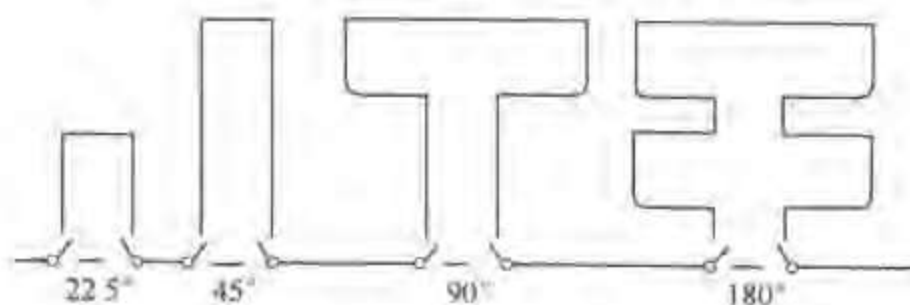


图 6.14 二极管(延迟线)移相器的原理图

图 6.15(a)所示反射型移相器中,三个 PIN 二极管的不同通断状态对应不同的短路线长度,从而对应不同的相移量。图 6.15(b)所示的反射型移相器是采用环行器或 3dB 正交耦合器与两个分路二极管相连。当二极管开路时,它们对输入信号“开路”,则相移为 0° ;反之,当二极管接通时,它们对输入信号“短路”,则相移为 180° 。其中耦合器可设计成具有宽频带,而移相器的带宽也由耦合器决定。若要求两个二极管状态之间的相移较小些,可插入一小段线来实现。这种反射型移相器的主要优点是每位(bit)只需用两个二极管。图 6.15(c)为开关线型移相器,它是由 PIN 管控制信号使输入端信号或经传输线 L_1 输出或经 L_2 输出,从而得到不同的相移量。例如开关 A 打开而 B 闭合时,由于 $\lambda/4$ 线,它在 T 形接头处呈现开路,因而射频信号由输入端经 L_1 输出,相移量为 $\varphi_1 = 2\pi L_1 / \lambda$;反之,当 A 闭合而 B 打开时,信号由输入端经 L_2 输出,则相移量为 $\varphi_2 = 2\pi L_2 / \lambda$,两者相位差为 $2\pi(L_1 - L_2) / \lambda$ 。图 6.15(d)为加载开关线型移相器,它主要通过传输线路上跨接的一对 PIN 二极管的状态之间转换,得到所需的相位

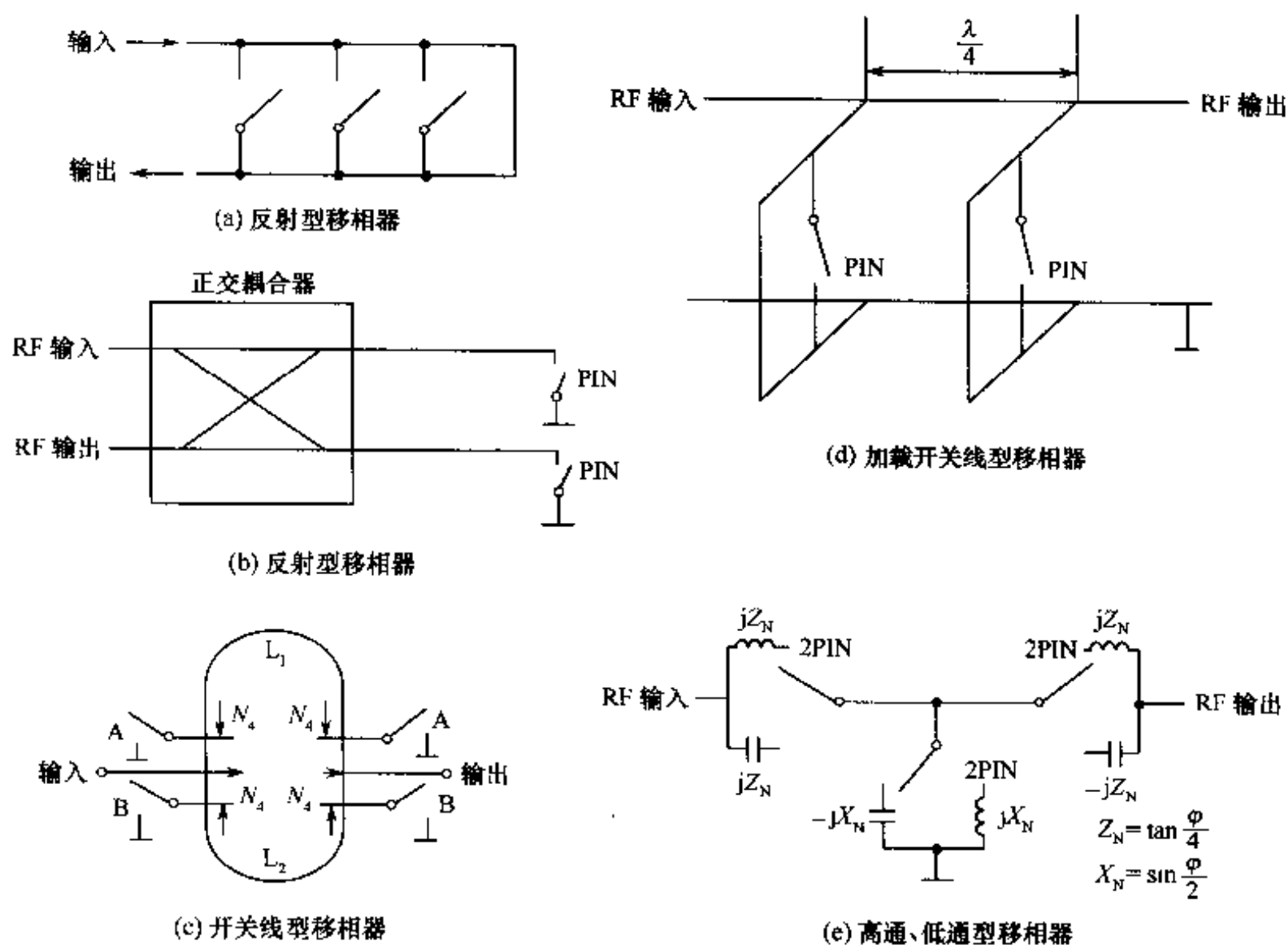


图 6.15 常用的移相器类型的原理图

变化。当二极管开路时负载阻抗为 jZ_N ，导通时为 $-jZ_N$ ，它们的相位变化式为

$$\varphi = 2 \arctan \frac{Z_N}{1 - Z_N^2/2} \quad (6-16)$$

图 6.15(e) 示出高通、低通型移相器，它是利用开关接在集总参数的超前和滞后网络实现相移的。当开关接在高通滤波器上时，相位为 $+\varphi/2$ ，开关接在低通滤波器上时，相位变为 $-\varphi/2$ 。这种移相器只限于较低频率工作。

PIN 二极管移相器的主要优点是体积小，重量轻，便于装在固态集成电路中，开关动作快（开关时间为 $50\text{ns} \sim 2\mu\text{s}$ ），驱动功率小（ $1 \sim 2.5\text{mW}$ ），几乎不受温度影响，目前承受功率已达到峰值功率 1kW ，平均功率 200W 。其缺点是带宽较窄，抗辐射能力较差和插入损耗较大，其中插入损耗是其主要限制。目前场效应晶体管移相器由于其驱动功率小，因而在有源相控阵雷达中有取代它的趋势。

2. 铁氧体移相器

铁氧体是一种磁性元件，当它做移相器使用时，需外加激励脉冲电流，使它的磁化状态改变，从而在高频电路中得到所需要的相移量。图 6.16 为一种四位数字式铁氧体移相器的结构示意图，波导中心沿纵向相邻放置四段不同长度但截面尺寸相同的铁氧体棒。两相邻铁氧体棒间夹入与铁氧体介电常数差不多的介质片，用来隔离铁氧体间的耦合，铁氧体棒中心穿过磁化导线，导线穿过波导侧壁引出，铁氧体两端的凸起部分用于匹配。图 6.17 是铁氧体的磁滞回线。若通过磁化导线加入一个振幅足够的脉冲电流，可使铁氧体磁化到饱和状态。当脉冲除去后，铁氧体

被锁在剩磁感应强度点 $+B_R$ 或 $-B_R$ (视脉冲电流的极性而定),这两个剩磁感应强度对应于两个不同的导磁系数($\mu=B/H$),从而使该段有铁氧体的波导对应于不同的相移量[说明:在均匀理想电介质中,正弦波场强为 $E=E_0\cos(\omega t-kz+\varphi)$, $H=H_0\cos(\omega t-kz+\varphi)$,式中 k 表示单位长度的相移量,亦即相位常数。其中 $k=\omega/v$,而 $v=1/\sqrt{\epsilon\mu}$,可见,导磁系数不同,其相移就不同, z 表示长度]。由于铁氧体具有两种不同的 μ 导致的两种相移状态,所以可用做二进制数字式移相器。

铁氧体移相器的主要优点是可耐较大功率,插入损耗可做得较小(0.5~1dB),抗辐射能力强,可获得较大的带宽。其缺点是所需驱动功率较大,较PIN管移相器体积大,且较重,开关时间长(其开关时间在微秒量级)。考虑到插入损耗等因素,一般较短波长($<3\text{cm}$)时,采用铁氧体移相器更合适;而在较长波长($>3\text{cm}$)时,采用二极管移相器较合适。

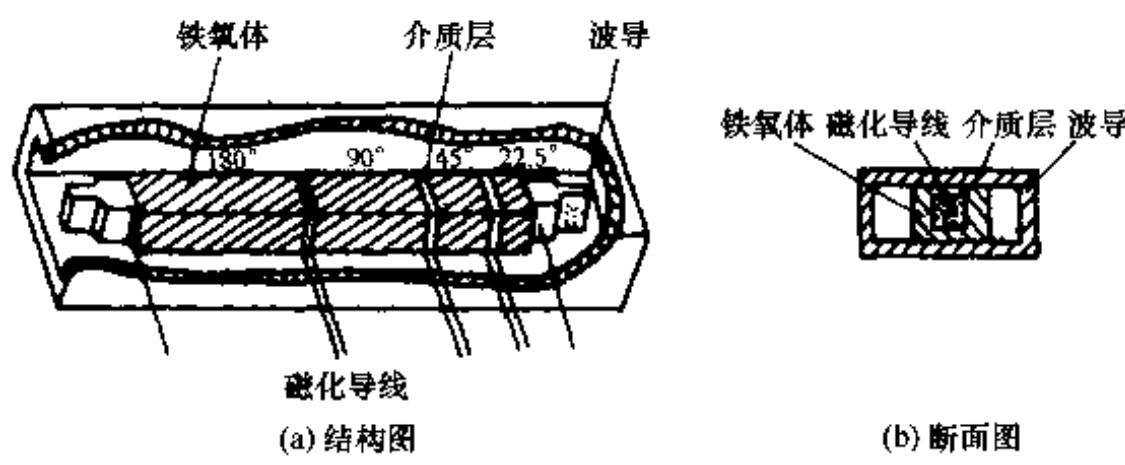


图 6.16 四位数字式铁氧体移相器的视图

以上仅介绍了数字式铁氧体和PIN管两种移相器。如果需要构成一个 n 位数字式移相器,则可用 n 个移相数值不同的移相单元串联。每个移相单元有两个状态,且前一位移相值是后一位移相值的两倍,其最小移相值 $\Delta\varphi=360^\circ/2^n$ 。例如,4位数字式移相器,最小移相值为

$$\Delta\varphi=\frac{360^\circ}{2^4}=22.5^\circ \quad (6-17)$$

由移相值为 22.5° 、 45° 、 90° 和 180° 四个移相单元串联而成。可能得到的移相状态值为 2^n 个,在 $n=4$ 时,有 $2^4=16$ 个可能值,如图6.18所示。图中,每个子移相器受二进制数字信号中一位控制。例如1010,其中“0”对应的移相单元相对相移为0,而“1”对应相应的移相,其移相值为该位所表示的数值,因此图

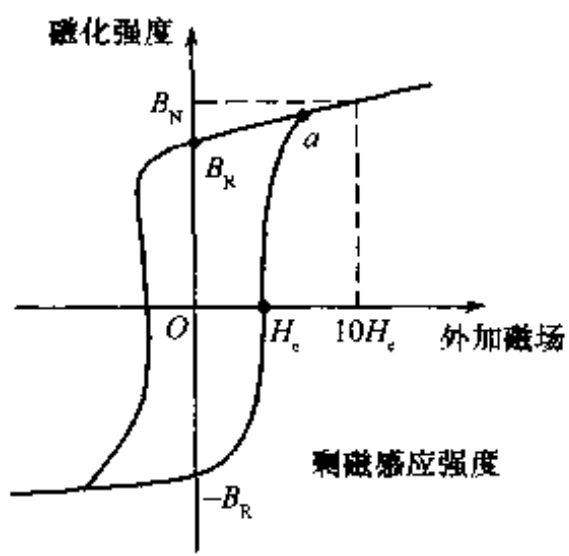


图 6.17 铁氧体的磁滞回线图

中所表示的移相值为

$$\varphi=1\times 180^\circ+0\times 90^\circ+1\times 45^\circ+0\times 22.5^\circ=225^\circ$$

这种4位移相器可以从 $0^\circ\sim 337.5^\circ$ 每隔 22.5° 取1个值,共有16个移相状态值。

由于数字式移相器的移相值是不连续的,所以相扫雷达的波束移动只能做步进式扫描(即计算机控制移相器,使天线波束在确定的仰角和方位角上,发射一定数量的探测脉冲后,再移到另一个仰角或方位上停下来,又发射一定数量的探测脉冲,以此类推)。

值得注意的是,任何可实现的相位控制均不能做到理想的精确,因为移相器的量化及阵列中各部件的精度等都会引起相位误差。这些误差会影响天线增益、波束指向精度,以及天线方向图的均方根值旁瓣等。图6.19说明了相位量化的概念和引入的误差。图6.20说明了相位量化引起的典型的天线增益损失。

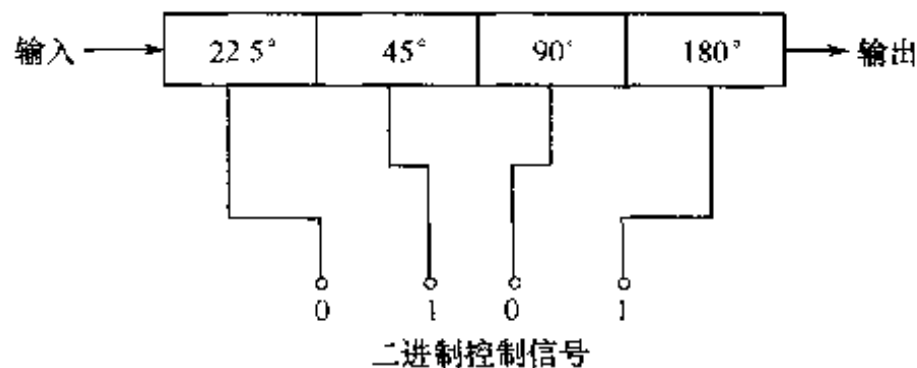


图 6.18 4 位数字式移相器的原理图

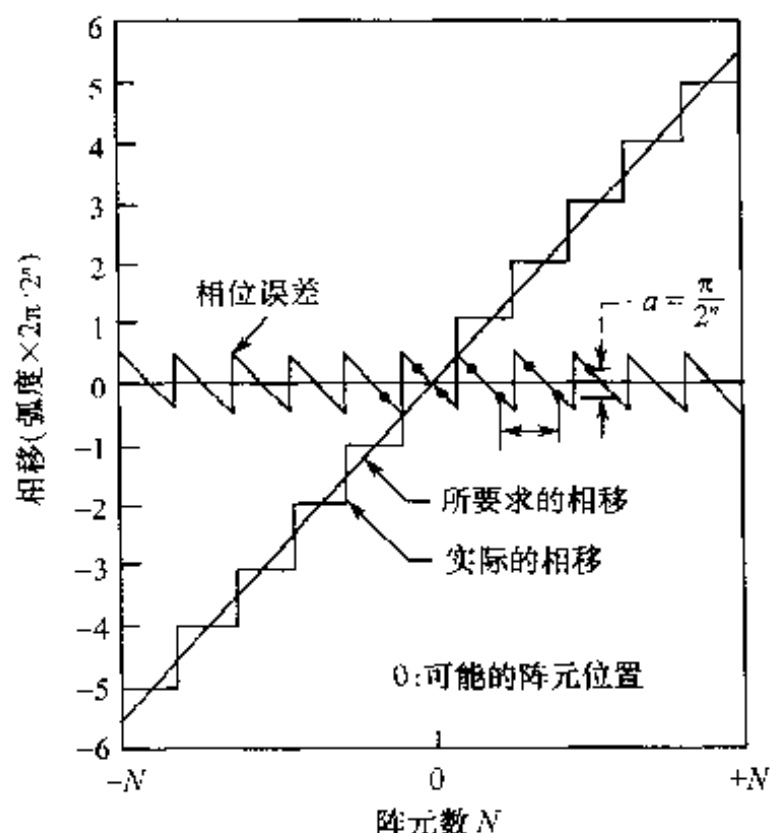


图 6.19 量化引起的相位误差关系图

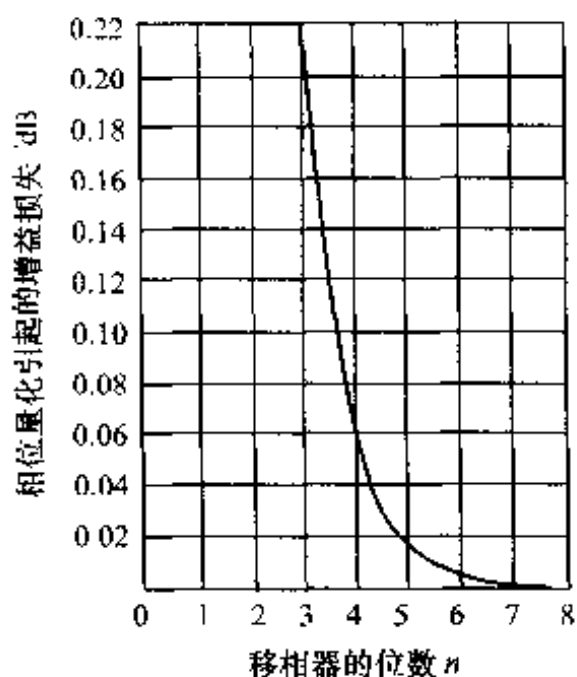


图 6.20 典型的相位量化引起的无线增益损失曲线

数字式控制的“ n ”位移相器的 2^n 个移相状态，它们以 $2\pi/2^n$ 的相位间隔分开，对于用图 6.19 所示这种阶梯形式来近似所要求的线性相位滞后所导致的均方根旁瓣电平为

$$\text{均方根旁瓣电平} \approx \frac{5}{2^{2n}N} \quad (6-18)$$

式中， N 为阵列的单元数， n 为位数。均方根旁瓣电平与 N 和 n 的关系曲线如图 6.21 所示。由图可见，对于 $N=1\ 000$ ，均方根旁瓣电平为 -50dB 的阵列，要求移相器的位数 $n=5$ ，而 $N=10\ 000$ ，均方根旁瓣电平为 -50dB 的阵列， $n=3$ 即可。所以可从总体对均方根旁瓣电平的要求来选定移相器的位数 n 。

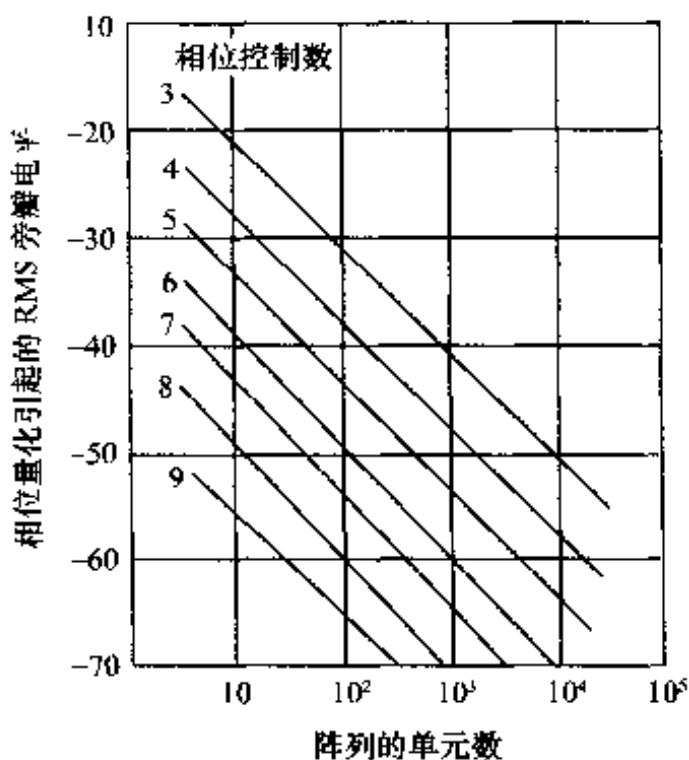


图 6.21 均方根旁瓣电平与阵列单元数的关系曲线

由上面讨论可知，采用数字移相器造成了周期性的锯齿形相位误差，从而产生较高的相位量化旁瓣和较大的波束指向偏移。为了降低相位量化旁瓣电平，提出了打乱相位量化误差周期性的设想，即采用随机馈相法，在此不再深入讨论，可看有关参考资料。

6.3.3 波束指向控制器

平面相控阵天线需要一个能二维控制波前的高流量控制系统。该波束指向控制器由配相计算机和移相器的激励器组成。阵列控制大致有三种通用的控制结构,如图 6.22 所示。

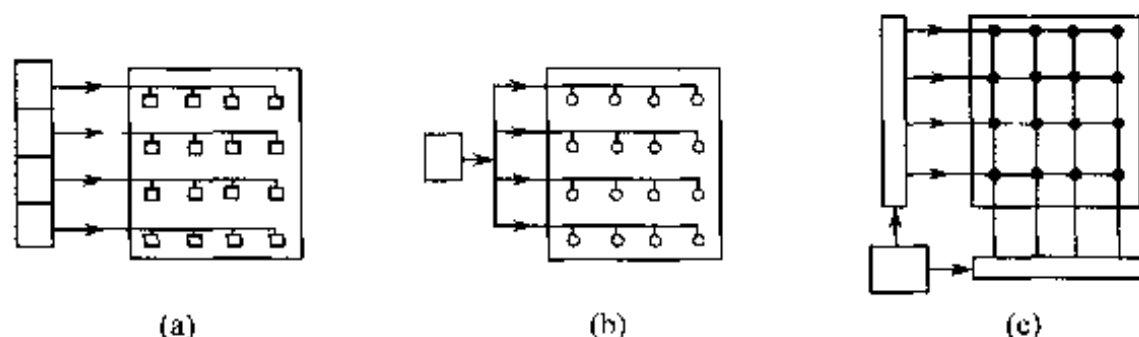


图 6.22 三种通用的波束控制结构的示意图

第一种形式是一种集中式的阵列控制系统,由一中央波束控制计算机对阵列中的每一单元产生一连串的相移指令。在这种方案中,无论是相移指令的计算,还是相移指令的传送都是按严格的先后顺序来完成的,也就是说按计算—传送—计算这样的周期来完成。图 6.22(a)是传统的集中控制方案的一种改进,它引入了某种并行机制。虽然同一行中的不同单元仍按照严格的时间顺序传递数据,但在同一列上的相应单元可以同时接收到各自相应的数据。图 6.22(b)可称为半分布控制方案,它将原来由单一中央波束控制计算机所承担的任务转为由多个处理器共同承担。图 6.22(c)是分布控制方案,这是一种基于单元一级的阵列控制方案。阵列中的每个单元都拥有一个具有独立计算能力的控制器,它根据广播方式传送的相位梯度计算出相应单元的相位值,这种方案的特点是所有的单元可以共享同一指令源。对于整个阵列中的各个单元而言,它们都具有相同的相位梯度,因此相位梯度可以用广播方式并行地传送到所有的单元,从而可将所有的控制总线减少到只有一个公用的串行传送总线。

从长远来看,分布式阵列控制方案有较大的吸引力。随着单片集成电路技术的发展,可望将相移存储器、计算单元、驱动单元集成在一块单片集成电路上,还可用光纤传输,解决单元控制器的体积、连接等问题,而且能精确、快速产生波束控制和其他校正信号,可靠性高。图 6.23 为一种雷达相控阵天线的分布波束控制框图。这种方案尤其适合于要求进行增益和相位控制的超大型阵列、非平面或共形阵列以及有源孔径阵列。

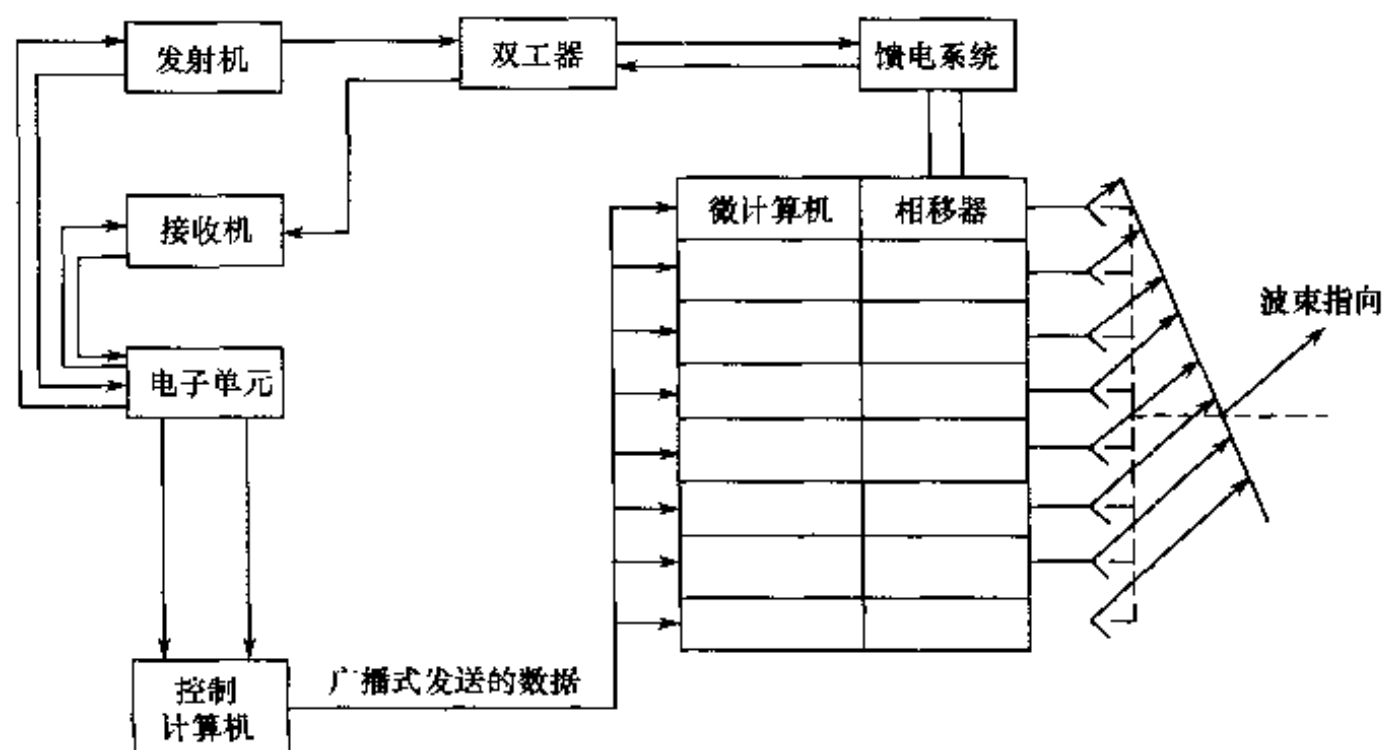


图 6.23 雷达相控阵天线的分布波束控制框图

虽然分布控制式波控机比集中控制式波控机速度快得多,但目前实现起来难度较大。因此,还可采用一种基于存储的波控方法,该方法是将相移量的累加计算从波控机中进行改成在波控机外进行,变移相值实时计算为查表,通过减少计算时间的办法来提高波控机的速度,而且可省去累加所需的计算和控制电路,从而简化了电路设计,缩短了系统研制周期。例如,图 6.24(a)所示平面阵列中第 (m,n) 号阵元的相位可表示为

$$\varphi(m,n) = m\varphi_m + n\varphi_n + \Delta\varphi_{mn}, \quad \begin{cases} m = 0,1,2,\dots,M-1 \\ n = 0,1,2,\dots,N-1 \end{cases} \quad (6-19)$$

式中

$$\varphi_m = \frac{2\pi}{\lambda}d_x \sin\gamma \cos\theta \quad (6-20)$$

$$\varphi_n = \frac{2\pi}{\lambda}d_y \sin\gamma \cos\theta \quad (6-21)$$

式中, φ_m 、 φ_n 分别表示第 m 行、第 n 列的馈相梯度, γ 、 θ 分别代表俯仰平面和方位平面内波束指向角, d_x 和 d_y 分别表示方位和俯仰面相邻相移器之间的距离。很明显,同一行(或同一列)上各单元,它们的相位值都有相同的加法因子。图 6.24(b)为一种平面阵列存储法原理框图。一旦收到指向指令 γ 、 θ ,马上就从各单元的存储器中查取 $m\varphi_m$ 和 $n\varphi_n$,相加并加入对应各单元中预存的相位补偿量 $\Delta\varphi_{m,n}$ 后,即可得到所要求的 $\varphi(m,n)$ 。

通常需要用计算机来完成对相控阵天线的控制计算。计算机可以补偿因微波元件、工作环境以及单元的实际位置所引起的许多已知相位误差。例如,如果插入相位以及相差相位的变化(可能是从移相器到移相器产生的)是已知的,那么它可以在计算中加以考虑。横跨阵面已知的温度变化所引起的相位误差也可以得到补偿。许多馈电(例如光学馈电或串联馈电)在每一个移相器输入端并不提供等相位激励。由这些馈电引起的有关相位激励是频率的已知函数。在这些情况下,计算机必须提供一个基于阵列中单元位置和工作频率的修正。

对于具有几千个单元的大型阵列,需要进行大量的计算以确定各单元的配相。这些计算工作必须在很短的时间内完成。采用正交相位指令 $m\varphi_m$ 、 $n\varphi_n$ 有助于把这些计算工作量减到最少。

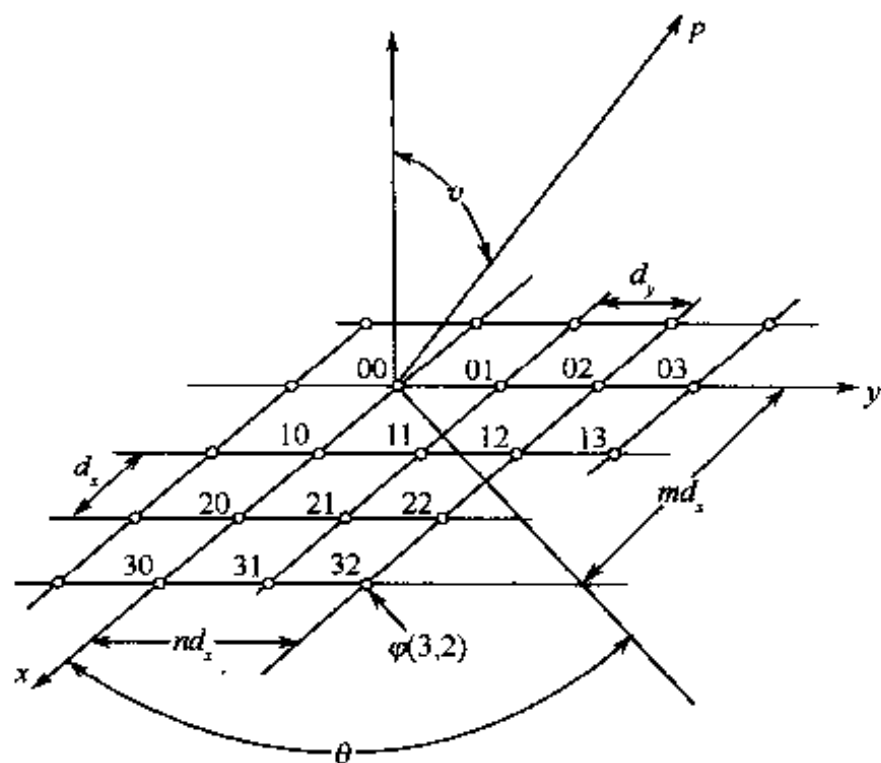
6.3.4 波束形成网络

波束形成涉及汇集天线孔径上接收的信号,其过程是将这些信号在幅值和相位上加权,然后将加权的样本求和;发射波束形成是上述过程的颠倒。波束形成可以在 RF 上完成,也可转换成在 IF 或基带上完成。

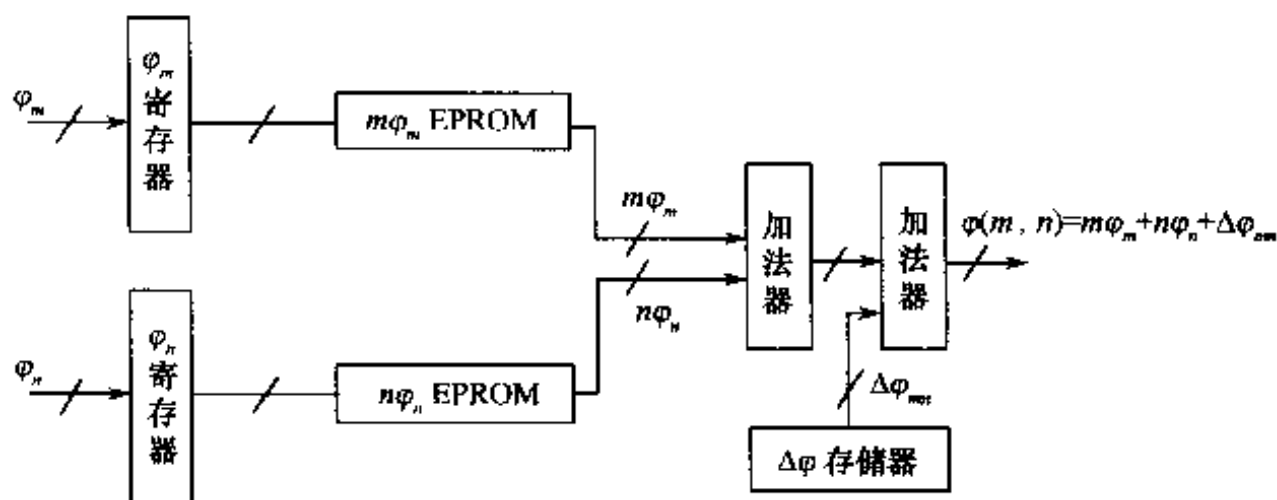
1. RF 波束形成

在空间形成单一波束这类最简单的波束形成网络是一种同相组合网络,如图 6.25(a)所示。这类网络显然是可逆工作的,它适合于发射和接收应用。

对于相控阵雷达,常规方法是在每个阵元加一个移相器实现相位控制,如图 6.25(b)所示。此外,一种能同时实现相位和幅度控制的器件是图 6.26 所示的矢量调制器,它由一个 3dB 同相组合器、两个可控衰减器和一个 3dB 正交耦合器组成。输入信号由正交耦合器分成一对正交的分量,每个分量分别用衰减器控制衰减,然后将所得的矢量用一个同相组合器相加。在理论上它能在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 的相位范围以及在一定衰减值之间衰减范围内调整矢量。

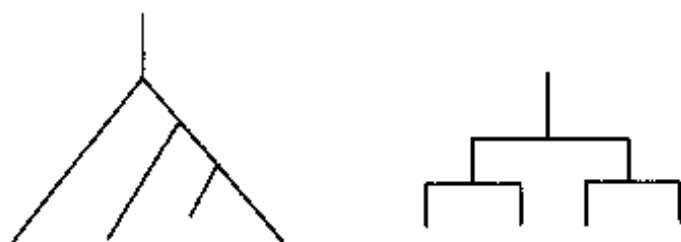


(a) 平面阵元的几何图形和相位分布的示意图

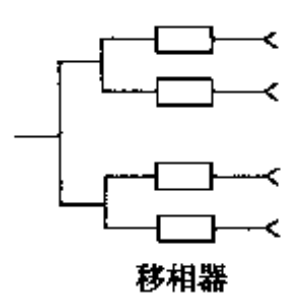


(b) 平面阵存储原理框图

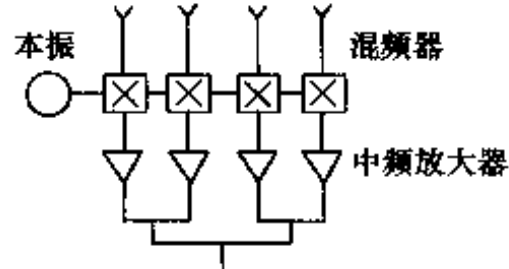
图 6.24 平面阵元分布的示意图和存储原理图



(a) 同相组合馈电的 RF 形成网络



(b) 具有移相器的组合馈电的 RF 形成网络



(c) IF 波束形成网络

图 6.25 波束形成网络的原理图

2. IF 波束形成

为在接收阵列中实现 IF 波束形成,首先将每个阵元接收的 RF 信号经相参下变频产生 IF 信号。这需要将一个相干的 RF 本振信号分配到每个阵元的混频器上。由于下变频处理有损

耗(5~6dB),所以要求灵敏度高时,需在每个混频器后加一个低噪声放大器,如图 6.25(c)所示。

对于一个发射模式工作的阵列,来自波束形成器的 IF 信号需要在每个阵元上相参地变换成 RF 信号。由于上变频工作在相当低的功率电平上,所以在每个阵元上需要 RF 功率放大。此外,由于放大器、下变频和上变频具有不可逆性,因此,在许多场合下,发射采用 RF 波束形成,接收则采用 IF 波束形成。

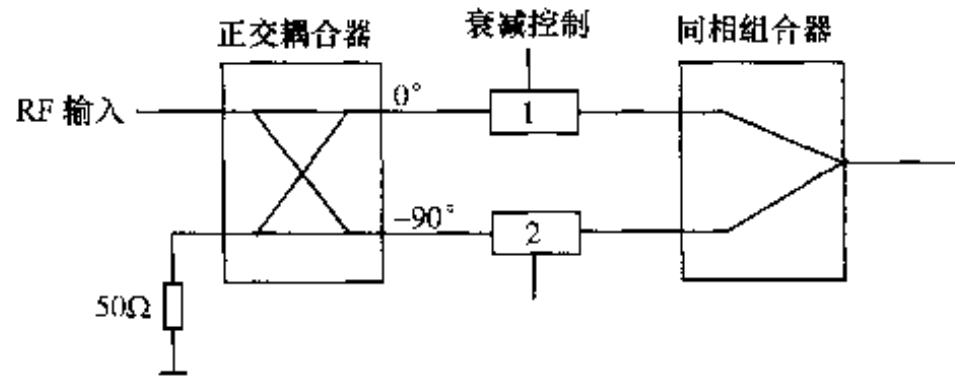


图 6.26 矢量调制器的原理图

3. 自适应数字波束形成

(1) 数字波束形成概念

波束形成(接收时)也可在基带上完成。目前数字波束形成(DBF)逐渐在雷达系统中得到应用。在数字波束形成系统中,信号的信息必须以数字形式来表示。由于信号的幅度和相位都必须表示成数字形式,所以为表示来自每一接收通道的复信号,必须要用两个实数。其过程如下:天线阵的 N 个接收单元对目标和干扰在阵列孔径上产生的场分布进行空间采样,得到 N 个复信号;接收机将信号下变频至零中频,得到表示信号实部和虚部的 $2N$ 个视频信号;然后通过同时工作的 $2N$ 个 A/D 变换器转换成同相和正交的数码信号,代表空间采样值的幅度和相位; N 个复数信号 x_n 存储在存储器内;最后,专用处理器对这些信号进行加权叠加,产生规定的输出信号(或波束)。现以图 6.27(a)来说明,图中示出均匀间隔为 d 的天线阵,辐射场的平面波 E 从 θ 方向入射,第 n 个阵元接收到的窄带模拟信号为 $v_n = A(t) \times e^{j(\omega t + \varphi_0 + \varphi_n)}$,它具有相同的振幅,不同的相位 $\varphi_n = (n-1)d(2\pi/\lambda)\sin\theta$,其中 φ_0 为信号初相位(下面分析时假设 $\varphi_0 = 0$), λ 为波长,相位 φ_n 取决于阵元到同相波前的距离。信号 v_n 下变频到基带,而相位 φ_n 保持在同相(I)和正交(Q)通道中,输出复视频信号的实部和虚部分别为

$$v_{I_n} = \text{Re}\{A(t)e^{j\varphi_n}\} \quad (6-22)$$

$$v_{Q_n} = \text{Im}\{A(t)e^{j\varphi_n}\} \quad (6-23)$$

然后,在时间 t_m 取样、数字化,得

$$x_{I_n} = \text{Re}\{A(t_m)e^{j\varphi_n}\} \quad (6-24)$$

$$x_{Q_n} = \text{Im}\{A(t_m)e^{j\varphi_n}\} \quad (6-25)$$

再乘一个复加权向量 W , $x_{I_n} = \text{Re}\{A(t_m)W e^{j\varphi_n}\}$, $x_{Q_n} = \text{Im}\{A(t_m)W e^{j\varphi_n}\}$ 。求和后便得输出信号为

$$y(t_m) = A(t_m) \sum_{i=1}^N W_y e^{j(i-1)d\frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta} \quad (6-26)$$

式中, $A(t_m)$ 是 t_m 时刻的复信号包络, $i = 1, 2, \dots, N$ 表示天线阵元的编号, j 表示预先规定了性能

的第 j 个波束, W_j 是以某个最佳判据(如最大信噪比、最小均方误差等)为依据选取的复加权系数。通过一专用数字计算机进行处理,以改变复加权系数就可得到不同要求的波束。这种方法保持了相应天线孔径上的全部信息,即 N 个单元信号 $\{x_n\}$,它与数字处理一起提供了很大的灵活性。图 6.27(a) 常画成图 6.27(b) 的形式,图 6.28 为一种数字波束形成雷达的概念设计框图。

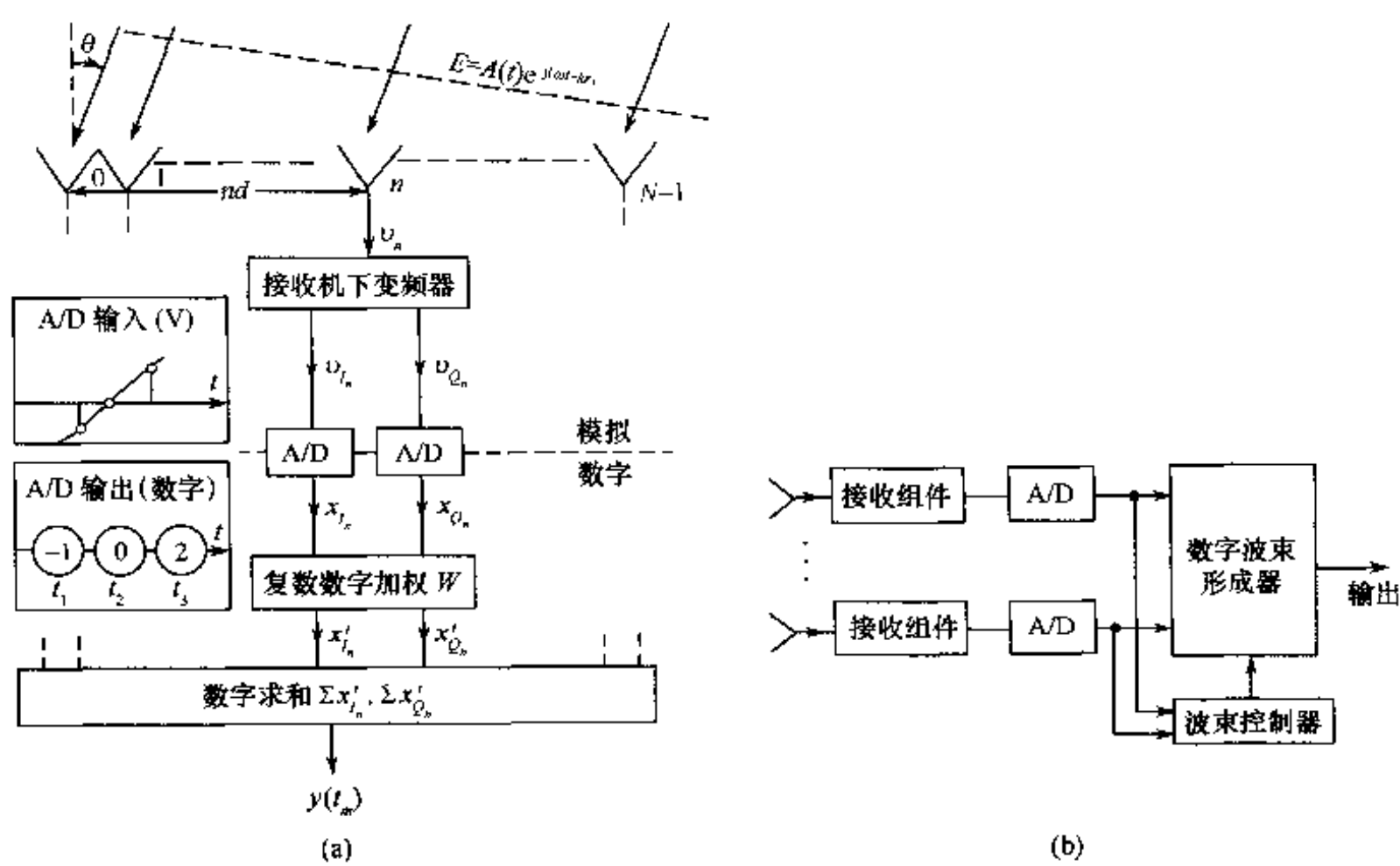


图 6.27 数字波束形成的原理框图

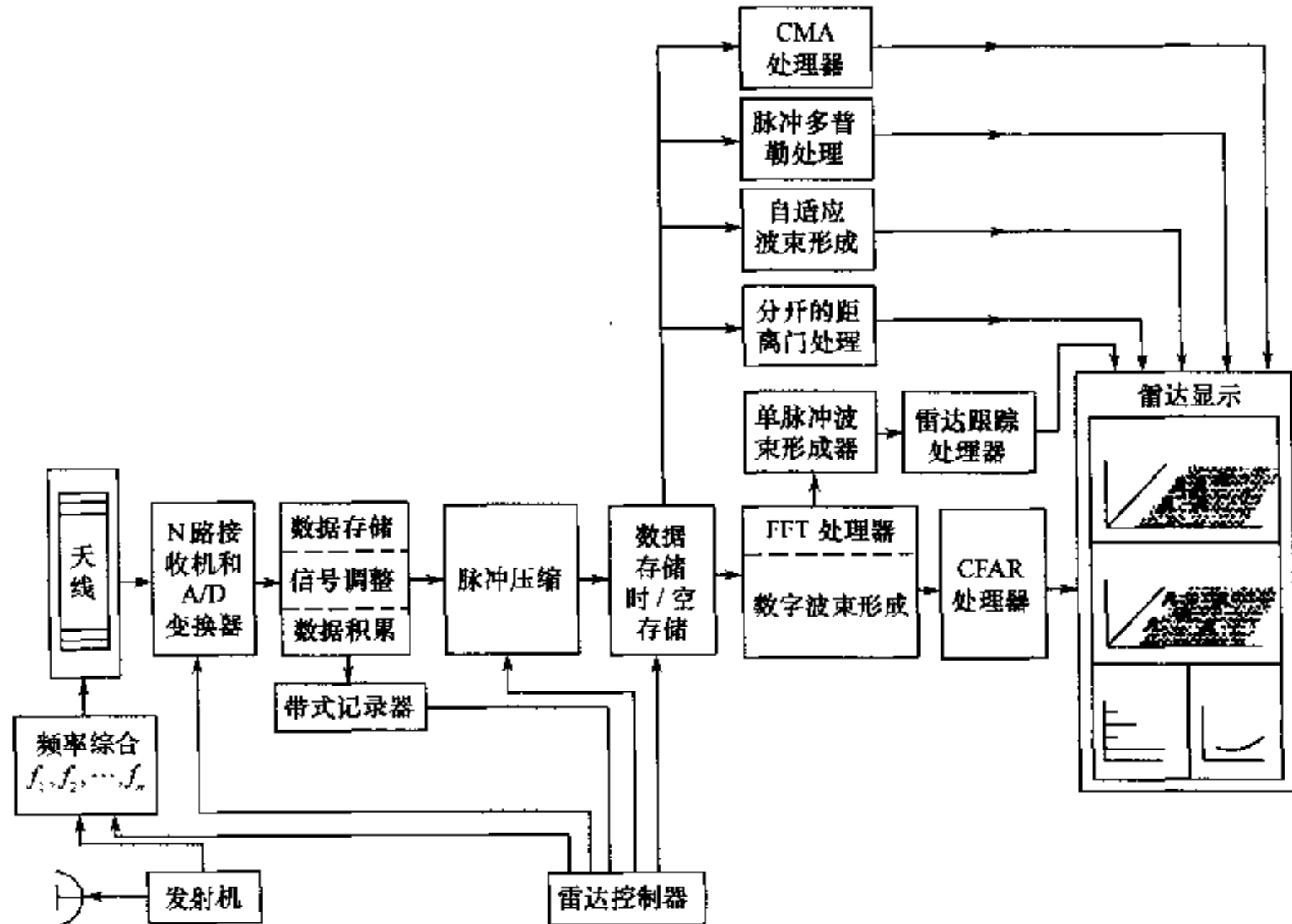


图 6.28 一种数字波束形成雷达的概念设计框图

(2) 采用自适应数字波束形成技术的雷达系统的优点

- ① 能同时形成多个独立可控的波束,以适应特定的干扰环境及对多个目标进行探测和跟踪。
- ② 波束位置的无惯性捷变,可实现重复周期内的波束时分控制及功率分配。
- ③ 天线方向图能实现对有源干扰的自适应置零,从而有效地抑制干扰。
- ④ 系统的实时自校准功能及时地补偿系统参数的失配及其随时间的变化,从而能获得低旁瓣的天线方向图。
- ⑤ 系统具有自检及故障诊断功能。

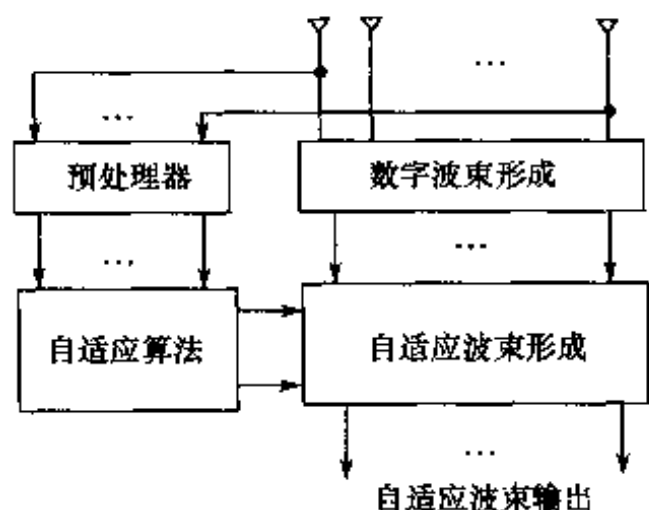


图 6.29 开环自适应控制的数字波束形成的原理图

一个采用开环自适应控制的数字波束形成原理框图如图 6.29 所示。由于开环系统中能用较少的输入数据描述外部环境特性以及能在大动态范围内抑制干扰,因而近年来受到广泛的重视。从系统结构来看,每一个阵元对应一个接收机通道,所以接收机和 A/D 变换器应安装在天线阵上,而光纤传输系统由于其容量大、重量轻、抗干扰性能好,应用它连接天线阵面与波束形成及控制处理器。

数字波束形成器是一个专用计算机。波束形成方法在雷达、声纳及通信系统中均有应用,时域法有延迟求和、插值波束形成(低通、带通)、移位边带波束形成等;频域法有离散傅里叶变换法、相移波束形成等。

对于战略相控阵雷达,宜采用能产生多个独立可控波束的方法。对于处理器的结构,为达到高速实时处理的要求,常采用能完成并行流水处理的阵列结构。

天线波束指向及方向图形状的自适应控制可以用硬件或软件实现,同样为了高速实现常以硬件使用为主,但为了有一定的灵活性及适应性也配以部分软件成为可编程控制器。选择自适应算法时,收敛速度是一个关键因素。对三种类型的算法性能进行分析比较和计算机模拟表明,最小均方误差(LMS)算法的主要问题是收敛速度慢,采样矩阵求逆(SMI)法有较快的收敛速度,但数值稳定性较差,对运算精度要求高。SMI 法是对最小二乘问题的正则方程进行求解,由于对信号协方差阵的估计过程中出现矩阵相乘的运算,会使最后求解的矩阵方程的条件数变坏。第三种方法是递归最小二乘(RLS)算法,这种方法可利用正交变换通过对输入数据矩阵直接进行运算来求得最佳权值,算法收敛速度快,数值稳定性好。

(3) 自适应数字波束形成处理器

为满足实时处理的要求,处理器应能实现高速运算,根据当前及未来计算机技术的发展,宜选择具有分布式多处理器结构的并行、流水处理方式。对于分布式多处理器系统,有四种类型的结构形式可供选择。

① 单指令多数据流(SIMD)处理器:采用集中控制,其特点是系统的指令和数据都存在一个主存储器中,系统由许多个处理单元(PE)形成阵列结构,按照集中控制、分散运算的方式工作。

② 多指令多数据流(MIMD)处理器:处理器阵列结构中存在多个指令处理部件,能同时处理多条指令,每个处理器则按照它自己的指令流工作。

③ Systolic 阵列处理器:结构特点是模拟化、规则性、只与邻接处理单元连接和交换数据、

按全局同步时钟的节拍工作。计算是以高度并行和流水的方式进行的。

④ 波前阵处理器(WAP):其特点是,(a)处理单元按自定时、数据驱动的方式进行计算,不需要全局同步时钟;(b)结构的规则性、模块化和本地连接特性与 Systolic 阵列结构一样。

4. 多波束形成

为了要同时满足定位精度高,搜索和跟踪时数据率高以及对旁瓣和方向图能进行控制等要求,就需要形成多波束。多波束形成(MBF)网络种类很多,这里仅介绍两种。

(1) 移相法多波束形成网络

相控阵的特性之一是可在单个孔径天线阵中同时形成独立的多波束。原则上, N 个辐射元可产生约 N 个独立的波束。只要在形成单波束的线阵列天线的每个单元的输出端装上附加的移相器就可构成多波束,一个处于接收状态的三波束形成网络如图 6.30 所示。该例子中共有三个辐射元。每个辐射元收到的信号经放大器后均分别通过三个移相器,然后按一定规律三路一组相加而形成三个波束。此三个波束为 $\theta=0$ 、 $\theta=-\theta_0$ 和 $\theta=+\theta_0$ 三个方向,其中 θ_0 由下式决定

$$\frac{2\pi}{\lambda}d \sin\theta_0 = \Delta\varphi \quad (6-27)$$

式中, d 为相邻辐射元间隔, $\Delta\varphi$ 为相移差值。相移差值 $\Delta\varphi$ 可以是固定的或可变的。若 $\Delta\varphi$ 不变,则波束是固定的;若 $\Delta\varphi$ 可变,波束可在空间进行扫描。多个波束可用类似的思路用多个移相器组来实现。

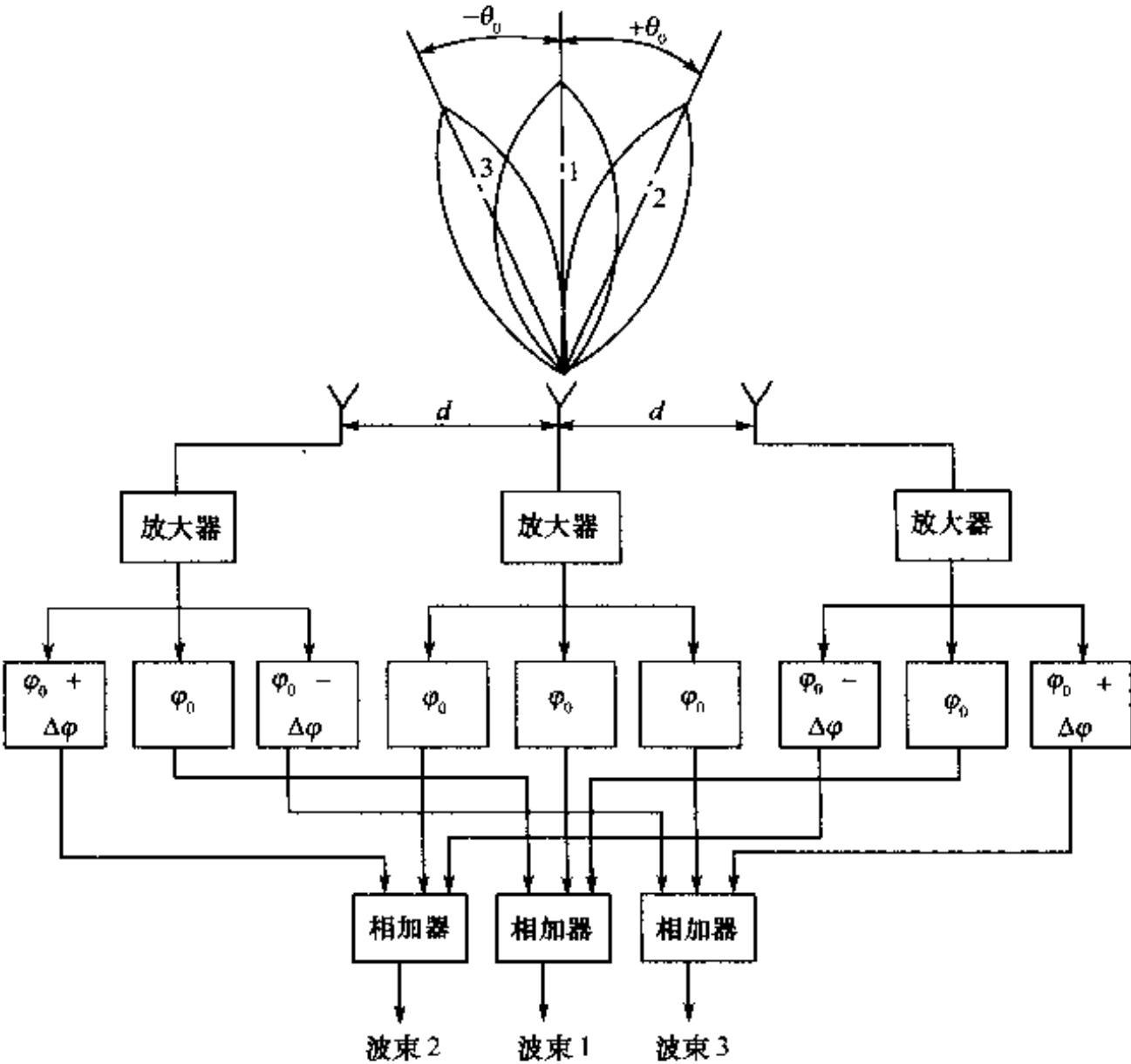


图 6.30 用移相法获得三波束的原理图

用移相法可构成处于接收状态的多波束,也可构成处于发射状态的多波束。而在某些应用中只在接收状态构成多波束,而发射状态形成包含整个多波束接收范围的宽的辐射方向图。

(2) 数字多波束形成

用模拟技术形成多波束的缺点主要是旁瓣电平高,稳定性差,更重要的是对付有源干扰无自适应能力。前面我们已谈到,在某些应用中只要求接收状态构成多波束,因此研究数字多波束形成(DMBF)引起了各国的重视。图 6.31 是形成多个独立可控波束的原理框图,其中图 6.31(a)是串级处理方式,从每一个天线阵元送到波束形成器的是正交的 I、Q 通道数字信号,在波束形成器中完成复数加权求和运算,得到需要的波束,图中权值 W_0 、 W_1 、 W_2 分别对应于 0° 、 1° 及 2° 波束。这种方式虽然可以得到三个独立可控的波束,但是一级波束形成器为获得需要的波束形状及扫描方式而计算其权值时,要受到前面各级权值的影响,只有第一级的 0° 波束不受其他各级的影响。每一级的波束形成运算只有在前一级波束已形成后才能进行,因此,各级形成的波束在时间上是依次滞后的。为了简化各级权值的计算,可以让 0° 、 1° 及 2° 波束在天线阵正侧视时具有完全相同的方向图,这样就在形成 0° 波束时需要进行幅度和相位加权,而形成 1° 和 2° 波束时只需要进行相位加权以获得不同的波束指向。例如,可以假设 0° 波束处于跟踪状态而指向某一固定方向,而 1° 及 2° 波束则处于扫描搜索状态,而且又可以分别以不同的搜索速度,在不同的搜索空域,以不同的扫描方式进行搜索,这时,只需要对 1° 及 2° 波束计算所需要的相位权值并进行相位加权,便能得到需要的波束。

图 6.31(b)是并行处理方式,由天线阵元送来的 I、Q 通道数字信号并行输入到 0° 、 1° 及 2° 波束形成器,分别用复数权矢量 W_0 、 W_1 及 W_2 对输入信号进行加权求和得到各波束输出,权值是按照对应的波束指向、方向图形状,以及所需要的搜索或跟踪方式来确定的,这时各波束对应的权值之间互不影响,是完全独立的。

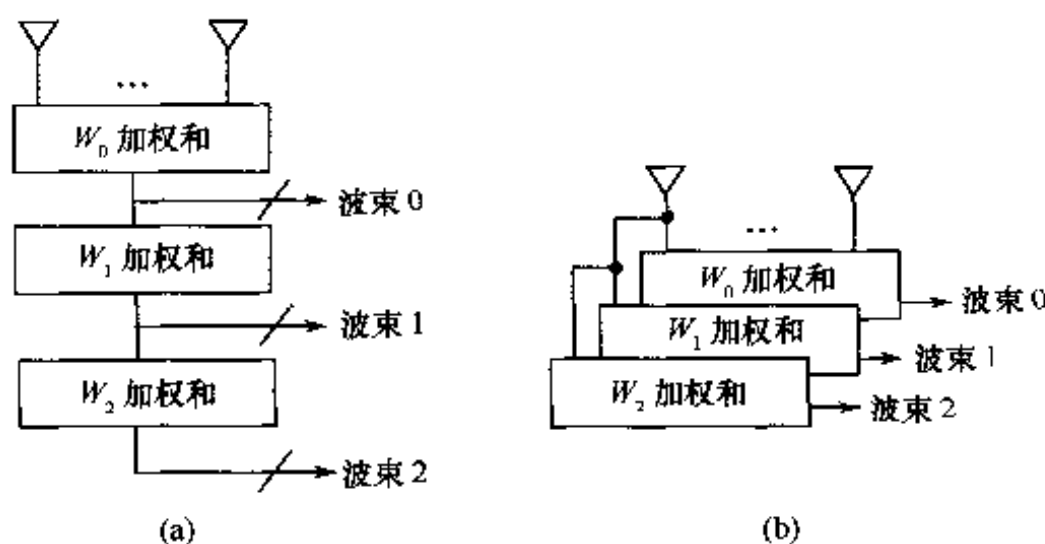
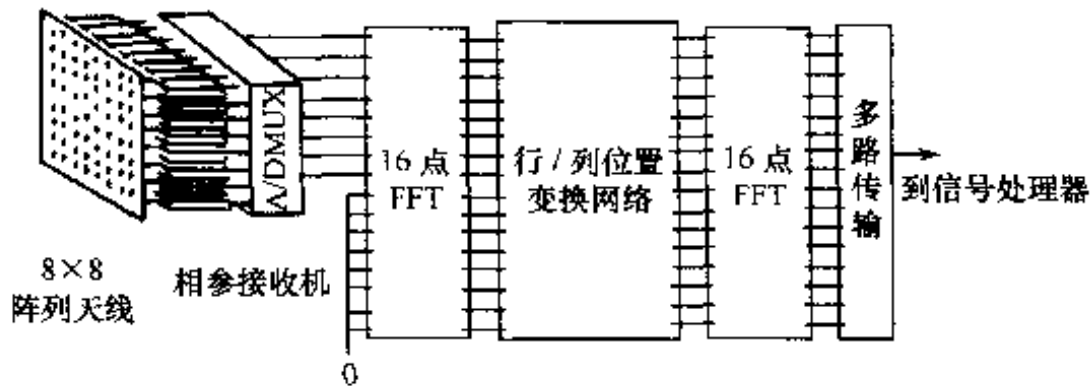


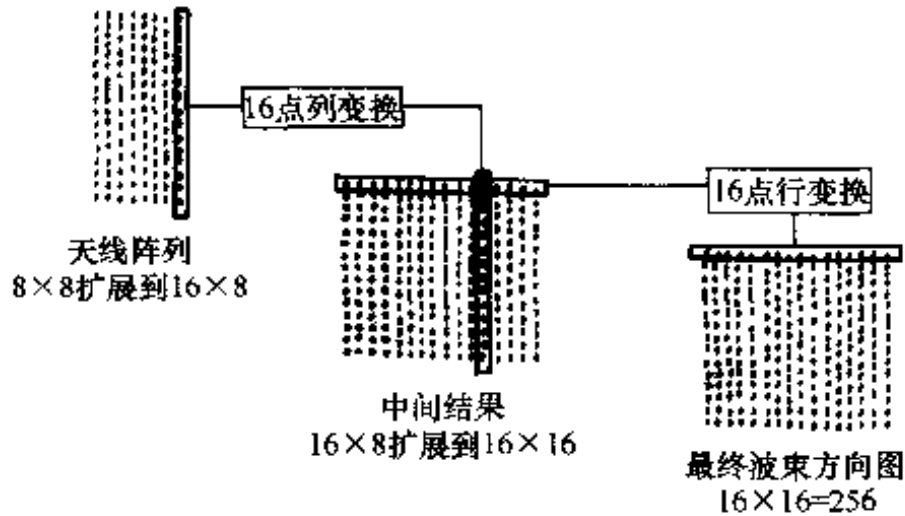
图 6.31 形成多个独立可控波束的原理图

数字多波束形成系统的结构与下列因素有关:波束形成算法,输入传感器的个数,需要的数据吞吐量,输入数据的带宽和采样率,信号的动态范围。数字多波束形成雷达的核心是数字波束形成计算机,其功能为:一是产生多波束,二是完成自适应处理,既要使干扰机的干扰信号最小,同时又要使所需信号的响应最大。然而,尽管现代计算机有极高的运算速度,但对数字多波束形成器来说,处理速度仍然是一个关键问题。为了同时进行多波束处理,可以采用两种基本技术来减轻这种负担。一种技术是图 6.31(b)所示的并行处理方法,用一组分立的波束形成器产生一组独立的多波束;第二种波束形成技术类似于同时对所有接收的射频信号进行快速傅里叶变换,即同时计算出 N 个正交波束的全套数据集,形成一组多波束响应。例如,加拿大通信研究中心(CRC)采用 TTL 和高速 CMOS 技术研制了一台二维数字多波束形成器。

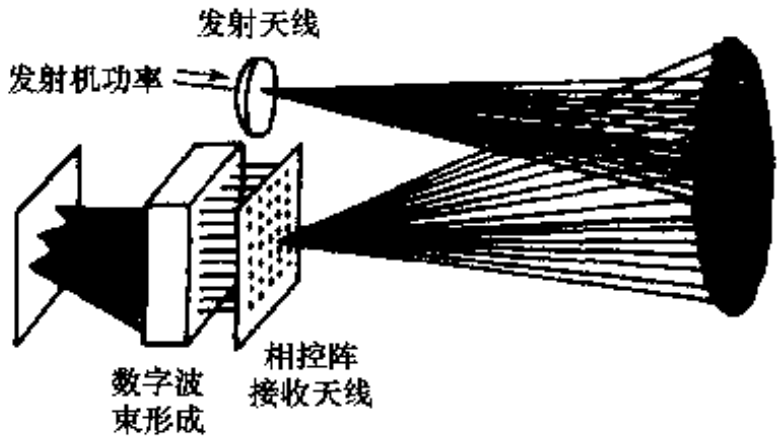
图 6.32(a)为其原理框图,输入由 64 个复样本组成,波束形成用两个 16 点流水线 FFT 处理器组成的一个二维 FFT 来实现。图 6.32(b)示出采用两个一维 FFT 来实现一个二维 FFT 所用的方法。一个 FFT 运算输入数据序列,另一个 FFT 运算中间结果,其中第二个 FFT 所要求的行/列转换用移位寄存器实时执行。这种波束形成器可按 $3.2\mu\text{s}$ 的最大更新速率产生 256 个波束输出。



(a) 与64阵元平面阵列接口的接收数字波束形成器原理图



(b) 采用两个一维FFT的一种二维FFT实现原理图



(c) 64阵元数字波束形成雷达示意图

图 6.32 二维数字多波束形成器的原理框图及实现方法的概念图

6.4 有源相控阵雷达

美国 F-22 战斗机和 JSF(F-35)战斗机的公开亮相,标志着 21 世纪先进战斗机(ATF)时代的到来。应该指出,采用先进的 ATF 航空电子系统对提高战斗机的作战能力起到了决定性的作用。而雷达又是该电子系统的关键组成部分,是该飞机的“耳目”。新一代战斗机载雷达与往日传统雷达的主要区别在于使用相控阵列天线。目前战斗机载相控阵雷达的研究发展有两条路子:一是有源相控阵雷达(如 F-22 机载 N/APG-77 雷达和 F-35 机载

AN/APG—81雷达),二是无源相控阵雷达(如俄国米格—31机载 Zoslon 雷达和法国 Rafale 机载 RBE—2 雷达)。可见,F—22 和 F—35 战斗机的正式亮相,表明有源和无源相控阵雷达先后将在新一代战斗机上服役,从而标志着 21 世纪机载雷达将迈入相控阵体制时代。

无源相控阵雷达是共用一个或几个高功率发射机,通过功率分配器激励阵列天线,通过组合器实现信号的接收。这类雷达的接收机和发射机与常规雷达雷同,在此不再深入介绍。

有源相控阵雷达中,其射频功率通过阵列结构中的组件放大到辐射所需的电平,而且通常由阵列单元或子阵列中的某种功率“模块”(或 T/R 模拟)来实现。

从今后雷达的设计发展趋势来看,要求它具有波束捷变(意味着电扫描)、多功能(要求宽频带)、自适应(趋向于数字设计)、低截获概率(对波形设计、天线设计均有严格要求)、抗干扰(意味着天线超低旁瓣、自适应信号处理)、高可靠性(趋向于有源阵)以及有效成本(意味着组件可自动化生产)。由此可见,有源(或称固态)相控阵雷达将是一种优先的选择,因为它具有下列优异的性能:

① 易于获得大的平均功率,功率孔径积大(作用距离远)。这是因为每个天线单元都有自己的功率源,虽然功率不大,但由于天线单元的数目很多,因此能获得很大的总平均功率。例如,美国雷声公司研制的 AN/FPS—115 潜射弹道导弹预警雷达,每个阵面有 2 677 个辐射单元(其中有源单元为 1 792 个),每个单元的固态发射机可输出功率为 350W,其总功率可达 600kW,对导弹的搜索距离可达 4 800km。

② 效率高,固态相控阵由于它消除了馈线系统的损耗,大大提高了发射机功率的有效性。典型的大功率发射机馈线系统的损耗大约为 5dB,即有 2/3 的功率消耗在馈线的各环节上,只有 1/3 的功率辐射到空间。雷达发射机是最大的电力消耗者,采用固态相控阵后,由于发射机功率的有效性显著提高,促使电源消耗大大下降。

③ 可靠性高,因为大功率器件是雷达可靠性的薄弱环节,现在改为数千个小功率的固态组件,故障率低,所以有极高的可靠性。一般阵面 50% 的单元失效时雷达仍能正常工作,10% 的单元失效时系统性能只是略有下降,平均故障时间(MTBF) ≥ 10 万小时。

④ 由于相移是在发射机的低电平上进行的,而且馈线和移相器的损耗对性能没有影响,可使用成本低又精确的低功率移相器。

⑤ 组合馈电既轻又便宜,因为功率分配是低电平,在馈线的输入端功率和电压只有数十瓦和数十伏,而且有源阵列中的功率分配和组合有可能采用光纤。

⑥ 容易实现数字波束形成,实现多目标跟踪和自适应阵列处理,因而具有多种工作状态瞬时自动转换、快速识别目标和自适应抗干扰的能力。

图 6.33(a)为有源相控阵雷达的功能框图,系统的组成为三个主要部分。图中,有源电扫描阵列(AESA)的作用是调整信号、控制波束的指向和形状、辐射和接收能量。这一部分通常包括 T/R 组件阵列及其支撑结构、将直流电源和射频信号与所有组件连接起来的连接器、热控制设备、阵列的低噪声电源和数字式波束控制器。

接收机—激励器(R_x/E_x)组合部分的作用是控制雷达工作方式和定时、选定激励波形以及将接收信号变为数字信号进行处理。这一部分还包括一个控制器,对雷达系统的工作实施全面控制并监视雷达系统的全部性能。

处理器组合部分的作用就是从数字信息源中取出目标信息,并将其变换成显示系统所要求的综合数据形式。这种处理器与主机分开的布局形式也有助于多个传感器共用计算机,以解决显示前的利用效率和数据合成问题。

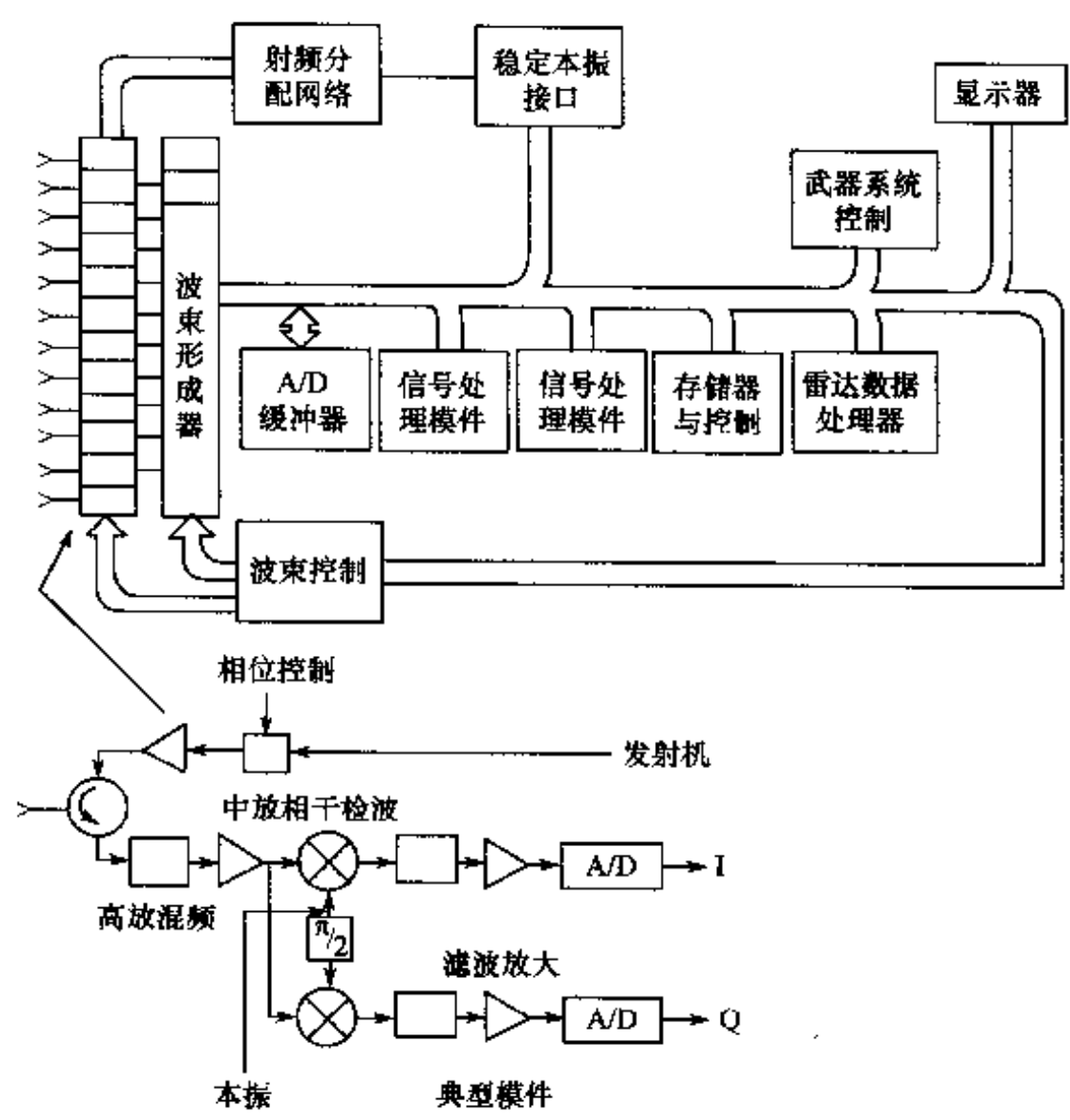
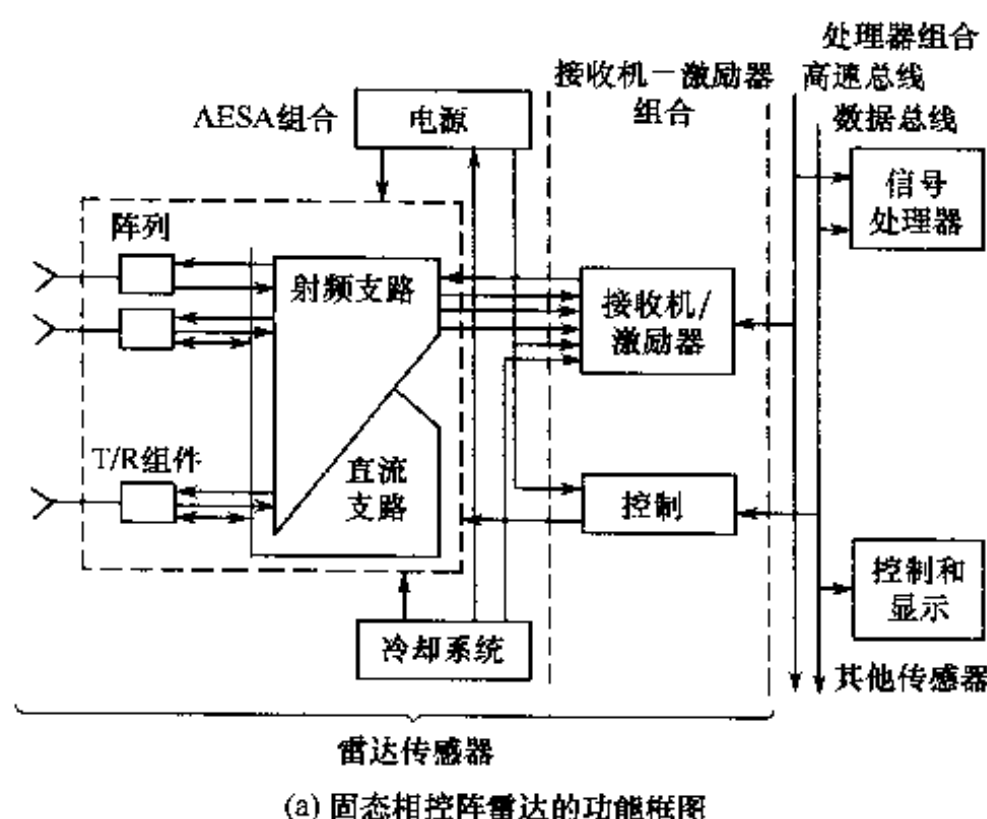


图 6.33 相控阵雷达的功能框图

可见,固态相控阵雷达在结构上与其他常规雷达之间最明显的差别在于:无机械扫描设备,高功率微波信号产生于 T/R 组件,而 T/R 组件紧靠在辐射口径的背面。图 6.33(b)示出固态相控阵雷达的组件功能和接口图。

大多数固态相控阵列可分成 6 个基本单元:①辐射结构;②射频组件;③射频波束形成网络;④波束控制器;⑤供电系统;⑥散热系统。本节仅讨论射频组件及射频波束形成网络。

1. 固态 T/R 组件的基本组成

T/R 组件的基本构成框图如图 6.34 所示,它主要由固态功率放大器、驱动放大器、T/R 开关、数字式移相器、限幅器、低噪声放大器等组成。为了获得良好的性能和从稳定可靠方面着想,有时在基本构成中又增加了环流器、电调衰减器、幅相均衡器、极化开关、监测保护电路以及移相驱动器、逻辑控制电路等。

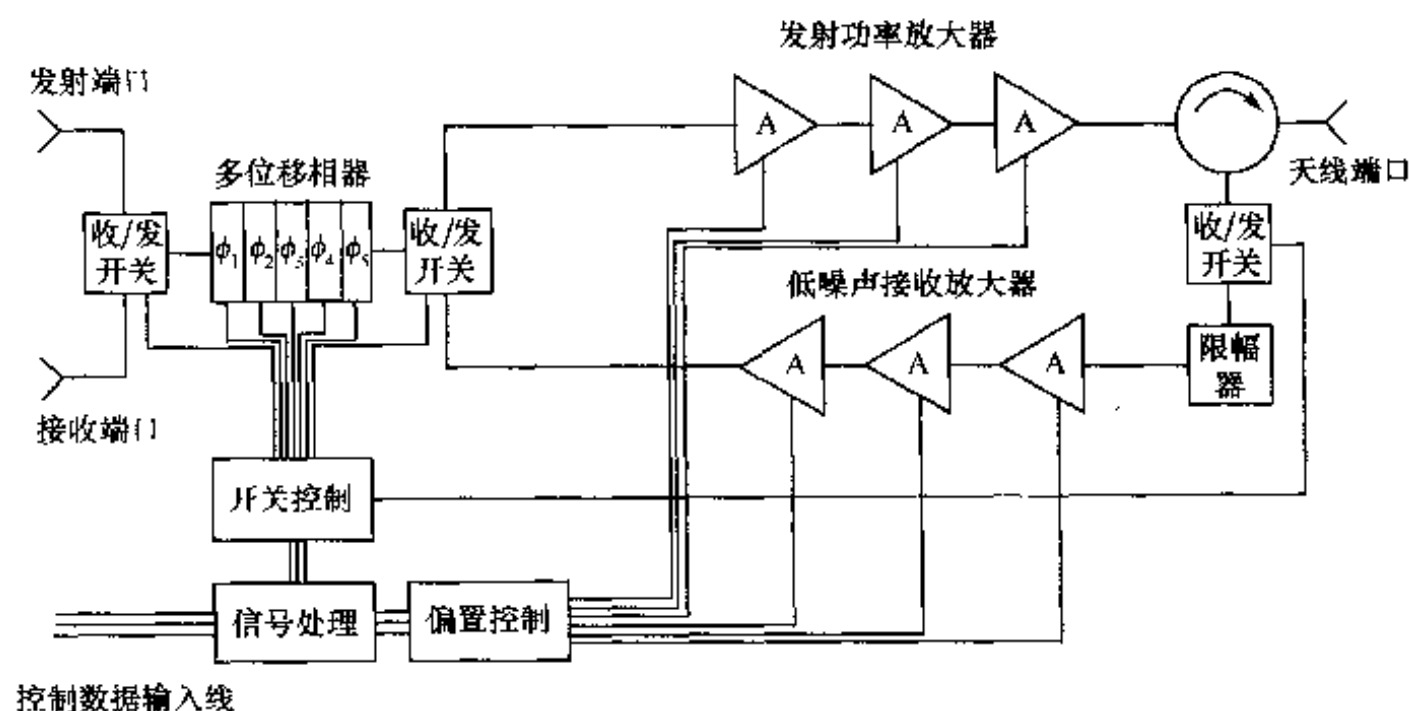


图 6.34 固态 T/R 组件的基本构成框图

在发射周期时,由激励信号源送来的信号送入发射组件通道,经输入 T/R 开关、数字式移相器到驱动放大器,功率放大器将信号放大后经双工器馈至天线辐射单元。

在接收周期时,从天线接收到的微弱信号经双工器转换至限幅器、低噪声放大器,再经数字式移相器、输入开关到接收机。数字式移相器是为完成天线电扫描而设置的,是收发通道公用的。输入开关是解决公用移相器所需的,而双工器是收/发通道工作转换之用(它既可采用开关装置,也可采用环流器,各有其优缺点),从而实现收/发共用天线。这种组件的公共信号通路不仅在发射方式而且在接收方式下,都是严格单向工作的。限幅器对低噪声放大器起保护作用,同时为功率放大器提供良好的匹配终端,使其不受天线电扫描状态的影响,因此,限幅器的最佳设计是采用开关式吸收限幅器。波控驱动器(开关控制)是为了减少 T/R 组件的控制线而设置的,它受控于雷达波控计算机,可按预先制定的工作方式对波束指向和波束形状的相位控制。功率放大器和低噪声放大器分别担负发射与接收通道的射频信号放大,这两种有源放大器参数好坏将直接影响 T/R 组件的性能。

图 6.35 为一 X 波段有源相控阵列固态组件框图。它包括 X 波段发射和接收所需的全部功能。这种形式的组件是近年来生产的有代表性组件,它沿中心轴采用一热管,将耗散功率从组件传导到冷却板底座结构上,图中组件由混合集成电路和分立器件组成的几块基片构成。

表 6.2 列出了几种典型的集成 T/R 模块性能特性和灵敏度。

有源相控阵列组件的控制逻辑电路根据各个组件在阵列中的位置、波束指向和载频,为各组件计算适当的移相器相位指令,此外,它还提供功率放大器程序增益控制和周期转换功能。

应该指出,对于高增益有源相控阵天线,所需辐射单元和移相器的数量有几千个。因此,其成本是很高的。为了降低成本和空间,需要将辐射器,移相器模块(或 T/R 模块),馈线网络和相应的控制电路集成为一个子阵集块。因此,阵列可采用子阵排列的结构。

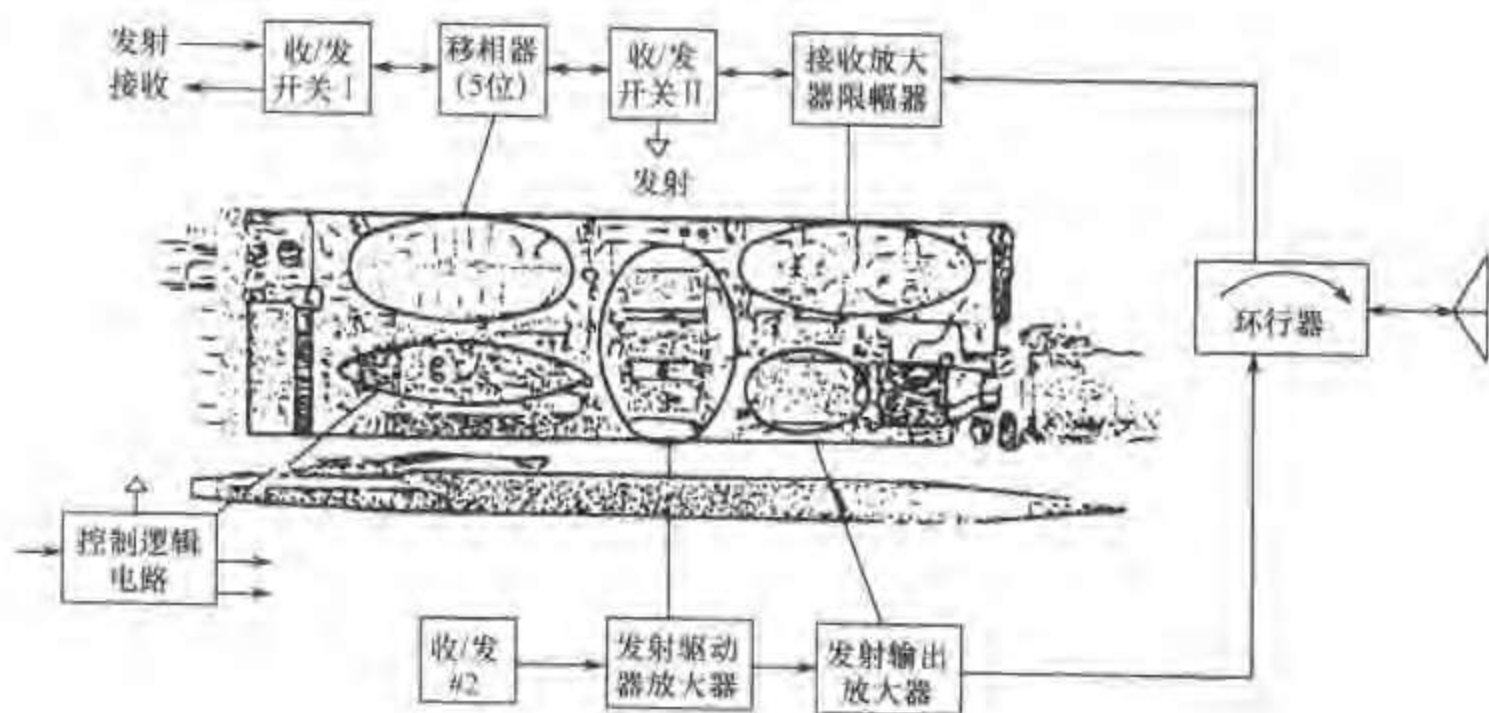


图 6.35 有源相控阵列的 T/R 组件视图

表 6.2 集成的 T/R 模拟性能特性和灵敏度

性能特性									
频 率	发射模拟			接收模拟				尺寸/cm ³	重量/kg
	RF 功 率/W	增益/dB	效率 /%	增益/dB	噪声系 数/dB	均方根相位误差			
						增益/dB	相位/°		
L 波段	11	35	30	30	3.0	0.3	5.0	65.5	0.11
S 波段	10	31	16	25	4.1	0.5	4.0	39.3	0.07
S 波段	2	23	22	27	3.8	N. A.	4.6	47.5	0.10
S/X 波段	2	30	25	...	...	...	...	4.1	N. A.
X 波段	2.5	30	15	22	4.0	0.6	6.0	11.5	0.02
性能灵敏度									
参 数				发射			接收		
对漏极电压的增益灵敏度				1dB/V			1dB/V		
对漏极电压的相位灵敏度				4°/V			2°/V		

这种采用子阵结构的阵列通常分成行子阵、列子阵，每个子阵分开馈电。图 6.36(a)和图 6.36(b)示出构成孔径的两种基本方法。在图 6.36(a)中，阵列是由与阵面垂直安装的印制板电路构成的，这种安装称“砖块”式(或称直线式)子阵结构，其馈电常用立体组合馈电，如图 6.36(c)所示。图 6.36(b)所示的面子阵是“瓦片”式(或称分层式)结构，每一层完成一项或几项特定的功能，如相移、功放等。它安装成一个多层阵列，其馈电为平面组合馈电，如图 6.36(d)所示。上述两种结构的子阵列可以采用单片有源集成电路，也可采用混合有源集成电路。“砖块”和“瓦片”这两个术语是指安装的方式，而不是孔径的结构。我们可以用瓦片结构组装成列子阵形式的阵列，只要其平面的射频功放器按列编址，也可以把子阵作为“砖块”结构，从天线孔径背面插入组件形成面子阵。

当阵列可以有较大的厚度时，可用“砖块”结构。扩大体积便有更大的电路空间，更好的热控制(用空气或液体冷却)和更方便的维护(通过移走砖块)。在每个砖块内，电路可用单片集成电路或混合集成电路制造。砖块结构的主要优点是，对振子和其他非平面型天线单元具有兼容性，与用于瓦片结构的平板印刷天线单元比较，这些单元具有较大的带宽。

瓦片结构具有一些潜在的优点，主要是它可做得很薄，体积很小，能和飞机共形。这种结

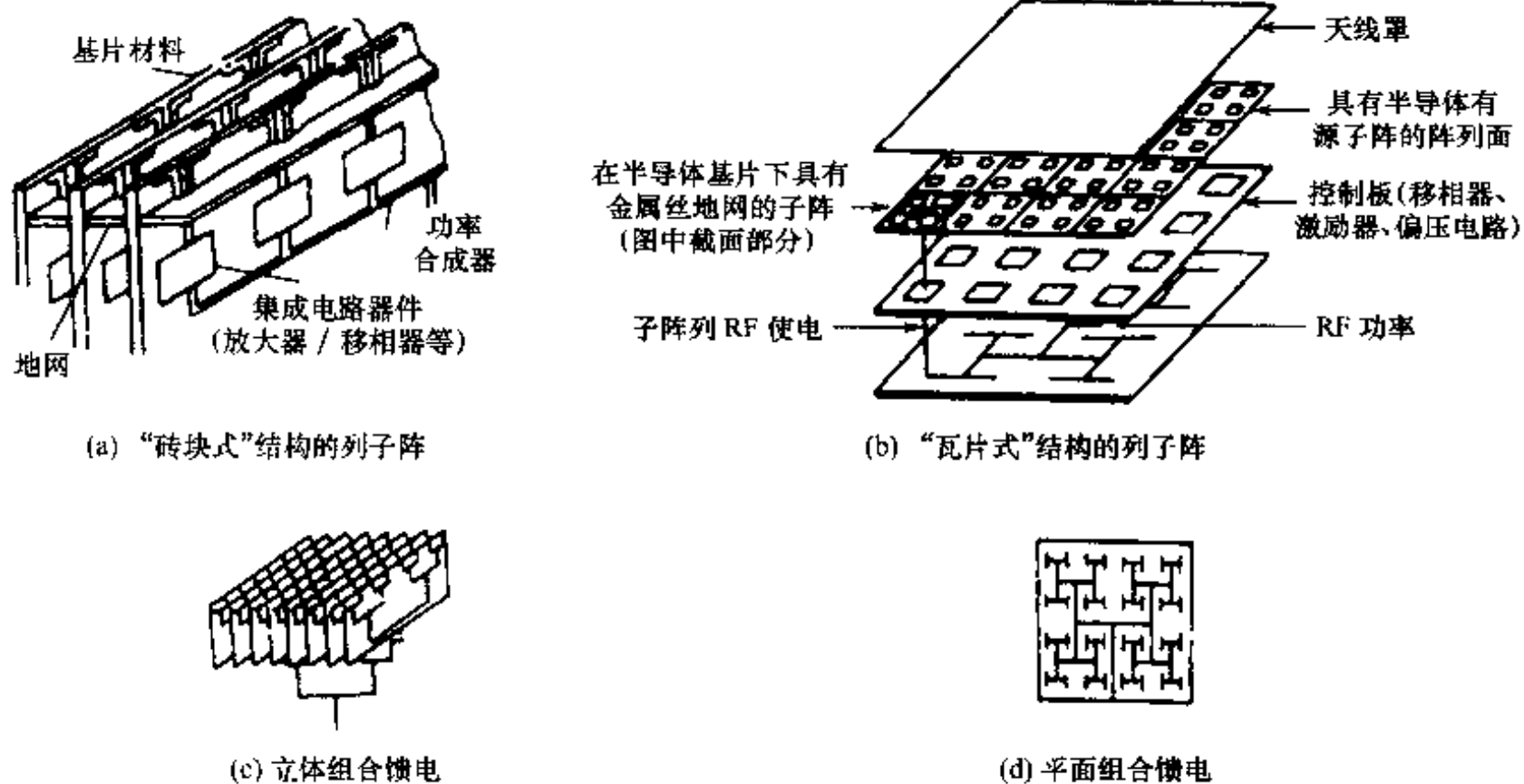


图 6.36 采用子阵列排列的阵列结构的示意图

构的缺点为：不易于做到精确的渐变功率分布，因此通常不用于低旁瓣阵列。此外，难于驱热，还因采用贴片和印刷的振子单元，其频带较窄，也难于维护。

图 6.37 示出一种采用微波多芯片模块(MCM)和光纤等技术构成的“瓦片”式有源子阵列结构。采用“瓦片”式子阵结构往往要求采用 MMIC。

图 6.38 示出一种新型共形相控阵雷达模块的结构。通过将收发模块、环形器和辐射元合并为一个射频前端，可以方便地将这个前端从侧面安装到基板上。基板由好几层堆砌而成。图 6.38 中的第一层[见图中②]是高输出功率需要的使用冷却液体的冷却层。在低功率的应用场合，可以简单地用一块金属板来取代。多层基板包括的电源供应、射频和数字信号传输等都被安排在冷却结构的后面。基板的前端的电气连接通过一种同轴插拔式的垂直馈电通道横穿冷却结构实现。这种系统结构的优点是模拟的性能和系统的高度可维护性都达到最优。在维护时，除了需要打开阵列的雷达罩外，更换一个前端不需要再拆卸什么东西。

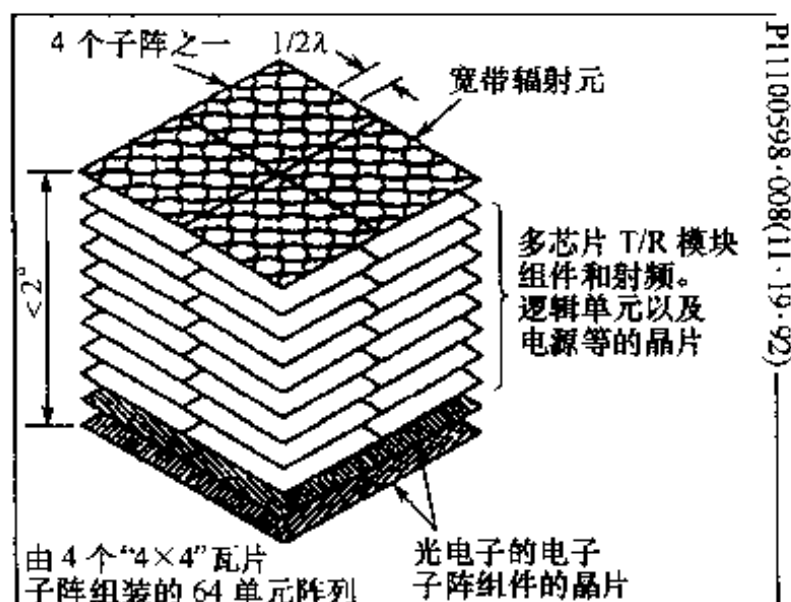


图 6.37 一种采用微波多芯片模块(MCM)和光纤等技术构成的有源子阵结构的示意图

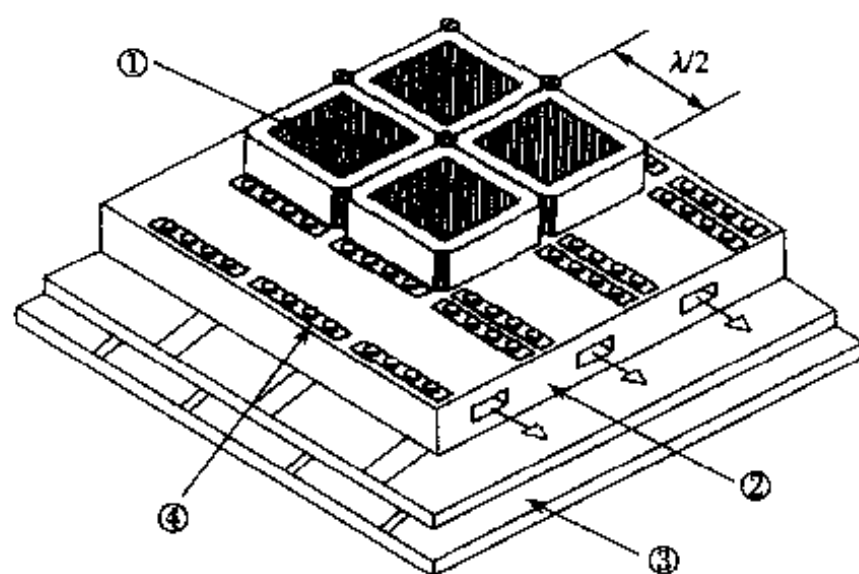


图 6.38 一种新型共形相控阵雷达模块的结构图

①带有环形器和辐射元的收发模块；
②冷却结构；③基板；④垂直互连结构

2. T/R 组件与馈电网络的统一设计

在固态有源相控阵雷达中, T/R 组件的品种较多, 用量也很大, 并且馈电网络本身比较复杂, 所以它们之间的统一设计很有必要。

图 6.39 是固态有源阵的常用馈电网络框图。列馈网络每列有两条, 一条是发射列馈网络, 一条是接收列馈网络。发射列馈网络的功能为 T/R 组件的功率放大器提供激励功率, 接收列馈网络的功能是形成所需的和差波束。每个天线单元有一个 T/R 组件, 可见 T/R 组件用量很大, 且馈电网络十分复杂, 不仅使阵面体积、重量较大, 而且使通风散热困难。

为了减小固态有源阵的重量和体积, 给 T/R 组件通风散热创造条件, 减小列馈网络的设备量, 可将收、发列馈网络合并, 即收发共用一条列馈网络。

收发共用列馈网络的系统框图如图 6.40 所示。收发共用列馈网络采用部分独立和差的设计形式。当发射时, T/R 开关置于发射工作状态, 激励功率放大器的输出功率经环流器 I, 送往列馈网络的 Σ 端口, 列馈网络按 T/R 组件激励功率电平的要求, 分成 N 路等或不等功率电平输出, 送往 T/R 组件发射支路, 推动功率放大器, 经放大后的信号由天线单元辐射到空间去, 列馈网络(含天线单元)的反射信号和环流器非理想隔离的泄漏信号, 均由匹配负载吸收, 这样可为激励功率放大器提供匹配良好的终端, 确保激励功放稳定可靠地工作。当接收时, T/R 开关置于接收状态, 列馈网络 Σ 端口的接收信号经环流器 I、T/R 开关限幅器、低噪声放大器(LNA)送往接收行馈网络 I, 形成方位和差信号, 列馈网络 Δ 端口的接收信号经 T/R 开关限幅器、低噪声放大器送接收行馈网络 II, 形成俯仰差信号。由于和差器和差口之间有接近 30dB 的隔离度, 所以 Δ 通道的 T/R 开关可以省去。因为列馈网络的 Σ 端口是收发共用的, 其分布已先按发射组件激励功率电平的要求设计好, 所以在接收状态使用时, 按发射状态设计的分布函数就成了接收状态(Σ 端口)分布函数设计的约束条件, 此时, 通过 T/R 组件接收支路的数控衰减器衰减量的控制实现列 Σ 端口要求的分布函数; 对于列馈的 Δ 端口分布函数, 数控衰减器的衰减量也成为设计 Δ 端口分布函数的约束条件, 此时, 通过和差器解决和差矛盾, 从而通过差口网络的功率分配关系实现差口要求的分布函数。

应该指出, 有源相控阵列每个有源组件与中央控制部件都要有 RF 信号和控制信号的接口。阵列通常由上千个辐射单元组成, 其馈电网络十分复杂, 幅相要求相当严格, 因此降低其成本显得非常重要。另外, 虽然采用 GaAs-MMIC 可简化传送分配系统, 但许多 MMIC 模块的互连会造成难以克服的电磁干扰(EMI)和串扰等问题, 若将所有信号调制在单根光纤上传输, 就可获得很大的好处。其优点为:

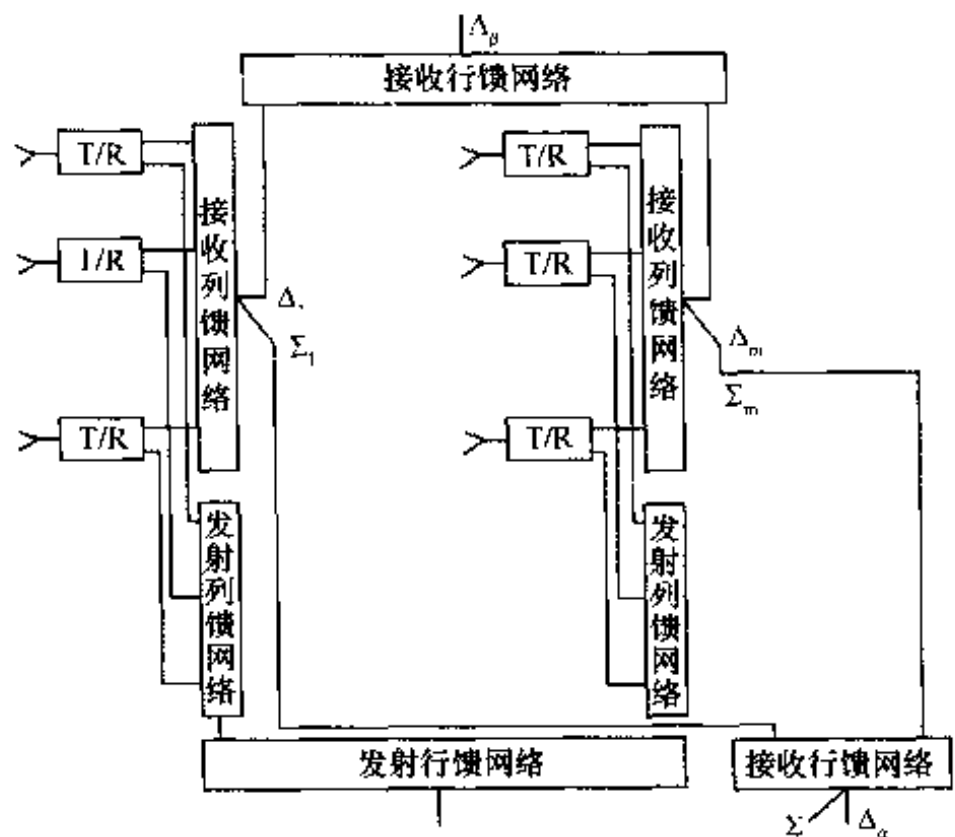


图 6.39 固态有源阵的常用馈电网络的原理框图

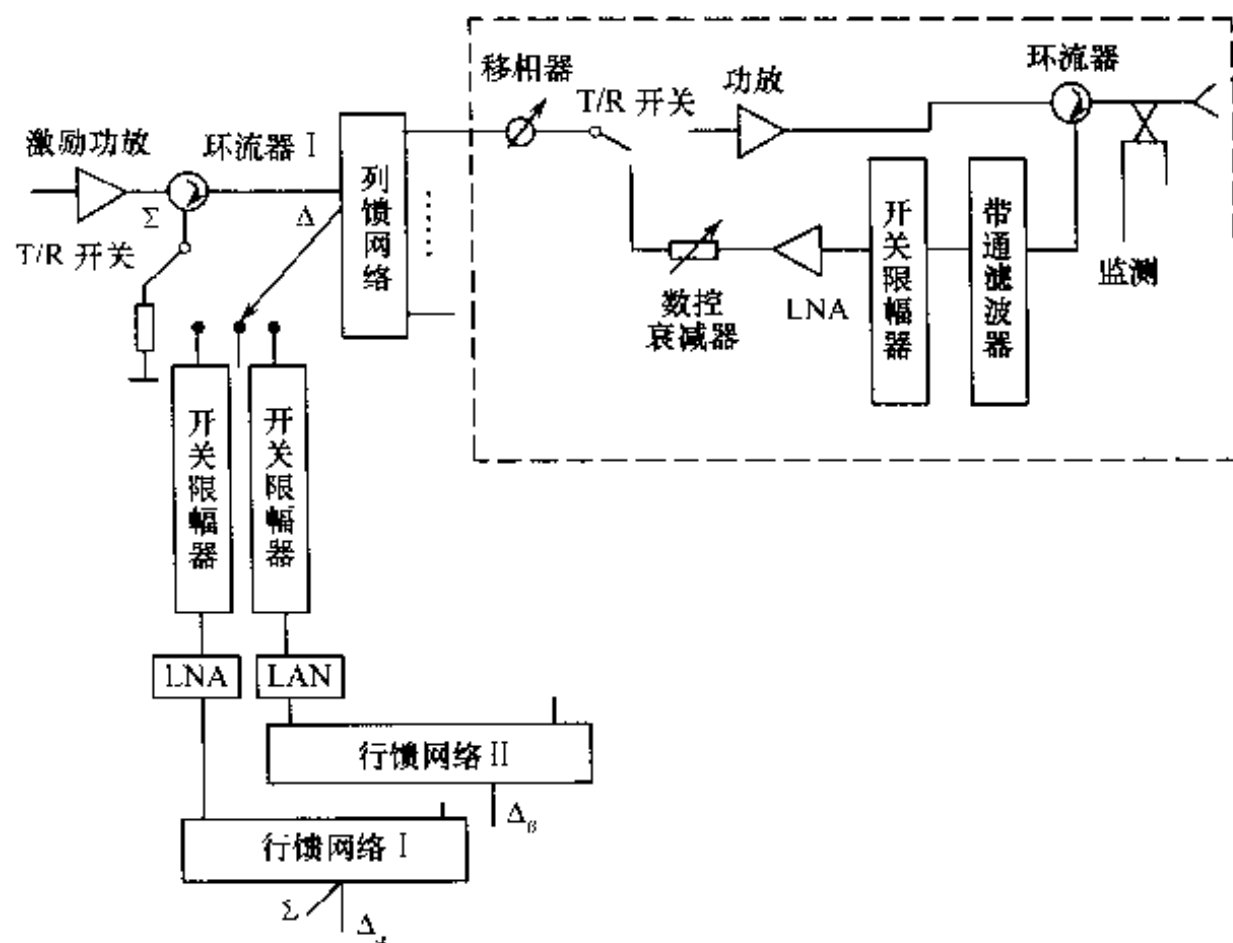


图 6.40 收发共用列馈网络的原理框图

① 光频很高,使得调制信号的带宽只是载频的很小一部分。这样,在所要求的微波工作频段内就能获得一致性很好的传输特性。

② 多个信号采用不同光波波长,可复用一根光纤(称为多波长复用);

③ 分配网络是灵活易变的,重量轻、体积小;

④ 分配网络对于电磁干扰与串扰有很高的抗扰能力;

⑤ 光纤中调制在光频上的微波信号的相位温度变化比同轴线同样信号要低一个数量级;

⑥ 在相控阵系统中光纤的安装费用比其他传输线要低得多。

其缺点是对短程光纤要付出一些代价,即电—光—电转换过程中的损失,以及由这些转换所引起的动态范围的限制。

因此,机载有源相控阵列采用光纤互连是关键之一。图 6.41 示出一种相控阵列天线的光学控制的和 FED 的单片集成电路。整个采用光纤传输的有源相控阵雷达框图如图 6.42 所示。

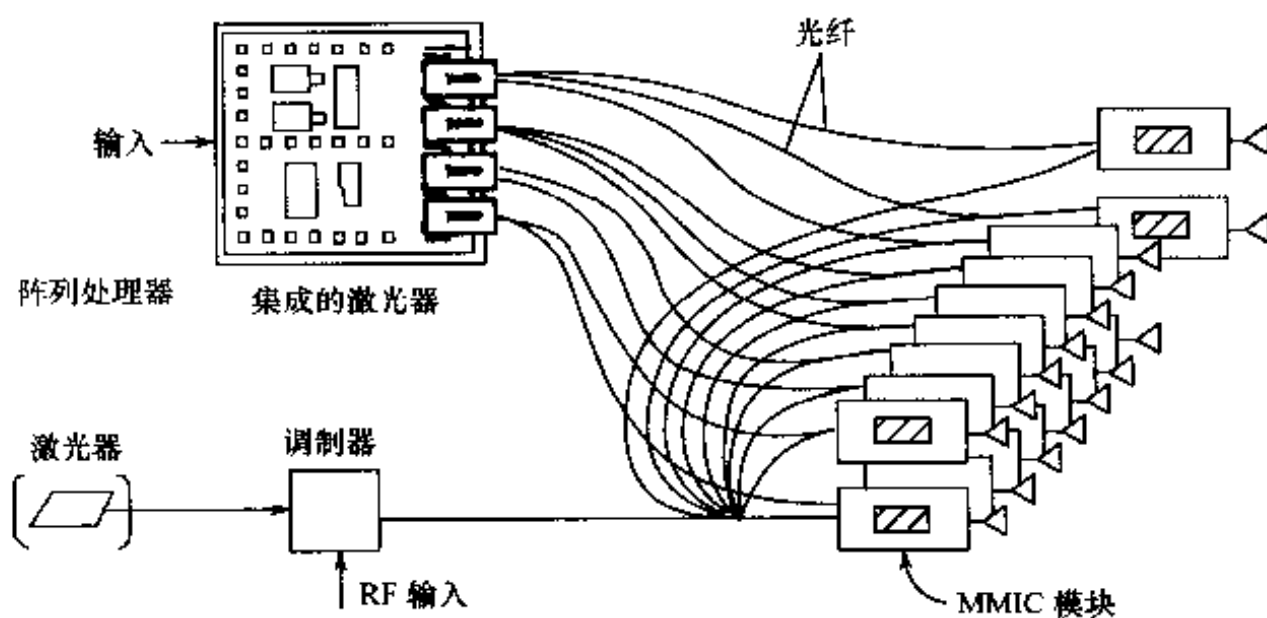


图 6.41 相控阵天线的光学控制的和 FED 的单片集成电路的示意图

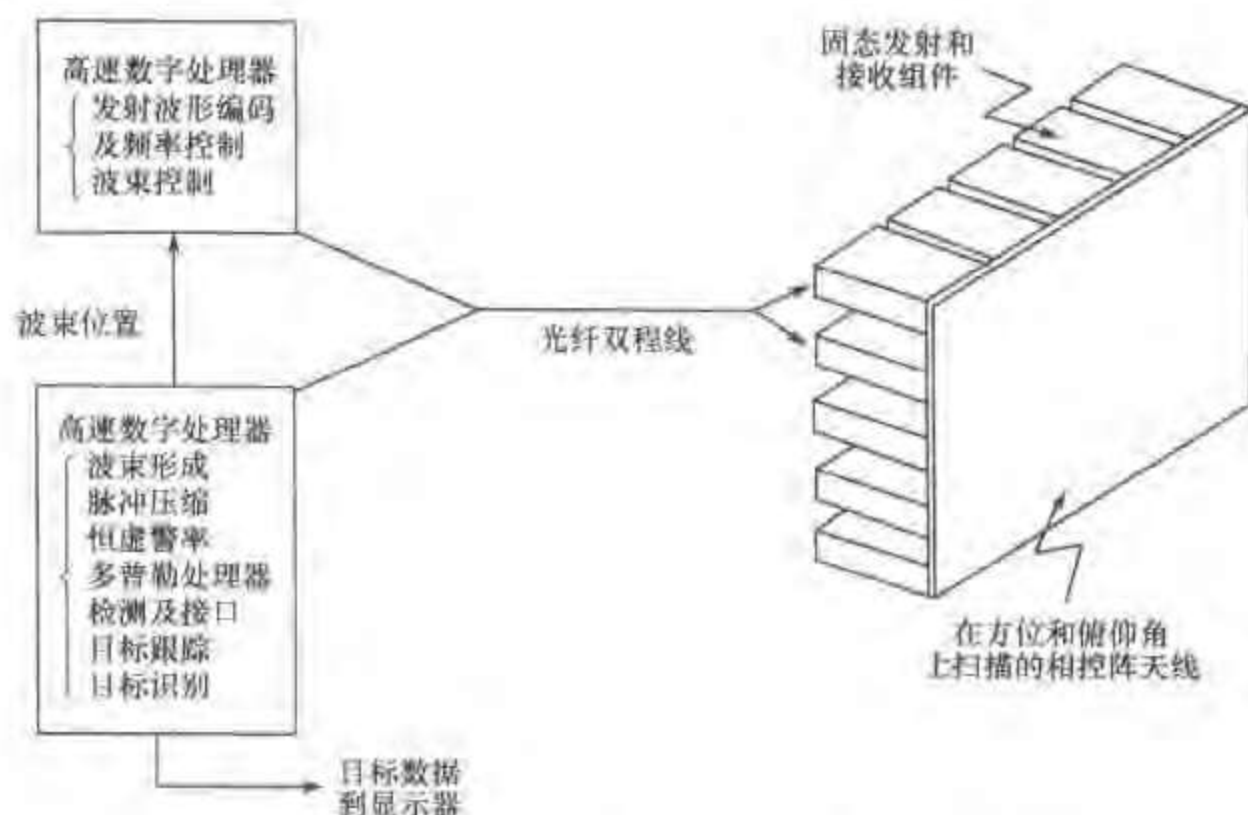


图 6.42 采用光纤传输的有源相控阵雷达的示意图

下面我们分别介绍相控阵雷达在新一代战斗机和弹道导弹防御(BMD)系统中的应用。

6.5 有源相控阵雷达在第四代战斗机中的应用

以 F—35 联合攻击战斗机(JSF)和 F—22“猛禽”战斗机为代表的战斗机的出现,标志着第四代战斗机的诞生。其中,以“宝石柱”(Pave Pilar)和“宝石台”(Pave Pace)为代表的新一代航空电子系统,以及以 AN/APG—77、AN/APG—79 和 AN/APG—81 为代表的有源相控阵雷达是其性能突破的里程碑。

第四代战斗机所采用的 AN/APG—77、AN/APG—79 和 AN/APG—81 有源相控阵雷达的技术特点简介如下。

6.5.1 有源相控阵技术

波束电子扫描的有源相控阵天线替代无源电扫描相控阵天线和机械扫描天线可以认为是天线的数字化,具有实现波束捷变、目标信号的最佳检测、空空/空地同时多功能,兼容雷达、武器控制和电子对抗等特点。

1. AN/APG—77 雷达

AN/APG—77 和 AN/APG—79 雷达从一开始就要求具有最大的目标检测能力,能够渗透敌方领空,对多目标实现“先敌发现、先敌攻击、先敌击落”,因此,采用有源相控阵技术是惟一选择。图 6.43 示出 AN/APG—79 有源相控阵雷达天线照片。

(1) AN/APG—77 雷达的技术特点

① AN/APG—77 多功能雷达是一种具有低可观测性的有源相控阵雷达,它可全天候探测远程多目

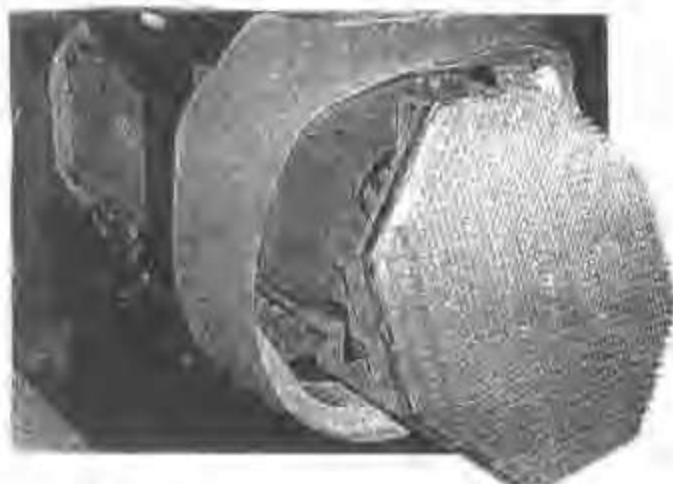


图 6.43 AN/APG—79 有源相控阵雷达天线的照片

标和隐形飞形器,并可执行电子智能信息收集。这种宽带雷达可通过 F—22 飞机上的通用信息处理机(CIP)与其他的传感器和航空电子设备相连。该处理机可对天线的收发波束方向图进行控制并对所接收到的雷达数据进行处理。这种有源电扫阵列由 2 000 个低功率 X 波段收发组件构成。每一辐射单元的发射机和接收机是分置的,这种类型的天线可为支持 F—22 飞机的空中优势提供必需的灵活性、低雷达截面和宽带宽。

② AN/APG—77 采用了砷化镓(GaAs)技术,一个 70mm×3mm 的收发组件可产生 10W 的射频功率。

③ AN/APG—77 本身没有数据处理机。F—22 上的 2 台 CIP 把雷达同 F—22 飞机上的其他传感器和电子战系统综合在一起。雷达同飞机武器系统的有效接口就是直接通过这 2 个 CIP 来实现的。

④ AN/APG—77 具有先进的抗电子干扰能力,在强杂波和多目标威胁的环境下具有全天候、全向、全高度空空和空地作战能力。

据 2000 年期刊报道,AN/APG—77 除去具有聚束式合成孔径方式获得高分辨力外,还采用逆合成孔径技术获得超高分辨力(UHR)。由于其分辨力约为 0.3m,一个 30m 长的目标就会有 100 个像素来确定目标的大小和形状。这种目标的形状识别能力加上采用回波频谱特征的计算机进行比对,使该雷达具有一定的“非合作目标识别(NCTR)”能力。

(2) AN/APG—77 雷达的性能数据

工作方式

空/空:空/空搜索与跟踪,空战机动(ACM,近程空战格斗),边测距边搜索(RWS),搜索高度显示,边速度搜索边测距(VSR),边跟踪边扫描,单目标跟踪(STT),袭击群目标分辨,改善上视搜索(远距搜索),战情提示,通过凹口跟踪技术
空/地:增强实波束地形测绘,扩展地形测绘,多普勒波束锐化(选用地图“冻结”),信标,地面动目标跟踪,地面动目标显示(GMTI)
空/海:海面目标检测(选用地图“冻结”,中/低海情),固定目标跟踪,地面动目标显示(GMTI),地面动目标跟踪(GMTT)

作用距离

160n mile (用 VSR 方式对上视/下视迎头目标)
160n mile (用 RWS 方式对迎头或尾追目标)
80n mile (用增强实波束地图测绘方式对导航地形图和地面目标探测)
40n mile (使用 GMTI 方式对陆地和海面目标)
10n mile (用 ACM 方式自动锁定被探测到的第 1 个目标)
31n mile (用 STT 方式自动锁定第 1 个目标)

扫描范围 格斗状态 30°×20°(正常),10°×60°(垂直扫描)

跟踪能力 同时跟踪 10 个目标

波束锐化 8 : 1(DBS1),64 : 1(DBS2)

ISAR 像素的目标尺寸为 0.3m,30m 长目标有 100 个像素

天线形式 有源相控阵列

天线直径 约 1m

T/R 组件 2 000 个

组件功率 10W/组件

MTBF 整机 400h
天线 2 000h
冷却方式 液冷

2. AN/APG—79 雷达

(1) AN/APG—79 雷达的技术特点

AN/APG—79 是一种可执行空空和空地作战任务的全数字化全天候多功能火控雷达。它是一种宽带有源电扫阵列(AESA)雷达。具有多目标跟踪与高分辨 SAR 地形测绘的能力,可提供极高分辨力的地形测绘。该雷达的波束扫描十分快捷,这种快速扫描的特点大大增强了雷达功能和可靠性并降低了成本且生存能力更强。可同时跟踪 20 个以上的目标,并对所跟踪的目标能自动建立跟踪文件,边扫边跟,用交替技术基本上可同时完成空空和空地功能。飞行员不必再对雷达工作方式或扫描方式进行选择。即使某一目标逃出了当前的扫描区域,该雷达还可重新探测到该目标,并使用一个单独波束对其进行跟踪。该雷达使用的 T/R 组件非常薄,其厚度与 25 美分的硬币相仿。设计要求该阵列 10~20 年之内不需要维护。

(2) AN/APG—79 雷达的性能数据

工作方式

空/空:速度搜索(高 PRF),边搜索边测距(高/中 PRF),边扫描边跟踪(保持 10 个目标,显示 8 个目标)近程自动截获,火炮截获,垂直搜索截获,瞄准线截获,宽角截获,单目标跟踪,火炮引导,攻击判断

空/地:实波束地形测绘,雷达导航地形测绘,多普勒波束锐化扇形区,多普勒波束锐化贴片,中分辨 SAR,固定目标跟踪,地面动目标指示与跟踪,空地测距,地形回避,精确速度更新

空海:海面搜索。可同时为双座舱进行两种不同工作方式,工作方式可以自动选择
作用距离 >180km

重复频率 高、中、低 PRF

跟踪能力 跟踪 20 个目标,显示 8 个目标

天线形式 八边形平面阵列

A/D 变换 空/空:11 位,5MHz

空/地:6 位,58MHz

处理机 运算速度 6 000 万次/s 复数运算(2 000 万次/s 复数运算供扩容用)
存储能力 2MB,256KB 16 位工作存储(1 752A)

LRU 3 个(电源、雷达接收机、可编程信号处理机)

MTBF 是 AN/APG—73 的 5 倍

BIT 可把故障隔离到单个组件,快速更换,无须拆机架

ECCM 比 AN/APG—73 强得多

3. AN/APG—81 雷达的研制简况

该雷达是继 AN/APG—77、AN/APG—79 之后为 JSF(F—35)研制的先进雷达,其独特之处在于,AN/APG—81 不再是一个独立的电子设备,而被称为“多功能综合射频系统”(MIRFS),作为 JSF 综合传感器系统(ISS)的一部分。



图 6.44 AN/APG—81 雷达天
线的外形照片

AN/APG—81 有 1 000 多个宽频带 T/R 组件, 辐射单元为钉状辐射体, 使天线表面呈现凹凸不平的奇异形状, 有助于降低天线的反射, 提高隐身效果, 1m^2 目标的探测距离为 170km 以上。该雷达能够实时跟踪目标, 监测敌人电子辐射信号和干扰敌雷达, 能够同时承担通信、干扰或目标搜索等任务。空地模式包括超高分辨合成孔径成像 (SAR)、动目标显示 (MTI) 和地形跟随等。图 6.44 示出 AN/APG—81 雷达天线外形照片。

6.5.2 天线配置分布情况

F—22 与 F—35 战斗机上天线的配置分别列在表 6.3 和表 6.4 中。

表 6.3 F—22 的综合天线孔径分布情况

孔径 *	用途	类型 **	# 单元 个数	频段 (GHz)	安装位置	功 能
1	雷达	有源电子 扫描阵列	2 000	8~12	机头	雷达、无源目标指示
2~7	电子战	螺旋	1	2~18	前部—左, 右 后部—左, 右 顶部/底部	雷达告警接收机 (RWR)
8~13	电子战	对数周期	1	2~6	飞机水平周线	电子对抗-Tx(发射机)
14~19	电子战	对数周期	1	6~18	飞机水平周线	电子对抗-Tx(发射机)
13~14	通信导航识别	多臂螺旋 天线	8 臂	0.2~2	顶/底部	敌我识别询问
15~16	雷达、电子战	多臂螺旋 天线	8 臂	0.2~2	左/右	雷达告警接收机、状态感知、电子对 抗、SAS
17~18	电子战、通信 导航识别	多匝环 天线	1	0.03~0.2	顶部/底部	VHF 电台、SINCGARS、自卫
20	电子战、通信 导航识别	多匝环 天线	1	0.03~0.2	底部	甚高频全向无线信标 (VOR)、定位 仪、无线电信标、自卫、SINCGARS、 VHF 电台
20~21	通信导航识别	多匝环 天线	1	0.002~0.03	左/右	HF 通信, 11 号数据链
20~21	电子战	螺旋	1	2~18	顶部/底部	电子对抗-Rx(接收机)
22~33	电子战	螺旋	1	2~18	5 个左 6 个右	态势感知 (SA)、前扇区—两个阵列, 每个阵列采用一个雷达告警接收机单 元。方位和俯仰测向
34~35	通信导航识别	隙缝	1	5	前部—底部 后部—底部	微波着陆系统 (MLS)
36~43	电子战	螺旋	1	0.5~2	4 个左 4 个右	态势感知、前扇区—两个阵列, 每个 阵列采用一个雷达告警接收机单元。 方位和俯仰测向

(续表)

孔径 *	用途	类型 * *	# 单元 个数	频段 (GHz)	安装位置	功 能
44~45	通信导航识别	线性阵列	8	1~1.1	前部、左、右	敌我识别询问
46~47	通信导航识别	隙缝	1	1~1.1	顶部/底部	敌我识别应答
48~49	通信导航识别	隙缝	1	0.9~1.2	顶部/底部	联合战术信息分发系统/塔康
50	通信导航识别	隙缝	4	1.2~1.5	顶部	全球定位系统
51~52	通信导航识别	隙缝	1	0.2~0.4	顶部/底部	UHF 电台, HAVEQUICK
53	通信导航识别	隙缝	2	0.1~0.33	底部	ILS 下滑信道定位仪
54		隙缝	1	0.076	底部	ILS 无线电信标台
55	通信导航识别	隙缝	1	0.2~0.4	顶部	UHF 卫星通信
56	通信导航识别	对数周期	1	15	前部—底部	ACLS/PCSB(航空母舰自动着陆系统/脉码扫描波束)
57~59	通信导航识别	有源电子扫描阵列	100	10	前部 左机翼 前部—右机翼 机尾	通用宽带数据链(CHBDL)
60~62	通信导航识别	有源电子扫描阵列	64	保密	前部—左机翼 前部—右机翼 机尾	协同交战能力(CEC)
63~64	通信导航识别	铁氧体	1	2~30	左/右	高频通信, 11 号数据链

表 6.4 F-35 的综合天线孔径分布情况

孔径 *	用途	类型 * *	# 单元 个数	频段 (GHz)	安装位置	功 能
1	雷达、电子战、通信导航识别	宽带电扫描阵列	3 000	6~18	机头	空/空和空/地雷达、雷达告警接收机、电子对抗、态势感知、无源目标指示、通用宽带数据链、航空母舰自动着陆系统、武器数据链
2~3	电子战、通信导航识别	宽带电扫描阵列	200	6~18	左机翼—后部 右机翼—后部	雷达告警接收机、电子对抗、态势感知、无源目标指示、通用宽带数据链
4~6	电子战、通信导航识别	宽带电扫描阵列	64	2~6	左机翼—后部 右机翼—后部 机尾	雷达告警接收机、电子对抗、态势感知、数据链、微波着陆系统
7~8	电子战	螺旋	1	2~18	顶/底	雷达告警接收机、电子对抗接收机
9~12	通信导航识别	多臂螺旋天线	8 臂	0.2~2	两个顶部 两个底部	UHF 电台、GPS、HAVEQUICK、空军卫星通信(AFSAT)、下滑信标、JTIDS、塔康、敌我识别应答/空中交通警戒与防撞系统(TCAS)、空战机动性测量设备(ACAS)、空战机动性测量设备(ACMI)(在 4 个孔径间分配功能以与覆盖范围和功能组合相匹配)

* 所有孔径数量

* * 天线类型是概念性的

6.5.3 火控雷达技术

随着对机载火控雷达技术起着推动作用的微电子技术、计算机技术、超宽带技术、复杂信号产生与处理技术、多通道多维信息处理技术和天线技术的迅速发展,火控雷达的性能和功能得到了极大的拓展。

1. 高分辨率合成孔径成像和地面动目标显示技术

高分辨率合成孔径成像(SAR)和地面动目标显示(GMTI)是战机探测、识别和跟踪地面静止或运动目标进行精确打击的关键。高速大容量信息处理、宽带信号形成、高精度惯导、载机运动补偿及多通道处理等技术已取得突破性进展,为 SAR 和 GMTI 创造了条件,目前,最高的成像分辨率已达到 0.5m 以下,侧视、前斜视成像技术逐渐成熟。SAR 和 GMTI 将成为火控雷达的主要工作模式。

2. 复杂信号形成和宽带射频接收技术

第四代战斗机雷达是一个宽带多功能系统,完成有源探测、无源探测、告警接收、电子干扰、导弹制导、导航/通信/识别(CNI)。信号形式有相位调制、脉冲调制、多斜率线性调频、宽带线性调频;具备高纯频谱、宽带多点快速捷变频、大动态接收范围性能;提供高稳定基准信号、高精度频率可控本振信号等;各种抗干扰和特殊工作波形,如同时发射和接收的频率捷变技术(STAR)、同时频率捷变技术、随机 PRF 捷变技术等;接收链路中的模块兼顾不同的应用。进一步发展复杂信号的产生和宽带多功能接收技术有助于确保第四代战斗机雷达的高性能。

3. 目标探测技术

在杂波下,尽可能远地探测和跟踪低可探测目标或隐身目标是现代战机面临的主要问题,也是重大的研究课题。多假设跟踪(MHT)、检测前跟踪(TBD)和双门限检测等多种检测方法,利用波束捷变多次扫描积累,降低首次检测门限来显著提高对低可探测目标的探测距离。对前视阵列的空时自适应处理(STAP)也进行了大量的工作,由于机载雷达在下视工作时,面临严重的地杂波问题,其杂波分布范围广,强度大,同时载机运动使杂波进一步扩展,导致目标尤其是低速目标淹没在杂波中,影响目标检测,STAP 可以有效抑制和滤除地面杂波,探测出慢速目标或低可探测目标。以上这些方法,计算量非常大,随着高速大容量计算机的发展,有望实际应用于机载火控雷达。

6.5.4 综合系统设计技术

综合射频孔径是航空电子设备未来发展的重心。分属各种航空电子设备的众多传感器的射频孔径通过分析综合可将孔径类型减少到五种通用孔径并归纳成三个主要分系统:综合了雷达、EW、数据链和雷达高度表的 C/X/Ku 波段分系统;宽带 EW 分系统;综合 CNI 射频分系统。

为了同时执行多个功能,从功能方面将几种天线综合为一个共享孔径的做法需要一种宽带孔径,这种孔径能产生多个可以单独控制的波束。该方法颇具技术挑战性,因为同时工作的各系统的许多信号之间产生的互调制引起了隔离和控制等待解决的重大难题,这就要在时间上进行多路分配,并对孔径进行分割,以缓解这些困难。

就雷达/EW 主孔径而言,将它设计成一个宽带多功能 ESA,它将连续覆盖 C 波段高端、X 波段和 Ku 波段,它将使雷达、EW 和数据链按顺序运行或同时运行。将部署多个阵列(两个或三个阵列)来达到必要的角度覆盖范围。阵列的尺寸和形状由于安装而限制范围、雷达旁瓣要求、角度分辨率、增益和发射功率要求确定。为了满足各种波束形成要求,将每个阵列分割成许多子阵列(可能 30 个以上),使孔径适合特殊功能,并保证几种功能的同时运行。

图 6.45 示出了雷达/EW 系统的综合方框图。经射频转接网络,将来自共享孔径(具有所要求的空间和频率范围)的多路接收信号分配给一组接收机。在解调和数字化处理后,在将数据转送给飞机中心航电进行处理之前,要先对其进行预处理。发射波形和本振信号均由可编程波形产生器提供。

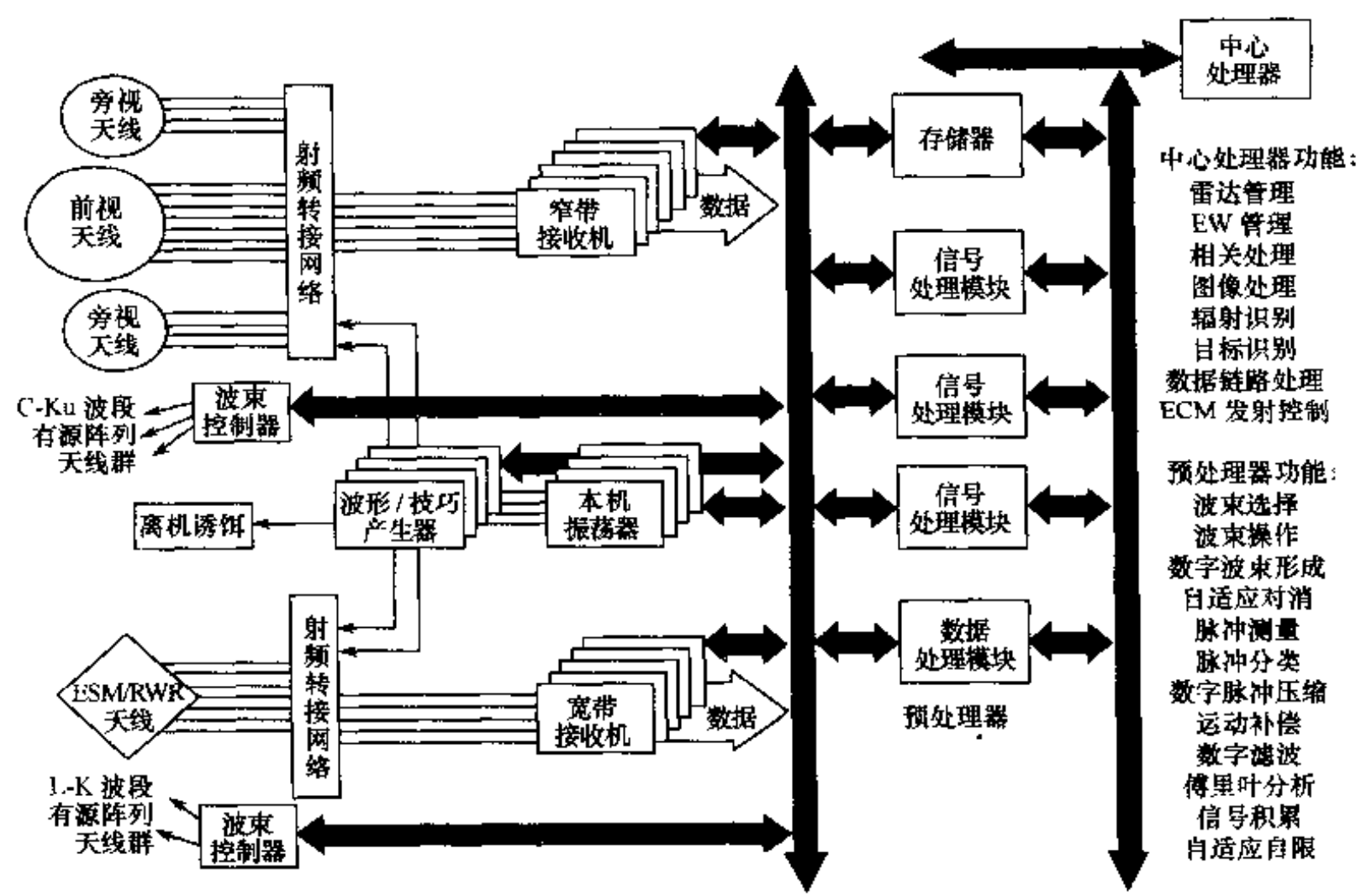


图 6.45 综合射频传感器的原理图

发射信号和接收信号的处理由射频转接矩阵完成,该矩阵支持共享资源的重构,实现多余度或柔性下降(性能略有下降,但仍能可靠工作)。由一组通用射频模块制成的多通道射频处理机产生所需要的波形和所需要的接收功能。在将一组精简传感器数据传送给中心航电进行处理之前,要对其进行专门的高速预处理,该处理要进行数字波束形成,并完成其他数据密集、具有极高吞吐量的传感器的特定任务。

美国第四代战斗机 JSF 飞机的综合传感器系统(1SS)和多功能综合射频系统(MIRFS)还处于演示验证样机阶段,但是其共用模块、资源共享和重构的设计思想将是今后机载雷达设计的一个方向。综合射频传感器系统具有如下特点:系统体系结构按照规范的物理和电气接口标准,实现模块化设计,是一个开放、可编程、可扩展的硬件平台;系统功能软件化,综合射频传感器系统由若干个可编程模块和软件模块按一定的接口标准构成,其处理功能与软件模块相对应,而不是与硬件模块相对应,而且要通过共享硬件资源,由软件模块利用同一种或通过将多个硬件模块组合成一个完整的射频功能硬件模块组合来完成多种功能,而且随着需求的变化与技术的进步,可以方便地拓展新的功能。对核心模块可以采

取冗余设计,互为备份,提高可靠性。以 JSF 的 MIRFS 为例,采用分布式宽带多功能孔径替代现有战斗机上为数众多的天线,利用综合传感器实时功能控制和资源管理软件,对兼顾雷达、电子侦察、电子干扰与通信、导航和识别功能的多功能共用射频模块进行实时控制、组合和资源分配,使系统设计师用尽量少的资源构建出一个兼容目标探测、跟踪、攻击、态势感知、CNI、ECM 和 ESM 多功能一体化的航电系统,而且使其成本、重量、功耗、失效率大大下降。

总之,有源电扫相控阵(AESA)雷达已经成为未来战斗机以及战斗机升级项目的首选传感器。同机械扫描雷达相比,AESA 技术大大减轻了重量,降低了成本,同时显著地提高了性能(10~30 倍)。

除美国以外,欧洲“机载多任务多功能固态有源相控阵雷达”(AMSAAR)项目计划在 2005~2006 年期间为欧洲战斗机“台风”、“阵风 C/M”和“幻影 2000-5/-9”等作战飞机的中期改进提供 AESA 设备。另外,瑞典的爱立信微波公司正在为“鹰狮”战斗机上安装的 PS-05/A 雷达研制一种 AESA 阵列,而英国 BAE 系统公司航空电子分部已经开发了“海浪花”直升机雷达的 7000E AESA 型。

6.6 有源相控阵雷达在弹道导弹防御系统中的应用

美国加紧发展弹道导弹(TBM)系统的同时,也大力发展弹道导弹防御(BMD)系统,弹道导弹防御系统可分为战区导弹防御(TMD)系统和国家导弹防御(NMD)系统。

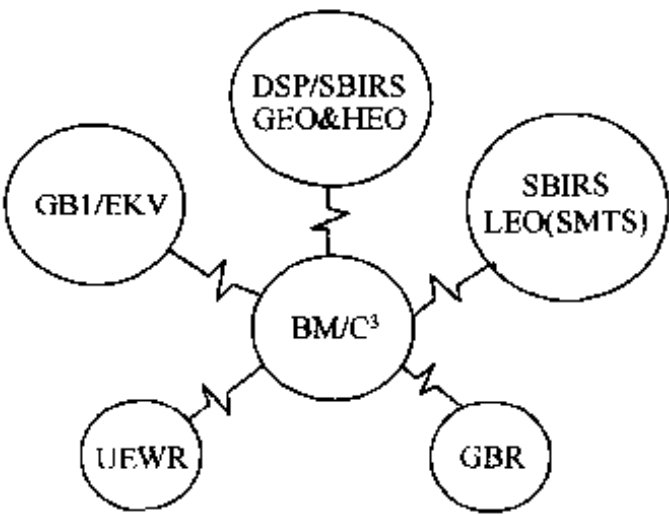


图 6.46 NMD 系统的组成的示意图

NMD 系统的基本作战模式实际上也是目标信号获取与处理的过程,最终的结果表现为用拦截导弹拦截并摧毁来袭的洲际弹道导弹的弹头。NMD 是一个很复杂的系统,主要由陆基拦截导弹/外大气层杀伤武器(GBI/EKV)、陆基雷达(GBR)、作战管理与指挥、控制、通信(BM/C³)系统,改进的预警雷达(UEWR)以及由地球同步轨道(GEO)卫星、高椭圆轨道(HEO)卫星和低轨道(LEO)卫星构成的预警卫星/天基红外(EWS/SBIRS)五大部分构成,如图 6.46 所示。本节先简要介绍 UEWR,然后介绍 GBR。

6.6.1 陆基弹道导弹预警相控阵雷达(UEWR)简介

弹道导弹预警相控阵雷达的任务为:①发现所有威胁导弹,提供发点和落点预报及时间预报;②为反导系统提供报警;③为防御系统报警,为制导雷达指示目标,提供交班信息;④向指挥和控制中心提供全部目标信息;⑤“空间垃圾”监视;⑥轨道目标识别;⑦中低轨卫星编目。

美国现有改进的陆基预警雷达有 AN/FPS-115(Pave Paws),AN/FPS-120,AN/FPS-123 和 AN/FPS-126 等。图 6.47 示出一种 NMD-UEWR 雷达系统的照片。

该两面阵相控阵雷达工作于 420~450MHz 的频率(对应的波长为 0.67~0.71m),搜索模式中带宽为 100kHz,跟踪模式中带宽为 1MHz,它具有检测、跟踪和识别多目标的能力。

力,能准确地测量出弹道导弹目标的弹发点、弹着点以及目标的空间坐标位置和速度矢量信息。



图 6.47 改进的预警雷达的照片

“Pave Paws”系统通常是两个圆形平面相控阵,每个阵面后倾 20 度,两阵列装在 32 米高的建筑物相邻边上。停留在建筑物紧靠阵面的两个角落上的结构塔可横跨阵面移动,工作台通过上升或下降便能接近特定阵元。

控制台可显示各种数据,如特定轨道目标数据、能量管理信息、系统状态等。设备监控系统有故障警报和专用打印输出,图形显示器可提供任何故障精确定位。

该 Pave Paws 雷达是较为实用的固态空间相控阵雷达,它的设计有以下特点:①它是第一部采用全固态二维相扫的空间探测相控阵雷达;②雷达天线阵列设计成为密度加权平面阵。它采用等幅馈电的方法,又控制有源单元的信号幅度以改变阵列的照射梯度。在每个有 102 英尺宽的阵面上由 1 792 个有源单元和 885 个无源单元构成的 306m 有效阵列孔径中,分成了 56 个子阵,其阵列中心子阵的稀疏因子为 0.78,并由此逐渐降低,直到阵列边缘子阵的稀疏因子降到 0.37 以下。波束控制计算机可在数毫秒时间量级内改变阵列的相位波前平面。

Pave Paws 雷达两阵面之间的夹角为 120° ,波束方位覆盖 240° ,仰角覆盖 $3^\circ \sim 85^\circ$,对 10m^2 雷达横截面积的目标探测距离为 5 500km。每个阵面的平均功率约为 150kW(功率孔径积约为 $5.8 \times 10^7 \text{W} \cdot \text{m}^2$)。两个阵面组合在一起给雷达的计算机综合处理显示器以 240° 的视野,在这个角度之间,用电子方法在几微秒内将其波束从一个目标移至另一个目标,因而它就能几乎同时跟踪大量的目标。表 6.5 列出了 Pave Paws 雷达的性能参数。

全固态相控阵 Pave Paws 雷达,其发射机使用的是双极硅超高频晶体管功率放大器。具体阵列组件的要求作如下介绍:

- ① 用约 50 000 只功率晶体管来产生发射的射频功率;
- ② 提供低噪声接收机的前置放大;
- ③ 提供 4 位移相功能来进行发射和接收的波束控制。

表 6.5 还列出了关键的收发组件电性能要求。制造发射机固态组件的主要困难在于必须保证所有性能参数的重复性(在这里是 7 200 次),这是很重要的,而且是很难做到的。这一点在表 6.5 中体现不明显。在发射机研制中主要考虑的问题(除造价外)是:①便于生产制造;②为了长寿命采用留有余地(可靠的)设计,③可维护性,要便于现场维修。

表 6.5 Pave Paws 雷达的性能参数

性能参数	收发组件性能
工作频率:420~450MHz(对应波长 0.67~0.71m) 作用距离:5 000km($\sigma=10\text{m}^2$) 峰值功率:582.4kW 平均功率:145kW 天线:双阵面平面阵(每个阵面的天线“功率—孔径”乘积约为 $5.8\times 10^7\text{W}\cdot\text{m}^2$) 每阵列孔径:30.6m 每阵面单元数:2 677 个辐射单元,其中有源单元 1 792 个,无源单元 885 个。阵列分成 56 个子阵,每个子阵由 32 个收发组件,一个子阵激励器和一个 32V 直流电源组成 阵元形式:伞形振子 天线阵面倾角:20° 天线增益:38.4dB 波束宽度:2°/2.2°(发射/接收) 方位覆盖:每个阵面方位 120°,所以双阵面为 240°,三维面 360° 倾角覆盖:3°~85° 天线极化:右旋圆极化/左旋圆极化(发射/接收) 主波束零深:偏轴 2.6° 第一旁瓣:偏轴 3.4°(最大值) 搜索模式带宽:100kHz 跟踪模式带宽:1MHz 最好距离分辨率:150m	频率:433MHz±13MHz 射频功率输出:284~440W 脉冲宽度:0.25~16μs 脉冲工作比:0~25% 效率:42%(平均) 幅度误差:0.25dB 相位误差:3° 相位跟踪误差:14°(均方根) 相位稳定度:25°(峰值) 脉冲降落:0.7dB(最大) 上升时间:3μs(标称值) 谐波:~90dB 接收增益:27dB±1dB 噪声系数:2.9dB(最大均方根值) 限幅器功率容量:440W(脉宽 16μs,工作比 25%时) 相位跟踪:10°(均方根值) 动态范围:临界灵敏度:2~28dB·mW 移相器位数:4 位 移相器误差:4.6°(均方根值) 雷达平均故障间隔时间:可达 450h(规定 32h) 平均维修间隔时间:60min 雷达基地定员:约 200 人

6.6.2 陆基雷达(GBR)

弹道导弹在助推段从零开始逐渐加速,飞行中弹体与尾流具有强烈的红外线辐射和巨大的雷达反射面积,空基或地基的战略远程警戒雷达据此可发现、跟踪、识别目标。在中间飞行段,弹头与末级弹体分离,沿固定弹道惯性飞行;弹头中间飞行段突防方法很多,如采用隐身、投放干扰丝和充气假目标,或末级弹体炸成碎片形成干扰碎片云等。再入段具有大气过滤作用,另外,战略弹道导弹的高速弹头与大气摩擦会产生等离子尾流,这有利于雷达的跟踪、识别;突发弹道可以是集中式、分导式或机动式多弹头,以使拦截系统难度加大,雷达系统的识别任务就是从密集目标环境中准实时地识别一个或几个真弹头。

GBR 具有很强的识别能力,由此开始区分诱饵和弹头,所以该雷达是 NMD 系统关键的组成部分。GBR 的主要功能为:①发现、捕获、跟踪弹道导弹和潜射弹道导弹(SLBM);②为大气层内外拦截目标提供有关目标的精确信息;③跟踪和制导反弹道导弹;④目标分类、识别;⑤杀伤评估和提供后续拦截信息。

发现发射段的目标并进行目标指示后,可使用陆基的探测和识别雷达,根据加速(制动)值和等离子体反射面积等,便于在大气层中识别目标,易于区分真假目标。因此,反导雷达更应该大力提高对弹道导弹快速变化的距离参数和角坐标的处理速度(即提高数据提取速度)。

GBR 功率和孔径特性的主要确定因素是宽角搜索,其次较为重要的因素是要求同时跟踪

大量目标。因此 GBR 采用的有源相控阵雷达具有以下特点：①大口径 X 波段有源相控阵天线，高角度分辨率；②全固态；③大瞬时带宽，在子阵级别上实现时间延迟；④在每个子天线实现分布式 RF、波束控制、电源与液冷；⑤采用光纤连接的分布式子阵波束控制；⑥盲配 RF 与液冷插头座；⑦可分拆运输；⑧高作战有效性。

图 6.48 示出一个 NMD 系统的 X 频段 GBR 照片，相控阵 GBR 用于捕获、跟踪和识别中加段和末段来袭目标，同时引导 ERIS、HEDI 等功能拦截导弹，并能评估杀伤效果。图 6.49 示出 GBR-P 的设计概念图。



图 6.48 一个 NMD-GBR 的照片

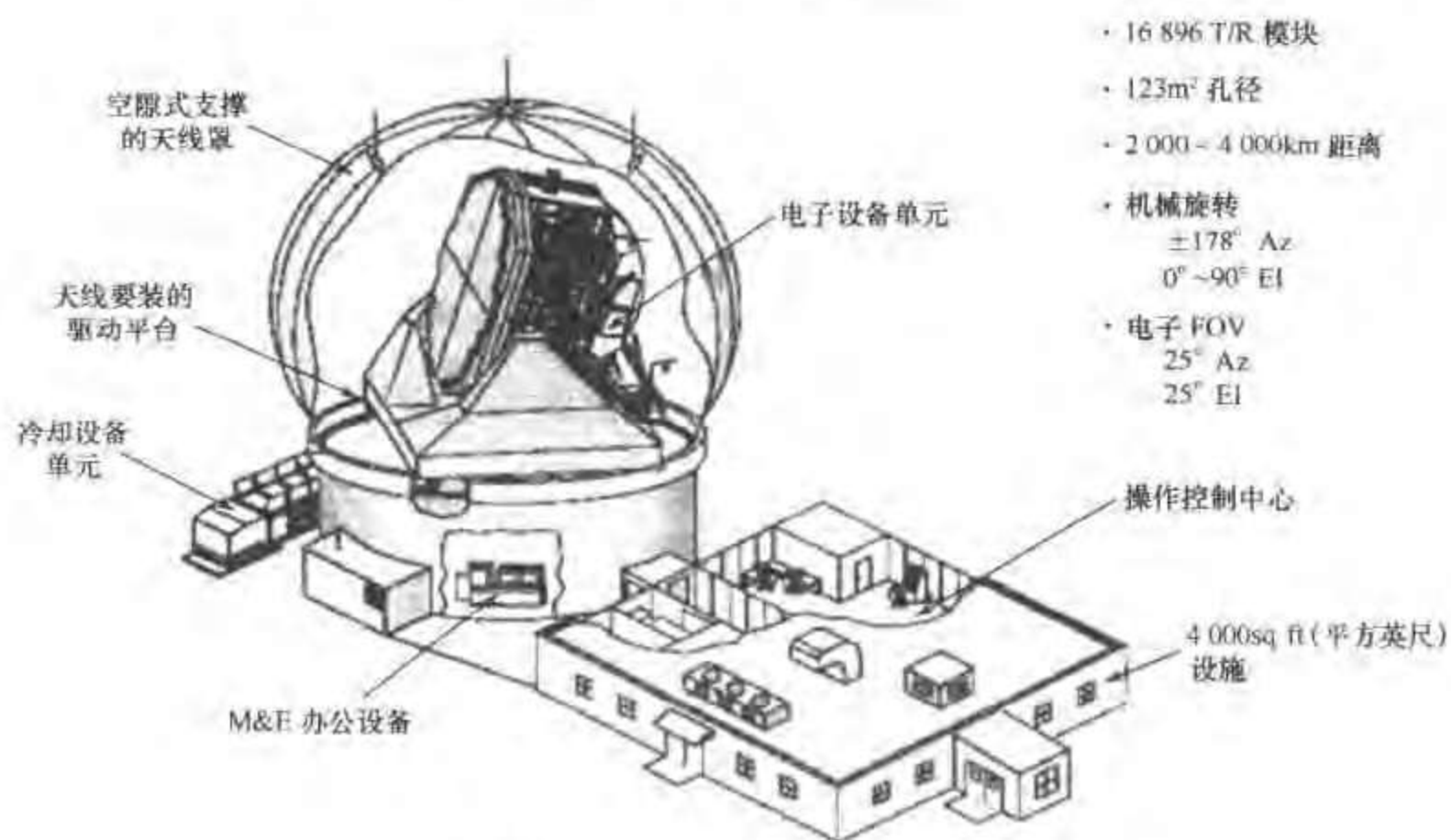


图 6.49 GBR 设计概念和天线的视图

表 6.6 列举了 NMD 系统目前及计划中 UEWR 和 XBR 的技术参数和测量能力比较。

表 6.6 NMD 系统目前及计划中 UEWR 和 XBR 技术参数及测量能力

雷达类型	AN/FPS—115	BMWES	UEWR	XBR
工作频率	420~450MHz	同左	同左	10GHz
作用距离	5 500km($\sigma=10\text{m}^2$) 3 120km($\sigma=1\text{m}^2$)	同左	9 317km($\sigma=10\text{m}^2$) 5 238km($\sigma=1\text{m}^2$)	4 000km
方位	120°(单面阵) 240°(双面阵)	同左	同左	178°
仰角	3°~85°	同左	同左	0°~90°
带宽	100kHz(搜索) 1MHz(跟踪)	100~600kHz(搜索) 5~10MHz(跟踪)	$\leq 30\text{MHz}$	1GHz
距离分辨率	1 500m(搜索) 150m(跟踪)	250~500m(搜索) 15~30m(跟踪)	$\geq 5\text{m}$	15cm*
角波束宽度	2.2°	2°	2.2°	0.14°
横向分辨率 (目标距离 2 000km)	75km*	70km*	75km*	5km
峰值功率	582.4kW(单面阵) 1 164.8kW(双面阵)		1 164.8kW	
平均功率	150kW	255kW	150kW	170kW*
天线形式	双阵面圆口径密度加权阵	同左	同左	机电扫描
天线阵直径	22m(利用)	25.6m	32m	12.5m
每阵面单元数	总单元数 2 677 有源单元数 1 792 无源单元数 885		总单元数 5 354(扩展) 有源单元数 3 584(扩展) 无源单元数 1 770	
阵列子阵数	56		112	
每子阵单元数	32		同左	
天线阵倾角	20°		同左	
双面阵夹角	60°		同左	
天线阵增益	38dB		41dB	
天线副瓣电平	第一旁瓣电平< 20dB 第二旁瓣电平< 30dB		同左	
天线极化	左/右旋极化		同左	
工作比	25%		25%	
波形	搜索 0.3~8ms(100kHz 宽带) 跟踪 0.25~16ms(1MHz 宽带)		同左	
MTBF	323h		同左	
MTTR	60min		同左	
雷达站工作人员	200 人		同左	

* = 估计值。

上面介绍了美国 GBR 相控阵的状况,下面我们讨论陆基监视和跟踪雷达的主要性能要求。

6.7 陆基监视和跟踪相控阵雷达的主要性能要求^[10,41]

雷达的主要性能以其战术和技术指标来衡量。主要战术和技术指标首先决定了该雷达要完成的各项任务。下面对这种雷达的主要战术和技术指标讨论如下。

6.7.1 雷达观测空域

陆基空间探测相控阵雷达的观测范围主要决定于雷达的最大作用距离($R_{\max}$)、最小作用距离($R_{\min}$)、方位观测范围(Φ_r)和仰角观测范围(θ_r)。而雷达的最大作用距离又分为搜索最大作用距离和跟踪最大作用距离。

1. 监视雷达的检测距离方程

对雷达作用距离的要求主要决定于要观测的空间目标的轨道分布高度和它们的雷达散射面积(RCS)。对 $RCS = 1\text{m}^2$ 的空间目标,陆基空间雷达的最大搜索距离大体在 $3\,000 \sim 5\,000\text{km}$ 范围内。常用的监视雷达方程为

$$R_d = \left[\frac{P_{av} A_r t_s \sigma}{4\pi k T_0 L_s N_f (S/N) \Omega_s} \right]^{1/4} \quad (6-28)$$

式中, R_d 为检测距离; P_{av} 为平均功率; A_r 为接收天线的有效面积; t_s 为搜索整个空域所需的时间(称搜索时间); σ 为目标有效散射面积; N_f 为系统的噪声系数; k 为玻耳兹曼常数($1.38 \times 10^{-23} \text{W/Hz} \cdot \text{K}$); T_0 为接收分系统的等效噪声温度 $= 290\text{K}$; L_s 为雷达的系统损失; (S/N) 为目标检测所需的信噪比; Ω_s 为搜索空域所要求的立体角范围。

式(6-28)所说明的基本要点就是最大检测距离主要取决于发射机平均功率和接收天线有效口径的乘积($P_{av} A_r$),而发射增益或发射天线有效口径是不重要的。波长(或频率)通过 σ 与雷达搜索能力有间接的关系。对大的球形面弹体而言, σ 与波长无关,但对圆锥形截面的飞行弹头而言,则 $\sigma \propto \lambda^2$ 。由此可知,搜索雷达工作在尽可能低的频率(长的波长)是有利的,其工作波长 λ 尽可能与目标尺寸相似,但还稍小于目标尺寸。

下面简要说明一下为什么主要用于预警用的陆基空间雷达并不采用大口径接收天线、小口径发射天线的双天线,而且工作频率不选甚高频而选在超高频频段的原因是:

① 发射和接收两者并用一个孔径,能够导致建筑物较小,从而降低了成本,另一方面,具有较大的发射孔径也可增加跟踪容量;

② 陆基空间探测雷达是用来搜索和跟踪大气层中的洲际弹道导弹目标的,雷达波束必须穿过电离层,因而要遭受到自然电离现象,例如极光所导致的电离现象(如 β 黑晕)引起的折射和衰减影响。通常,在这个高度电离影响的强度是随雷达工作频率的平方而减小的,因而工作频率的选择由甚高频(VHF)提高到超高频(UHF)。所以常选 P/L 波段($300 \sim 1\,000\text{MHz}$)。此外,由式(6-28)可知, R_d^4 与搜索空域 Ω_s 成反比,与搜索整个空域所花费的时间 t_s 成正比。因此,相控阵雷达的控制软件可根据执行搜索任务的不同,预先安排好若干种雷达搜索方式,尽可能降低搜索空域 Ω_s 和增加搜索时间 t_s ,使 t_s/Ω_s 增大。

下面我们对这类型距离方程作进一步的分析。

作用距离 R_d 由给定概率 P_d 发现目标的范围来确定。雷达的作用距离不仅仅取决于雷达自身的技术特性,还取决于目标的特点(有效反射面积及其运动特点)。因此,在确定 R_d 时,首先应确定目标类型。对于空间飞行的弹道导弹,应计算其探测特性,把目标反射的信号作为正常的随机过程。这符合这样的假设,即在二次辐射方向图的部分波瓣内,功率分布接近指数分布,而幅度分布则接近瑞利分布。

假设目标的探测幅度为瑞利起伏是完全可以的。对洲际导弹的探测概率通过把相应观察角的概率进行平均来评估。

我们以瑞利起伏的目标为依据,计算雷达的作用距离。因为,这种情况具有很大的实际意义。

通常,通过对一组脉冲信号进行相干处理,可发现弹道导弹的相干脉冲组的探测概率为

$$P_d = P(q, F, n) \quad (6-29)$$

式中, q 为每个脉冲的信噪比; F 为虚警率; n 为脉冲组的脉冲数量。

陆基空间探测雷达的虚警率通常选择为 $10^{-4} \sim 10^{-6}$ 。

组内脉冲的数量取决于整个探测时间 T_H 、脉冲重复周期 T_r 和雷达在给定扇区内的角通道数量 S ,其相互关系为

$$nST_r = T_H$$

根据式(6-29)已知 n 、 F 和给定概率 P_d ,求出信噪比 q ,用雷达方程确定雷达作用距离为

$$R_d^4 = \frac{P_t G_t A_r l_c \sigma}{(4\pi)^2 P_{\min}} \quad (6-30)$$

式中, P_t 为发射机功率; G_t 为发射天线增益; A_r 为接收天线有效面积; σ 为在观察期 T_H 内有效反射面积平均值; l_c 为信号在传播中的损耗系数; $P_{\min} = qkT_d \Delta f_{cp}$ 为接收机灵敏度(信号门限值); Δf_{cp} 为接收机多普勒滤波器带宽; kT_d 为接收机输入端本机噪声功率密度; k 为玻耳兹曼常数($1.4 \times 10^{-23} \text{ W/Hz} \cdot \text{K}$); T_d 为接收机有效噪声温度。

通常 Δf_{cp} 与探测信号长度 τ_0 之间的关系由近似关系式 $\Delta f_{cp} = 1/\tau_0$ 确定。接近最佳的探测特性保障对包含在包络平方和中的信号进行跨周期处理。信噪比 q (每一脉冲)与积累脉冲数 n 的对应关系见图 6.50。由于跨周期处理的效果取决于信号起伏的有效频谱宽度 Δf_φ ,图 6.51 中的探测特性用于三种起伏参数: $\Delta f_\varphi T_H = 0$ (慢起伏), $\Delta f_\varphi T_H \gg 1$ (快起伏)和 $\Delta f_\varphi T_H = 1$ (中间情况)。

由图 6.50 可以看出相干脉冲组的最佳和准最佳探测特性,对于 $n=8$,当概率 P_d 为 0.5 ~ 0.99 时,对于慢起伏, q 值在 3 ~ 300 范围内变化,对于快起伏, q 值在 2 ~ 8 范围内变化。

在自动化探测雷达中,为了提高工作速度和处理系统的容量,使用数字双门限探测电路取代模拟积累,按“ n ”中取“ k ”的规则工作。在该电路中,如果 n 个可能的脉冲中有 k 个脉冲超过幅度门限(该门限由虚警率 F 确定),那么,就确定有目标。

对于独立起伏的矩形脉冲组,准确探测概率为

$$P_d = \sum_{i=k}^n C_n^i P_0^i (1 - P_0)^{n-i} \quad (6-31)$$

式中, P_0 为每一个脉冲超过门限的概率,如图 6.50 所示。脉冲组的虚警概率为

$$F = \sum_{i=k}^n C_n^i F_0^i (1 - F_0)^{n-i} \quad (6-32)$$

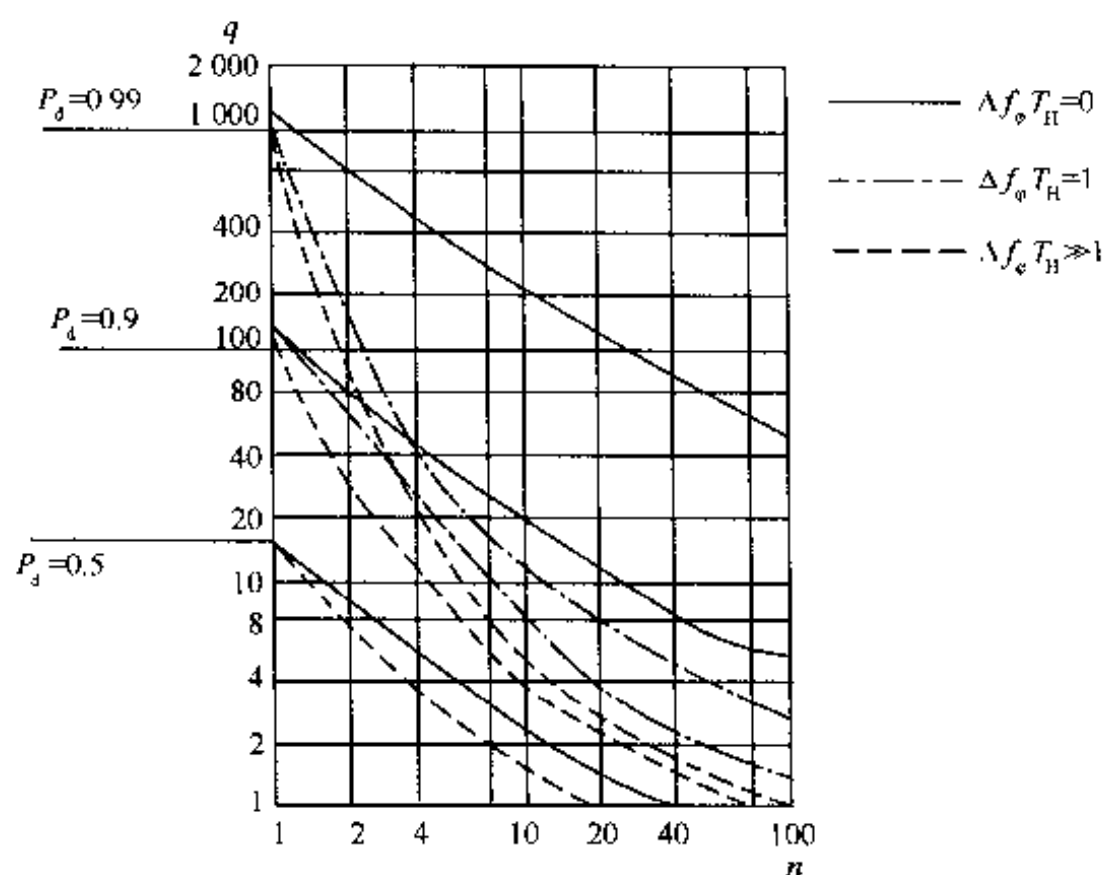


图 6.50 脉冲组内每一个脉冲的信噪比 q 与积累脉冲数 n 、探测概率 P_d 的关系曲线

在某些典型的情况下,数字探测概率与信噪比 q 值的关系如图 6.51(根据式(6-31)的计算和图 6.50 的曲线所示)。

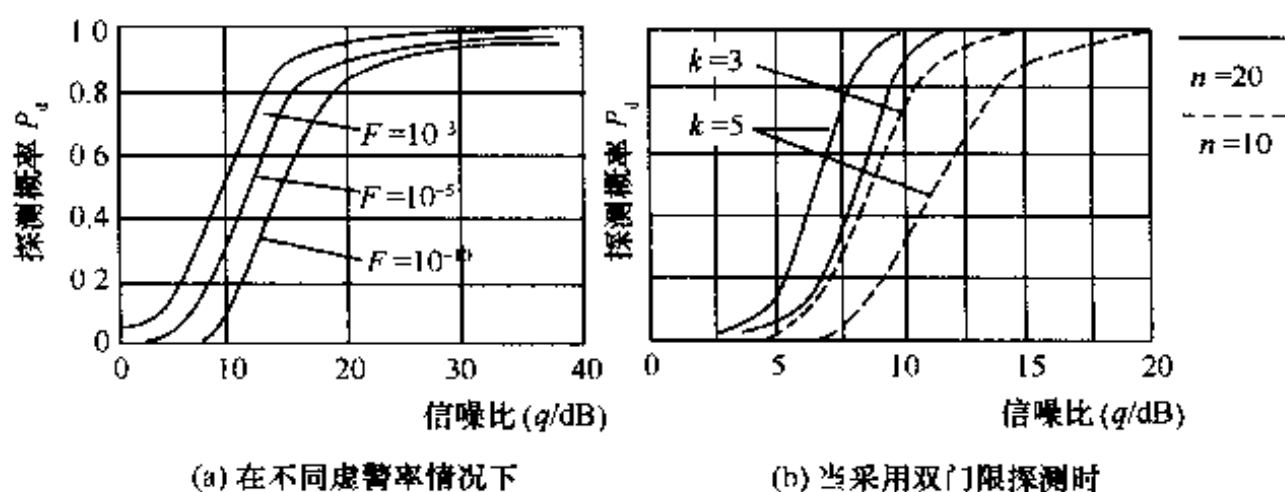


图 6.51 探测概率与信噪比的关系曲线

如果有 k 个目标回波,不尽能够发现目标,同时能够测定目标轨迹参数。

当 $100 > n > 6$, $P_d = 0.5$ 和 $F = 10^{-4} \sim 10^{-6}$ 时,数字积累的能量损失与平方积累相比只有几分贝。这样,对于多种目标(有效反射面积有慢起伏和快起伏),对 n 个脉冲组的数字检测与下列信噪比的门限有关($F = 10^{-6}$, $n = 10 \sim 20$):

当 $P_d = 0.99$ 时, $q = 10 \sim 25\text{dB}$;

当 $P_d = 0.5$ 时, $q = 5 \sim 10\text{dB}$ 。

下面以 AN/FPS—50 雷达为例来评估远程探测雷达的作用距离。

为便于计算,取雷达特性参数如下: $P_t = 10\text{MW}$, $G_t = 2500$, $A_r = 1000\text{m}^2$, $\tau_u = 2000\mu\text{s}$, $L_c = 0.5$, $q = 200$, $T_d = 700^\circ$,符合接收机的灵敏度 $P = 10^{-15}\text{W}$ 。这样,根据式(6-30),当目标反射面积为 $\sigma = 1\text{m}^2$ 时,雷达作用距离为 5300km 。

为了减少探测时间,通常在几个仰角进行空间行扫描,即所谓栅形扫描。这样,实际探测距离取决于导弹轨迹与探测面的交叉点,可能大大小于雷达的计算作用距离。因此,就必须选择最佳探测仰角和扫描栅的数量。雷达布置在洲际导弹的飞行平面上就足以说明问题。

$$\rho_1 = \frac{P_1}{\cos\left(\varphi + \frac{\varphi_0}{2} + \alpha - \delta\right)}, P_1 = R \cos \alpha \quad (6-33)$$

在该坐标系中,导弹椭圆轨道的极坐标方程可写为

$$e = \frac{H_a}{R(1 - \cos \frac{\varphi_0}{2}) + H_a} \quad (6-35)$$

假设目标发现点 $\rho_1 = \rho_2$, 在目标的发现时刻, 计算雷达到目标的角距离为

$$A = P_1 e + P_2 \cos\left(\frac{\varphi_0}{2} + \alpha - \delta\right)$$

$$B = -P_2 \sin\left(\frac{\varphi_0}{2} + \alpha - \delta\right)$$

因此不考虑由于电波折射引起的目标仰角的移动,视线距离 D_{PB} 为

$$D_{PB} = R \frac{\sin \varphi_{obn}}{\cos(\varphi_{obn} + \alpha)} \quad (6-37)$$

在导弹射程为 100 000km 时(不考虑电波折射),目标探测距离与弹道最高点的高度、波束仰角以及雷达发射点的角距离之间的关系见图 6.53。

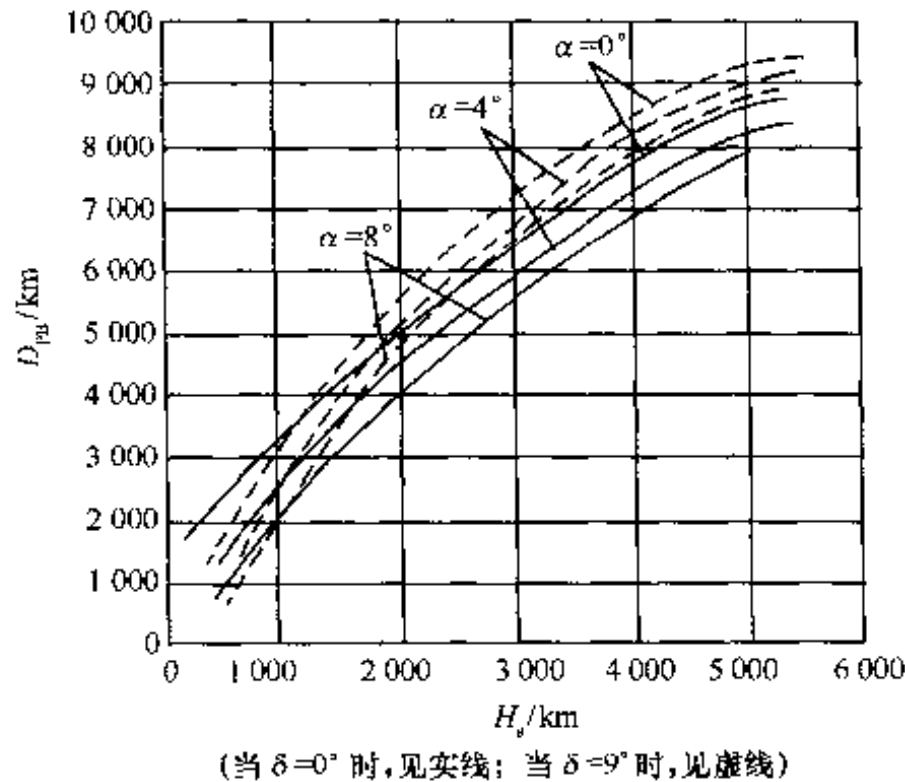


图 6.53 视线距离与波束仰角 α 和雷达发射点距离之间的关系曲线

电波的折射造成一种现象,即被发现目标的仰角要比实际大。电波的折射是由于大气层上层密度和电离层电磁特性的变化引起的。电离层上层的折射与雷达类型和其载频无关,而电离层下层的折射与雷达频率成反比。在大于 5 000MHz 的频率上,电离层的影响不大,而在小于 5 000MHz 的频率上,电离层的影响很明显。对于小于 5 000MHz 频率的信号,电离层的折射如同低层大气层的折射。电离层对低频信号的折射值,与电离层昼夜的变化有关。

2. 雷达在跟踪状态下的方程

如果雷达必须完成跟踪任务,那么,发射增益 G_t 就变得重要了。雷达跟踪状态下的方程为

$$R_{tr} = \left[\frac{(P_{av} A_r G_t) \sigma t_{tr}}{(4\pi)^2 k T_0 L_s (E/N_0)} \right]^{1/4} = \left[\frac{(P_{av} A_r A_t) \sigma}{4\pi k T_0 L_s (E/N_0)} \frac{t_{tr}}{\lambda^2} \right]^{1/4} \quad (6-38)$$

式中,用信号能量与噪声能量之比 (E/N_0) 来代替式(6-28)中的信号噪声比 S/N (功率); t_{tr} 为跟踪某一目标的时间。

式(6-38)说明,为了增加对某一目标的跟踪距离,除了分配给它更多的跟踪时间 t_{tr} 外, $R_{tr} \propto (P_{av} A_r G_t)$ 。在相控阵发射天线的口径面积 A_t 一定的情况下,降低雷达信号波长,可提高发射天线增益,发射信号照射目标的功率更集中,因而可提高雷达跟踪作用距离。这就是主要用于跟踪的 GBR 选用 X 波段的重要原因。

这里必须特别指明,式(6.38)是用 t_{tr} 时间对一个目标进行跟踪时的情况,当陆基空间探测相控阵雷达要同时对多个目标进行跟踪时,用于对每一个目标的跟踪时间 t_{tr} 就会变小,相应地导致跟踪距离的降低。

陆基空间探测相控阵雷达一般均要同时完成搜索和跟踪两种功能,这时,用于对每一个目标的跟踪时间(t_{tr})还可能进一步降低。为了保证两种工作状态下有大体相协调的作用距离,必

须合理分配搜索状态和跟踪状态下的雷达波束照射时间。

3. 雷达方位观察空域和仰角观察空域

陆基空间探测相控阵雷达方位观察空域是指当相控阵天线面不动的情况下天线波束在方位上最大的相控扫描范围。角度上的观察空域(以立体角 Ω 或方位观察域和仰角观测空域的乘积 $\phi \cdot \theta$ 来表示)的确定,与空间探测相控阵雷达要执行的任务、观察目标所在距离的远近、目标在空间分布状况、目标在观察空域中的飞行时间、测量目标精度要求等有关。雷达观察空域在地面的投影面积与方位观察空域观察范围成正比,与雷达作用距离的平方成正比。如果雷达观察的目标所在距离远,则方位观察空域 ϕ 较小是可以允许的,如果雷达观察目标在较近的距离范围内,则方位观察空域 ϕ 不宜太小。

解决相控阵雷达增大空间探测范围的方法,在采用平面相控阵雷达情况下,除了将单个面阵的方位观察范围尽可能扩大,例如扩大到 $\pm 60^\circ$ 以外,还可以采用多个阵面的方法,例如用双面阵可以将方位观察增加到 $180^\circ \sim 240^\circ$,也可采用三面阵或四面阵实现 360° 全方位覆盖。另一种解决方法是将平面相控阵天线安装在一个机械转动平台上。相控阵天线的朝向可以根据要观察目标的飞行轨迹,事先进行设定,这使一部空间探测相控阵雷达具有更大的工作灵活性。

6.7.2 处理多目标的能力

陆基空间探测相控阵雷达的一个特点就要具有实时跟踪多个空间目标的能力。空间探测相控阵雷达处理多批目标的能力对相控阵雷达工作方式的设计、雷达在搜索和跟踪状态下的数据率、跟踪精度等都有重要影响,因此,是一个重要的战术指标。

陆基空间探测相控阵雷达跟踪和处理多批目标的能力,在技术上决定于雷达控制计算机和雷达数据处理计算机的工作能力及雷达能提供的信号能量。跟踪的目标数目越多,用于跟踪照射的信号能量就越多。因此,根据空间探测相控阵雷达要完成的不同任务,合理定出雷达要跟踪的目标数目,是雷达系统设计的一个重要内容。

6.7.3 雷达的分辨率

陆基空间探测相控阵雷达一般均为二维相位扫描的相控阵雷达,天线波束为可在方位与仰角方向高速相扫的针状波束,因此雷达的空间分辨率便决定于雷达天线波束在方位与仰角上的半功率点宽度 $\Delta\phi_{1/2}$ 和 $\Delta\theta_{1/2}$ 。波束宽度的决定要综合考虑角度分辨率、测角精度、天线增益,以及天线旁瓣电平的要求。

陆基探测空间相控阵雷达的距离分辨率决定于所采用的信号瞬时带宽 Δf 。当采用线性调频(LFM)脉冲压缩信号时,持续时间很宽的信号也可具有很大的信号瞬时带宽,因而有很高的距离分辨率 ΔR_r 。

$$\Delta R_r = c/(2\Delta f) \quad (6-39)$$

式中, c 为光速。在采用瞬时宽带信号的前提下,可以利用目标自身的旋转或目标围绕雷达视线的旋转产生的目标上各个散射点的多普勒频移差,获得目标的横向距离分辨率 ΔR_α 。

$$\Delta R_\alpha = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \quad (6-40)$$

式中, $\Delta\theta$ 为目标在观察时间内目标视角的变化(The Target Aspect-Angle Change)。

6.7.4 雷达测量参数

陆基空间探测相控阵雷达要测量的参数大体上可分为三大类:第一类是有关目标位置的参数,它们是目标数,目标所在位置相对于雷达站点的方位(φ)、仰角(θ)与距离(R),或经坐标变换后以笛卡儿坐标系、大地坐标系等表示的三维坐标系统。第二类是反映目标的运动特性的参数,如目标的径向速度、径向加速度、角速度、角加速度或有关目标航向、航速及其变化的参数。测量这些参数对维持目标的稳定跟踪,确定空间目标轨迹(例如确定卫星目标的六个轨道参数),确认目标变轨,对空间目标进行登录和编目是必不可少的。第三类要测量的是反映目标构造、外形、姿态、状态、用途(例如是否为失效载荷)及其他目标特性的特征参数。要测量的这些参数多半是从目标回波信号的幅度、相位、频谱和极化分量及它们随时间的变化率中提取的。例如目标回波信号的幅度起伏、频谱特性和极化特征等。这一类参数主要用于对空间目标进行分类、识别,或用于对目标事件(Target Event),例如有关目标交会与分离(一个目标变为两个或多个目标)、目标爆炸等事件进行判断与评估。

陆基空间探测相控阵雷达按其担负的任务,对要测量的参数有不同要求,相应地对雷达信号波形设计、雷达信号质量和雷达信号功率等有不同要求。也可以根据实际情况,将部分要测量的参数,例如目标特征参数的测量交给单独的一部分空间探测相控阵雷达来完成,这样,用于目标识别或目标轨迹精确测量相控阵雷达可不必作大空域搜索,只需根据由精度较粗的远程相控阵雷达提供的引导数据来捕获目标,按跟踪方式进行工作即可。这正是将陆基空间相控阵雷达分成 UEWR 和 GBR 的原因。

6.7.5 雷达测量精度

陆基空间探测相控阵雷达的一个主要任务是要精确测量空间目标的六个轨道参数。雷达测量的目标飞行轨迹的弧段越长,在这一弧段上取样次数越多,每一次测量所获得的有关目标方位、仰角、距离数据的精度越高,对空间目标的定轨精度就越高。

雷达对目标的角度测量精度,与天线波束宽度成比例,天线波束越窄,雷达测角精度越高。空间探测相控阵雷达采用单脉冲测角方法,为此要形成两个天线方向图,对它们所收到的回波信号的幅度或相位进行比较,通过内插运算来确定目标偏离中心位置的角度。不管用何种单脉冲测角方法,其角度单次测量的极限误差(决定于回波信号的信噪比 S/N)都可近似表示为

$$\sigma_{\Delta\varphi} = \frac{\Delta\varphi_{1/2}}{K_m(S/N)^{1/2}} \quad (6-41)$$

$$\sigma_{\Delta\theta} = \frac{\Delta\theta_{1/2}}{K_m(S/N)^{1/2}} \quad (6-42)$$

式中, K_m 为单脉冲测角时的角灵敏度函数的斜率或称误差斜率,它与天线方向图形状及天线加权函数等有关,例如,当以高斯函数逼近天线方向图主瓣,用于进行比较的两个波束的最大值间隔为波束半功率点宽度时, $K_m = 1.38$; D. K. Barton(1988)根据实测值,取 $K_m = 1.57$ 。

需要指出,由于陆基空间探测相控阵雷达作用距离很远,信号重复周期很低,用于对每一个空间目标的跟踪照射时间(即在被跟踪目标所在方向的波束驻留时间)很短,在边搜索边跟踪(TWS)或跟踪加搜索(TAS)状态下,能用于跟踪照射的时间往往只有几个重复周期,因而依靠多次测量来改善测角精度的作用并不很大,故为了提高单次测量的精度,必须保证要在大信噪比情况下进行测量,或者尽可能地采用大口径的阵列天线使天线波束的半功率点宽度变窄。

在提高单次测量精度的基础上,通过对多次测量值的数据处理,进一步提高确定目标轨道参数的精度。对于已跟踪多圈的空间目标,例如已进行编目的空间目标,空间探测相控阵雷达的数据处理分系统还可利用目标前面若干次通过雷达观测空域时的数据,进一步改善对空间目标的定轨精度。

陆基空间探测相控阵雷达在整个空间目标探测网中还应与其他传感器(例如其他精密跟踪测量雷达、光学望远镜等)建立数据交换联系。利用整个空间目标探测网具有更高精度的观测数据,可以对空间探测相控阵雷达的测量精度进行校正,改善其定轨精度。

6.7.6 雷达在复杂电磁环境条件下的工作能力与生存能力

陆基空间探测相控阵雷达在当今电子战(EW)和信息战(IO)发展的条件下,在进行空间探测相控阵雷达系统设计时,雷达使用方和设计方均不得不考虑提高雷达的抗干扰能力(ECCM)、抗反辐射导弹(ARM)和抗轰炸能力等要求。

6.7.7 有关雷达的主要技术指标问题

由于陆基空间探测相控阵雷达的主要技术指标为分配给相控阵雷达各个分系统的指标,例如,相控阵列天线、馈线分系统,发射机分系统,接收机分系统,信号处理、数据处理分系统,终端显示分系统,通信传输分系统,控制检测分系统,电源保障、环境控制与保障分系统等指标,在此不再一一列出。

最值得关注的参数是这类雷达的功率和孔径特性,频率和调制波形的考虑。这类雷达的功率和孔径特性主要由下列因素决定:宽角搜索和同时跟踪大量目标。

对这类雷达的频率选择和调制波形要求所考虑的主要因素是:①功率和天线孔径的成本与频率的关系;②再入飞行器的雷达有效反射面积与频率的关系;③在良好环境和核环境两者中的传播效应与频率的关系;④还应考虑选定频率与包括射频干扰在内的调制波形以及用于频率分配的有效带宽。

陆基空间探测相控阵雷达采用多个接收机以适用于多种的功能。搜索接收机由允许同时产生多个接收波束的多信道组成。跟踪接收机利用单脉冲跟踪以达到波束宽度的若干之一的精度。

综上所述,陆基空间探测相控阵雷达是用于对人造地球卫星和弹道导弹等远距离、高速度和多批次空间目标进行搜索和观测,截获和跟踪,监视和识别,预警和编目等任务的电子设备。完成上述任务的相控阵雷达应具有以下几方面的突出功能:

① 雷达必须有数千公里的作用距离和足够的观测空域。为此,雷达应有巨大的发射机平均功率和接收天线孔径的乘积($P_{av}A_r$)。对雷达散射截面(RCS)较小的弹道导弹预警,则雷达的($P_{av}A_r$)要求更高。

② 空间存在着大量有用和无用的目标,在一个小的观察区域内同时出现多批目标的概率很大。在航天器发射、卫星回收、导弹预警和拦截等工作中,雷达必须能同时进行多批目标探测和跟踪。这要求雷达具有提供巨大的信号能量和极佳的数据处理能力。这些能力最终取决于雷达的($P_{av}A_r$)。

③ 为了保证稳定跟踪高速空间目标和获得必要的轨道测量精度,雷达应具有极高的数据采样率。采用高跟踪数据率和增加跟踪数目一样都将对雷达的($P_{av}A_r$)提出高的要求。

④ 为了满足目标分辨率和识别能力,角度上的高分辨率来自于特大的天线孔径 A_r 。具备上述突出功能的相控阵雷达都应有一个尺寸巨大的天线孔径。

6.8 陆基空间探测相控阵雷达的搜索与跟踪工作方式

为执行不同的空间探测任务,相控阵雷达必须有不同的工作方式。由于陆基空间探测相控阵雷达要求的作用距离远,要观测的目标,如卫星、导弹的飞行速度远高于飞机目标,由精确定轨、编目等要求带来的高的测量精度,以及目标种类和形状的多样性,它们的雷达散射面积的变化范围大等特点,使空间探测相控阵雷达与战术使用的相控阵雷达在安排雷达工作方式上具有一些显著不同的特点。相控阵雷达天线波束的快速扫描能力和天线波束形状的快速变化能力,为雷达完成多种功能、实现多种工作方式提供了灵活性和自适应调节能力。

如何充分发挥相控阵天线可高速改变天线波束的指向和形状,在各种工作方式之间合理分配雷达信号能量,按观察空域内目标数量、目标类别、目标大小、威胁度及重要性等合理调整信号能量,实行自适应能量管理,对空间探测相控阵雷达系统设计有非常重要的意义。

合理安排相控阵雷达的工作方式,对合理确定相控阵雷达的各项技术指标,最终得到接近最佳的雷达系统设计方案,对正确编制空间探测相控阵雷达的雷达控制软件是十分重要的。

6.8.1 空间探测相控阵雷达的数据率

数据率是相控阵雷达的一个主要指标,它既是一个战术指标,也是一个技术指标。现将它放在雷达工作方式中进行讨论,因为它与各种方式都有密切联系,在讨论某一种工作方式的安排时,要讨论它的数据率对实现其他工作方式的影响。此外,数据率体现了相控阵雷达一些重要指标之间的相互制约关系。

数据率 D 定义为在单位时间(1s)内对随时间变化的数据进行采样的次数,其单位为“次/s”。在相控阵雷达中常用数据率 D 的倒数 $1/D$,即数据采样间隔时间这一概念,因为它有时更方便用于解释雷达获取数据过程的物理意义。

陆基空间探测相控阵雷达有两种基本的工作方式:搜索工作方式和跟踪方式。雷达天线波束搜索完规定的搜索空域后,第二次重新搜索该空域的间隔时间称为搜索间隔时间,它的倒数称为搜索数据率。雷达按跟踪工作方式,对同一个被跟踪目标,相邻两次用雷达发射波束对其进行跟踪照射(亦即对目标进行跟踪采样或对目标数据进行跟踪采样)的间隔时间称为对该批目标的跟踪间隔时间,其倒数即为对该目标的跟踪数据率。

由于空间探测相控阵雷达需要搜索的空域较大,因而搜索数据率偏低;而为了提高对空间目标的定轨精度,要求对目标进行跟踪时应有较高的跟踪数据率;由于雷达的信号能量是一定的,所以信号能量应在搜索与跟踪两种状态之间进行合理分配,分配的办法之一便是对两种状态下的搜索数据率和跟踪数据率进行合理的分配和调整。

6.8.2 陆基空间相控阵雷达的搜索方式

陆基空间探测相控阵雷达可能要在三种情况下进行搜索:第一,没有目标指示数据,这时空间探测雷达需要监视雷达空域中可能出现的新的空间目标。由于没有任何有关目标的先验知识,亦即没有关于目标的位置参数、没有目标进入雷达观察空域的航向和时间等可作为安排搜索方式的目标指示数据。这时,雷达需要自主进行搜索。第二,有目标指示数据。即空间探测相控阵雷达在执行某一具体任务之前,已经掌握要观测目标的初步数据,例如目标的某些特性,进入观察空域的航向、时间以及随时间变化的大体坐标位置,目标的理论轨道参数等。这

些数据可用于作为对该目标进行搜索的引导数据。这时,空间探测相控阵雷达可在较小的搜索空域内对其进行搜索。第三种情况为跟踪丢失后的重照工作方式。空间探测相控阵雷达在对目标进行跟踪的过程中,一旦发生目标丢失,需要安排在原来跟踪预测(外推)位置附近的一个小的搜索区域内进行搜索,以便重新捕获该目标,继续维持对该目标的跟踪。

1. 搜索数据率

搜索数据率的计算和分配是安排搜索过程及搜索过程控制中的一个重要调节参数。为搜索完一个规定的空域,用 φ, θ 分别表示方位和仰角的搜索范围, $\Delta\varphi, \Delta\theta$ 分别表示相控阵天线搜索波束的半功率点宽度,则搜索时间 t_s 又可表示为

$$t_s = \varphi\theta NT_r / (\Delta\varphi\Delta\theta) \quad (6-43)$$

由于相控阵天线波束宽度是随天线波束的扫描角度而变化的,在扫描过程中相邻天线波束的间隔(波束跃度)也不一定正好是波束的半功率点宽度。因此,更为准确的 t_s 计算公式为

$$t_s = K_\varphi K_\theta NT_r \quad (6-44)$$

式中, K_φ 为覆盖整个方位搜索范围 φ 所需的波束位置数目,大体上与上式中的 $\varphi/\Delta\varphi$ 接近; K_θ 为仰角平面上的波束位置数目,与上式中的 $\theta/\Delta\theta$ 相近。 K_φ 与 K_θ 可简称为“波位”数目。 K_φ, K_θ 的计算方式相同,当天线波束偏离天线法线方向扫描至 $\pm\varphi_{\max}$ 时, K_φ 为

$$K_\varphi = 2P_b + 1 \quad (6-45)$$

如果相控阵雷达在搜索过程中已发现一些目标,在搜索间隔时间 t_{si} 以内用于确认与跟踪这些目标所花费的全部时间为 t_n ,则搜索间隔时间 t_{si} 应为

$$t_{si} = t_s + t_n \quad (6-46)$$

此式表明,搜索间隔时间要大于搜索时间,如在 t_{si} 内用于跟踪目标所花费的时间增大,则搜索时间间隔相应增加,搜索数据率将会降低。由此式还可看出,若允许的搜索间隔时间 t_{si} 越大,则可增大 t_s 与 t_n ,增加 t_s 意味着可扩展搜索范围或增加每一个搜索波束位置上的驻留时间,而增加 t_n 意味着可提高跟踪采样率(跟踪数据率)或增加跟踪目标的数目。

雷达允许的搜索间隔时间 t_{si} 主要取决于目标穿过雷达搜索屏的时间 Δt_p 和要求的搜索过程中对目标的累积发现概率。例如,若要求空间目标飞越设置的雷达搜索区域的时间为 t_{si}/n ,即 $\Delta t_p \geq nt_{si}$,则在 Δt_p 内,对目标进行搜索照射的次数有 n 次,若每次搜索时对目标的发现概率为 P_d ,则根据搜索累积检测概率 P_c 与 P_d 的关系,可确定 n 的选择。

$$P_c = 1 - (1 - P_d)^n \quad (6-47)$$

对超远程的陆基空间探测相控阵雷达,由于重复周期长,导致搜索时间 t_s 很大, t_{si} 也相应增加,有可能导致不能保证 $n = 2$ 或 3 ; 当 $n < 1$ 时,便没有时间用于跟踪。因此,在搜索到预定的目标,对其进行跟踪后,应调整搜索时间和 t_{si} 。总之,要在 t_s 与 t_n 之间进行折中。

为了缩短搜索时间 t_s ,必须采用多波束发射和多波束接收,用 m 个通道同时处理,搜索时间 t_s 将变为

$$t_s = K_\varphi K_\theta NT_r / m \quad (6-48)$$

t_s 将缩小 m 倍, t_s 及 t_{si} 的缩短,是靠增加接收馈线系统、波束控制系统和接收系统的复杂性及设备量而得到的,每个波位上的信号能量也相应降低,信号的能量也应重新进行分配。

2. 搜索方式

根据空间探测相控阵雷达承担的任务,充分利用相控阵天线波束的灵活性和空间探测相控阵雷达信号波形的多样性,可以获得多种搜索工作方式。

(1) 分区搜索与重点空域的搜索

将整个搜索区域分为多个子搜索区,每个子搜索区内可按不同重复周期、不同的波束驻留时间来安排搜索时间及不同的搜索间隔时间。

在若干个子搜索区内可以选择个别搜索区为重点搜索空域,对该重点搜索区分配更多的信号能量,以保证更远的作用距离。

(2) 同时对远区及近区进行搜索

陆基空间探测相控阵雷达搜索远距离目标时,重复周期长,所需信号能量大,即信号脉冲宽度也较宽。当预计搜索的远距离目标所在的距离,只在重复周期的后半部或后 $T_r/3$ 时间段内时,可将对这类目标的搜索距离波门安排在重复周期的后半部或后三分之一时间段内,而将重复周期的前半段时间或前 $2/3$ 段时间用于对近距离目标进行搜索,这将有利于部分地克服陆基空间探测相控阵雷达由于作用距离很远而带来的提高搜索数据率和跟踪数据率的困难。

图 6.54 为在一个重复周期内同时对远区及近区进行搜索的示意图。

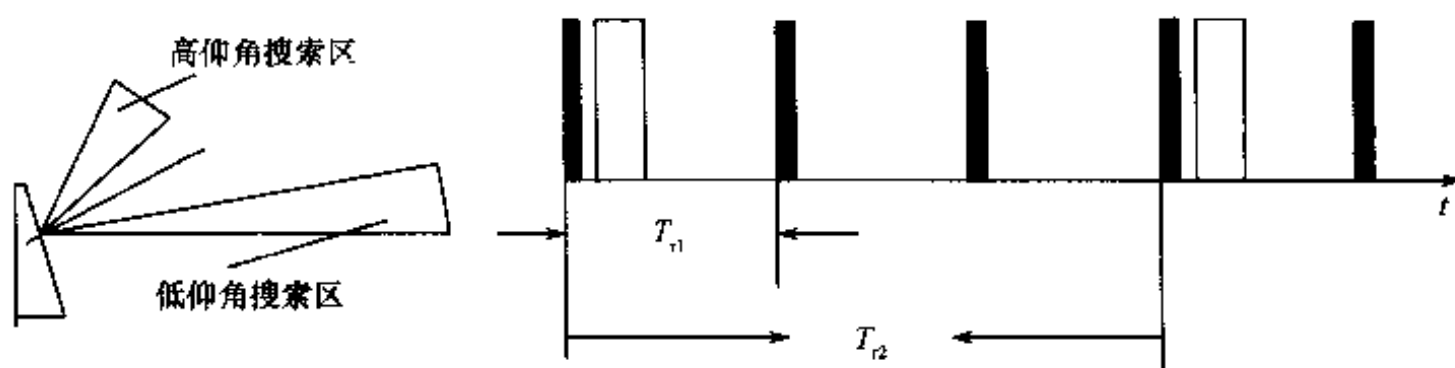


图 6.54 同时对远区及近区进行搜索的示意图

图 6.54 上所示的低仰角和高仰角搜索区分别为远程搜索区和近程搜索区。远距离搜索区的搜索波门只占 T_{r2}/n , 例如 $n = 3$ 。

令远距离搜索脉冲宽度为 τ_2 , 在重复周期余下的时间里, 若安排 m 个窄脉冲(脉宽为 τ_1), 则其重复周期 T_{r1} 接近为

$$T_{r1} = \frac{(1 - 1/n)T_{r2} - \tau_2}{m} \quad (6-49)$$

(3) 多波束同时搜索

为了降低搜索间隔时间或提高搜索数据率,除了降低波束驻留时间 N 以外,还必须采用多波束同时搜索,如图 6.55 所示,在每一个重复周期内,将 m 个脉冲发往相邻的 m 个方向,接收时同时用多个接收波束接收。多个接收波束安排可以有多种方式,图 6.55 中以 $m = 3$ 为例需形成 10 个接收波束,可利用上、下波束和左、右波束和信号幅度比较在搜索时进行单脉冲测角。如采用数字方法形成接收多波束(DBF),多个接收波束的安排方式可做得更为灵活。

(4) 搜索波束的相交电平与扫描方式

与机械扫描雷达不同,相控阵天线波束指向不能连续移动(扫描),只能按一定波束跃度作离散移动。搜索过程中天线波束的扫描方式有两种。一种与机械扫描雷达天线波束的扫描相似,当 N 较大时,每个重复周期天线波束以较小的波束跃度在角度上移动;当 N 较小时,例如 $N = 1$,则相邻搜索波束间距只能大致上与波束半功率电宽度一致,如两者皆已确定,则波束

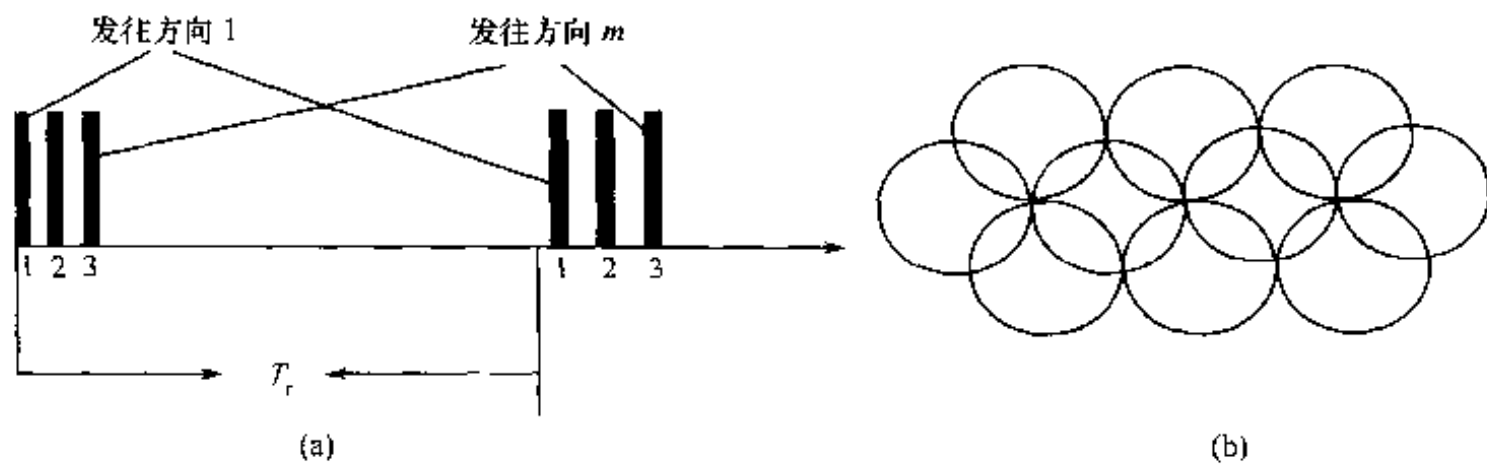


图 6.55 多方向发射信号(a) 和同时接收多波束安排(b) 的示意图

相交电平也就确定,搜索时存在较大的天线波束覆盖损失。

强调合理安排搜索波束扫描方式的重要原因之一是要降低搜索时天线波束的覆盖损失。

6.8.3 相控阵雷达的跟踪工作方式

陆基空间探测相控阵雷达的主要工作方式是跟踪工作方式。发现目标时在搜索方式下完成,而对空间目标参数及其飞行轨迹的测量以及对目标的分类、识别、登录与编目,则都是在跟踪工作方式下完成的。

从搜索状态下发现目标,无论是新出现的空间目标还是有目标指示数据(引导数据)的目标,转化为对其进行跟踪之前都必须有一个确认过程或捕获过程。由于它在信号能量分配、数据采集安排等方面与跟踪工作方式相似,故将其放在跟踪工作方式里进行讨论。

陆基空间探测相控阵雷达跟踪方式的安排与要跟踪的目标数目及对跟踪精度的要求密切相关。空间探测相控阵雷达在许多情况下都要求在跟踪已发现(已捕获)的多批目标的情况下还要维持对搜索区的搜索,以便发现在搜索区内可能出现的新目标。

1. 从搜索到跟踪的过渡过程

在搜索过程中一旦发现目标,做出发现目标的报告,即给出目标存在的标志,并将目标位置(方位、仰角和距离)以及录取时间送入相控阵雷达控制计算机。计算机首先需要确认其是真目标还是接收机噪声或外来干扰引起的虚警。为此,控制计算机通过波束控制器提供“重照”指令,暂时中断搜索过程,在原来发现目标的波束位置上再进行 1 ~ 2 次探测照射,并以发现目标的距离作为中心,形成一个宽度较窄的“搜索确认”距离波门,其宽度 ΔR_c 与目标最大可能飞行速度 $v_{\max}$ 、从发现目标到实施重照的时间差 Δt_c 及搜索时的测距误差($\Delta \tau$) 有关。 ΔR_c 为

$$\Delta R_c \geq k_{RC} v_{\max} (\Delta t_c + \Delta \tau) \quad (6-50)$$

式中,系数 k_{RC} 用于考虑重照时尚不知道目标的运动方向; $\Delta \tau$ 测距误差还包括采用线性调频(LFM)脉冲压缩信号再观测运动目标时存在的回波信号多普勒频移与目标距离之间存在的耦合误差,它与 LFM 信号的调频带宽 ΔF 及脉冲宽度 τ 有关

$$\Delta \tau = f_d / \Delta F \cdot \tau \quad (6-51)$$

为了不因“确认波门”太窄而丢失目标, ΔR_c 应大一些,但为了减少接收机噪声和外界干扰引起的虚警,又希望 ΔR_c 尽可能缩小。在按式(6-50)选取确认波门的宽度以后,可以考虑适当降低检测门限,以提高检测概率。目标确认过程往往按预先设定的程序进行,如图 6.56 所示。

图 6.56 中 H_1 表示有目标, H_0 表示无目标,如按此图所示逻辑,最短的确认时间要求重照

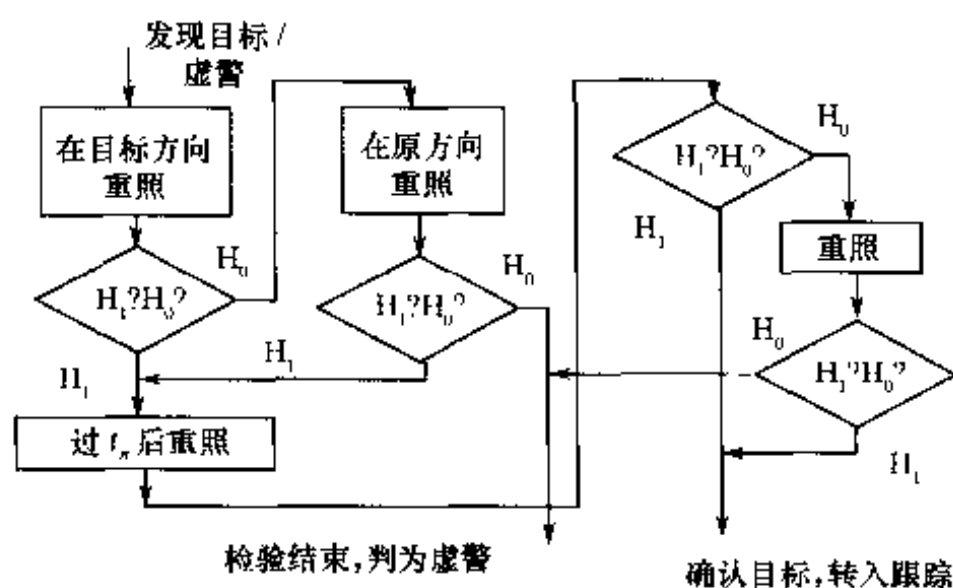


图 6.56 目标确认过程的逻辑的示意图

两次，最长的确认时间为重照四次。当然，可以根据不同情况，设置不同的目标确认过程的逻辑，例如，用更多的重照次数。但必须考虑到，当存在较多虚警及多目标情况下，用于重照次数的增加将导致信号能量资源的浪费，雷达的数据处理量也将大幅度上升，使雷达数据率（搜索数据率和跟踪数据率）大为降低。

2. 跟踪数据率与目标跟踪状态的划分

跟踪数据率或其倒数，即跟踪采样间隔时间，对相控阵雷达多目标跟踪性能有很大影响。正确选定跟踪采样间隔时间对确保跟踪的连续性（不丢失目标）、可靠性和跟踪精度有重要意义。不适当地提高跟踪数据率会使雷达系统设备量急剧增加，不利于降低相控阵雷达的成本。

如果相控阵雷达对每一个跟踪目标都要采用高的跟踪数据率，那么，时间和信号能量都是不够的。合理的解决途径是：利用相控阵天线波束扫描的灵活性，对不同目标选用不同的跟踪数据率。为此，将被跟踪的目标分成若干类，对不同类别的目标采用不同的跟踪采样间隔时间。例如，对还处于跟踪过渡过程中的目标，用较短的采样间隔时间，这类目标的跟踪状态可称为 a 状态，跟踪采样间隔时间为 t_{ta} 。对已经稳定跟踪的目标，可视其重要性和威胁度大小分成若干种跟踪状态。例如，重要性或威胁度大的目标，跟踪状态定为 b 状态，跟踪采样间隔时间也较小，为 t_{tb} ；重要性或威胁度小的目标，跟踪采样间隔时间可以较大。在观测卫星时，对参数已知的或轨道参数稳定的卫星，跟踪数据率可以降低；而轨道参数不稳定的或新发现的卫星，跟踪数据率应该较高。对已稳定编目的卫星，跟踪数据率可以降低；而对刚编目卫星，则应提高。

当搜索空域小和跟踪目标数目少时，跟踪数据率也可提高，这些自适应的工作状态的改变均在雷达控制计算机的控制下完成。

在相控阵雷达的系统设计阶段，可预先安排若干种跟踪状态，对不同的跟踪状态分配不同的跟踪采样间隔时间和跟踪时间，信号波形也可按不同的跟踪状态进行改变。

以四种跟踪状态为例，每种跟踪状态所对应的跟踪间隔时间及跟踪时间可分别表示为

$$\begin{aligned}
 t_{a1} &= 0.25s & t_{a1} &= N_1 T_r \\
 T_{a2} &= 0.5s & t_{a2} &= N_2 T_r \\
 t_{a3} &= 1s & t_{a3} &= N_3 T_r \\
 T_{a4} &= 2s & t_{a4} &= N_4 T_r
 \end{aligned} \tag{6-52}$$

实际上，为适应空间探测相控阵雷达执行不同任务的需要，目标跟踪状态还应更多，例如由四种增加到八种。

为了便于用时间分割方法进行多目标跟踪,跟踪时间需集中在一起。因此,各种跟踪状态对应的跟踪间隔时间应是最小跟踪间隔时间的整数倍。

3. 边搜索边跟踪(TWS)与跟踪加搜索(TAS)工作方式

相控阵雷达在搜索过程中发现目标之后,一方面要对该目标进行跟踪,同时还要继续对整个监视空域进行搜索。一种工作方式称为边搜索边跟踪(TWS)方式,另一种跟踪工作方式称为跟踪加搜索(TAS)方式。为了节省发射功率和设备量,对搜索数据率应尽可能放宽要求,允许较大的搜索间隔时间;但是,为了保证跟踪可靠性和跟踪精度,为了便于满足多目标航迹相关等要求,跟踪间隔时间却又应小些,即跟踪数据率要高些。要解决这一矛盾,就需把跟踪时间安插在搜索时间内。图 6-57 是相控阵雷达搜索加跟踪工作方式的示意图。

图 6.57(a) 所示为在三个跟踪区域内已有目标存在的情况,假定这些目标的跟踪数据率都一样,跟踪间隔均为 t_{ti} 。天线波束还没搜索完整个监视区域时,由于跟踪数据率较搜索数据率高得多,故必须暂时中断搜索过程,将天线波束用于跟踪。图 6.57(b) 表示搜索与跟踪时间的分配方式。

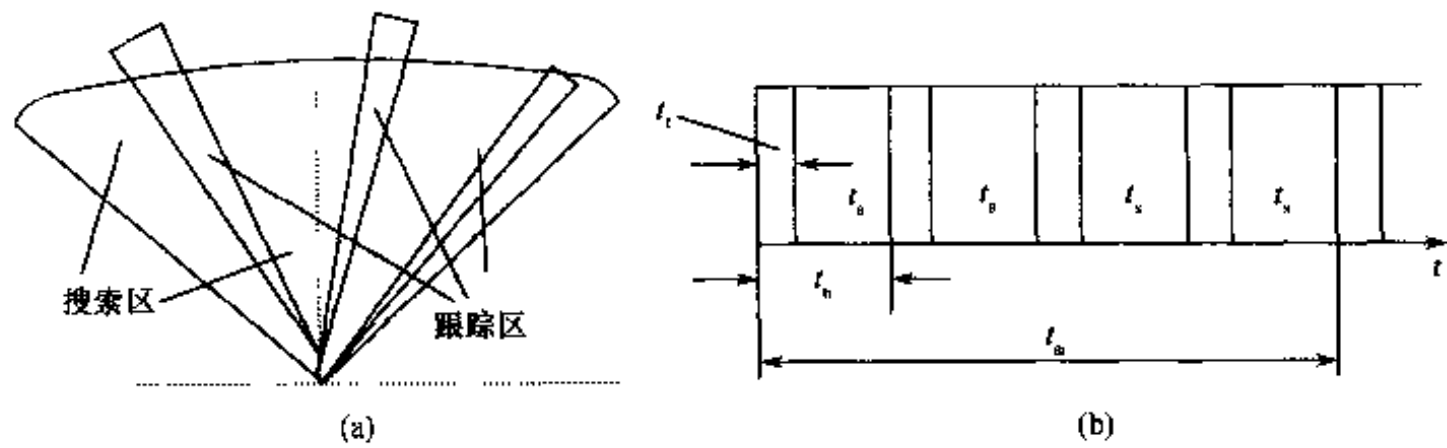


图 6.57 相控阵雷达跟踪加搜索方式的示意图

图 6.57 所示是比较简单的情况。前面已说明,在对多目标进行跟踪时,有多种跟踪状态,相应地则有多种不同的跟踪间隔时间,因此,跟踪多目标用的边搜索边跟踪工作方式,其时间关系要更复杂一些。以四种工作状态为例,图 6.58 为多目标跟踪情况下搜索时间与跟踪时间的关系图。

图 6.58 所示为搜索加跟踪工作方式是依靠相控阵天线波束搜索的灵活性和时间分割原

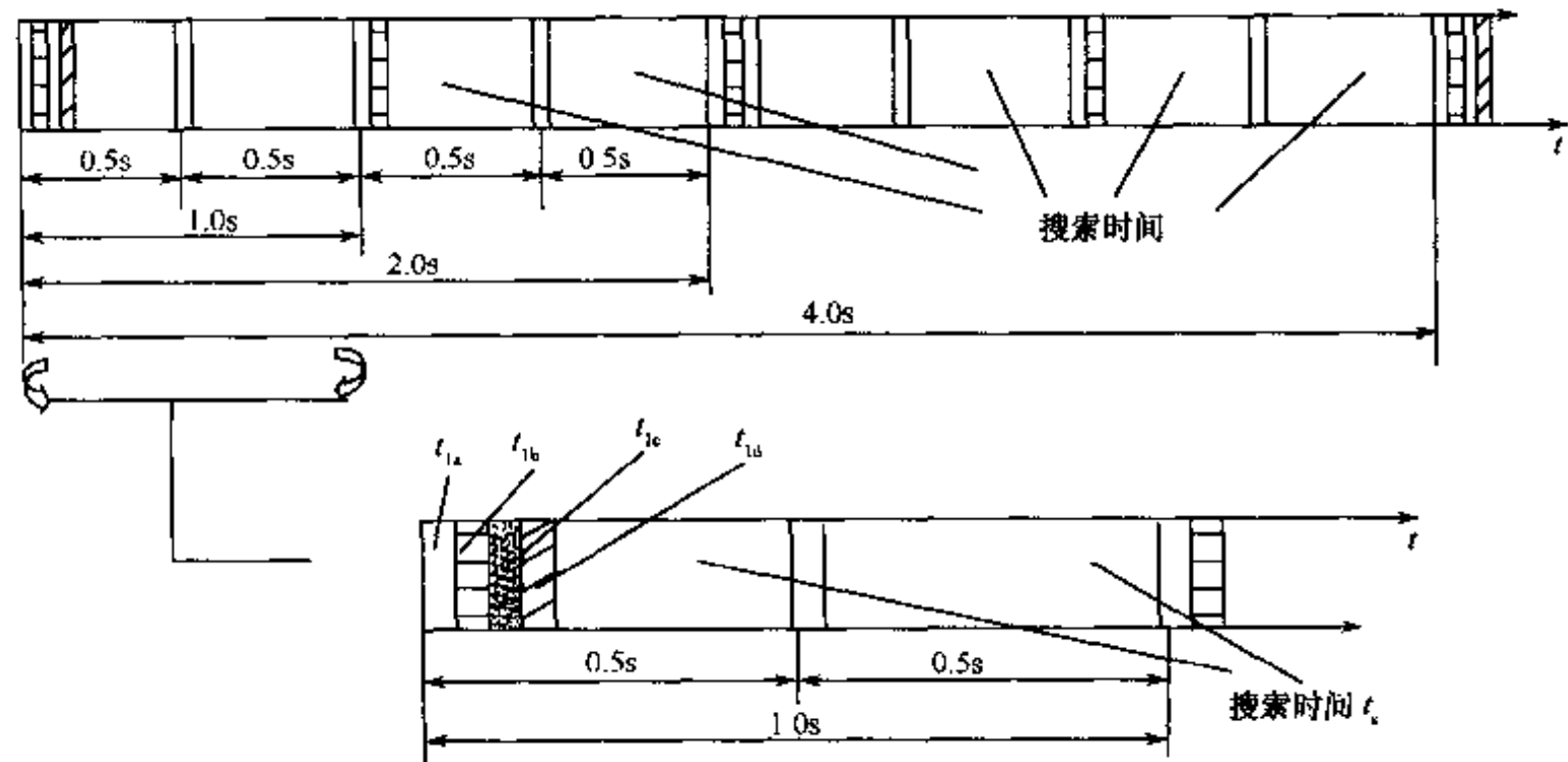


图 6.58 多种跟踪状态情况下搜索时间与跟踪时间的关系图

理实现的。

4. 跟踪时间的计算

在搜索加跟踪工作状态下,雷达信号能量要分别分配给搜索与跟踪,即要将雷达观察时间在搜索方式与跟踪方式之间进行分配。当跟踪目标数目增多,又要求高的跟踪采样率时,用于跟踪的信号能量和波束驻留时间就会挤占搜索所需的信号能量或波束驻留时间,即使在完全停止搜索状态之后,也不可能保证按要求的跟踪数据率对所有目标进行跟踪。

我们这里要讨论的是在搜索间隔时间 t_{si} 之内所花费的总的跟踪时间,即在式(6-46)的 t_{tt} 。对 n_t 个目标进行一次跟踪采样所要求的跟踪时间 t_t 还决定于跟踪波束驻留时间 $N_t T_r$ 、跟踪间隔时间 t_{ti} ,对比较简单的跟踪状态,当每一天线波束指向都用相同的 $N_t T_r$ 时,跟踪时间 t_t 为

$$t_t = n_t N_t T_r \quad (6-53)$$

由于搜索间隔时间 t_{si} 远大于跟踪间隔时间 t_{ti} ,故在 t_{si} 内要多次对目标进行跟踪,因此,在 t_{si} 内的总的跟踪次数应为 t_{si}/t_{ti} ,故在 t_{si} 内总的跟踪时间 t_{tt} 应为

$$t_{tt} = (t_{si}/t_{ti}) n_t N_t T_r \quad (6-54)$$

若将式(6-53)代入式(6-46),得

$$t_{si} = t_s + (t_{si}/t_{ti}) n_t N_t T_r \quad (6-55)$$

由此式可得跟踪数据率、搜索数据率与跟踪目标数目及有关跟踪参数的关系。

从式(6-54)可以看出,为了减小用于跟踪的总时间 t_{tt} ,在跟踪目标数目 n_t 不变的条件下必须降低跟踪波束驻留时间($N_t T_r$)与提高跟踪间隔时间 t_{ti} (亦即降低跟踪数据率)。调节总跟踪时间 t_{ti} 的另一措施就是将被跟踪目标按重要性、威胁度,按其距离远近等分为不同跟踪状态的目标,对它们给予不同的跟踪时间和跟踪采样率。

另一降低跟踪时间的措施是在一个重复周期内,同时向 m 个不同方向的跟踪目标发射信号,接收时,按目标跟踪差异,分别先后对 m 个方向目标进行接收,如此,可降低跟踪时间 m 倍,但由于每个方向发射信号能量降低了 m 倍,因而跟踪信号的信噪比相应降低为原来的 $m^{1/4}$ 。这种方式适合跟踪较近距离的多批目标。

5. 跟踪目标数目的计算

在边搜索边跟踪工作状态下,能跟踪的目标数目是一个重要战术指标,对相控阵雷达的设备量影响很大。跟踪目标数目可参照图 6.58 所示的搜索与跟踪时间关系计算。

对上述比较简单的跟踪状态,由式(6-54)可得跟踪目标数目 n_t 为

$$n_t = \frac{(t_{si} - t_s)t_{ti}}{t_{si} N_t T_r} \quad (6-56)$$

此式的物理意义很明显。对于较复杂的跟踪状态,仍以四种跟踪状态为例,先看跟踪时间 t_t 与跟踪目标数目的关系。设在一个重复周期内有 m 个脉冲可用于跟踪 m 个方向的目标,在一个重复周期内,能跟踪的平均目标数目为 m_p ($m_p \leq m$),处于四种跟踪状态的目标数分别为 n_{ta} 、 n_{tb} 、 n_{tc} 、 n_{td} ,则用于这四种跟踪状态的目标跟踪时间分别为:

$$\left. \begin{aligned} t_{ta} &= \frac{n_{ta} N_t}{F_r m_p}, t_{tb} = \frac{n_{tb} N_t}{F_r m_p} \\ t_{tc} &= \frac{n_{tc} N_t}{F_r m_p}, t_{td} = \frac{n_{td} N_t}{F_r m_p} \end{aligned} \right\} \quad (6-57)$$

式中, N_t 为每次跟踪所用的脉冲数, 即重复周期数, 极限情况下, $N_t = 1$; F_r 为雷达信号的重复频率。

按图 6.58 所示情况, 若设搜索间隔时间 t_{si} 与跟踪间隔时间之比为 ρ_j , j 为跟踪状态的代号 (a, b, c, d), 于是搜索间隔时间 t_{si} 可表示为

$$t_{si} = t_s + \rho_a t_{ta} + \rho_b t_{tb} + \rho_c t_{tc} + \rho_d t_{td} \tag{6-58}$$

式中, 搜索时间 t_s 按式 (6-48) 计算。

如果搜索时间和最大允许的搜索间隔时间是给定的。那么, 允许的最大跟踪目标数目便完全确定, 其计算公式为

$$n_{ta} + n_{tb} \frac{\rho_b}{\rho_a} + n_{tc} \frac{\rho_c}{\rho_a} + n_{td} \frac{\rho_d}{\rho_a} \leq \frac{F_r m_p}{(N_t \rho_a)(t_{si} - t_s)} \tag{6-59}$$

能跟踪的目标总数 n 为

$$n = n_{ta} + n_{tb} + n_{tc} + n_{td} \tag{6-60}$$

式 (6-58) 和式 (6-59) 表明, 跟踪目标数目与重复频率及每个周期内能独立跟踪的目标数目 m_p 成正比, 而与用于跟踪的重复周期数 (N_t) 成反比。若用于搜索的总搜索时间 t_s 越小, 而允许的搜索间隔时间越大, 则跟踪目标数目将因 $(t_{si} - t_s)$ 的增加而增加。最小跟踪间隔时间 t_{tia} 对跟踪目标数目影响最大, n 随着 t_{tia} 的降低而减少, t_{tia} 的影响在式 (6-59) 中是通过 ρ_a 表示的。从物理概念来说, 若 t_{tia} 很小, 则在 t_{si} 时间内, 就要对 a 跟踪状态的目标跟踪许多次, 搜索过程将不断被跟踪状态所中断。

6.9 相控阵雷达技术的优缺点及发展趋势

1. 相控阵雷达与常规机械扫描相比较

相控阵雷达的主要特点如下。

(1) 电扫描天线固定

由于天线不需要机械驱动, 尺寸通常可做得很大, 目前地面预警相控阵雷达的天线阵长达百米、宽达几十米, 因而提高了雷达威力, 增大了雷达探测距离, 不存在机械扫描误差, 角跟踪和距离跟踪精度高, 天线可以做得很牢固, 具有较好的抗爆能力。

(2) 波束理想灵活

天线阵列可同时形成多波束, 各个波束又具有不同的功率、波束宽度、驻留时间、重复频率和重复照射次数等, 并且这些波束可以分别控制和统一控制。这样, 其中有些波束可用做一般搜索, 有的做重点搜索, 有些波束可用来跟踪目标等。根据目前的技术水平, 大型相控阵雷达一般能同时搜索 1 000 个以上目标或同时跟踪 100~200 个以上目标。因而, 具有多功能和对付多目标的能力。此外, 波束扫描不受机械惯量的限制, 波束移动很快, 可以在几微秒内指向预定的方向, 比一般机械扫描要快 100 万倍。因此, 对相控阵雷达来说, 即使波束很窄, 由于波束移动得很快, 在不降低测量精度的条件下, 可保持一定的数据率。更重要的是, 相控阵雷达可以突破电波在空间传输所需时间的限制, 从而具有较高的数据率。

(3) 辐射功率大

由于相控阵雷达可用于天线辐射单元一样多的发射源, 因此总发射功率可以大大提高。

通常情况下,成千上万个发射源合成的总功率可达十几兆瓦至几十兆瓦,加之大尺寸的天线,使得相控阵雷达能较方便地把探测导弹头的作用距离提高到 100 公里以上。

(4) 自适应能力强

电子计算机已成为相控阵雷达的“大脑”,它根据变化多端的空情实时确定雷达的最佳工作方案,以满足各种复杂要求。例如,它能“记忆”空中原有目标的批量及其所在轨道的参数,在发现新目标后,能够同原有“记忆”数据对照及时加以识别,并按其需要分类加以处理(监视、跟踪和制导等)。也就是说,相控阵雷达具有高度的自适应能力。

(5) 可靠性高

由于天线阵列中的辐射元很多,并联工作的发射源和电路也很多,即使其中的部分组件损坏时,对雷达性能影响不大。例如,在工作中有 10% 的阵列元件损坏时,天线增益只不过降低 1dB,相当于抛物面天线中辐射器产生的孔面阴影一样,对天线方向图和方向系数的影响都不大。又如多部发射机工作时,部分发射机失效,也不会严重影响雷达工作。此外,由于大量采用低功率发射组件,而且天线阵列不需要使用故障率较高的机械转动装置,可以有效地解决高频馈电部分的高压击穿问题。这样一来,相控阵雷达的可靠性就大大提高了。

(6) 抗干扰性能好

由于波束的形状和扫描方式可以改变,脉冲重复频率和宽度也可以改变,在一定范围内工作频率和调制方式也可以改变。显然,这种方便的信号处理和灵活的控制,便于综合运用抗干扰技术。例如综合运用单脉冲、脉冲压缩、频率分集、频率捷变和旁瓣抑制等技术,既提高了测定目标参数的精度又提高了抗干扰性能。可以说,相控阵雷达是目前最具有抗干扰潜在性能的一种雷达体制。

(7) 扫描范围有限

目前平面天线阵产生的波束通常在 $90^\circ \times 120^\circ$ 立体角(俯仰角 $\pm 45^\circ$ 和方位角 $\pm 60^\circ$) 范围内扫描。为了在半球空域内监视目标,往往需要采用三个或四个平面阵。

(8) 体积庞大,结构复杂

洲际弹道导弹预警系统的相控阵雷达通常有上万个 T/R 模块,雷达高达十几层楼房,占地面积 1 万平方米以上,可见体积庞大,结构复杂,因而造价高,维护费用也大,但与达到同样性能的超远程机械扫描雷达相比,后者造价更高,并且这些雷达彼此不易控制,难以协调工作。因此,相控阵雷达仍是优选的方案,并得到了大力发展。

2. 相控阵雷达的发展趋势

相控阵雷达是采用多种高技术的产物。计算机技术、固态技术、信号处理技术、光电子技术等的进展,对相控阵雷达的发展将起巨大的推动作用。反之,相控阵雷达需求的日益增长,将促进上述技术的发展。

相控阵雷达的技术发展趋势主要反映在以下几方面^[124]:

(1) 增加带宽

在所有雷达应用中,首先的发展趋势是应提供一个大的带宽,或是把几个窄带信号合成为一个宽带信号,或是瞬时宽带或超宽带信号。把一组窄带信号合成为宽带信号的问题是要占用测量时间的。而在相控阵雷达中,时间又极其珍贵。

替代合成宽带信号的可以是瞬时宽带信号;最终,将导致用真实时延波束形成取代移相器。

(2) T/R 模块

T/R 模块是有源相控阵雷达的重要功能元件之一。在有源相控阵雷达中,这样的组件有几百个到几千个,极个别情况甚至有几万个。这类器件有两个值得关注的参数,即:

- 功率增加效率(PAE);
- 芯片价格。

下面讨论功率增加效率。

图 6.59(b)示出采用 MESFET 技术后功率增加效率随 RF 频率变化的情况。“功率增加效率(PAE)”定义为输出、输入功率的差与器件消耗的电源功率之比。由图可见,频率相对低(1GHz)时,PAE 可接受。在 Ka 波段(对跟踪精确度有利),该效率降到 20% 以下。在 X 波段,PAE 约为 40%。这就是说,若要获得 10kW 的辐射功率,消耗电源功率应在 25kW 以上,亦即必须想方设法带走这 15kW 的热量。对于 PHEMT 技术(图 6.59(a)),其 PAE 在 10GHz 时要比 MESFET 高,而在更高的频率上同样也很低。

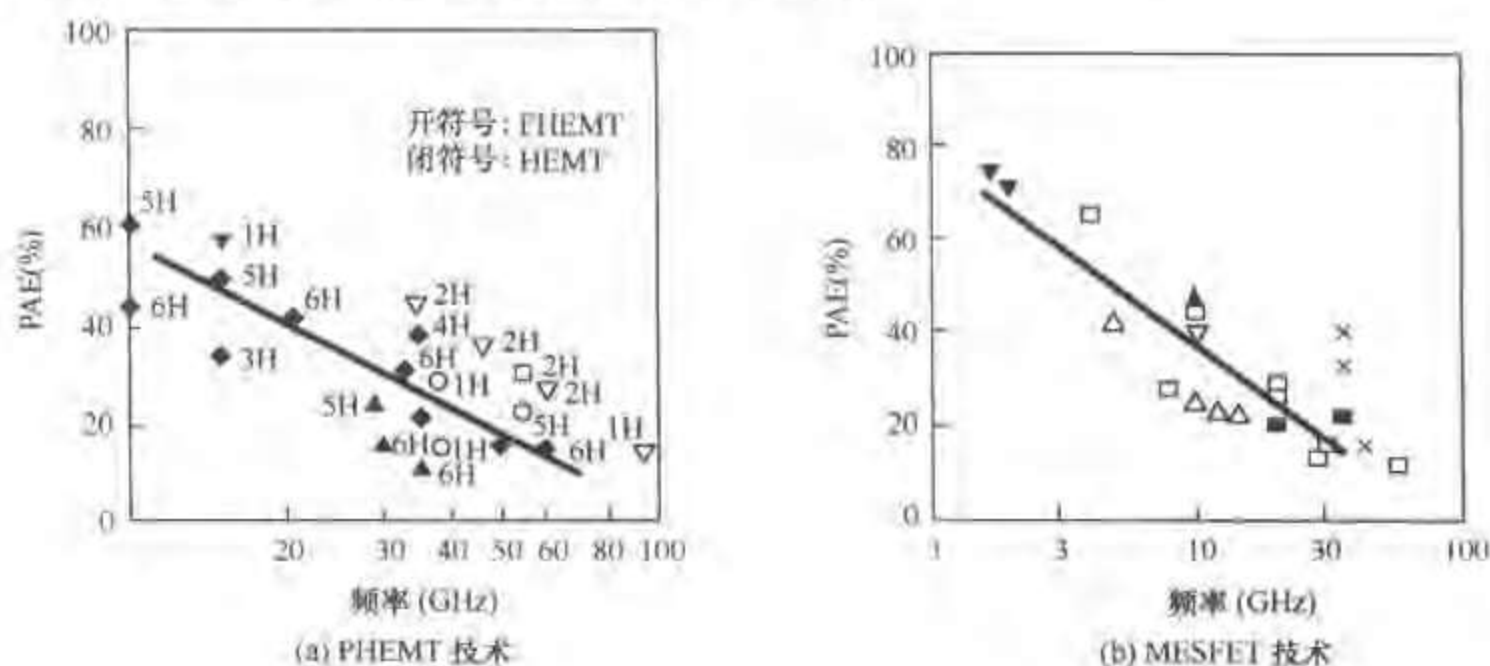


图 6.59 PHEMT 技术和 MESFET 技术的功率增加效率(PAE)随频率变化情况的统计结果

另一个重要的问题是单片微波集成电路(MMIC)系的成本。晶片价格是一个关键问题,当其性能容限可以放宽时,成品率亦可大大提高。

(3) 移相器技术

目前,已初步寻求到几种代替砷化镓移相器的技术。即:

- ① 微机电开关(MEMS);
- ② 压控介质移相器;
- ③ 光子技术。

对于具有低损耗(1.5dB)、低功耗(1mW)和低成本(每个移相器仅 10 美元)的 4 位 X 波段移相器而言,研制 MEMS 集成电路机械开关移相器大有希望。如果能实现此种移相器,就有可能将其应用到由一个功率放大器馈电给很多低成本移相器的无源相位-相位扫描阵列中。功率放大器使用的不是电子管,而是一个固态放大器。这将降低所需的收/发模块数量,因而大大降低相位-相位扫描阵列的成本。

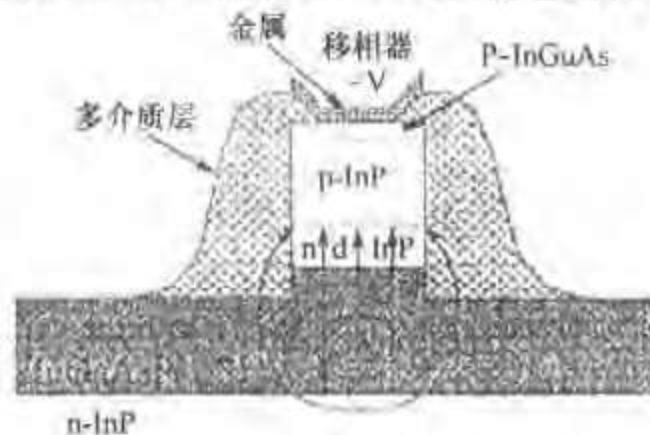


图 6.60 光移相器的示意图

图 6.60 示出一种光移相器,图中,RF 信号调制在激光器发射的光信号上。通过改变光波导的折射指数,使传播路径输出端处光信号的相位得以改变。

经光延迟后,信号被下变频 RF 信号,固然其相位也有改变。

(4) 可能的辐射器设计

相控阵的另一个优势集中在辐射单元和单元的承载结构上。当然如前所述,技术的发展趋势是朝着更大带宽方向的,一个典型的应用需求是 30% 的相对带宽。另一个仅次于带宽问题的共性特征是重量。已研究出了解决重量问题的不同办法。一个非常典型的例子是星载 L 波段(25cm 波长)充气式微带阵列。该天线带宽相对较小,但却是双极化的。一个 $10 \times 3\text{m}^2$ 孔径的阵列,其重量为 100kg。人们从不同角度研究了微带阵列,有时还结合对不同介质材料的选用来减小阵列的重量。

一直在研究的还有共形面天线,尤其是它在机载相控阵雷达中的应用。关于这一点,值得一提的是可能已看到这样一个趋势,就是在同一个天线孔径内组合不同的组件进行多个 RF 频带的辐射。

(5) 用数字器件代替模拟器件

相控阵系统设计的重点是增强数字处理技术的能力;用数字技术替代模拟技术,最终允许数字的波束形成。尤其是在这一领域,某些备受关注的验证型雷达已经面世,如法国的 RIAS 地基雷达。RIAS 是一个稀疏天线阵,各阵元间的相互间距为几个波长;波束形成采用数字处理技术。在这种处理技术中,相移是通过实时延时实现的,在信号数字化后完成这一点很简单。RIAS 雷达的辐射是全向的,用的是一组正交信号。接收时,依靠两个同心圆环天线在水平和垂直方向的位移,雷达可以完成对波束到达方向的三维测量。这种线性运行的先后方式也不常见,即在每一个阵元中,信号转换为数字,对正交信号组的每一个回波进行多普勒滤波,然后测估到达方向,最后完成对目标的自动检测。当今的数字技术已经可以胜任这种复杂的需要巨大运算量的过程。

结论:数字技术能够替代模拟电路,这一发展趋势在过去数年间就已崭露头角。有关数字阵列雷达内容将在第 7 章中介绍。

(6) 稀疏阵

受价格问题的激发,雷达界评估了取代密集填充栅阵的可能性,得出了稀疏阵概念。各种验证型雷达已经面世,然而它们在雷达中的应用还仅限于地基高频雷达。

这种技术在雷达中应用的主要缺点是会影响天线的增益和旁瓣。

综上所述,相控阵雷达实际上在 20 世纪 60 年代初期随着数字移相器和相位扫描体制的采用至今,以 AN/APG—77、AN/APG—79 和 AN/APG—81 为代表的机载有源相控阵雷达,以“Pave Paws”(AN/FPS—115)和 XBR 为代表的陆基空间相控阵雷达,以及 20 世纪 70 年代后,美、苏、英、法等国就开始研制可批量生产的“战术”相控阵雷达,最著名的防空雷达诸如美海军的 AN/SPY—1 和陆军的 AN/MPQ—53 爱国者雷达,以及 AN/TPQ—36 和 AN/TPQ—37 炮位侦察雷达等,可作为相控阵雷达的代表。我国研制的固态相控阵雷达,如图 6.61 所示。

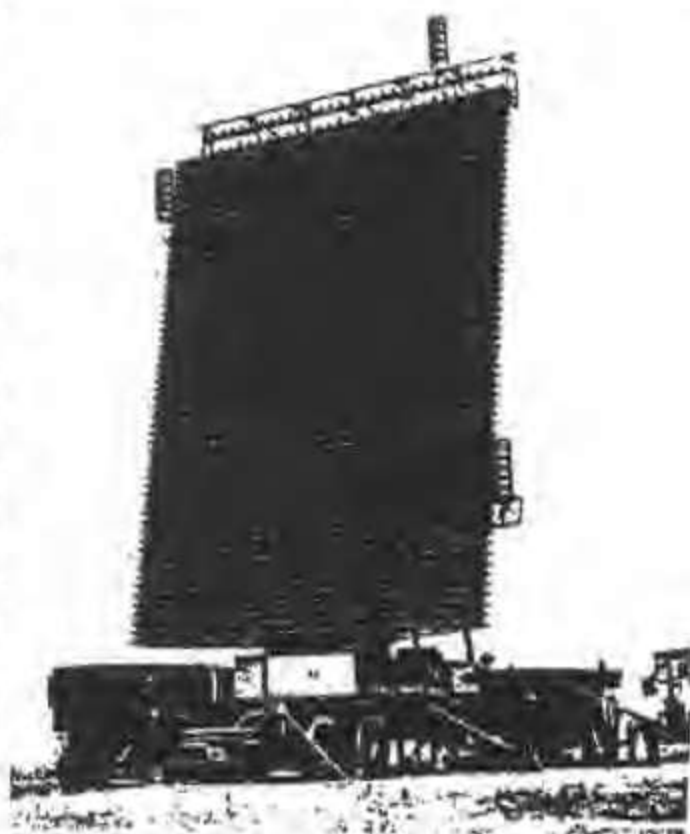


图 6.61 固态相控阵雷达的照片

一般而言,今后发展类似于“Pave Paws”、“丹麦眼镜蛇(AN/FPS—108)”、“鸡舍”等那样体积巨大、成本昂贵的系统,为数不会很多,因此将不是主要方向,而发展战术相控阵雷达的时机正趋于成熟。可以预见,随着微波技术(尤其是超大规模集成电路和超高速集成电路技术)、具有人工智能的高速微机和固态功率源技术、自适应阵列处理技术以及新型信号处理器结构等的发展,可使相控阵雷达性能不断提高,成本显著下降,结构明显改进,因而战术多功能相控阵雷达的数量将会有惊人的增长。

最后,我们将有源相控阵列与机械扫描天线和无源相控阵列的性能比较列在表 6.7 和表 6.8 中,从而可看出,有源相控阵雷达所具有的优点。

表 6.7 机械扫描天线与有源电扫描阵列的性能比较

参 数	机 械 扫 描	AESA
波束形状	固定	可按任务和工作方式选择
RF 品质因数	—	提高 6~8dB(距离增大 40%~70%)
目标驻留时间	固定	可变/最佳化
多目标跟踪	固定	灵活(按跟踪算法要求定)
口面加权	固定	与环境适应
旁瓣	—	降低 5~10dB
带宽	2%~3%	10%~20%
MTBF	Xh	6X~8Xh
大故障前平均时间	Yh	25Yh
故障特点	严重失效	工作可靠但性能下降
重量/功耗/体积	—	相类似
获取费用	—	较高
寿命周期成本	—	大大降低

表 6.8 无源电扫描阵列与有源电扫描阵列的性能比较

参 数	无源 ESA	AESA
波束形状	固定	按任务和工作方式选择
RF 品质因数	—	提高达 9dB,距离增大达 50%
口面加权	固定	与环境相适应
带宽	10%~20%	10%~20%
MTBF	Xh	6X~8Xh
MTBCF	Yh	25Yh
故障特点	严重	工作可靠但性能下降

下面,我们举几个有代表性的例子来说明相控阵雷达的发展趋势。

(1)机载相控阵雷达

机载相控阵雷达的发展趋势可以用两种雷达做代表:其一是 E—8A 和 E—8C 远程侦察机上的联合监视目标攻击雷达系统(JSTARS),它是一部 X 波段的先进的多态旁视相控阵雷达(AN/APY--3),该雷达具有动目标显示监视状态、合成孔径状态、固定目标显示状态以及武器制导状态。它用于监视战场以及到敌军后方之间的区域,覆盖范围为 168km×180km。此外,法国、英国、西德和意大利也研制了功能类似的远程侦察相控阵雷达。这种雷达在海湾战争的实战中证明是有效的,今后将发展其改进型。值得关注的另一载体是将出现的 E—10 监视飞机。E—10 集空中监视、地面动目标显示以及信号情报搜集于一身,一并执行空/空、空/地作战指挥以及战场情报搜集和监视等任务。

正在为 E—10 监视飞机研制的 MP—RTIP 雷达,设计用于远距离探测小型、甚至是隐身

的目标,特别是巡航导弹。该有源电扫描相控阵雷达增加的一些特殊能力,如电子监视和定向能源武器等,有关方面更为保密。MP-RTIP 能够定位隐身的机载目标并干扰其上的计算机和制导系统,通过应用 X 波段雷达能量的聚焦波束,其效果足以干扰对象偏离航程。它在 8~10GHz 带宽内能进行精确地聚焦,具有武器效应。其二是战斗机载相控阵雷达。目前,战斗机载相控阵雷达的研究发展有两条路子:一是有源相控阵雷达(如 AN/APG-77、AN/APG-79 和 AN/APG-81 雷达),二是无源相控阵雷达(如俄国米格-31 机载 Zoslon 雷达和法国 Rafale 机载 RBE2 雷达)。

(2) 陆(海)基防空雷达

海湾战争后,“飞毛腿”一类战术导弹的严重威胁,迫使美国及其盟国把发展战区(战术)导弹防御(TMD)技术作为国防高科技计划的重点。由于相控阵雷达具有多功能、快速扫描,能对付多目标等固有特性。因此,它将在 TMD 中担负着监视与火控的主要角色。现有的诸如陆基“爱国者”的 AN/MPQ-53(C 波段)和海基“宙斯盾”的 AN/SPY-1(S 波段)等雷达将得到改造,并进入 21 世纪。此外,军级地对空导弹系统也将专门配置相控阵火控雷达。

值得注意的是,目前已报道英国的多功能电子扫描自适应雷达(MESAR)(E/F 波段),其特点是应用一有源固态阵列天线,并采用数字波束形成器来实现自适应阵列处理。类似的报道还有西德的电子可控雷达 ELRA(S 波段)等,这类雷达在性能上将有一飞跃。

综上所述,可以看到相控阵雷达的发展趋势如下所述。

(1) 改造与研制并举

今后,实战证明行之有效,诸如上面列举的 AN/TPS-59、AN/APY-3、AN/MPA-53 和 AN/SPY-1、AN/SPG-77、AN/SPG-79、AN/SPG-81 和 AN/FPS-115 等相控阵雷达将引入更新的技术,主要从扩大工作范围、提高作用距离、增强识别真假目标能力以及自适应抗干扰等方面来提高性能。它们在 21 世纪仍然有立足之地。

另一方面,着手研制体制新、性能更高的有源相控阵雷达,诸如采用共同多芯片封装、通(共)用模块、先进的数据分布网络,综合核心处理器以及雷达、通信和电子对抗一体化技术和体系。数字阵列雷达(DAR)又是相控阵雷达的发展趋势之一。

(2) 向固态化、积木化、通用化和数字化方向发展

超高速、超大规模集成电路,具有人工智能的高速微机和固态功率源这三者的发展,必将为有源相控阵雷达创造条件。全固态化是提高可靠性的重要因素,而模块化可适合于大批量生产,从而降低成本。为使相控阵雷达向多用途方向发展,还必须实现结构积木化。

(3) 向多功能、高性能和智能化方向发展

未来的相控阵雷达要求能同时完成诸如搜索、识别、捕获、跟踪、飞机引导、导弹制导、火炮控制以及侦察和干扰等多种功能,因此其性能上必然向大带宽、多极化、多频段、多工作模式以及自适应方向发展。

值得注意的是,具有高处理能力、高可靠性、灵活的可扩充性和易于自适应控制的多芯片多模式雷达信号处理结构将被采用。这种结构将应用于预期 21 世纪开发的数字相控阵雷达中。光电子技术也将对未来相控阵列的发展产生重大的影响,如在相控阵天线系统中采用新颖的光学 RF 波束控制以及利用光纤传输和对射频信号进行分配等将得到应用。神经网络技术用以展示阵列的精确测向能力,一旦阵面出现误差时,它能训练有素地修正阵列误差。总之,利用人工智能的高速微机和分布的处理结构,将使相控阵雷达向智能化方向发展。

第 7 章 数字阵列雷达

7.1 概 述

数字阵列雷达(Digital Array Radar, DAR)是一种接收和发射波束都采用数字波束形成技术的全数字阵列扫描雷达,它是数字雷达的主要类型。正如在电子系统中数字技术正在取代模拟技术一样,数字雷达正在取代模拟雷达。模拟雷达对来自内部和外部的射频干扰以及对温度和湿度都很敏感,而且模拟器件价格较贵。此外,数字雷达可通过改变程序来执行根本不同的工作模式,这是模拟雷达无法实现的。

今天,数字技术已无处不在(Ubiquitous),数字是“信息的 DNA”,是描述进入信息化时代的主要特征。随着电子技术,尤其是超大规模数字电路、多元件 T/R 模块、微处理芯片等元器件以及光纤的发展,开放的数字雷达将会逐渐替代模拟雷达,因为开放的系统易于加入可获得更高性能的模块,而不需要提升整个系统,故而其可编程性、通用性、互换性和移植性更强、更经济。因此,未来的新型雷达系统将是数字的、开放的结构。

目前,雷达面临在严重的杂波环境中检测小目标,且抗多种干扰源。数字雷达可更好地抗射频干扰和其他环境因素影响,由于数字雷达的收/发波束均以数字方式形成,所以拥有许多模拟雷达所不具备的优良性能。其数字数据可加以编程且精确地处理,能很精确地增强弱目标信号并滤掉杂波信号,从而提高雷达的检测和跟踪能力。采用可编程的数字控制系统给雷达的发射特性和装备带来灵活性,可使单个系统在完全不同模式之间或雷达工作方式之间瞬时转换。此外,雷达软件的设计/样机/测试的重复过程比模拟硬件的设计/样机/测试的重复过程实现快得多。此外,数字雷达还具有改善时-能资源管理,提高可靠性,延长寿命和降低成本的潜力。

我们已在第 6 章的有源相控阵雷达一节中,对有源相控阵雷达的组成、数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)等作过介绍,本章仅针对数字阵列雷达(DAR)的组成,数字雷达阵列的数字化要求,数字阵列雷达的数字波束形成分系统作概念性介绍。另外,单列一节数字接收机,因为数字接收机是数字化雷达最先迈入的第一步。

7.2 数字阵列雷达的主要组成^[47,48,49,51]

7.2.1 主要组成

数字阵列雷达系统的基本组成框图如图 7.1 所示。系统工作时,根据工作模式,信号处理系统控制波束在空间进行扫描,实现收/发数字波束形成。

该系统发射时,由数字处理系统产生每个天线单元的幅/相控制字,对各 T/R 组件的信号产生器进行控制而产生一定频率、相位、幅度的射频信号,并输出至对应的天线单元,最后由各阵元的辐射信号在空间合成所需的发射方向图。

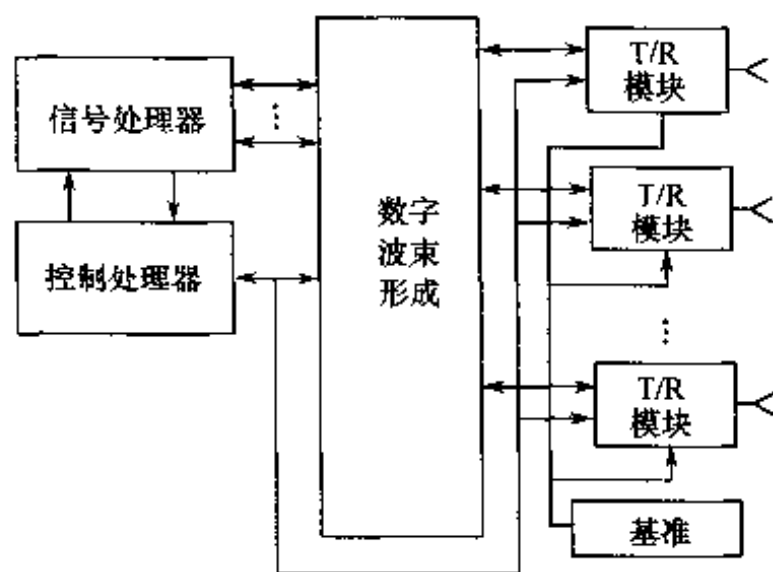


图 7.1 数字阵列雷达结构框图

接收时,每个 T/R 组件接收天线各单元的微波信号,经过下变频形成中频信号,经中频 A/D 采样处理后输出 I/Q 回波信号。多路数字化 T/R 组件输出的大量回波数据通过高速数据传输系统传送至实时信号处理机。实时信号处理机完成自适应波束形成和软件化信号处理,如脉冲压缩、MTI、MTD、PD 等。

1. 数字 T/R 组件

数字阵列雷达的核心部分是数字 T/R 模块,如图 7.2 所示。它包含了整个发射机、接收机、激励器和本振信号发生器。模块的惟一模拟输入是为系统所有单元提供相干的基准本振信号。这样,T/R 模块可以当做一个完整的发射机和接收机分系统。其功能很类似于许多软件可编程无线电结构的前端^①。T/R 模块的模块化结构使人们能对各种应用所要求的专用工作频率和功率电平作相同的基本设计。数字 T/R 组件能完成各种不同形式发射信号的产生和转换。其次,它能实现频率的转换,在发射通道把数字信号转换为射频信号,在接收通道把接收到的目标模拟信号转换为信号处理机所需的数字信号。另外,发射信号所需的相移完全用数字的方法实现,因此其移相的位数可以做得很高。再者,采用中频采样的数字接收机可使 I、Q 正交两路达到很高的指标,因此数字 T/R 组件的收发通道是一个广义的概念,可简单地分成发射数字波束形成通道和接收数字波束形成通道。

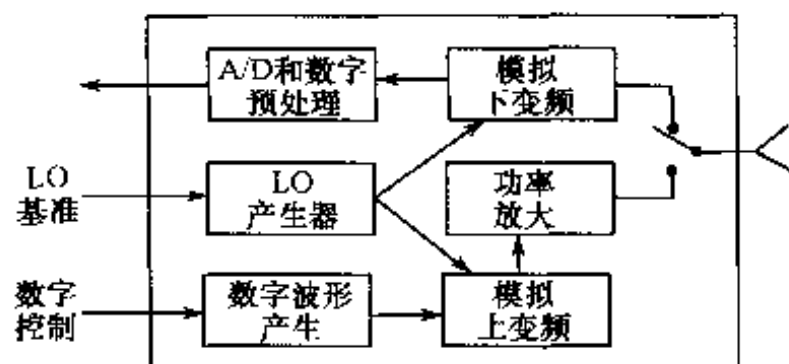


图 7.2 数字阵列雷达 T/R 模块框图

基于直接数字合成器(Direct Digital Synthesizer, DDS)的数字 T/R 组件是数字阵列雷达的关键部分之一。DDS 的幅度和相位近似连续可调,因而可用图 7.2 中数字阵列雷达的波形产生和幅相调整(有关 DDS 后面再作介绍)。T/R 组件包括了频率源、DDS、功放、混频、滤

^① 两者区别在于在给定一个标准平台情况下,“全数字化”的阵列雷达系统不一定用“全软件化”实现,而“全软件化”的软件无线电系统必须是“全数字化”的。

波、A/D 变换等。

数字 T/R 组件有多种实现方式,如集中式频率源数字 T/R 组件、分布式频率源数字 T/R 组件等。其主要研究内容为:

(1)数字 T/R 组件的体系结构;

(2)基于 DDS 技术的发射信号产生技术,包括波形产生技术和频率扩展技术;

(3)基于 DDS 的幅相控制技术,包括幅相控制技术和频率扩展对幅相的影响;

(4)DDS 寄生响应、相位截断误差、幅度量化误差等对波形产生的影响;

(5)数模一体化设计理论;

(6)数字 T/R 组件的一致性和稳定性。这方面内容读者可参阅有关文献,在此不再展开讨论。

2. 数字波束形成

数字波束形成(DBF)是一种以数字技术来实现波束形成的技术。波束形成处理器将数字的幅度和相位的权值在所有通道信号求和之前加到每一个输入信号中,它保留了天线阵列单元信号的全部信息,并可以构成空间受控的一个或多个定向波束从而获得优良的波束性能。例如,可自适应地形成波束以实现空域抗干扰;可进行非线性处理以改善角分辨率。此外,数字波束形成还可以同时形成多个独立可控的波束而不损失信噪比;波束特性由权矢量控制,因而灵活可变;天线具有较好的自校正和低旁瓣性能。数字波束形成的很多优点是模拟波束形成不可能具备的,对提高雷达的性能有着深远的影响,因而越来越得到人们的重视。

数字波束形成技术的优点并不仅仅体现在接收模式下,在发射模式下同样具有许多独特的优势。

3. 大容量高速数据传输技术

大容量高速数据传输是实现数字阵列单元(DAU)与数字处理系统之间的数据交换所必不可少的。有多种办法来实现大容量高速数据传输。例如采用光纤和低压差分传输(LVDS),其传输速率都能达到几百兆。

LVDS 是一种小振幅差分信号技术,使用非常低的幅度信号(约 350mV),通过一对差分 PCB 走线或平衡电缆或光纤来传输数据。它允许单个信道的传输数据率达到每秒数百兆比特(MB)。与 LVDS 相比,光纤传输具有传输距离远、传输数据率高、延迟低、重量轻、保密性能好等优点,其传输数据率可达千兆以上。

4. 高性能软件化信号处理机

数字阵列雷达需要一个功能强大的处理平台来进行任务控制、时序产生、校正处理、波束控制、目标跟踪和显示处理等工作。因此,对采用总线结构的高性能信号处理机进行研究是十分必要的。

根据图 7.1 所示 DAR 的主要组成框图,下面我们介绍一部由美海军研究局(DNA)发起的,由 MIT/LI、NRL/DC 和 NSWC/DD 三机构参与研制的数字阵列雷达实验样机系统。

图 7.3(a)示出该 DAR 系统的概念设计结构图。它由三个子系统即 T/R 组件板、DBF 信号处理器和波形产生器组成。图 7.3(b)是图 7.3(a)的另一种画法。该 DAR 的大部分元器件是市场上可买到的商业成品(Commercial-off-the-shelf, COTS)。图中, COTS 处理器产生数

字波形码和控制信息,并提供一个 56MHz 基点时钟。码和信息脱线(机)产生并存储在存储器中,在雷达工作期间,数据和 56MHz 时钟各自在单根光纤上传输并直通阵列孔径上的一个光分布网络的天线端,在网络中的每根光纤输出到 8 个数字 T/R 模块构成的一组,每个 T/R 模块单元由 DAC、ADC、FPGA(Field Programmable Gate Array)模块、上变频器、滤波器和功率放大器以及接收机组成,在单个天线单元后面接有双工器和接收机保护器。每个来自 T/R 模块的回波数据经光纤路由至处理器。

图 7.4 示出该 DAR 实验样机的布局。

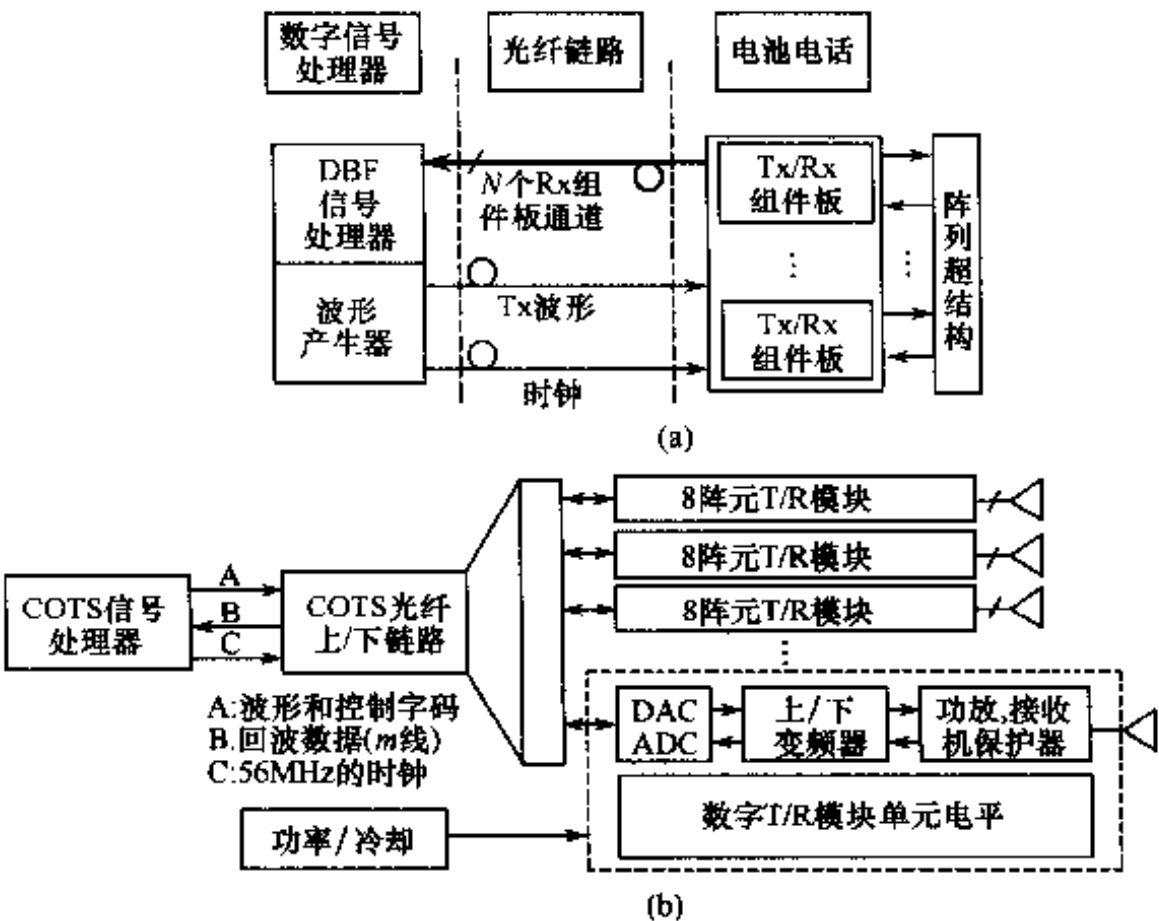


图 7.3 基本的 DAR 系统的概念设计结构图

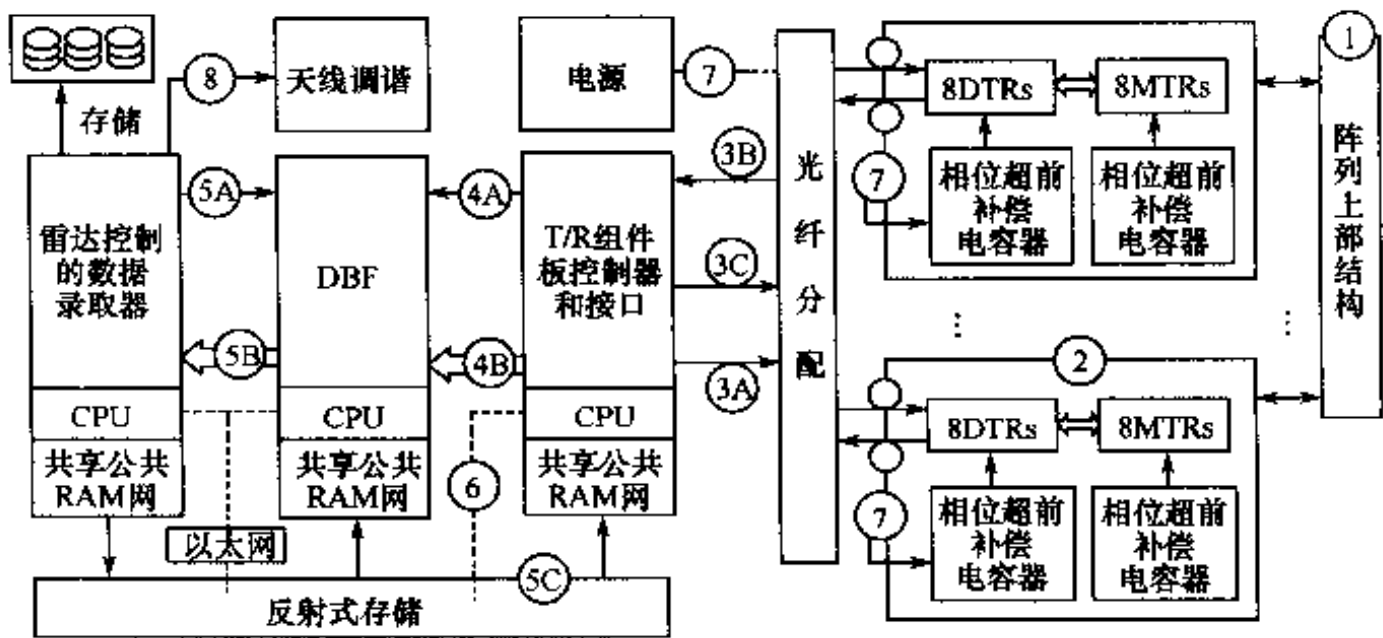


图 7.4 DAR 实验样机的布局

由于 L 波段模拟产品已较成熟,而且低频器件的级增益较高,寄生效应小,从海基和天基数字雷达的成本和覆盖范围考虑,所以选用 L 波段。另外,为控制成本,DAR 样机是一部 96 个阵元的系统。具体技术参数列在表 7.1 中。

该样机的微波部分由混频器、滤波器、放大器和随后的两级功率放大器及驱动放大器组成。数字部分由诸如 FPGA、位串行器和解串行器,以及发射的 D/A 变换列和接收 A/D 变换列等核心技术组成。

表 7.1 DAR 样机雷达参数

参 数	技 术 指 标			现 状
	最小值	额定值	最大值	
工作频率(MHz)	1 215		1 400	√
峰值功率(kW)	15	20		未解决
占空比(%)			10	√
PRF(kHz)	0.3	1	10	√
脉冲宽度(μs)	1		150	√
有源单元(#)		100		√
瞬时带宽(kHz)			815	√
线性 FM		是		√
时钟基底相位 噪声(CW)(dBc/Hz)		-160		√
S/C 改善(dB)		85	100	未解决

表 7.2 列出图 7.4 的 DAR 接口,T/R 组件板是一组 8 个微波 T/R 模块(接口 2),该样机设计成 12 个组件板,以构成总数为 96 个有源阵元。经由光纤(FO)链路(接口 3),T/R 组件板接收基带传递数据,并通过一受遥控的 T/R 组件板控制器来控制字码。组件板控制器经反射式存储器和共享公共 RAM 网络(Scramnet)板(接口分别为 5C 和 6)接收来自雷达控制器的指令,诸如定时门和波形参数指令等。反射式存储器是一个环状基面的高速网状存储器,它均分在不加软件的多路计算机系统中,Q 数据和 I 数据从 T/R 组件板控制器传至 DBF 子系统(接口 4B),在被处理的波束数据被录取后,该样机进行脱线处理。接口 8 是使阵元阻抗调谐到最佳匹配的控制线。

表 7.2 DAR 实验样机接口

接 口	说 明
1	阵列超结构后端
2	T/R 组件板内 DTR 至 MTR
3A,3B 和 3C	光组件板通道,时钟和波形
4A 和 4B	定时和 I/Q 数据
5A,5B 和 5C	FPDP,波束的数目和反射式存储器
6	以太网链路和电缆线
7	输入交流电源孔
8	天线调谐(阻抗)的控制输入

7.2.2 阵列天线和 T/R 模块

该阵列天线是一个矩形,轴对称的平板结构,如图 7.5 所示。阵面分布了 224 个辐射单元,在该样机中,一个有源 T/R 模块馈入一个辐射阵元,除阵列配置 96 个这样的阵元外,其余的阵元均被端接,从而改善了相对小阵列的天线响应。阵元的周围是介质衬底的贴片,贴片在中间被短路且偏馈。圆形贴片的另一特性是谐振频率响应被仿成平方根的球形 Bessel 函数的形状。贴片影响雷达的输出信号的谐波,以改善电磁的兼容性。

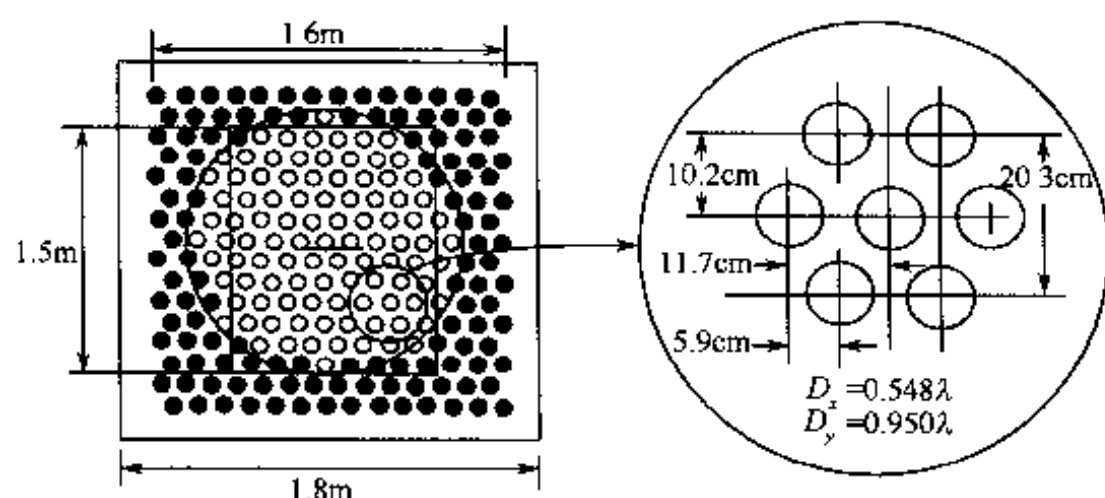


图 7.5 阵列天线布局和内部阵元的间隔图

图 7.6 示出单个微波 T/R(MTR)模块和阵面的圆形辐射阵元图。MTR 模块采用两级超外差系统,且在激励器和接收机链之间分享滤波通路。从数字段到 T/R 模块的接口对发射和接收均是 70MHz 中频(IF)信号。图 7.7 右图示出用左图测得的接收机的 IF 输出级的通频带响应。滤波器响应由末级 IF 上的 SAW 滤波器而得。为使 ADC 之后的混淆最小和抑制 IF 附近的寄生(杂散)频率,SAW 滤波器是必需的,SAW 带宽为 1MHz,它容许 1MHz Chirp 波形由 ADC 加以数字化。由图 7.6 可见,在 MTR 模块的第二级 IF 中的两个 SAW 滤波器是改善对杂散和谐波的抑制。

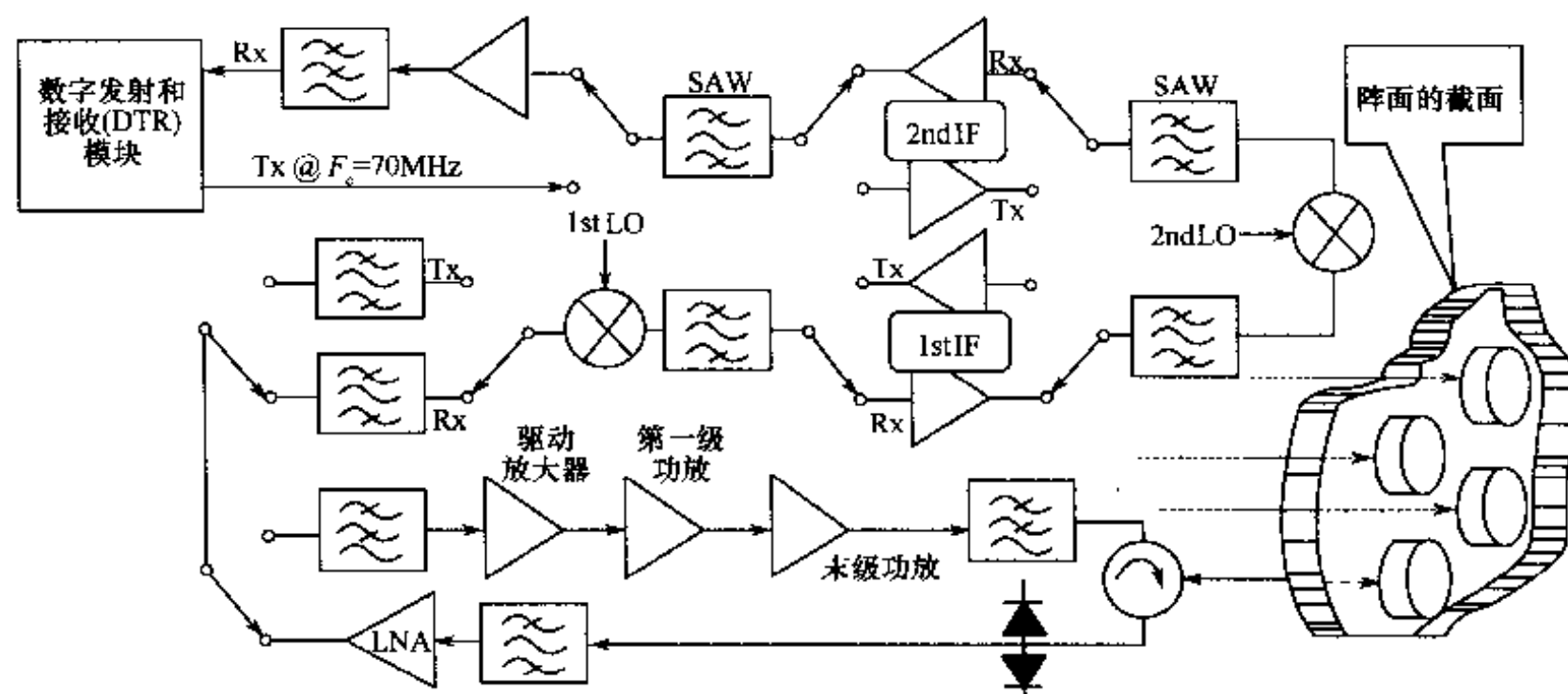


图 7.6 单个微波 T/R 模块和阵面的圆形辐射阵元图

表 7.3 列出该数字 T/R 模块性能技术参数,图 7.8(b)是图 7.8(a)的另一种表示形式。

表 7.3 数字 T/R 模块性能技术参数

参 数	数 值	
频 率	1 215~1 400MHz	
峰值/平均功率	50/5W 级的耦合,C 类(末级)	
模块效率	>25%	
带 宽	<10MHz	
噪声系数	4dB	
前端动态范围	单音(1MHz)	85dB
	双音	70dB
相位噪声(CW)	基底	-160dBc/Hz
	100Hz	-110dBc/Hz

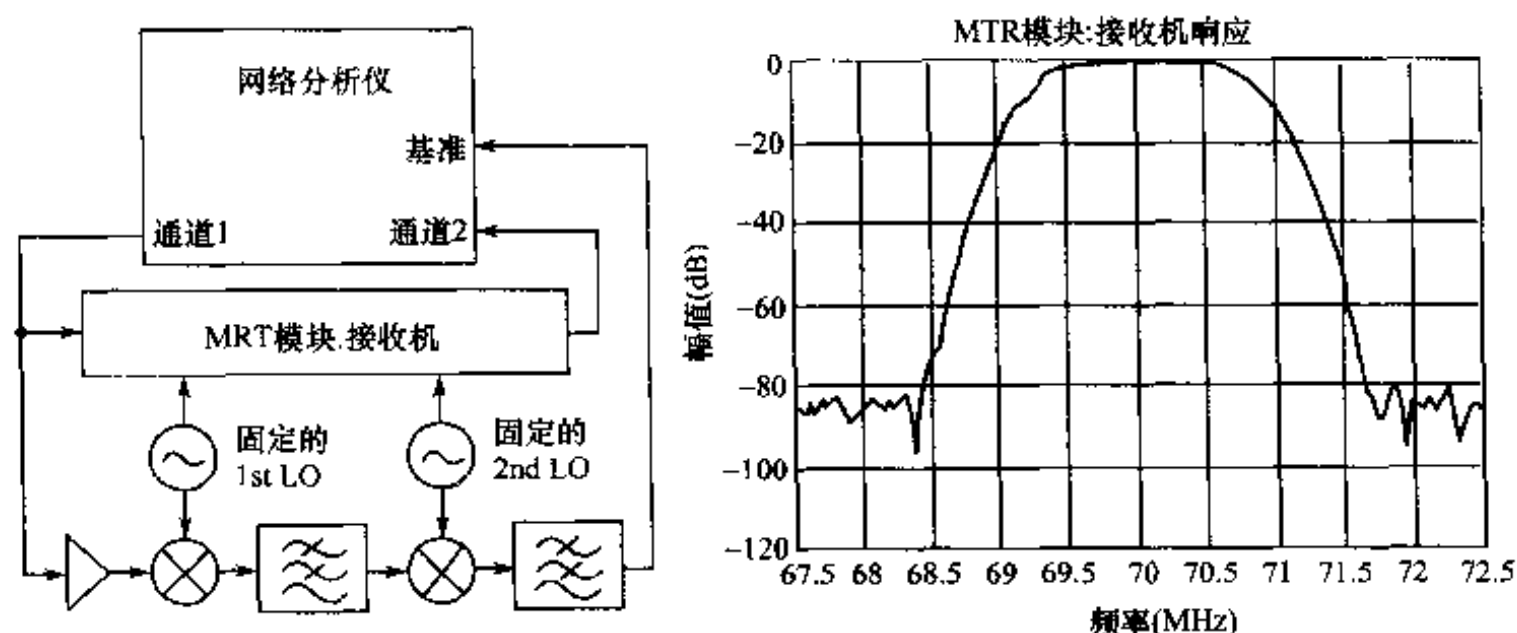


图 7.7 末级 IF 接收机的带宽特性曲线及其测试布局图

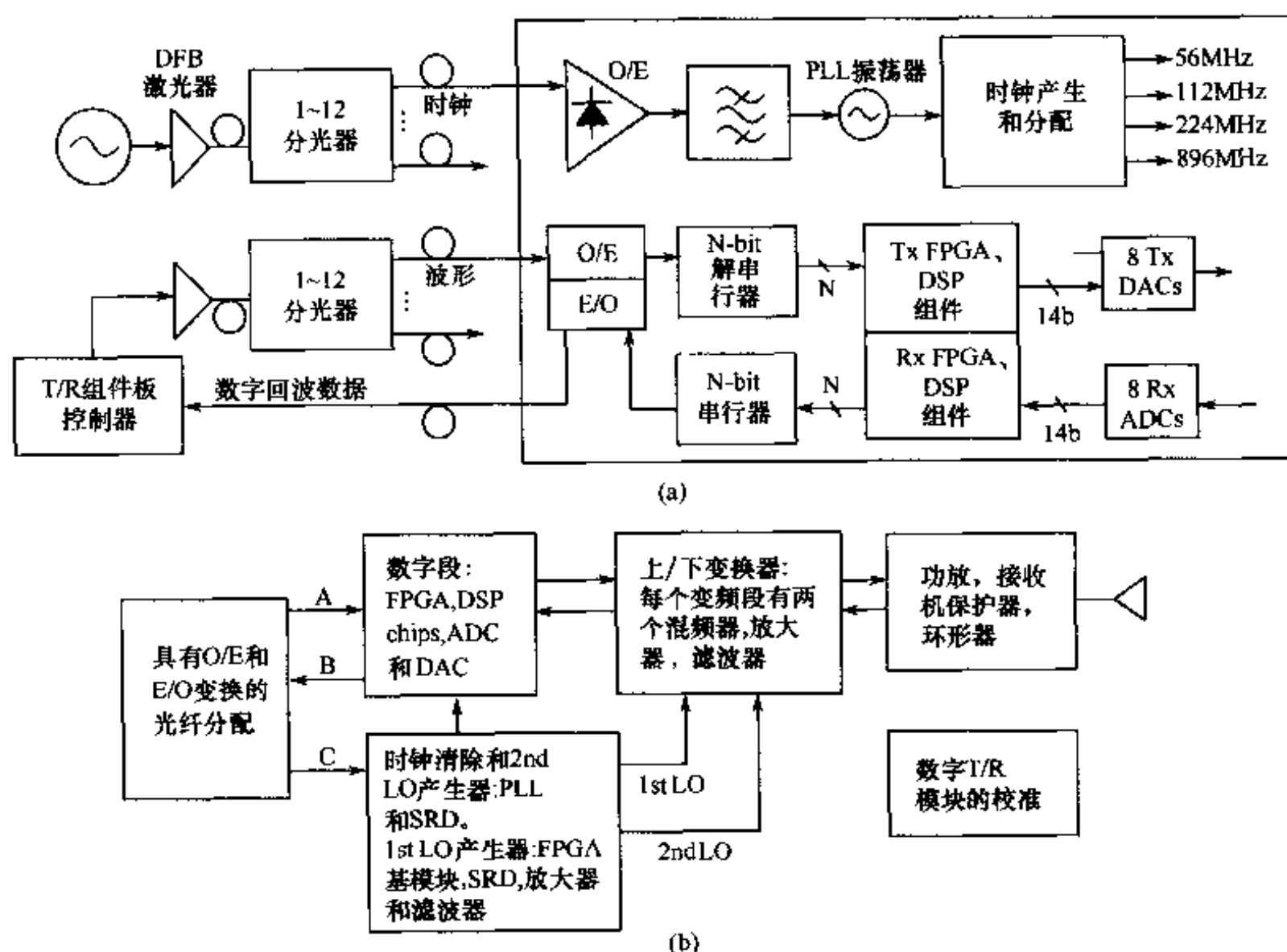


图 7.8 生成波形/时钟的“甲板下面”区域的数字 T/R 模块示意图

由图可见,模块单元由带有电—光(E/O)和光—电(O/E)变换的光纤分配器,数字段,时钟和 LO 分配段以及微波段组成。微波段由上/下频率变换器(见图 7.9),多级放大器链和数字 T/R 模块校准组成。在“甲板下面”的光纤发射器将包含串行数字控制/波形数据和 56MHz 时钟的光脉冲送到天线孔径上的光纤分配器,光纤分配器将光学的 56MHz 时钟和波形数据送入每个 T/R 模块中的光检测器中,在光检波和缓冲之后,56MHz 时钟的噪声性能由一个锁相回路来改善,并且加到产生第 2 个 LO 频率的微波电路。第 1 个 LO 频率由一个 FPGA 基模块和微波电路中的一个乘法器来产生,数字控制/波形数据通过在一个 FPGA(编程的模块)中的几种运算在基带上被译码和调节,然后基带波形经一个 DAC 数字化频率转换并变换到

末级 IF。IF 波形被上变频到发射的频段,功率放大后经一个双工器/环形器耦合到一个天线单元。回波信号被接收,并经一个带有接收机保护器的双工器加到一个下变频器。在数字段中,基带回波信号被变换成数字信号,并通过光纤分配系统加到“甲板下面”的处理器。

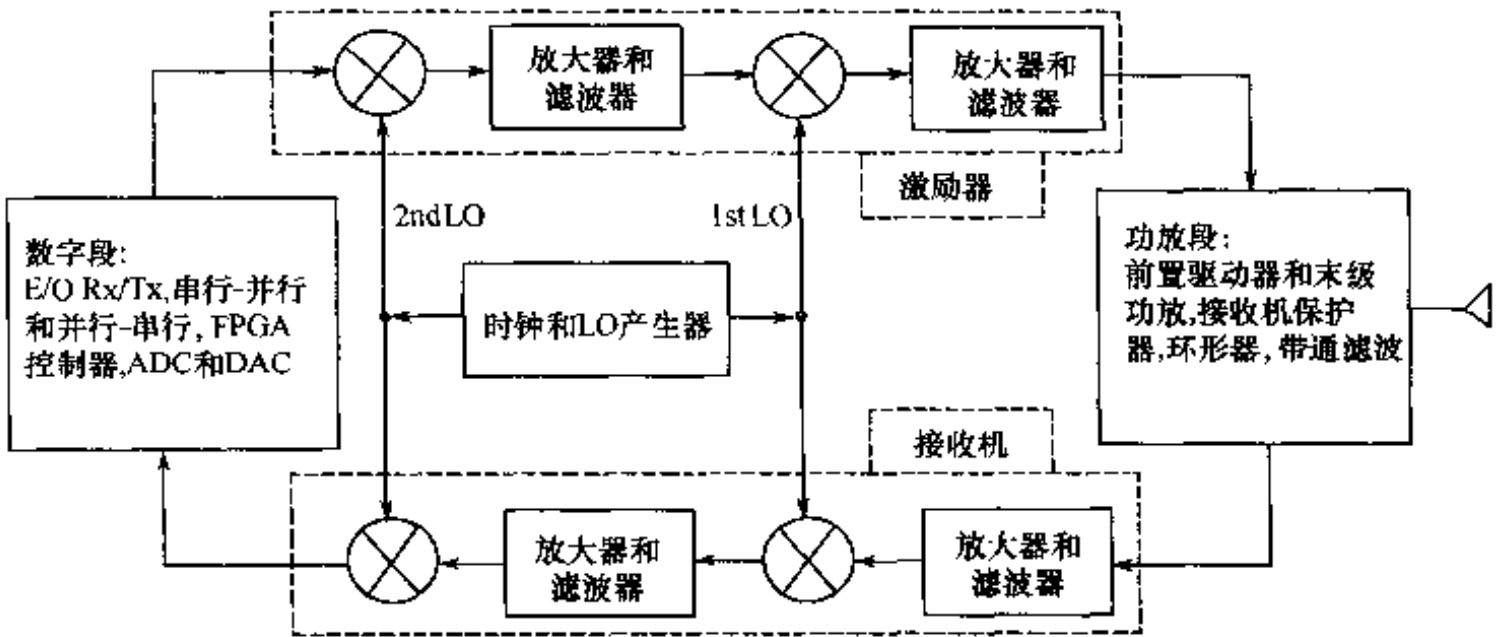


图 7.9 上/下变频器的原理图

7.2.3 光纤(FO)上/下链路和分配

在基带数字数据如何被路由、处理和转换成模拟的和数字的信号方面,数字 T/R(DTR)是比较复杂的,在舰基的装备中,T/R 组件板控制器(见图 7.4)和 DBF 分系统被安装在甲板之下,它们离阵面至少 30m,如图 7.8(a)所示,发射数据在 T/R 组件板控制器上产生,并转换为串行比特(bit)流。这数据流在 1 300nm 的标准波长上光学地变换成单一模式(接口 3A)(在图 7.6 中未画出光学收发机)。

根据 T/R 组件板中光变换的形式,在 T/R 组件板中,光—电(O/E)PIN 变换器将光数据流转换成一个光电管—电平(PECL)信号。

56MHz 的基点时钟在一个超低噪声晶体振荡器中产生,在分成 12 个相等的光信号之前,56MHz 振荡器经过低通滤波和光学变换,然后在每个 T/R 组件板中由一个 Agilent HFBR—53D5 光收发信号机将被分的光学信号光检测。如图 7.8(a)所示,在光—电变换后的电信号被带通滤波,并被锁相在 56MHz 上的一个低噪声的锁相环(PLL)振荡器上。PLL 振荡器重新建立基点时钟的噪声基底,这已受到 E/O-O/E 变换和甲板之下的分布式反馈激光器(DFB)的噪声衰变到由在相同 56MHz 的 PLL 振荡器建立的基底上。

为了说明 PLL 振荡器的用处,在一个 56MHz 的 PLL 振荡器和一个具有 1~12 个分光器的 E/O-O/E 光链路之间作一相位噪声的比较,如图 7.10 所示,图 7.8(a)示出在输入到一个频率乘法器之前的基点时钟,光电检波和滤波。频率乘法器产生的 4 个固定的频率为:×1,×2,×4 和×16。第二个 LO 在一个 224MHz 的固定频率的×4 孔上产生。正如所料,在频率倍乘 4 之后噪声基底上升了 12dB。

在图 7.8(a)中未画出第一个 LO 是由代表 $\Delta\Sigma$ 编码序列的串行比特(bit)流产生的, $\Delta\Sigma$ 序列可脱线用一个 MATLAB 仿真来产生。

发射的雷达波形的产生和编码在 VME 处理器中完成,如图 7.11 所示。为设定驻留时间和波形参数,FPGA 基模块从 VME 处理器提取定时信息并附加一短字码到雷达波形数据上。接着将全部字码转换成光纤发射器的串行数据,来自此发射器的光数据流被上链路送到孔径

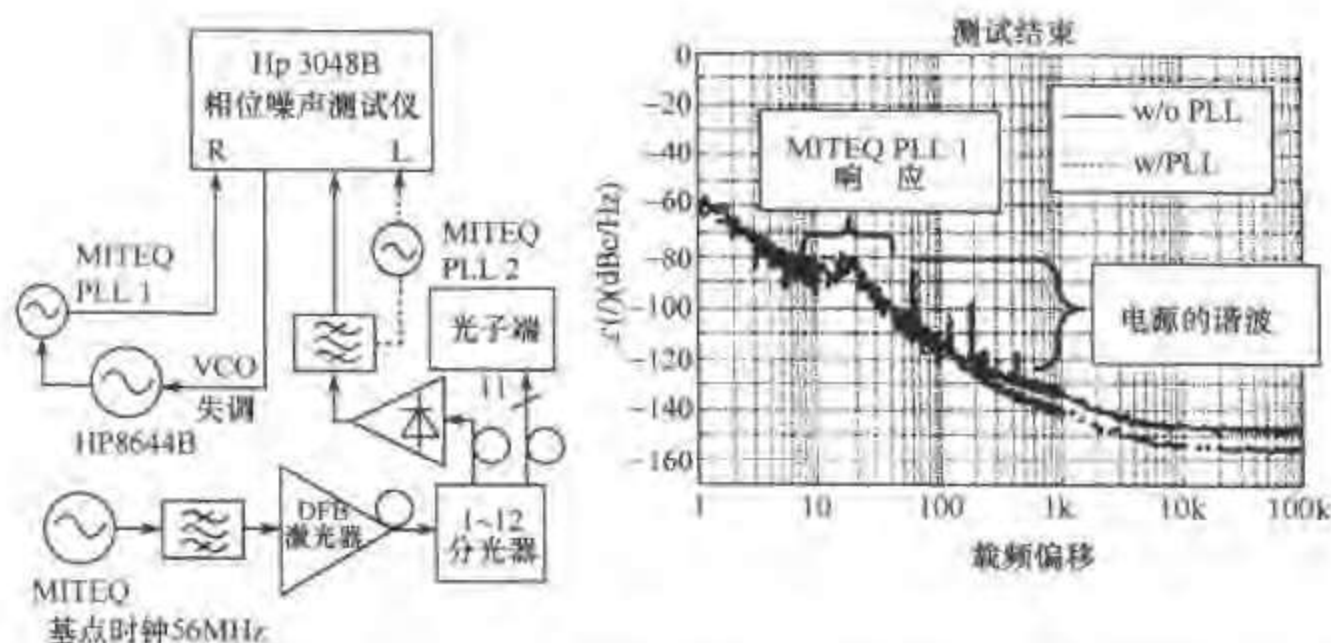


图 7.10 基点时钟与 FO 上链路的相位噪声比较,有和无 PLL 振荡器情况的曲线

天线并分配到所有数字 T/R 模块。为计时数字 T/R 模块中的 ADC 和 DAC 并产生 LO 频率,56MHz 时钟被转换成光信号并且同样地分配在孔径上。在接收机方面,在每个数字 T/R 模块上的 FPGA 基模块通过几种运算来调节基带信号,将它转换成光信号,并传送到“甲板下面”作附加处理的数据流。

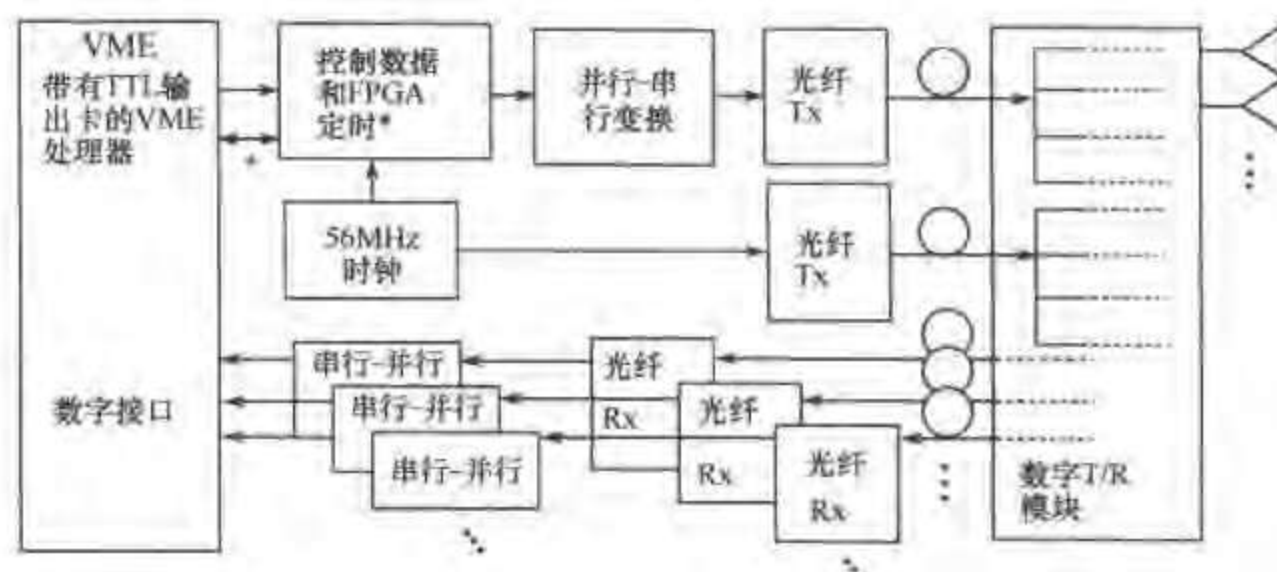


图 7.11 COTS 处理器,光纤上/下链路和分配的原理图

7.2.4 数字段和 DBF 的概念设计

在上/下变频器之前的数字段完成数字数据的发射和接收,如图 7.12 所示。在数字段的发射一边将来自“甲板下面”的光串行数据流转换成电串行数据。然后,包含波形和控制字码的串行数据流转换成以 56MHz 基本时钟速率的并行数字码,并行数字码通过一个 FPGA 基模块来调整,它执行相位/幅度控制,幅值和相位均衡,低通抖动信号的注入,并从基带频率变换成末级 IF,末级 IF 被多路分成 8 个独立通道信号,每个通道为一组 8 个单元的子阵。每个通道输入上变频器的一个 14 位(bit)DAC。在数字段接收这一边,基本上逆向执行上述发射功能。在末级 IF 上的输入波形通过一个 ADC(在 56MHz 上 14 位)加以采样,如图 7.12 所示。数字化的数据是利用最初的由实数据到 I/Q 样本的转换来调节接收的数据,通过对数据加一个 FIR 滤波完成对 I 和 Q 的变换。

基于传统的 RISC 或 DSP 的数字处理技术对小的 DBF 实现是适合的,而对较大规模的 DBF 系统则要求采用专用集成电路(Application-Specific-Integrated-Circuits, ASIC)或 FPGA

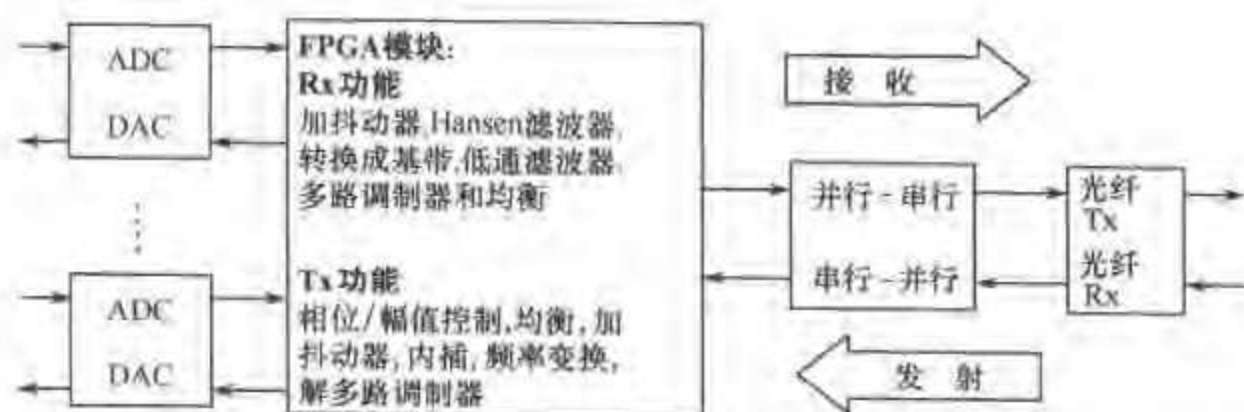


图 7.12 T/R 模块数字段的发射/接收信号流程图

来实现,以满足实时数据率的要求,采用 FPGA 将得到具有所要求数字硬件效能的软件设计的优点,DBF 采用一个 COTS 基的 VME 产品,VME 板容许每个 FPGA 有高达四个 FO I/O 通道和一个外部时钟输入。单块板供 8 个 T/R 组件板的波束形成要求,这意味着对于 96 个阵元的测试阵列需要两个卡(型板)。

为在 DBF 子系统阵元(通道)之间有精确的幅值和相位匹配和控制,所以要求均衡。来自 T/R 组件板的数据作为 8 个通道(每个辐射元一个通道)多路复用 I 和 Q 信号,I 和 Q 信号馈入一个供均衡用的 20 个抽头,16 位的复 FIR。CLB(Configurable Logic Block)是构成逻辑电路的功能器件。一个 Virtex CLB 器件有两个直立的单片组件,它包含两个逻辑单元。一个逻辑单元是 CLB 的基本标准组件,它包含一个有 4 个输入的函数发生器,进位逻辑和一个存储单元。制成一个由 4 个 FIR 和加法器构成的复数 FIR 大约需要 1 200 个单片组件,串行位流的实现要求每个样本 16 个循环,因此所要求的时钟速率仅为 56MHz。

一个基本的平行多路复用乘法器的执行要求约 10 000 个单片组件。为使在 FPGA 中可获得资源最佳化,在波束形成的加权应用中的复数乘法器的阵列将按复式的输入数据率运行,图 7.13 示出 DBF 子系统的基本示意框图。

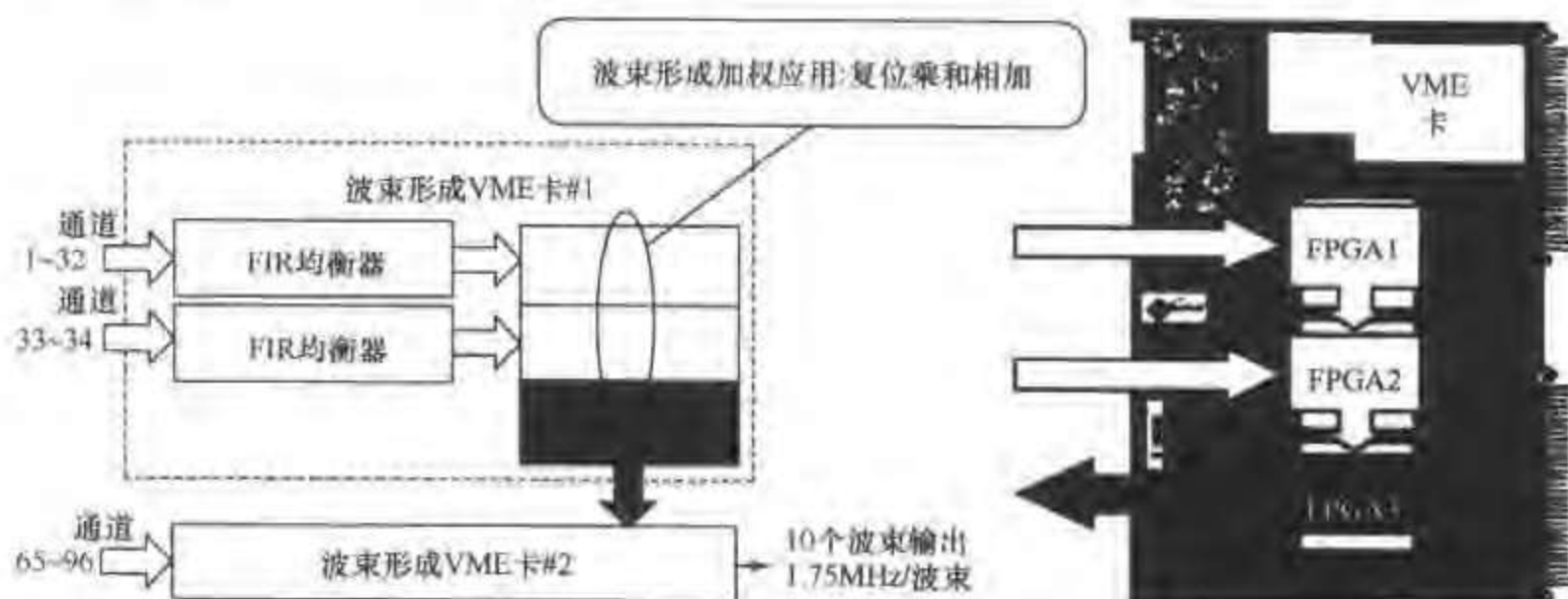


图 7.13 引自 Annapolic 微系统的 VME 基 DBF 设计和 VME 硬件的概念示意图

7.3 数字阵列雷达的阵列数字化要求^[50]

7.3.1 概述

随着诸如 ADC、FPGA、DDS 芯片等关键数字技术水平的不断改进,高度数字化雷达阵列正在变成现实,阵列的数字化的提高可满足以下雷达需求:

- ① 提高动态范围以便允许在杂波中检测小目标。
- ② 在接收端多波束形成,有利于雷达对所有功能均可有效地运用可获得能量。
- ③ 自适应波束形成(ABF),以降低人为的和自然的干扰。

数字阵列雷达在发射端和接收端都实现数字波束形成,在发射端,波形直接在阵列的每个阵元中合成,可采用多种模式形成发射波束。同样,可采用多种 DAR 系统接收孔径形成接收波束。图 7.14(a)示出几种潜在的 DAR 收、发波束模式。在此,不作具体形成方法的讨论了。

图 7.14(b)示出将阵列单元组合成若干子阵实现模拟波束形成层面,然后一起实现接收数字波束形成层面的示意图。

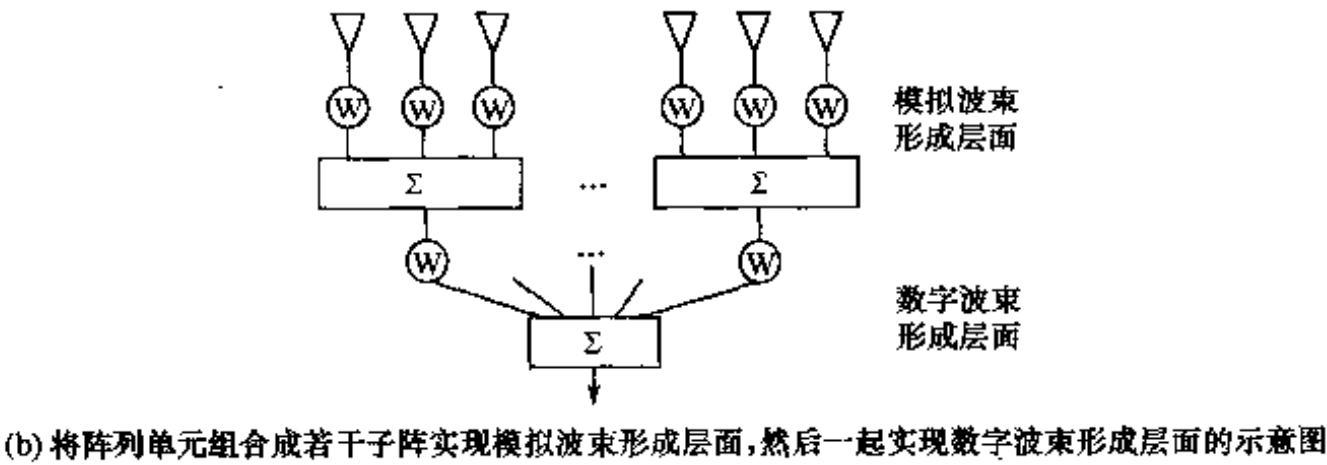
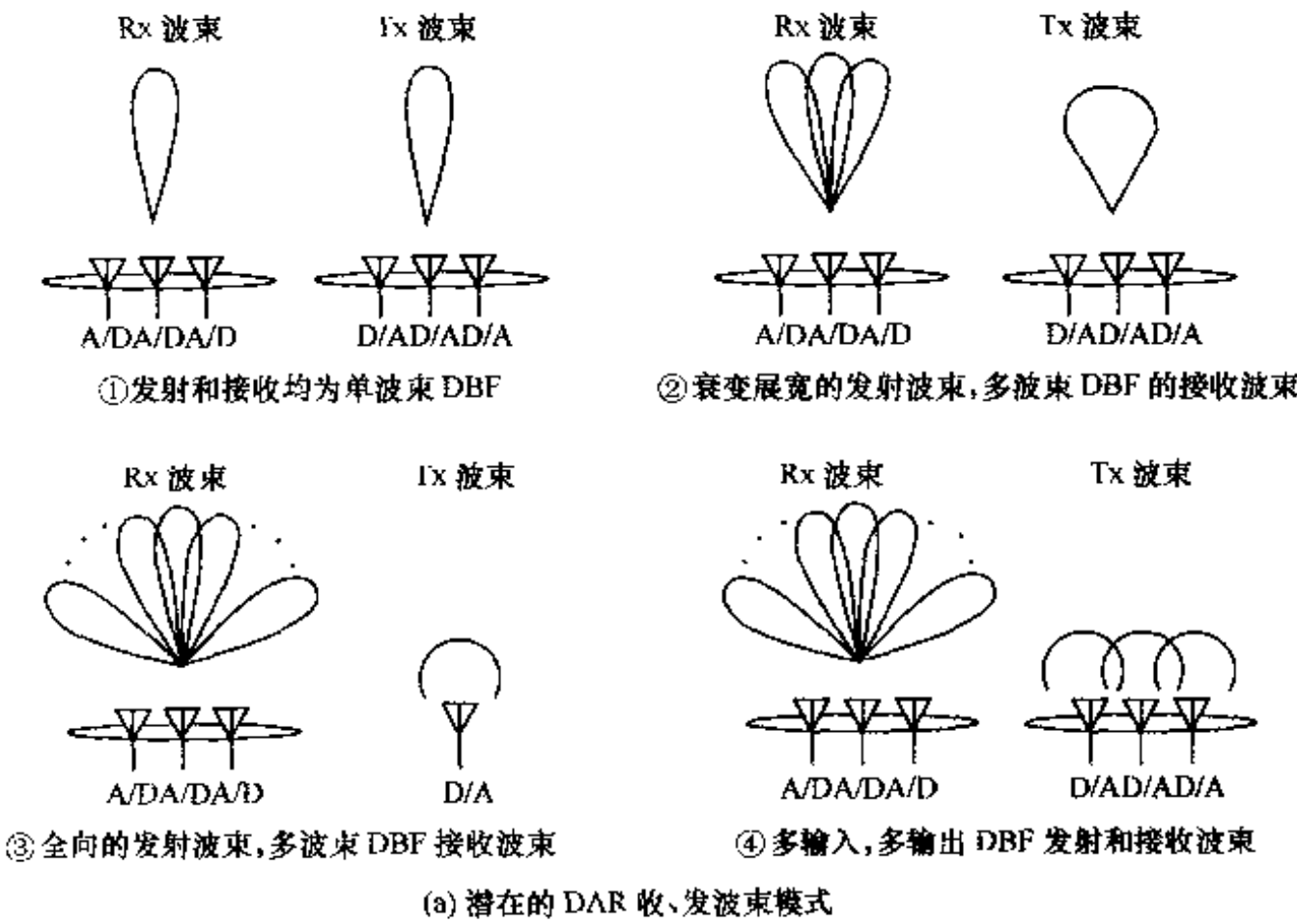


图 7.14 DAR 的 DBF 概念图

在图 7.14(b)中可见,数字接收通道恰好像子阵列排列,接收阵列常采用随机化的和重叠的邻接两种子阵形式。阵列形状和子阵组态的选择趋向于与系统用途有关。例如,线性阵列适合于许多机载雷达,反之,圆形阵列适合于地(表)基多功能雷达。

阵元电平数字化这一术语用于表示阵列的完全数字化,也就是每个子阵含单个天线阵元。阵列数字化的关键器件是数字 T/R 组件,它是基于 DDS 技术的移相功能代替传统的微波数字移相器,用其幅度控制功能代替传统的微波数控衰减器,将波束形成和波形形成融合在一起,实现 DBF 的功能。在数字发射机中,数字 T/R 组件幅度和相位调整是在数字部分(也就是在 DDS 中)实现的,因此保证上变频通道幅度、相位的线性对最终发射波束形成是至关重要的,也就

是说应使经 DDS 完成幅相控制的较低频率信号变换到射频所引入的幅相误差尽可能小。

在数字接收机中,直接输出数字 I/Q 信号,这属于数字接收机的范畴,但接收支路设计的重点是多路接收支路之间具有良好的相似性,通道具有大动态范围,特别是通道的无杂散动态范围。下面仅对数字阵列的动态范围作一讨论。

7.3.2 动态范围^[53]

在 DAP 的雷达接收机中,动态范围反映雷达能处理最大信噪比(SNR)受 ADC 的分辨力所限制的程度。

1. ADC 的动态范围

下面我们先讨论 ADC 的动态范围(ADC-DR)。我们知道,ADC 将一个连续的输入电压变换为可用二进制编码表示的离散输出电平,其最小的离散电压步距称为量化电平。变换通常在相同间隔的时间点上进行,这就是我们所说的均匀采样时间。代表 ADC 输出与输入对应关系的变换函数如图 7.15 所示。图 7.15(a)、图 7.15(b)分别显示了 3 位的“中间取平”和“中间提升”两种方法,其中, x 轴是模拟输入, y 轴代表数字输出。在“中间取平”的结构中输出 y 有一个零电平,由于电平数量的总数通常是 2 的幂次方,所以正电平的数量和负电平的数量是不相等的。在本图例中,负电平比正电平多一个。显然,“中间取平”方法具有不对称的输出。

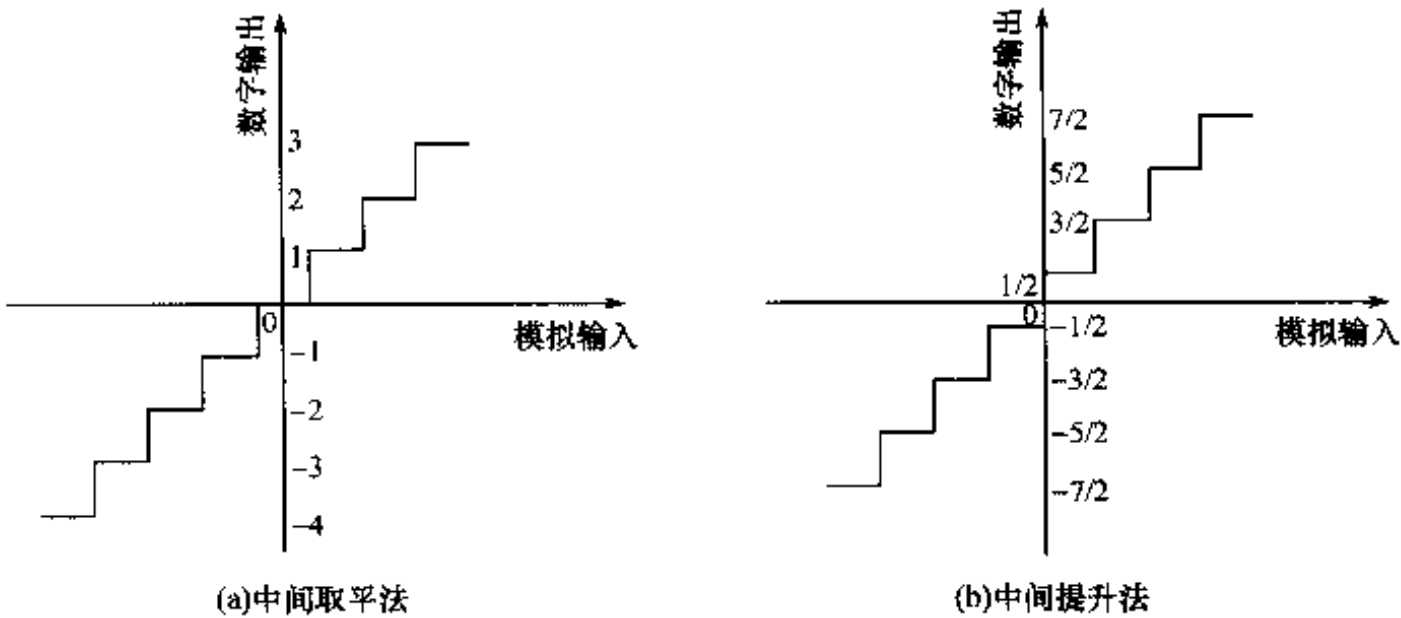


图 7.15 ADC 的变换函数示意图

“中间提升”方法中输出 y 没有零电平,它含有相等的正电平数和负电平数,因此其输出是对称的。我们通常用正弦波来测试高频 ADC,由于正弦波是对称的,所以通常采用“中间提升”模式。

图 7.16 表示了理想 ADC 的变换特性。如果输入相对于时间成线性增长,则其输出和量化误差就如图 7.16 所示。显然,量化过程是一个非线性过程,因此很难进行数学分析。对于实际的 ADC 来说,要使其量化电平达到一致也有相当困难,所以其量化误差会比理想状态更差。

ADC 的最大输入信号通常定义为振幅与 ADC 的最高电平相匹配的正弦波。如果信号比这个最大电平

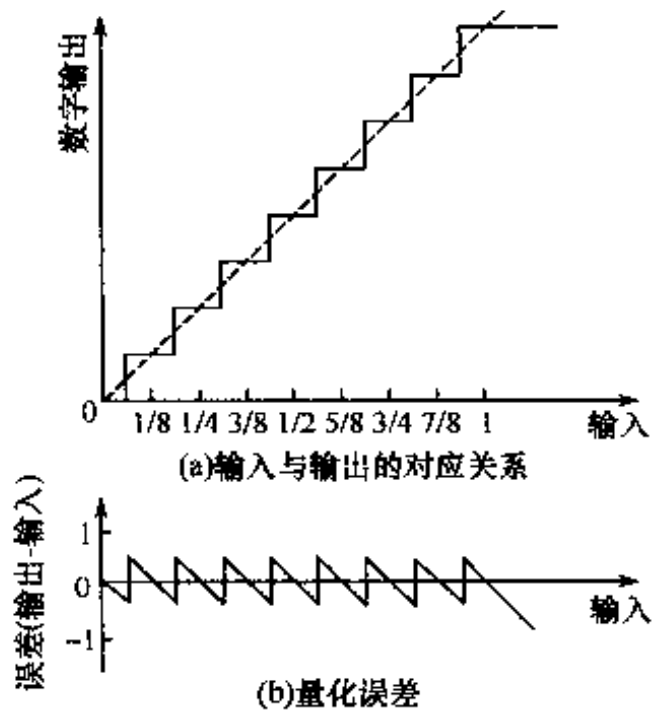


图 7.16 理想 ADC 的性能的示意图

还大,则输出波形将被限幅。如果一个输入信号比该信号小,则不是所有的比特位都能被置位。最大电平通常决定动态范围的上限。如果没有噪声且输入电压与 ADC 的最大范围匹配,则电压 $V_{\max}$ 为

$$2V_{\max} = 2^b Q \text{ 或 } V_{\max} = 2^{(b-1)} Q \quad (7-1)$$

式中, b 为位数, Q 为每一量化电平的电压。该等式说明了正弦波可以达到最大量化电平的顶部和最小量化电平的底部。

幅度与最大电平匹配的正弦波的功率为

$$P_{\max} = \frac{V_{\max}^2}{2} = \frac{2^{2(b-1)} Q^2}{2} = \frac{2^{2b} Q^2}{8} \quad (7-2)$$

式中,输入阻抗假设为单位阻抗。我们通常感兴趣的是功率比值,因此在使用功率比值时将删除阻抗。但是,在某些计算中则需要包含阻抗以获得实际的功率值。

如果没有噪声,则将能引起最低有效位 (LSB) 产生变换的电压认为是最小信号,否则, ADC 将难以检测到信号。在这一条件下,最小电压 $V_{\min}$ 等于一个量化电平,或

$$2V_{\min} = Q \quad (7-3)$$

相应的功率为

$$P_{\min} = \frac{V_{\min}^2}{2} = \frac{Q^2}{8} \quad (7-4)$$

动态范围可以定义为 $P_{\max}$ 和 $P_{\min}$ 的比值,写为

$$\text{ADC-DR} = \frac{P_{\max}}{P_{\min}} = 2^{2b} \quad (7-5)$$

通常将它写成对数形式为

$$\text{ADC-DR} = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right) = 20b \log(2) \approx 6.02b(\text{dB}) \quad (7-6)$$

这就是为什么我们通常称 ADC 的动态范围为 6.02 dB/位。

然而,接收机的动态范围还取决于接收机和 ADC 前端的放大器性能。

在正弦波的真实值和它的量化值之间就存在一个差值(误差)。因为误差可以是量化电平范围内的任意值,所以我们有理由假设误差的概率在量化电平 Q 上是均匀分布的。这样,幅度的概率密度函数即为 $1/Q$ 。从量化误差可以求得量化噪声功率为

$$N_b = \frac{1}{Q} \int_{-Q/2}^{Q/2} x^2 dx = \frac{Q^2}{12} \quad (7-7)$$

有时我们把这个量当做接收机的灵敏度电平。在这一条件下,利用式(7-2),可以得到最大信噪比(S/N)为

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = \frac{P_{\max}}{N_b} = \frac{3}{2} 2^{2b} \quad (7-8)$$

这个量可以用对数形式表示为

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{N_b} \right) = 10 \log(1.5) + 20b \log(2) = 1.76 + 6.02b(\text{dB}) \quad (7-9)$$

式(7-6)和式(7-9)之间的差别是因子 1.76,这是因为两个等式中的下限不同。后者考虑了理想 ADC 的量化噪声。

2. DAR 的动态范围问题

最大动态范围的要求多半是针对杂波或干扰。因此,杂波动态范围的要求可归纳为

要求的动态范围 = $\frac{\text{累计的杂波功率}}{\text{噪声功率}}$ (7-10)

由图 7.16 可知,ADC 可理解为无压缩雷达的脉冲,所以杂波功率是通过在脉冲宽度和天线波束方向图(近似为主波束宽度)范围里所累计的杂波回波而得。特定系统所要求的动态范围可用下式获得,即

$$\int_{r_0}^{r_0+l} \frac{P_t G_t G_r \theta \sigma^0 \lambda^2}{(4\pi)^3 L r^3} dr \times \frac{1}{kTF_n B} = \frac{P_t G_t G_r \theta \sigma^0 \lambda^2}{2kTF_n B (4\pi)^3 L} \left[\frac{1}{r_0^2} - \frac{1}{(r_0+l)^2} \right]$$
 (7-11)

式中, P_t 为峰值发射功率; G_t 和 G_r 分别为发射天线增益和接收天线增益; θ 为波束宽度; σ^0 为杂波反射率; r_0 为起始距离; l 为脉冲宽度所对应的长度; λ 为波长; L 为总损耗; k 为玻耳兹曼常数; T 为温度; F_n 为噪声系数和 B 为带宽。

通过将一大天线分成若干子阵,每个子阵有其自己的 ADC,式(7-11)中的 G_r (接收天线增益)项被化为每个 ADC 的增益 G_E (看成较小天线增益)的组合。假设在接收上采用 DBF,接收阵列采用 N 个数字接收机,也就是在阵列中每个接收机取样单个阵元(或子阵)的输出。这就在接收之前天线增益从 G_r 降到 G_E (G_E 为单个阵元的增益),因而增益降低高达 N (即 $G_E \geq G_r/N$) 倍,因此,与常规雷达相比,接收机上的杂波功率可降低 N 倍,从而降低了动态范围的要求。现在整个雷达系统的动态范围 DR 由 ADC 的动态范围 ADC-DR 和被组合的子阵数目而定,即

$$DR = ADC-DR \left(\frac{\text{子阵比(率)}}{\text{子阵比(率)}} \right)$$
 (7-12)

式中,子阵比(率)或是重叠比(率)(对于重叠的子阵而言),或是最大值与平均值的比(率)(对于不同阵元数目的随机子阵而言)。即使从 ADC 到 ADC 的 ADC 噪声是相关的,仍然可确保动态范围获得改善。图 7.17 示出利用数字化的子阵可获得动态范围的改善的曲线。

加大相控阵列雷达天线的数字化将导致动态范围,多波束形成和自适应波束形成等性能定量地改善。

表 7.4 概括了应该采用的结构形式,并可看到随着大型相控阵雷达中数字通道数目的增加,可获得其性能改善和功能增加。

表 7.4 合适结构的概括

数字通道数目	所选通道形式	雷达功能
1	$\sum$	检测目标
2 ~ 3	$\sum \Delta_\alpha \Delta_\beta$	• 同上功能 • 角估计
3 ~ 4	$\sum \Delta_\alpha \Delta_\beta \Delta_r$ SLB	• 同上全部功能 • 旁瓣消隐

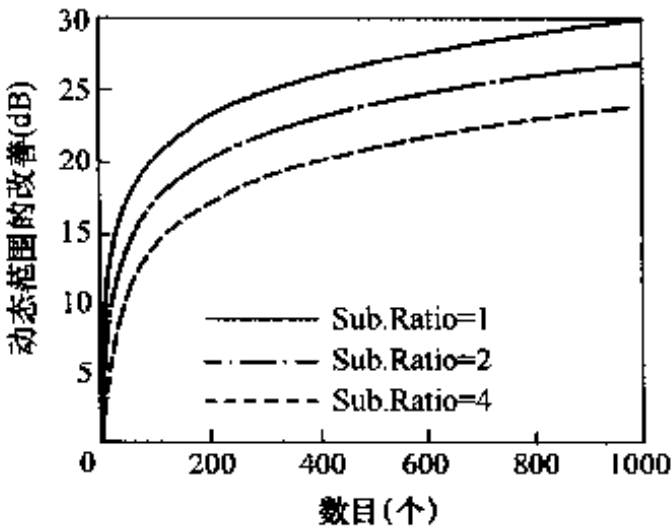


图 7.17 利用数字化的子阵可获得动态范围的改善的曲线

(续表)

数字通道数目	所选通道形式	雷达功能
5 ~ 32	$\sum \Delta_a \Delta_g$ SLB ^① SLCs ^②	· 同上全部功能 · 干扰置零
32 ~ 64	子阵和 SLCs	· 同上全部功能 · 改善动态范围
64 ~ 256	子阵	· 同上全部功能 · 多波束形式(MBF)
256 ~ 1000	子阵	· 同上全部功能 · 更好的 MBF 和 DR
阵元数字化		· 上述各功能更好

① SLB(旁瓣消隐), ② SLC(旁瓣对消)。

7.4 数字波束形成^[46,48,51,55,56]

全数字化相控阵列雷达不仅接收波束形成以数字方式实现,而且发射波束形成同样以数字技术实现。

数字波束形成技术充分利用阵列天线所获取的空间信息,通过信号处理技术使波束获得超分辨率和低旁瓣的性能,实现了波束的扫描、目标的跟踪以及空间干扰信号的置零,因而数字波束形成技术在雷达信号处理、通信信号处理以及电子对抗系统中得到了广泛的应用。数字波束形成是把阵列天线输出的信号进行 A/D 采样数字化后送到数字波束形成器的处理单元,完成对各种信号的复加权处理,形成所需的波束信号。只要信号处理的速度足够快,就可以产生不同指向的波束。下面对接收数字波束形成和发射数字波束形成作一说明。

7.4.1 接收数字波束形成

接收数字波束形成就是在接收模式下以数字技术来形成接收波束。接收数字波束形成系统主要由天线阵单元、接收组件、A/D 变换器、数字波束形成器、控制器和校正单元组成。

在 DAR 中接收数字波束形成系统将空间分布的天线阵列各单元接收到的信号分别不失真地进行放大、下变频等处理变为中频信号,再经 A/D 变换器转变为数字信号。然后,将数字化信号送到数字处理器进行处理,形成多个灵活的波束。数字处理分成两个部分:波束形成器和波束控制器。波束形成器接收数字化单元信号和加权值而产生波束;波束控制器则用于产生适当的加权值来控制波束。

7.4.2 发射数字波束形成

在 DAR 中发射数字波束形成是将传统相控阵发射波束形成所需的幅度加权和移相从射频部分放到数字部分来实现,从而形成发射波束。发射数字波束形成系统的核心是全数字 T/R 组件,它可以利用 DDS 技术完成发射波束所需的幅度和相位加权以及波形产生和上变频所必需的本振信号。

发射数字波束形成系统根据发射信号的要求,确定基本频率和幅/相控制字,并考虑到低旁瓣的幅度加权,波束扫描的相位加权以及幅/相误差校正所需的幅相加权因子,形成统一的

频率和幅/相控制字来控制 DDS 的工作,其输出经过上变频模式形成所需工作频率。

7.4.3 数字波束形成器的 FPGA 实现概念

当前,随着电子技术与工艺的发展,数字集成电路从中小规模集成电路发展到大规模、超大规模集成电路(VLSI)。而可编程逻辑器件到今天,已经发展到现场可编程逻辑门阵列(FPGA)和复杂可编程逻辑器件(CPLD)阶段,可以完成极其复杂的超大规模组合逻辑与时序逻辑。随着处理技术与工艺的发展,超大规模、超高速、低功耗的新型可编程逻辑器件不断推陈出新,为实现最新的片上系统(SoC)提供了强大的技术基础。

由于 DAR 的数字波束形成一般是通过 DSP 或 FPGA 用软件实现的,所以具有很高的灵活性和可扩展性。

下面先对 FPGA 器件的现状作一说明。FPGA 器件在数字阵列雷达中可完成数字波束形成、高速高效数字上/下变频器、实时数字调制和解调以及数字基带处理等功能。目前 FPGA 器件在系统门数、存储能力、I/O 引脚数及功耗等方面已有很大提高。例如美国设计厂商 Xilinx 推出了内部集成 CPU 内核的 FPGA 产品系列 Virtex-II,其内部工作时钟可达 420MHz 以上,最大规模可达 800 万门(XC2V8000),18×18 乘法器最多可达 168 个以上。

表 7.5 列出 Stratix 系列 FPGA 的主要内部资源。

表 7.5 Stratix 系列 FPGA 的主要内部资源

特 性	EP1S10	EP1S20	EP1S25	EP1S30	EP1S40	EP1S60	EP1S80
逻辑单元(LEs)	10 570	18 460	25 660	32 470	41 250	57 120	79 040
M512 RAM 模块	94	194	224	295	384	574	767
M4K RAM 模块	60	82	138	171	183	292	364
MegaRAM 模块	1	2	2	4	4	6	9
RAM 总量(位)	920 448	1 669 248	1 944 576	3 317 184	3 423 744	5 215 104	7 427 520
DSP 模块	6	10	10	12	14	18	22
嵌入式乘法器(9×9)	48	80	80	96	112	144	176
锁相环	6	6	6	10	12	12	12
用户最多可用 I/O	426	586	706	726	822	1 022	1 238

该系列 FPGA 的主要特点如下:

(1) 高性能体系

Stratix 系列器件的新结构采用了 Direct Drive™ 技术和快速连续 Multi Track™ 互连技术。Multi Track™ 互连技术可以根据走线不同长度进行优化,改善内部模块之间的互连性能。Altera 公司特有的 Direct Drive™ 技术保证片内所有函数可以直接连接使用同一布线资源。这两种技术与 Quvatus II 2.0 以上版本软件提供的 Logic Lock(tm)功能相结合,便于进行模块化设计,简化了系统集成。Stratix 系统器件片内的全局和本地时钟资源提供了多达 40 个独立的系统时钟,有利于实现最丰富的系统性能;全新的布线结构,分为三种长度的行列布线,在保证延时可预测的同时,增加了布线的灵活性。

(2) 大容量存储资源

Stratix 器件中的 TriMatrix 存储结构具有多达 7Mbit 的嵌入存储器和多达 8Tbps 的总存储带宽;有三种不同的嵌入存储模块类型,它们都具有混合宽度数据和混合时钟模式以及嵌

入移位寄存器功能,可用于多种不同的场合:

① 512bit M512 模块($512 \times 1\text{bit} \sim 32 \times 18\text{bit}$)

512 位模块加上校验,可用于接口速率适配的 FIFO。

② 4Kbit M4K 模块($4\,096 \times 1\text{bit} \sim 128 \times 36\text{bit}$)

4K 位模块加上校验,可用于小型数据块存储和多通道 I/O 协议。

③ 512Kbit MegaRAM 模块($64 \times 9\text{bit} \sim 4\text{K} \times 144\text{bit}$)

512Kbit RAM 加上校验,可用于存储大型数据块或者 Nios™ 现嵌入式处理器软核代码等。其中 4Kbit M4K 模块和 512Kbit MegaRAM 模块支持完全的双端口模式。所有存储资源分布在器件中,设计者可根据设计的存储器类型和容量大小,通过 Altera Quartus II 软件的 MegaFunction 函数,灵活选择不同参数,配置成特定存储容量的 RAM、DPRAM、FIFO 等特殊模块。

(3) 高带宽 DSP 模块

Stratix DSP 模块包括硬件乘法器、加法器、减法器、累加器和流水线寄存器。各个功能单元之间有专用的走线,具有针对 Stratix 器件内部大量存储器的专用存储器结构接口,因此通过优化设计,每个 DSP 模块可提供高达 2.4GMACS 的数据吞吐性能,并且具有尽可能小的布线拥塞。

图 7.18 示出数字波束形成的 FPEA 执行过程的框图。下面我们对图中 CORDIC(Coordinate Rotation Digital Computer)算法作一说明,以便于对图 7.18 的理解。

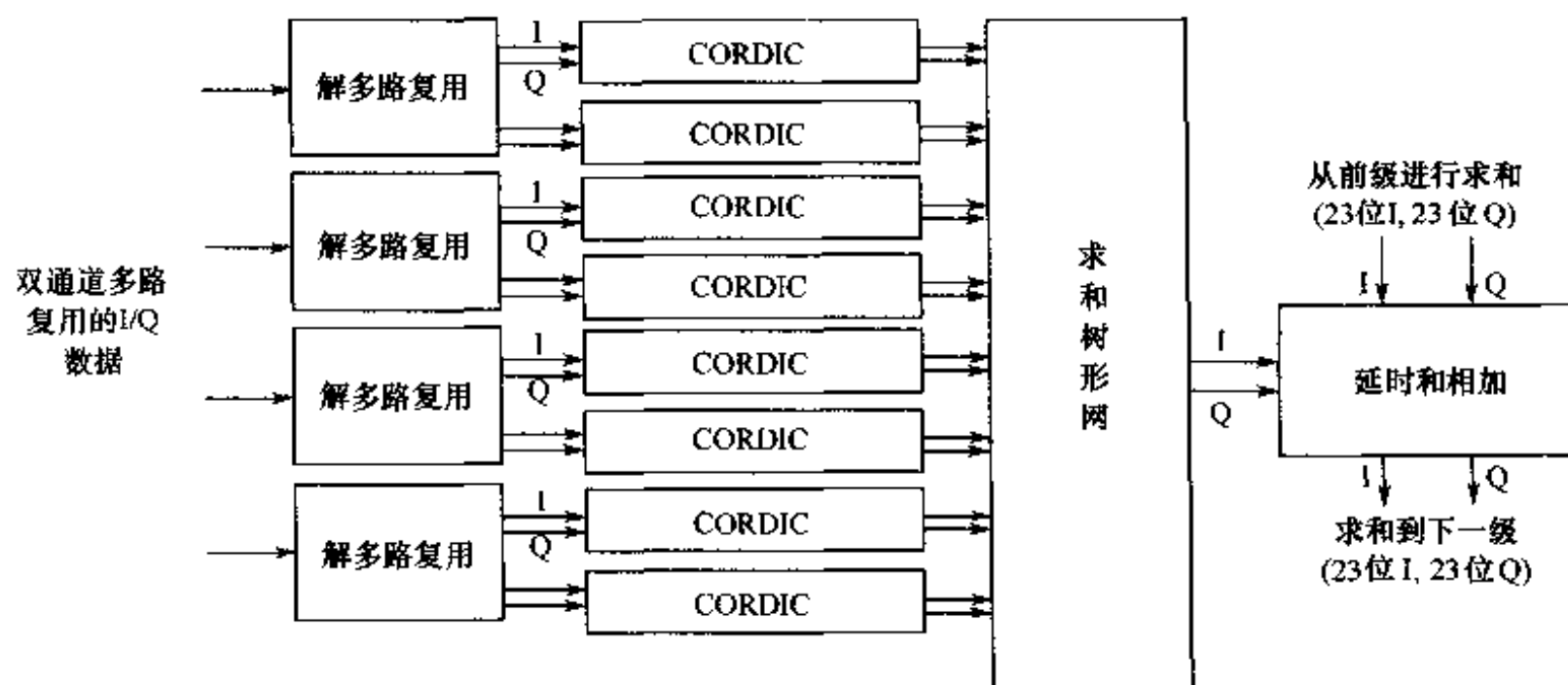


图 7.18 数字波束形成的 FPGA 执行过程的框图

1. 坐标旋转数字计算机(CORDIC)算法简介

CORDIC 算法是 Volder 在 1959 年开发出来的,它是一种笛卡儿坐标(x, y)与极坐标(r, ϕ)之间的自由变换的算法,这是一种迭代算法,仅需要移位、累加和减法运算。

CORDIC 算法包括旋转(Rotation)和定向(Vectoring)两种基本模式,可以进行向量旋转、求三角函数、反三角函数和求向量的模及幅角等运算。改进后的 CORDIC 算法除了可以完成上面提到的几类运算外,还可以完成乘法、除法、超越函数、对数、指数和求平方根等运算。

CORDIC 算法的基本思想是:若要求平面矢量进行角度 ϕ 的旋转,则将此角度值 ϕ 分解,用一组预先规定的基本角度的线性组合逼近,即进行大小为基本角度集内的对应角度值的旋

转。该算法的巧妙之处在于基本角的选取恰好使每次矢量以基本角度值旋转后,新矢量坐标值的计算只需简单的移位和进行加法操作就能完成。现简要介绍如下:

把矢量

$$v_0 = e^{j\phi} \quad (7-13)$$

旋转 $\Delta\phi$,即用 v_0 乘以相应的复旋转相位,得到

$$v = v_0 \cdot e^{j\Delta\phi} \quad (7-14)$$

分别计算 v 的实部和虚部

$$\operatorname{Re}\{v\} = \operatorname{Re}\{v_0\} \cos(\Delta\phi) - \operatorname{Im}\{v_0\} \sin(\Delta\phi) \quad (7-15)$$

$$\operatorname{Im}\{v\} = \operatorname{Im}\{v_0\} \cos(\Delta\phi) + \operatorname{Re}\{v_0\} \sin(\Delta\phi) \quad (7-16)$$

重新整理可得

$$\frac{\operatorname{Re}\{v\}}{\cos(\Delta\phi)} = \operatorname{Re}\{v_0\} - \operatorname{Im}\{v_0\} \tan(\Delta\phi); \quad |\Delta\phi| \notin \left\{ \frac{1}{2}\pi, \frac{3}{2}\pi, \dots \right\} \quad (7-17)$$

$$\frac{\operatorname{Im}\{v\}}{\cos(\Delta\phi)} = \operatorname{Im}\{v_0\} + \operatorname{Re}\{v_0\} \tan(\Delta\phi); \quad |\Delta\phi| \notin \left\{ \frac{1}{2}\pi, \frac{3}{2}\pi, \dots \right\} \quad (7-18)$$

要想进行一定的旋转只需要知道角度 $\Delta\phi$ 的正切。其中,旋转矢量经过了 $1/\cos(\Delta\phi)$ 倍的放大。

对许多应用而言,要实现式(7-17)和式(7-18)的两个乘法器代价是很高的。CORDIC 算法实现所期望旋转的思路是:利用角度较小的基本旋转,通过迭代接近真正的角度 $\Delta\phi$ 的旋转。把基本旋转的角度选为 $\tan(\Delta\phi_i) = \pm 1/2^i$,式(7-17)和式(7-18)的两个乘法器就可以用简单的移位运算来代替:

$$\Delta\phi_i = \pm \arctan(2^{-i}) \quad (i = 0, 1, 2, \dots) \quad (7-19)$$

所以,为了把一个矢量 v_0 旋转 $\Delta\phi = z_0$,其中 $|\Delta\phi| < \pi/2$,CORDIC 算法要进行一系列逐次递减的基本旋转,基本的旋转角度为 $\Delta\phi_i = \pm \arctan(2^{-i})$, $i = 0, 1, \dots, n-1$ 。有必要对 $\Delta\phi$ 予以限制,以确保基本旋转角度的惟一性。最后,迭代处理产生旋转矢量的笛卡儿坐标 $v_n \approx v$ 。迭代过程可以用下面的等式来描述($i = 0, 1, \dots, n-1$),即

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - d_i y_i \cdot 2^{-i} & (7-20a) \\ y_{i+1} = y_i + d_i x_i \cdot 2^{-i} & (7-20b) \\ z_{i+1} = z_i - d_i \arctan(2^{-i}) & (7-20c) \end{cases}$$

$$x_0 = \operatorname{Re}\{v_0\} \quad (7-21)$$

$$y_0 = \operatorname{Im}\{v_0\} \quad (7-22)$$

$$x_n = \operatorname{Re}\{v_n\} \quad (7-23)$$

$$y_n = \operatorname{Im}\{v_n\} \quad (7-24)$$

$$d_i = \begin{cases} -1 & z_i < 0 \text{ 时} \\ +1 & z_i \geq 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (7-25)$$

对 i 作递推,当 i 趋于无穷大时,CORDIC 算法在两种不同模式下分别收敛于图 7.19 中的不同结果。

定义了每个基本旋转的方向,在经过 n 次迭代后,CORDIC 的迭代结果为

$$x_n \approx A_n [x_0 \cos(z_0) - y_0 \sin(z_0)] = \operatorname{Re}\{A_n v_0 e^{jz_0}\} \quad (7-26)$$

$$y_n \approx A_n [y_0 \cos(z_0) + x_0 \sin(z_0)] = \operatorname{Im}\{A_n v_0 e^{jz_0}\} \quad (7-27)$$

$$z_0 \approx \phi \quad (7-28)$$

式中

$$A_n = \prod_{i=0}^{n-1} (1 + 2^{-2i})^{-1/2} \quad (7-29)$$

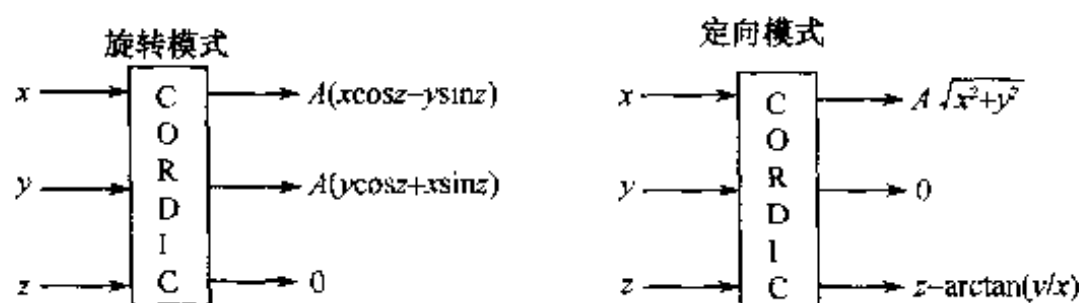


图 7.19 两种模式 CORDIC 的收敛值表示图

式(7-29)中, A_n 为 CORDIC 的放大因子, 它取决于迭代的次数。CORDIC 的迭代结果是矢量旋转后的放大形式(CORDIC 算法的处理增益)。

A_n 的出现说明基本旋转对矢量来说并非完美的旋转, 它改变了矢量的模长, 因而 CORDIC 循环完成后, 矢量还需进行一个模长的校正过程, 才能保持原矢量模值不变。

2. 用 CORDIC 算法实现数字下变频

接收机接收的信号 $x_{Rx}(t)$ 就是发射的信号 $x_{Tx}(t)$ 加邻道干扰 $a(t)$, 所以接收信号数字下变频后, 得

$$x_{\text{dig, IF}}(kT) = \frac{1}{2} x_{\text{Tx, BB}}(kT) \exp(j2\pi f_{\text{IF}} kT) + a_{\text{dig}}(kT) \quad (7-30)$$

式中, $x_{\text{Tx, BB}}(kT)$ 为数字化后的发射基带信号, $a_{\text{dig}}(kT)$ 表示在经过下变频、抗混叠滤波器和数字化后所存在的邻道信号。

通过观察式(7-30), 可以发现, 下变频可以通过接收到的信号与相应的指数函数相乘来实现:

$$\begin{aligned} x_{\text{dig, BB}}(kT) &= x_{\text{dig, IF}}(kT) \exp(-j2\pi f_{\text{IF}} kT) \\ &= \frac{1}{2} x_{\text{Tx, BB}}(kT) + a_{\text{dig}}(kT) \exp(-j2\pi f_{\text{IF}} kT) \end{aligned} \quad (7-31)$$

于是, 我们得到了所发射信号 $x_{\text{Tx, BB}}(t)$ 的数字化形式, 并且乘了一个 $1/2$ 的因子, 邻道干扰可以通过信道化滤波器来滤除。

由式(7-30)可知, 数字下变频器的输入信号是一个复信号。因此, 式(7-31)所描述的数字下变频需要一个复数乘法器。由于复数信号只能以实部和虚部的形式存在, 所以数字下变频器的复数乘法器内要求有 4 个实数乘法器。式(7-31)分离成实部和虚部有

$$\text{Re}\{x_{\text{dig, BB}}(kT)\} = \text{Re}\{x_{\text{dig, IF}}(kT)\} \cos(2\pi f_{\text{IF}} kT) + \text{Im}\{x_{\text{dig, IF}}(kT)\} \sin(2\pi f_{\text{IF}} kT) \quad (7-32)$$

$$\text{Im}\{x_{\text{dig, BB}}(kT)\} = \text{Im}\{x_{\text{dig, IF}}(kT)\} \cos(2\pi f_{\text{IF}} kT) - \text{Re}\{x_{\text{dig, IF}}(kT)\} \sin(2\pi f_{\text{IF}} kT) \quad (7-33)$$

这可以看成数字下变频器的直接实现形式, 如图 7.20 所示。

图 7.20 中的时间离散的余弦和正弦函数样本通常要存储在一张表格里。溢出相位累加器的输出信号可以简单地对 ROM 内的表格进行寻址得到相应的值, 表内的数据表示余弦和正弦函数线性增加的相角 $(2\pi f_{\text{IF}} kT)$ 。如果要求有 n 位的分辨率, 表格的容量大约需要 $2^n \times n$ 位, 再加上 4 个通用的乘法器, 这样, 就需要庞大的芯片, 而且功耗大和成本高。

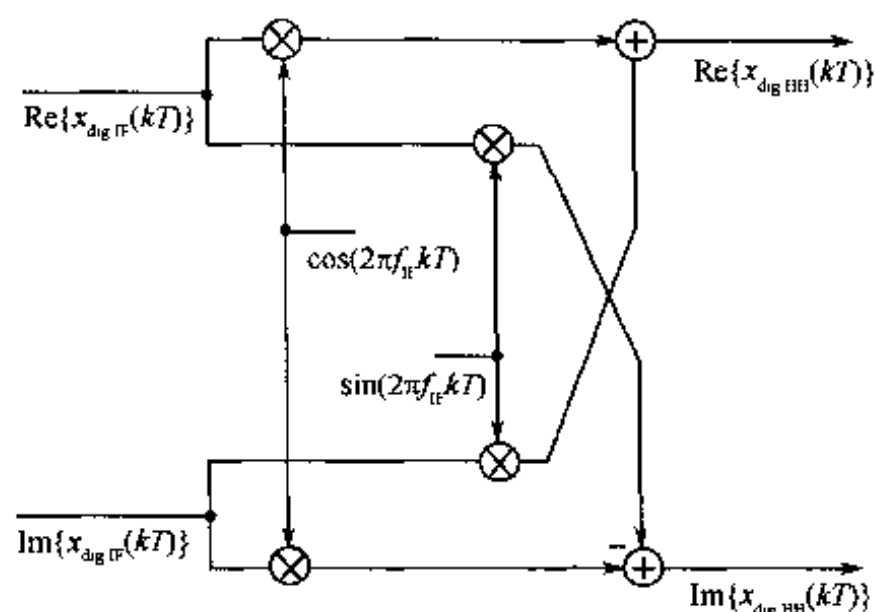


图 7.20 数字下变频器的直接实现技术图

利用无限长冲激响应(IIR)振荡器产生数字化正弦和余弦函数,就可以省去巨大的查询表格。这个 IIR 滤波器的传递函数在单位圆上有一个复数或共轭复数极点。另外一种产生正弦和余弦表而不需要大容量查询表的方法是 CORDIC 算法。CORDIC 算法的优点在于它不但替代了巨大的查询表,而且 4 个乘法器也不需要了。这是由于 CORDIC 算法可以用于实现复数的复相位旋转。CORDIC 通过把复信号 $x_{\text{dig,IF}}(kT)$ 变换成对应的复数,并用 $(2\pi f_{\text{IF}} kT)$ 旋转这些样本,从而直接完成数字上变频和下变频,而无须额外的乘法器。

如果把等式(7-30)中信号 $x_{\text{dig,IF}}(kT)$ 的每个复数样本转换成对应的复数 z_0 ,相角 $\Delta\phi = 2\pi f_{\text{IF}} kT$ 转换成 z_0 ,那么 CORDIC 算法就可以用于信号 $x_{\text{dig,IF}}(kT)$ 的复相位连续旋转,这样就实现了数字下变频。由于 CORDIC 是迭代算法,如果要想实现高速应用的目标,我们有必要对每一级迭代用特定的硬件来实现。在这种流水结构中,式(7-20c)的固定基本旋转角度 $\arctan(2^{-1})$ 可以采用硬连接。CORDIC 算法的这种实现所需的总硬件量大约相当于相应字长的 3 个乘法器。因此,用 CORDIC 算法实现图 7.20 的下变频可以节省一个乘法器和传统的 ROM 表。用 CORDIC 算法实现数字下变频的框图如图 7.21 所示。

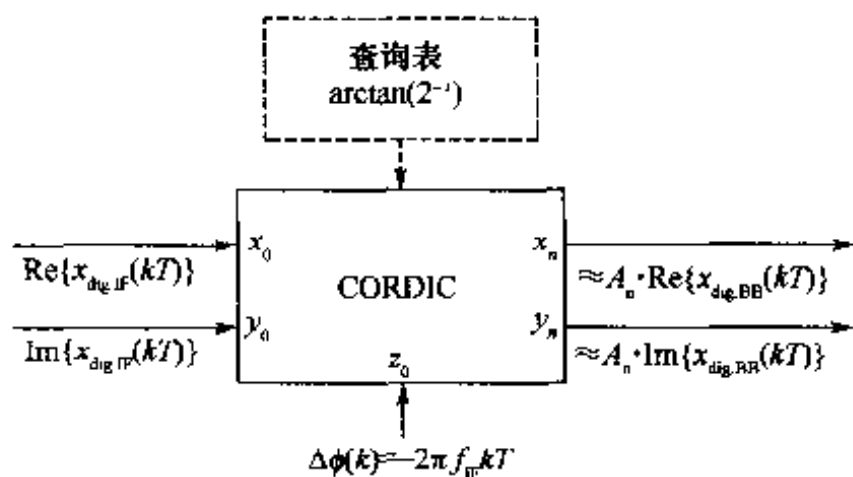


图 7.21 用 CORDIC 算法实现的数字下变频器框图

3. 一种基于 CORDIC 算法的数字鉴频方法

我们要介绍的这种基于 CORDIC 算法的数字鉴频方法是一种实时计算方法。先通过 CORDIC 算法的流水结构完成鉴相工作,然后通过一阶差分完成最终的鉴频工作。这种方法可采用 FPGA 技术,具有灵活性强、实时性好等优点。

中频信号被 ADC 数字化后送到正交双通道数字下变频器,然后得到数字基带 $I(n)$ 、 $Q(n)$ 。所以研究图 7.22 中阴影部分,基于 $I(n)$ 、 $Q(n)$ 基带数据的实时高效数字鉴频算法只有

重要的理论价值和应用前景。

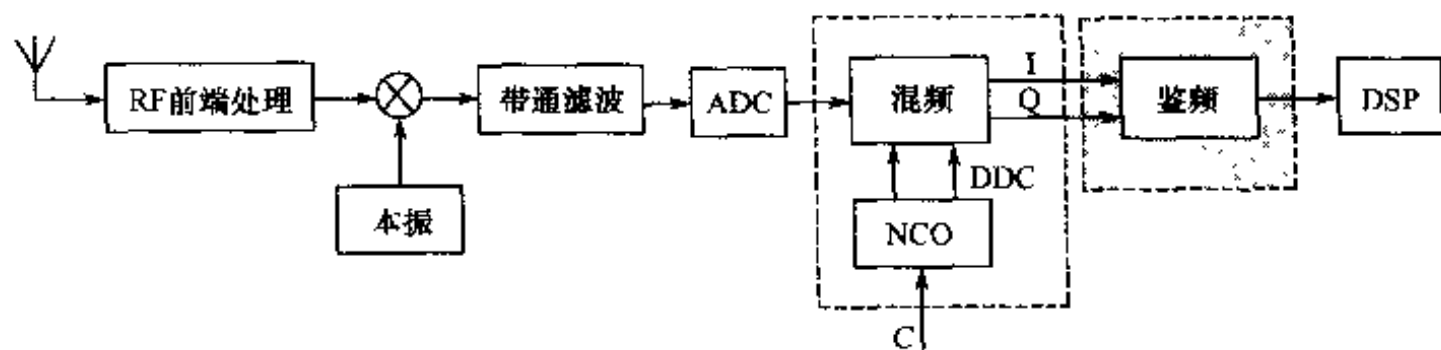


图 7.22 FM 体制的正交双通道数字接收机原理图

从理论上来说,可以直接利用频率是相位对时间的微分关系来实现鉴频。比如假设瞬时频率为 $f(t)$,瞬时相位为 $\phi(t)$,同相分量为 $I(t)$,正交分量为 $Q(t)$,则据

$$\begin{cases} f(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \\ \phi(t) = \arctan\left[\frac{Q(t)}{I(t)}\right] \end{cases} \quad (7-34)$$

可以得到

$$f(t) = \frac{I(t)Q'(t) - I'(t)Q(t)}{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (7-35)$$

对于调频信号,其振幅近似恒定,若设定 $I^2(t) + Q^2(t) = 1$,则有

$$f(t) = I(t)Q'(t) - I'(t)Q(t) \quad (7-36)$$

则对应的数字域表达式为

$$\begin{aligned} f(n) &= I(n)[Q(n) - Q(n-1)] - [I(n) - I(n-1)]Q(n) \\ &= I(n-1)Q(n) - I(n)Q(n-1) \end{aligned} \quad (7-37)$$

这是利用 $I(n)$ 、 $Q(n)$ 直接计算瞬时频率 $f(n)$ 的近似公式。

现在讨论图 7.23 所示的数字鉴频方法。首先利用 CORDIC 算法实现数字鉴相,然后利用一阶差分方法实现鉴频。由于 CORDIC 算法可采用流水线型微旋转结构,所以极易利用模块实现。另外,由于每一流水单元都只包括加法器、移位器及一个系数存储器,所以利用 FPGA 实现时,需要的资源数和存储器较少。而且如果输入 I、Q 两路信号的位数足够,则输出相位信号的精度只与 CORDIC 算法的微旋转次数有关,也即只与流水单元数有关,所以要求有高的相位运算精度,只需要适当增加流水单元就可以实现,却并不会大量增加 FPGA 的资源耗费。

再将式(7-34)改写成数字域的相位函数 $\phi[n]$ 和频率函数 $f[n]$ 之间的关系

$$f[n] = \frac{\phi[n] - \phi[n-1]}{T_s} \quad (7-38)$$

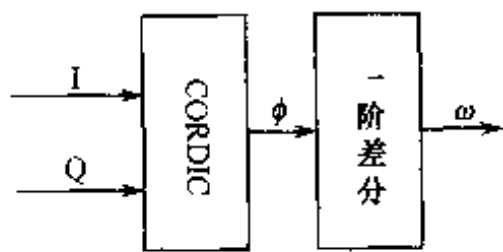


图 7.23 基于 CORDIC 算法的数字鉴频方法原理图

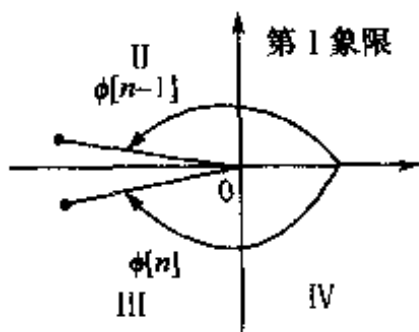


图 7.24 相位示意图

式中, T_s 为采样周期。考虑到数字域的数字频率 $\omega[n] = f[n] \cdot T_s$, 所以式(7-38) 可以化为

$$\omega[n] = \phi[n] - \phi[n-1] \quad (7-39)$$

式(7-39) 表明在数字域频率和相位的关系是简单的一阶差分关系, 所以只要利用 CORDIC 算法得到的相位值进行一阶差分就可以得到所需要的频率值。从表面上看, 直接对 CORDIC 算法得到的相位值进行差分得到频率值会出现频率跳变的现象。但在一定条件下, 实现时可以充分利用补码运算的特性, 以消除频率跳跃现象得到准确的鉴频输出。现以 8 位符号数编码表示相位值(其中编码中的最高位为符号位, 第 2 位表示 $\pi/2$, 第 3 位表示 $\pi/4$, 依次类推) 并假定相位按逆时针方向增加为例来说明这一过程。如图 7.24 所示, 有 $\phi[n-1] = 01111111$ (即 3.117 弧度落在第 II 象限) 和 $\phi[n] = 11101111$ (即 -2.724 35 弧度落在第 III 象限), 则从直观看来 $\phi[n] - \phi[n-1] = -5.841 4$, 但实现时常用补码运算, 即 $\omega_{\text{补}}[n] = \phi_{\text{补}}[n] - \phi_{\text{补}}[n-1]$, 而 $\phi_{\text{补}}[n] = 10010001$, $\phi_{\text{补}}[n-1] = 01111111$, 所以得到结果 $\omega_{\text{补}}[n] = 00010010$, 而对于正数有 $\omega_{\text{补}}[n] = \omega[n]$, 所以最终的值为 0.441 79, 这正好是所需要的数值而防止了频率跳变现象。不过从上面的运算过程中也可以看到, $\omega[n]$ 必须满足 $|\omega[n]| \leq \pi$, 否则就会出现频率跳变现象。如图 7.25 所示, 有 $\phi[n-1] = 00100000$ (即 0.785 4 弧度落在第 I 象限) 和 $\phi[n] = 10010000$ (即 -0.3927 弧度落在第 IV 象限)。依补码运算得到 $\omega_{\text{补}}[n] = 11010000$, 从而有 $\omega[n] = 10110000$, 所以最终值为 -1.178, 但事实上所需要的数值是 $2\pi - 1.178 = 5.105$, 因此出现了频率跳变现象。为了解决这个问题, 需从 $\phi(t)$ 产生的机理开始分析。就调频信号而言, 有

$$\phi(t) = k_f \int_0^t x(t) dt \quad (7-40)$$

式中, k_f 是频偏系数, $x(t)$ 是调制信号。则相应的数字域的表达式为

$$\phi[n] = k_f \sum_{m=1}^n x(m-1) T_s \quad (7-41)$$

式中, T_s 是采样周期。从而根据式(7-41) 可以得到相位差的关系式为

$$\phi[n] - \phi[n-1] = k_f \times x[n-1] \times T_s \quad (7-42)$$

据式(7-42) 可知, 相位差是同 T_s 成正比关系的, 而且在一般情况下, 当很小的 T_s 发生很小的变化时, $x[n]$ 几乎可以认为不变, 所以当 T_s 减小时, 相位差将随之减小。因此, 当 $|\phi[n] - \phi[n-1]| > \pi$ 时, 只要减小 T_s 到一定的值, 就可以使得相位差满足 $|\phi[n] - \phi[n-1]| \leq \pi$ 的条件, 从而可以直接利用一阶差分完成最终的鉴频工作。基于上述考虑, 这里提出了如图 7.26 所示的鉴频结构。就是先把 I、Q 两路信号通过一重采样器, 以重新调整数据率(可以是内插, 也可以是内插加抽取), 从而通过 CORDIC 算法和一阶差分可以得到准确的鉴频结果。

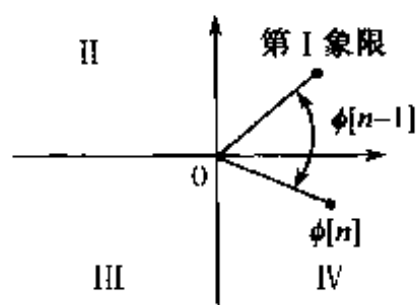


图 7.25 相位示意图

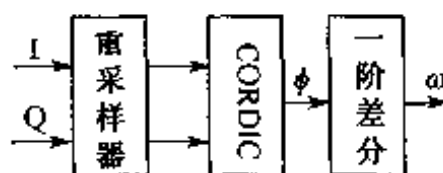


图 7.26 基于 CORDIC 算法的改进型数字鉴频方法

4. 基于 CORDIC 的自适应波束形成技术^{(56), (57)}

在《自适应滤波》课程中将会介绍图 7.27 所示的自适应旁瓣对消系统, 它是一个空域滤波器, 通过加权来实现滤波器功能。在确定权函数方面可以采用以下几种准则:

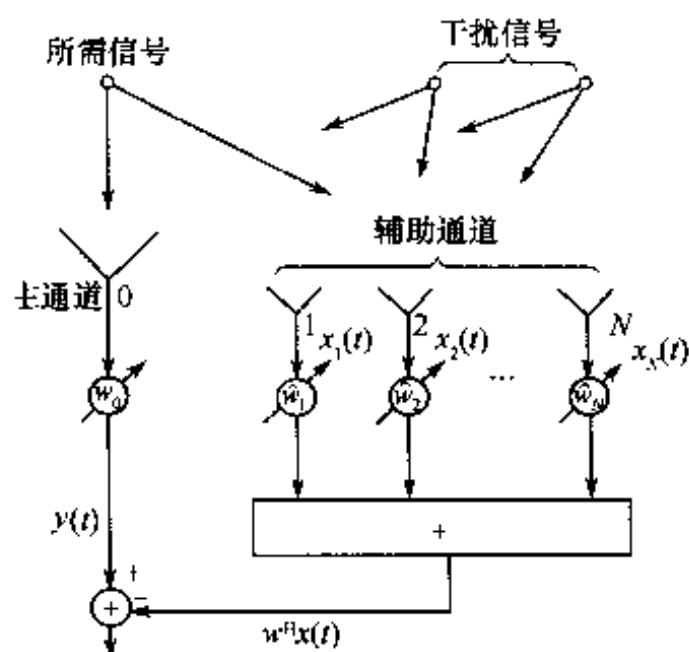


图 7.27 相干波束对消 (CSLC) 系统示意图

- ① 输出最大信噪比(MSNR) 准则;
- ② 最小均方误差(LMS) 准则;
- ③ 最小二乘方(LS) 准则;
- ④ 最大似然比(MLR) 准则;
- ⑤ 最小噪声方差(LNV) 准则。

在此,暂且不讨论数字自适应波束形成所采用的准则和算法,仅以相干波束对消(CSLC)系统为例来说明。CORDIC 算法可应用于图 7.18 所示的数字波束形成的 FPGA 执行过程。

我们先简要介绍基于 Q-R 分解的 RLS 算法。

(1) QR-RLS 算法

QR-RLS 算法,或者更确切地说是基于 Q-R 分解的 RLS 算法,其名字来源于如下考虑:在自适应滤波算法

的 FIR(有限脉冲响应)滤波器实现中,是通过直接处理经 Q-R[见式(7-52)]分解的输入数据矩阵来完成最小二乘权向量的计算,而不像标准 RLS 算法那样是通过处理输入数据的(时间平均)相关矩阵来完成权向量计算的。因此,QR-RLS 算法在数值上比标准的 RLS 算法更稳定。

数据域求解最佳权值

在数据上求解 LS 的最佳 w 值是一种较好的方法,因为:

- ① 条件数为最大和最小的非零奇异值之比,而不是取样矩阵求逆(SMI)算法的条件数;
- ② 可利用 Givens 旋转——一种酉变换以实现系数矩阵的三角化,这种变换适合于一种特殊的并行流水线结构——Systolic 阵列结构硬件实现。

对于图 7.27 的旁瓣对消系统,有 N 个阵元,设第 k 次快拍输入为

$$\mathbf{x}_k = [x_{1k}, x_{2k}, \dots, x_{Nk}]^T \quad (7-43)$$

则输出 y_k 可写成

$$y_k = \sum_{i=1}^N w_i^* x_{ik} = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}^* \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (7-44)$$

式中

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (7-45)$$

上角标“H”符号表示复共轭转置,则对消剩余为

$$e_k = d_k - y_k = d_k - \mathbf{w}^H \mathbf{x}_k \quad (7-46a)$$

设 k 次快拍输入 $x_1, x_2, \dots, x_k$,则由式(7-46a)可得

$$e_k = d_k - y_k = d_k - \mathbf{X}_k \mathbf{w} \quad (7-46b)$$

式中

$$\mathbf{e}_k = [e_1, e_2, \dots, e_k]^T \quad (7-46c)$$

$$\mathbf{d}_k = [d_1, d_2, \dots, d_k]^T \quad (7-46d)$$

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} x_1^T \\ x_2^T \\ \vdots \\ x_k^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{21} & \dots & x_{N1} \\ x_{12} & x_{22} & \dots & x_{N2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{1k} & x_{2k} & \dots & x_{Nk} \end{bmatrix} \quad (7-46e)$$

引入遗忘因子 γ^2 ,则剩余信号的平方和为

$$\xi_k(w) = \sum_{i=1}^k (\gamma^2)^{k-i} |e_i|^2 = e_k^H B_k^H B_k e_k = \|B_k e_k\|^2 \quad (7-47)$$

式中

$$B_k = \begin{bmatrix} \gamma^{k-1} & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \gamma^{k-2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (0 < \gamma < 1) \quad (7-48)$$

为求 w_{opt} 使 $\xi_k(w)$ 最小,意味着使

$$\|B_k e_k\| = \min$$

与使

$$\|e_k\| = \min$$

是完全等价的。这样求解式(7-47)的LS问题便转化成求向量

$$e_k = d_k - X_k w \quad (7-49)$$

的欧氏范数 $\|e_k\|$ 为最小的LS问题。 w_{opt} 可通过最小二乘法求出。

$$\nabla \xi_k(w) = \frac{\partial}{\partial w} [\xi_k(w)] = 0 \quad (7-50a)$$

又由式(7-46)和式(7-47)可求得最小二乘意义下的正规方程,即

$$[X_k^H B_k^2 X_k] w_{opt} = X_k^H B_k^2 d_k \quad (7-50b)$$

当 $k \leq N$ 时,有解。

有两种方式求解上式。一种为利用直接通过矩阵求逆(SMI)得到 w_{opt} ,即

$$w_{opt} = [X_k^H B_k^2 X_k]^{-1} X_k^H B_k^2 d_k \quad (7-51)$$

另一种则是利用对式(7-50)进行变换,在数据域上解线性方程组求得 w_{opt} 。下面,我们讨论后一种解法。

通常,在RLS估计中两个重要的平方根自适应滤波算法称为QR-RLS算法和逆QR-RLS算法。采用这一术语的原因是因为该算法的导出传统上都依赖于一种或另一种形式的正交三角化的过程,这一过程在矩阵代数学中称为Q-R分解。在自适应滤波中采用Q-R分解的动因是由于其良好的数值特性。

输入数据矩阵 X_k 的Q-R分解可以写为

$$Q_k X_k = \begin{bmatrix} R_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-52)$$

式中, Q_k 为酉矩阵, R_k 为上三角矩阵, 0 为零矩阵。由于变换中大量使用 Q 和 R ,故称其为“Q-R”分解。出于同样的原因,基于Q-R分解的自适应RLS滤波算法也称为“QR-RLS算法”。通常,指数加权RLS估计的QR-RLS算法的推导起源于数据矩阵的预加窗处理,而后采用Q-R分解进行三角形化。

设 Q_k 为 $k \times k$ 酉矩阵(Unitary Matrix),即有

$$Q_k^H Q_k = Q_k Q_k^H = I_k \quad (7-53)$$

式中, I_k 为单位阵。由于

$$\|B_k e_k\| = \|Q_k B_k e_k\| = \|Q_k B_k d_k - Q_k B_k X_k w\| \quad (7-54)$$

显然有

$$\min \xi_k(w) = \min \|B_k e_k\|^2 = \min \|Q_k B_k e_k\|^2 \quad (7-55)$$

等价于

$$\min \|B_k e_k\| = \min \|Q_k B_k d_k - Q_k B_k X_k w\| \quad (7-56)$$

对于 $k \geq N$, $k \times N$ 维数据矩阵 X_k 的秩通常为 N , 因此, 可通过某特定方式(如 Givens 旋转) 来寻求 $k \times k$ 维的正交矩阵 Q_k , 完成对 $B_k X_k$ 的三角化的 Q-R 分解, 使其具有如下形式

$$Q_k B_k X_k = \begin{bmatrix} R_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-57)$$

式中, R_k 是 $N \times N$ 维上三角阵, 0 为 $(k-N) \times N$ 维零矩阵, 这样, 式(7-56) 的右边第二项可写成

$$Q_k B_k X_k w = \begin{bmatrix} R_k w \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-58)$$

与此同时, 将 Q_k 分块为 $N \times k$ 维矩阵 P_k 与 $(k-N) \times k$ 维矩阵 F_k , 有

$$Q_k = \begin{bmatrix} P_k \\ F_k \end{bmatrix} \quad (7-59)$$

则式(7-56) 右边第一项可写成

$$Q_k B_k d_k = \begin{bmatrix} P_k \\ F_k \end{bmatrix} B_k d_k = \begin{bmatrix} P_k B_k d_k \\ F_k B_k d_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_k \\ v_k \end{bmatrix} \quad (7-60)$$

式中, u_k 和 v_k 分别为 $(N \times 1)$ 维和 $(k-N) \times 1$ 维列向量。

由式(7-58) 和式(7-60) 可获得一种简明的形式

$$\begin{aligned} \|Q_k B_k e_k\| &= \|Q_k B_k d_k - Q_k B_k X_k w\| \\ &= \left\| \begin{bmatrix} u_k \\ v_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_k w \\ 0 \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} u_k - R_k w \\ v_k \end{bmatrix} \right\| \end{aligned} \quad (7-61)$$

再由式(7-56) 可知, 当 $u_k - R_k w = 0$ 时, $\xi_k(w)$ 最小。因而数据域求解 w_{opt} 的公式为

$$R_k w_{opt} = u_k \quad (7-62)$$

相应地, $\xi_k(w)$ 的最小值为

$$\xi_k(w)_{min} = \|B_k e_k\|_{min}^2 = \|v_k\|^2 \quad (7-63)$$

本算法的基础在于寻找 Q_k , 使得 $B_k X_k$ 变为上三角形, 即式(7-57) 形式。将式(7-57) 写成

$$B_k X_k = Q_k^{-1} \begin{bmatrix} R_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-64)$$

这表示将 $B_k X_k$ 分解成正交矩阵和上三角形阵之乘积。这就是矩阵的 Q-R 分解, 对任何非奇异阵 $B_k X_k$, 这种分解总是可行的。

上面我们提到在递推式 Q-R 分解算法中, 采用了一系列 Givens 旋转变换, 就可将 $B_k X_k$ 变为上三角形。下面就来讨论这种递推算法。

设 $k-1$ 时已对矩阵 $B_{k-1} X_{k-1}$ 实现了三角化, 即

$$Q_{k-1} B_{k-1} X_{k-1} = \begin{bmatrix} R_{k-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-65)$$

式中, $\mathbf{Q}_{k-1}$ 为 $(k-1) \times (k-1)$ 维, $\mathbf{B}_{k-1}$ 为 $(k-1) \times (k-1)$ 维, $\mathbf{X}_{k-1}$ 为 $(k-1) \times N$ 维, $\mathbf{0}$ 为 $(k-1-N) \times N$ 维, $\mathbf{R}_{k-1}$ 为 $N \times N$ 维。

(2) 基于 CORDIC 的无开方 Givens 处理

以下讨论一种基于 CORDIC 的无开方 Givens 处理。首先研究实数的 Givens 旋转, 坐标轴反时针旋转 φ 角等效于矢量顺时针旋转 φ 角。矢量 $[x_0, y_0]^T$ 顺时针旋转 φ 角后成为 $[x, y]^T$, 可表示为

$$\begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (7-66)$$

假设 $|\varphi| < 90^\circ$, 上式等价于

$$\cos\varphi \begin{bmatrix} 1 & \tan\varphi \\ -\tan\varphi & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (7-67)$$

定义基本旋转角度集

$$\{\Delta\varphi_i\} = \{\arctan(2^{-i})\} \quad (i = 0, 1, 2, \dots) \quad (7-68)$$

则对任意 φ , $|\varphi| < 90^\circ$, 存在符号集

$$\{d_i, d_i = +1 \text{ 或 } -1\} \quad (i = 0, 1, 2, \dots) \quad (7-69)$$

满足

$$\sum_{i=1}^{\infty} \Delta\varphi_i d_i = \varphi \quad (7-70)$$

如令旋转矩阵

$$\mathbf{Q}(i) = \begin{bmatrix} 1 & d_i 2^{-i} \\ -d_i 2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \quad (7-71)$$

则有

$$\prod_{i=1}^{\infty} \mathbf{Q}(i) \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\prod_{i=1}^{\infty} \cos\Delta\varphi_i} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (7-72)$$

即任意角度旋转可分解成一系列微旋转之积, 每个微旋转仅用到了移位和加法。我们一般取有限角度构成旋转序列, 角度集的大小决定了角度逼近程度, 即

$$\mathbf{A}_n \cdot \prod_{i=0}^{n-1} \mathbf{Q}(i) \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (7-73)$$

且

$$\mathbf{A}_n = \prod_{i=0}^{n-1} \cos\Delta\varphi_i = \prod_{i=0}^{n-1} (1 + 2^{-2i})^{-1/2} \quad (7-74)$$

式(7-74)即为式(7-29)。

对应于 Systolic 矩阵三角化的两种节点, d_i 确定方式不同, 构成了两种 CORDIC 节点即引导节点和旋转节点, 如图 7.28 所示。

图 7.28(a) 为引导节点, 其处理流程为:

如果 $y > 0$, $d_0 = 1$, 否则 $d_0 = -1$;

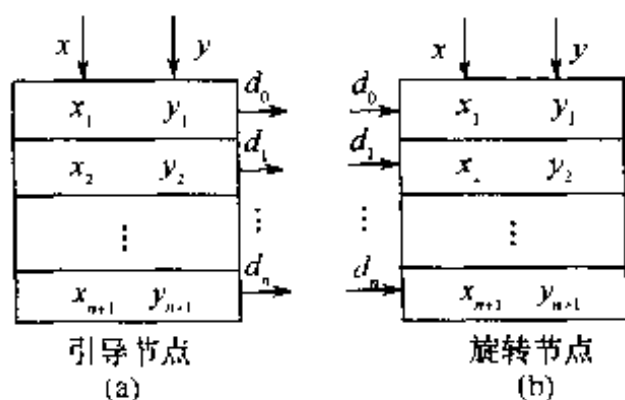


图 7.28 基于 CORDIC 的实数 Givens 节点

$$x_1 = d_0 y$$

$$y_1 = -d_0 x$$

对 $i = 2 \sim (n+1)$, 如果 $y_{i-1} > 0$, $d_i = 1$; 否则 $d_i = -1$, 则有

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & d_i 2^{-(i-2)} \\ -d_i 2^{-(i-2)} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{i-1} \\ y_{i-1} \end{bmatrix} \quad (7-75)$$

图 7.28(b) 为旋转节点, 其处理流程为

$$x_1 = d_0 y$$

$$y_1 = -d_0 x \quad (7-76)$$

对 $i = 2 \sim (n+1)$, 则有

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & d_i 2^{-(i-2)} \\ -d_i 2^{-(i-2)} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{i-1} \\ y_{i-1} \end{bmatrix} \quad (7-77)$$

上面讨论是实数 Givens 旋转。自适应阵列算法所需的是复数 Givens 旋转, 即

$$\begin{bmatrix} c & s^* \\ -s & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-78)$$

并且

$$c = x_0 / \sqrt{|x_0|^2 + |y_0|^2} \quad (7-79)$$

$$s = y_0^* / \sqrt{|x_0|^2 + |y_0|^2} \quad (7-80)$$

式中, c 和 x_0 为实数, s 和 y_0 为复数。CORDIC 不能对复数进行旋转, 但是可将式(7-78)变成如下的等效式, 即

$$\begin{matrix} \text{I} & \text{II} \\ \begin{bmatrix} c & s \\ s & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(-j\varphi y_0) \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-81)$$

这时 CORDIC 处理由两个矩阵相乘完成。中间的矩阵(矩阵 II)将 y_0 变为实数。外面的矩阵(矩阵 I)完成实数据的 CORDIC 运算。分别用两级 CORDIC 处理。

图 7.29 为对于复数情况的 Givens 处理节点。图中的方框为一个 CORDIC 单元。有两种节点。B 节点即前面讨论的实数旋转 CORDIC 处理单元; A 节点为求模模式。求模模式在于根据输入 x, y 求 φ_y 及 $\varphi = \arctan(|y|/x)$ 。

图 7.29(a) 为边界单元, 用两级处理实现。第一级旋转求出 φ_y , 第二级旋转求出 $\varphi = \arctan(|y|/x)$ 。 d_i 为 φ_y 以 CORDIC 基本角度表示的序列; d_i 为相应的 φ 的序列。

图 7.29(b) 为内部单元, 也用两级 CORDIC 实现。

由上述讨论,我们就可理解图 7.18 所示框图的含义了。下面举一个有采用 FPGA 实现 DBF 的简单点的例子。

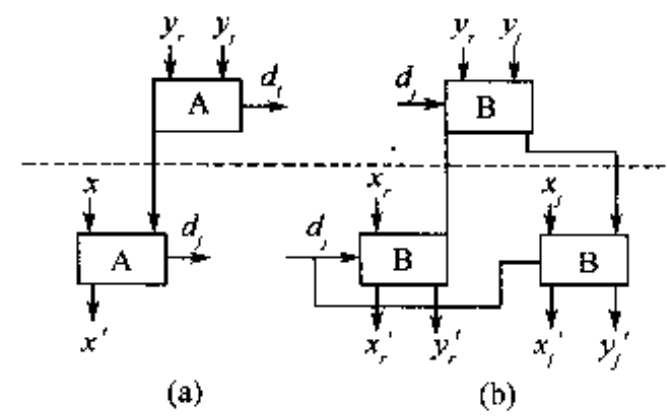


图 7.29 基于 CORDIC 的复数 Givens 节点

7.4.4 一个由 FPGA 结合 DSP 实现 8 个阵元的数字波束形成器的例子^[46]

1. 简介

由第 6 章 6.4 节和图 7.27 可知,数字波束形成器一般由两个主要部分组成,如图 7.30 所示:一部分是以数字信号处理器和自适应算法为核心的最优(次优)权值产生网络,另一部分是以动态自适应加权网络构成的自适应波束形成网络。波束形成算法是波束形成的核心理论基础,它通过接收的信号和一些先验知识计算出加权因子,然后再对输入的信号在波束形成网络中进行加权处理完成波束形成。

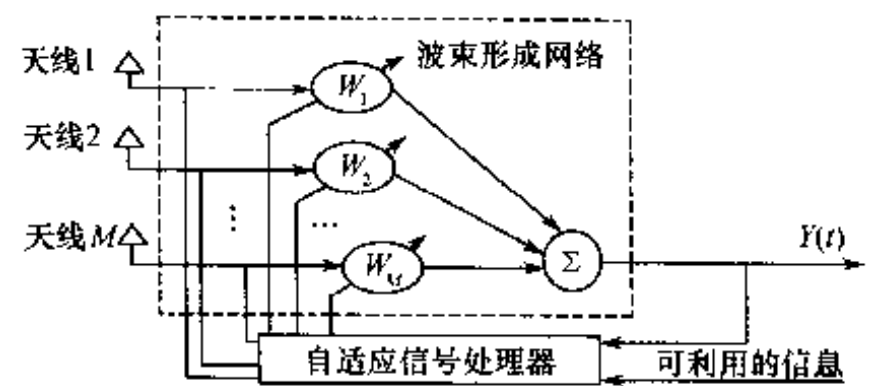


图 7.30 数字波束形成器原理框图

本例阵列天线由 8 单元圆形阵组成,自适应信号处理器由 TI 公司的 TMS320C6701 完成,而波束形成网络由 3 片 FPGA 来实现,系统组成框图如图 7.31 所示。

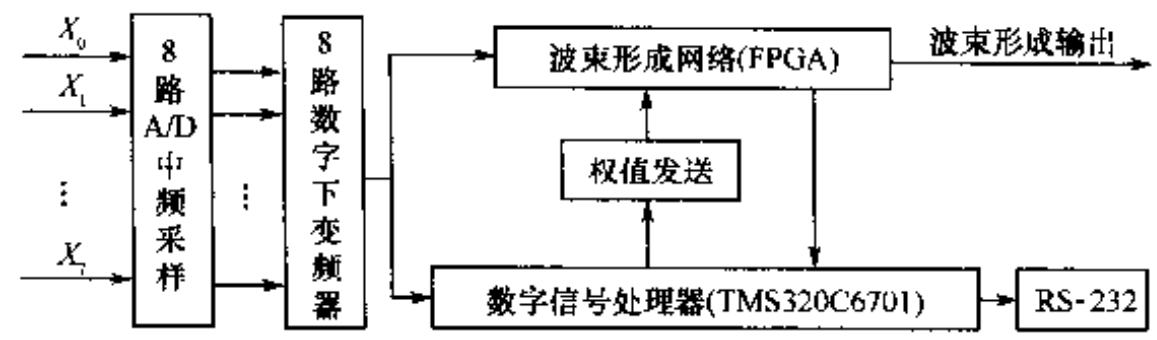


图 7.31 系统组成框图

阵列天线接收信号经过 A/D 和下变频器件后输出基带(I/Q)数据进 FPGA,8 路接收信号的基带数据 I/Q 分量(每路 I/Q 分量均为 12 位)进入 FPGA 后,一方面在统一的采样时钟控制下完成加权求和运算;另一方面为 DSP 算法运算提供样本数据。系统工作流程为:当 DSP 中的算法需要样本数据时,请求 FPGA 在内置双口 RAM 中缓存一定的接收数据,FPGA 再通知 DSP 读出完成算法运算,DSP 在算法运算完成后将权值写回到 FPGA 的权值寄存器

中,然后再请求数据,依次循环,而 FPGA 利用权值对每一个样本数据进行加权运算。在此,DSP 完成波束形成算法采用一种准实时方式进行,FPGA 进行波束形成的加权因子采用块方式更新,由 DSP 通过算法算出送给 FPGA。系统调试时波束形成前后的数据可通过 DSP 从 FPGA 中读出送给 RS 232 串口存入计算机,通过软件将数据在计算机中通过图形可直观显示。

2. 波束形成器的 FPGA 实现

(1) 空域滤波器的实现

数字波束形成是通过加权因子对空间不同天线的接收信号做加权求和而成,由于加权因子相当于滤波器系数,而输入的信号为空间位置不同天线接收的信号,所以将数字波束形成器等同于一个空域滤波器来实现,空域滤波器的功能框图如图 7.32 所示。

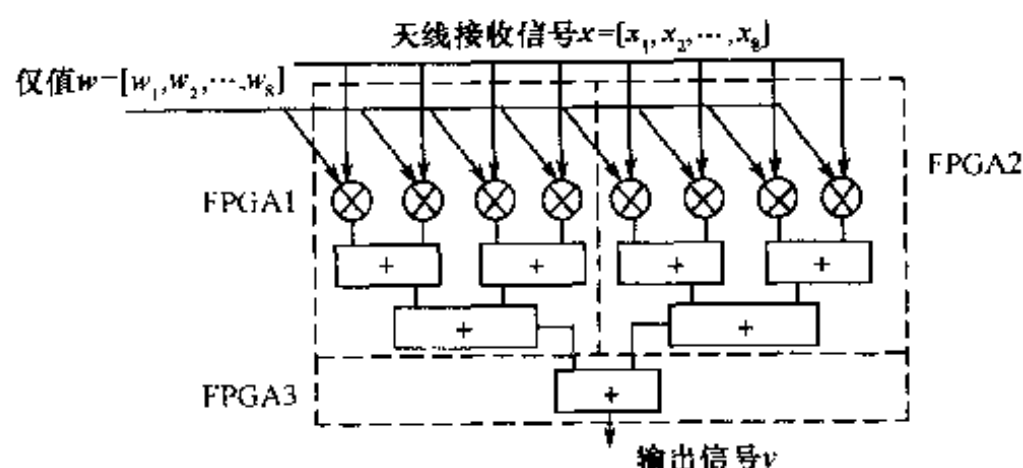


图 7.32 空域滤波器的功能框图

设天线阵为 8 元圆阵,接收信号为

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_8], x_m = x_{mi} + jx_{mq} \quad (m=1, 2, \dots, 8)$$

由信号处理器计算出的加权因子

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_8], w_m = w_{mi} + jw_{mq} \quad (m=1, 2, \dots, 8)$$

则经过空域滤波器后的输出信号为

$$y = \mathbf{x} \cdot \mathbf{w}^H = x_1 \cdot w_1 + x_2 \cdot w_2 + \dots + x_8 \cdot w_8$$

可以看出,空域滤波器主要完成复数乘法和复数加法运算。对于一个 8 元圆阵天线,每路输出信号经过下变频后输出为基带 I/Q 分量,因此一个 8 元圆阵的空域滤波器实际要完成实数的 32 个乘法和 30 个加法运算。在宽带信号系统中,天线接收的数据速率很高,所以计算量相当大,用一般的 DSP 在一个采样样本的时间间隔内很难实时完成,而且把高速多路的数据流送入到 DSP 中是一个难度非常大的问题。采用 FPGA 可以利用其多 I/O 脚灵活配置,接收多路数据,数据运算在同一个接收时钟的控制流水线下完成,控制每一级流水线的运算时间小于一个样本的采样时间即可满足计算速度要求。在 FPGA 中影响计算速度和资源消耗的主要是乘法器,虽然采用查找表法的乘法器可以较好的解决计算资源消耗之间的矛盾,但是在本例中由于需要多个乘法器并行运算,而且用于查找表法需要的 ROM 资源已经被用做缓存算法需要的样本数据的双口 RAM 占用,所以为了满足运算速度要求,采用树形乘法器,如图 7.33 所示。树形乘法器基本原理是将被乘数的每一位与乘数相与,然后将所有的相与结果逐级移位相加。由于高位加法的进位会严重影响计算速度,所以我们用并行相乘与相加再结合流水线进行,这样可将高位加法分为多个低位加法逐级流水线进行,以便提高运算速度。

(2) 双口 RAM 的实现

双口 RAM 采用 FPGA 中的 EAB(嵌入式阵列块)来实现,EPF10K130E 中有 16 个 EAB

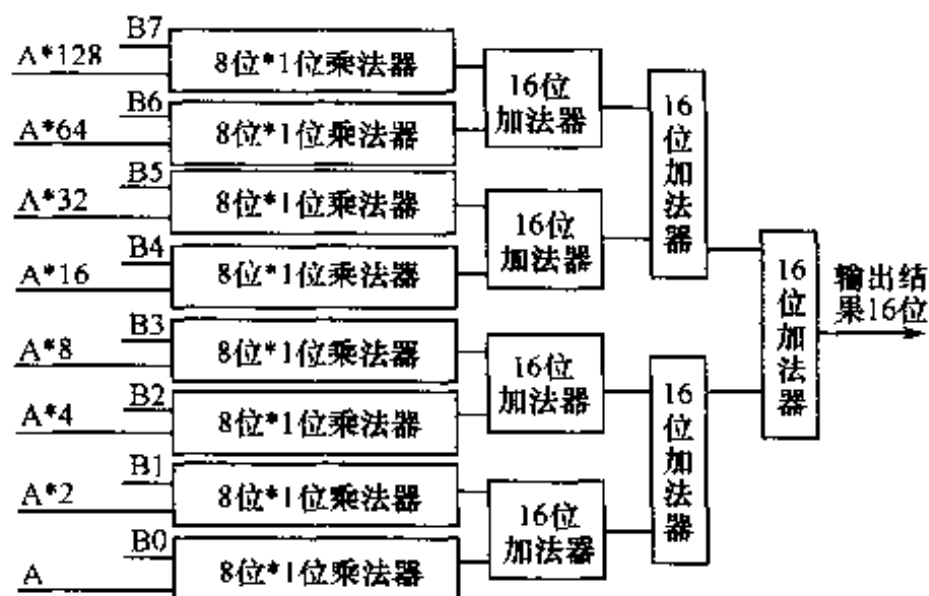


图 7.33 8 位树形乘法器结构图

单元,每个 EAB 单元可以构成一个 256×16 位的双口 RAM。在本例中,DSP 中的波束形成算法要求每一路数据缓存 500 个采样点,则对于每一路的 I/Q 分量总共需要 1000×12 位的 RAM 容量,每一片 EPF10K130E 同时缓存 4 路数据,每一路数据需要的 RAM 由 4 个 EAB 构成,因此 8 圆阵天线总共需要两片 FPGA 完成数据缓存和空域滤波。其双口 RAM 采用 ALTERA 公司直接提供的库函数构成,只需要设计写数据地址产生电路和读写数据控制电路即可。

(3) 数据接口

数据输入/输出采用锁存器方式进行,所有的运算操作在统一的数据输入时钟下进行,这样可以保证数据经过流水线后加权求和的均为同一快拍的采样数据,保证了 8 路数据的同步。

(4) 工作过程

在数据同步时钟的控制下,数据从下变频器件基带输出,锁存进 FPGA,在下一个时钟到来时,将数据一面送入空域滤波器的流水线中完成波束形成,一面送入双口 RAM 电路中,FPGA 中置一计数器产生写地址,每计数到 500 时,停止写入数据到双口 RAM 中,同时通知 DSP 数据准备好。DSP 每次向 FPGA 申请数据时会将该计数器清零重新记数产生写地址。加权重值由 DSP 根据算法运算完成后写入 FPGA 中的权值寄存器中,由 FPGA 在数据同步时钟的控制下统一更新权值,保证 8 路数据权值的一致性。

(5) 芯片及资源占用情况

在实际实现过程中,将 8 路输入数据分为两组,每 4 路由一片 FPGA 完成加权求和运算,两片 FPGA 最终的输出结果再在第三片 FPGA 中完成求和输出以及其他处理,具体任务分配见图 7.32 空域滤波器的功能框中的虚线部分。前两片 FPGA 选用 ALTERA 公司的 EPF10K130EQC240-1,其最大可用 I/O 脚为 186 个,逻辑单元(LE)为 6656 个,EAB(嵌入式阵列块)为 16 个,可提供 RAM 容量为 65536 位,最后一块求和的 FPGA 占用很少的资源,考虑该片 FPGA 还要进行其他数据处理,在此选用 ALTERA 公司的 EPF10K50EQC240-1 完成。

9×9 位的符号复数乘法器占用资源 964 个逻辑单元(LE),FPGA1 和 FPGA2 中的双口 RAM 各占用嵌入式阵列块(EAB)的比特数为

$$4 \times 2 \times 12 \times 500 = 48000 (\text{位})$$

波束形成加权运算总共采用 8 级流水线操作,运算速度最高可达 70.42M,可满足 20M 的基带数据速率。

7.5 数字雷达接收机^[57~61]

随着近年来微波集成电路技术的飞速发展,以及与数字接收机有关的高速数字信号处理(DSP)芯片、高速采样器(ADC)、现场可编程门阵列(FPGA)、数字下变频器(DDC)、直接数字合成器(DDS)等的快速发展和高运算速率 FFT 的器件得以应用,数字接收机的研制成为可能。

数字接收机可以对复杂的宽带调制雷达信号进行数字化处理,实现精确测量,大大改进对信号的分选和识别。在灵敏度检测方面大大提高了对低截获概率雷达的检测能力,配以数字阵列,可以更精确地进行辐射源定位。

应该指出,对于数字阵列雷达(DAR)而言,数字接收机是阵列中 T/R 模块的重要组成部分,前 3 节中均作了介绍。在此单独列出一节介绍数字接收机的目的在于,其原理不仅适用于 DAR,而且较普遍地应用于其他类型雷达的数字化接收机中。

7.5.1 数字接收机的组成

传统的雷达接收机 I/Q 解调由模拟电路完成,如图 7.34 所示。I/Q 通道的混频器采用等频的 LO,但其间的相位相差 90° ,两个通道的增益必须匹配。如果这两个要求在雷达频带内的所有频率不能完全满足,那么其动态范围下降。同时由于相位和增益失配,虚假目标将会出现。另一个缺点是两路通道需要两个 A/D 变换器,ADC 之间的失配会进一步降低其性能。

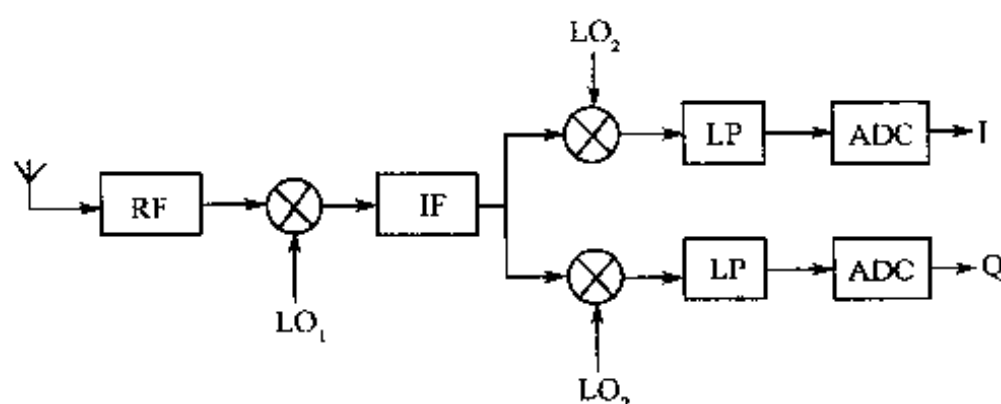


图 7.34 传统的雷达接收机结构

数字接收机是将输入信号在射频或中频上直接进行 A/D 变换(ADC 的输出是数字化后的数据),经数据存储,再进行数字信号处理的接收机。因此,信号在高端的直接采样是实现数字化的前提,采样越靠近天线,数字化的程度越高。由于受高速 A/D 变换器和高速数字处理电路当前技术的限制,目前尚不能直接进行射频信号的 A/D 变换和数据存储,但在中频数字化已充分体现其优越性并得到了广泛的应用。

采用数字化接收技术后由于在中频直接采样,并由数字混频器进行检波,较好地解决了传统接收机的上述问题。其次,传统正交双通道接收机的动态范围受模拟乘法器的限制,只能做到 30dB 左右,而用数字化接收技术后,其动态范围只受到 A/D 器件采样位数和系统噪声的限制,可以做到 60dB 以上的动态范围。

数字接收机的处理方法的主要优点得益于数字信号处理技术。一旦信号被数字化后,随后的处理都将是全数字的。数字信号处理技术由于不存在模拟电路中的温度漂移、增益变化或直流电平漂移等现象,所以具有更好的稳定性。这样也就不需要采用过多的校正措施。如果采用高分辨力频谱估计技术,可以使频率分辨率做得很细。

实现数字化接收的方法有很多种,工程上常采用专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、专用高速数字处理(DSP)芯片器件来实现。

图 7.35 示出数字雷达接收机组成框图。与模拟接收机相比,数字雷达接收机有两点明显的差别。其一是利用直接数字合成器(DDS),其二是直接 IF 采样和数字下变频技术。利用这两种先进的数字技术,数字雷达接收机可产生和处理各种形式的复杂波形,其性能明显地优于模拟接收机。

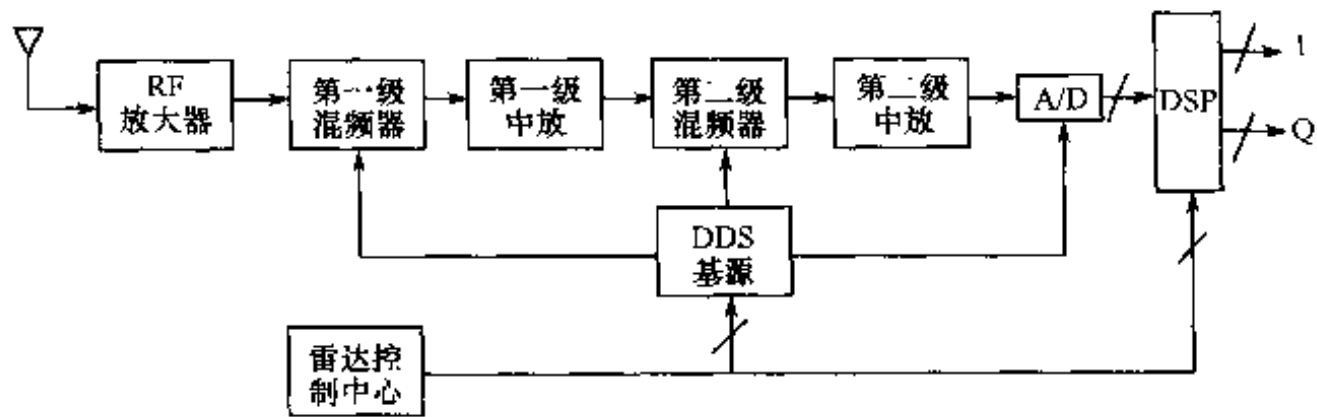


图 7.35 数字雷达接收机框图

下面我们分别对 DDS、直接 IF 采样和数字下变频技术作讨论。

7.5.2 DDS 结构和芯片简介

1. DDS 的基本原理

频率合成是电子系统中的重要技术。传统的频率合成电路一般用振荡器和锁相环等器件实现,由于大量地使用非线性模拟器件,一是会造成电路结构复杂,生成信号的杂波成分多、频谱纯度低。二是根据锁相环本身的特性,使得频率分辨率与频率转换时间的矛盾始终难以解决。

直接数字频率合成(Direct Digital Synthesis)技术,是 20 世纪 70 年代发展起来的一种新的频率合成技术,它将先进的数字处理方法引入到信号合成领域,采用数字采样技术进行信号合成。与传统的频率合成技术相比,DDS 芯片具有以下优点:频率分辨率高,频谱纯净;高稳定密集跳频特性,相位和频率调整灵活,输出的变频信号相位连续;相位噪声低;全数字接口,易于编程控制;体积小,价格低,有助于提高系统的整体性价比等。其缺点为工作频率低和杂散电平高。目前,DDS 技术在电子系统领域中得到了越来越广泛的应用,目前已成为了商品化的功能模块。一个典型的 DDS 芯片的结构示意图如图 7.36 所示。

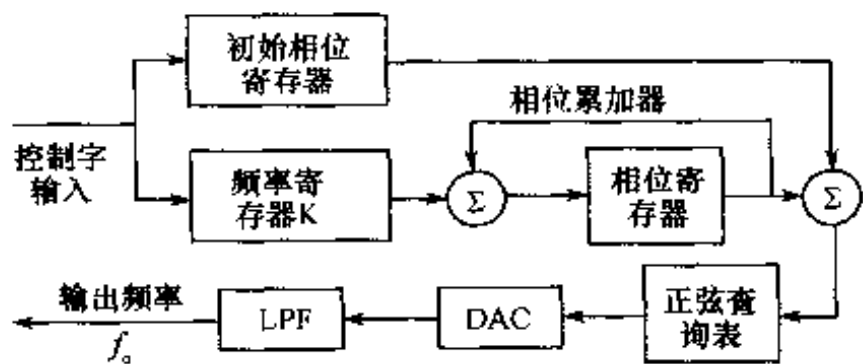


图 7.36 典型 DDS 结构示意图

初始相位寄存器中存放生成信号的初始相位,频率寄存器的数值 K 决定了相位累加器的步进大小。每一个时钟 f_c ,相位寄存器中的数值就累加一个步长 K ,与初始相位相加后送入正弦查找表。正弦查找表一般是一个可编程存储器,存有一个周期的正弦波数据,表中的每个

地址对应正弦波 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ 范围的一个相位点。查找表首先将输入的相位信息转换为地址信息,然后再将地址信息映射成正弦幅度数值,通过驱动 D/A 变换器,输出生成信号的模拟数值。

图 7.36 所示的结构只是一个典型 DDS 芯片的简单示意图,实际的 DDS 结构要复杂得多,例如还包括时钟控制、频率增量控制、输出幅度控制以及其他逻辑控制等单元。

为讨论方便起见,图 7.37 示出简化的 DDS 基本构成框图,包括:参考频率源 f_c 、相位步进寄存器、N 位相位累加器、ROM 正弦查找表、D/A 变换器、滤波器(低通或带通)。在实际的芯片中通常把前三部分集成在一块单片电路板上。

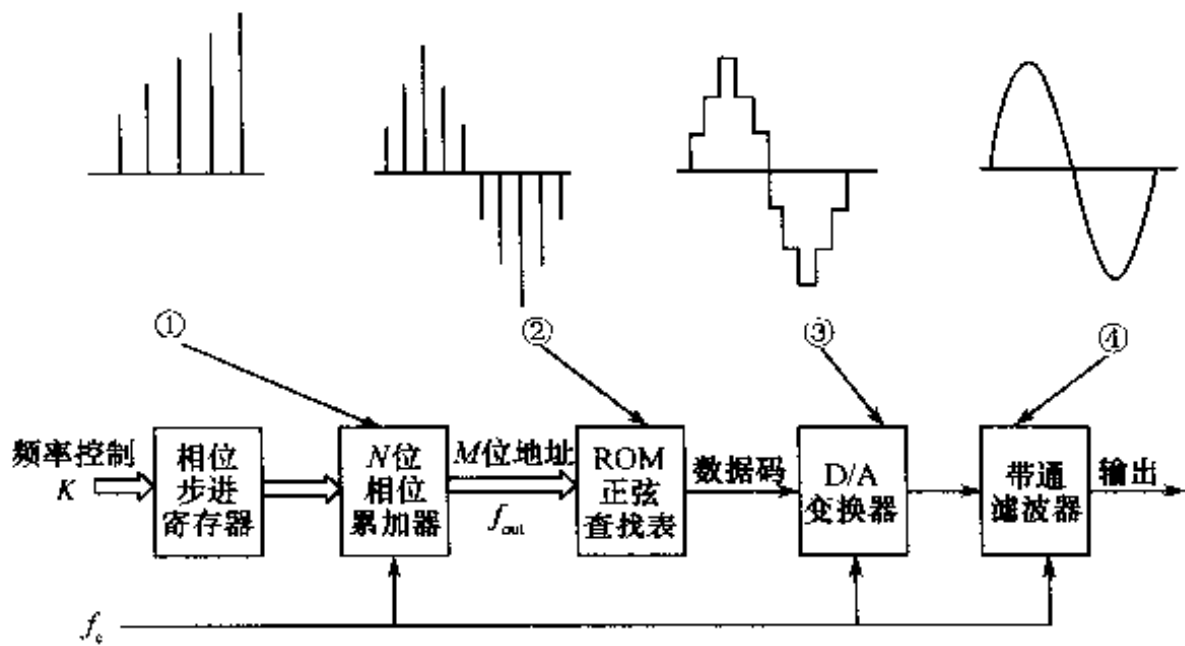


图 7.37 DDS 基本构成框图

下面分别对图 7.37 各个部分的功能进行说明:

(1) 相位步进寄存器

对每个工作脉冲输入来的数据(频率控制字)K 给予暂时存储。

(2) N 位相位累加器

相位累加器的功能就是在时钟的作用下不断对频率控制字进行累加,它一般由全加器和相位寄存器组成,如图 7.38 所示。

其作用是根据从步进寄存器输入的数字控制字 K,以参考频率源输出的时钟频率 f_c 为采样率,在 2π 周期内对相位进行采样。如果步长为 K,采抽样点数为 $2^N/K$,则输出频率 f_{out} 为

$$f_{out} = K \cdot f_c / 2^N \tag{7-82a}$$

从而可以精确地改变频率,产生待合成信号的数字相位序列。

显然,当步长为 1 时,采样率最高,输出频率最低为

$$f_{out} = f_c / 2^N \tag{7-82b}$$

从式(7-82b)中也可看出,可变的最小频率间隔,即频率分辨率为

$$\Delta f = f_c / 2^N \tag{7-83}$$

通过采样得到离散相位数值,如图 7.37 中的①图。

累加器用来执行输入信号的累加过程,其信号的范围从 0 到累加器的满偏值。设累加器的位数为 N,则累加器的满偏值为 2^N 。将累加器的 0 状态定义为 0 相位,累加器的满偏状态定义为 2π 。在累加器执行模为 2^N 运算操作时,即可认为是正弦信号的相位完成一个周期循

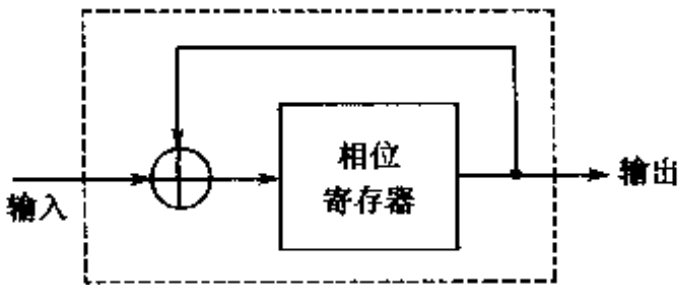


图 7.38 基本相位累加器组成图

环。可见,DDS的工作过程为:在时钟 f_c 的作用下,相位累加器对频率控制字 K 进行线性累加,当相位累加器累积满量时就会产生一次溢出,累加器的溢出频率就是 DDS 输出的信号频率 f_{out} 。

因此,相位累加器其功能可描述为

$$p(n) = p(n-1) + K = \omega n T_c$$

式中, K 代表所需要的频率控制字,它也是累加器的相位步进; T_c 是 DDS 的时钟周期。

有两种基本的 DDS 累加器结构,一种是键控二进制数据的累加器,另一种是二-十进制编码法(BCD)格式的累加器。显然,累加器的输出是以 $\omega n T_c$ 表示的相控斜坡形式在指令频率和时钟之间的相关。

相位累加器的基本结构如图 7.39 所示,它由一个 N 位加法器和一个 N 位寄存器构成,寄存器通常采用 N 个 D 触发器来构成。在此基础上,有人提出了改进的相位累加器结构,如图 7.40 所示,该结构降低了输出频谱对相位累加器初始状态值的依赖程度,可降低杂散幅度为 4dB。

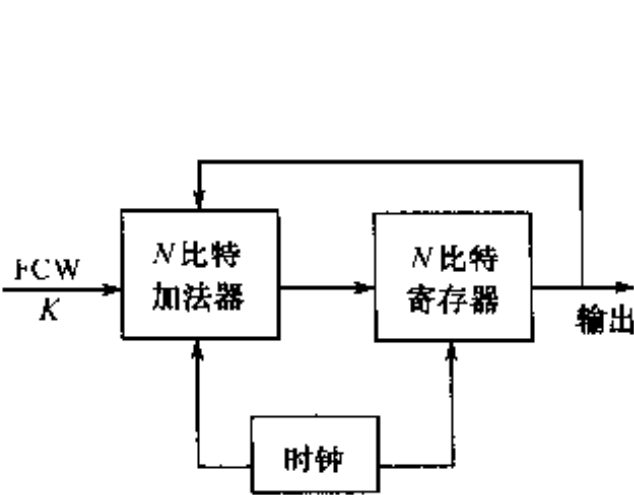


图 7.39 相位累加器基本结构图

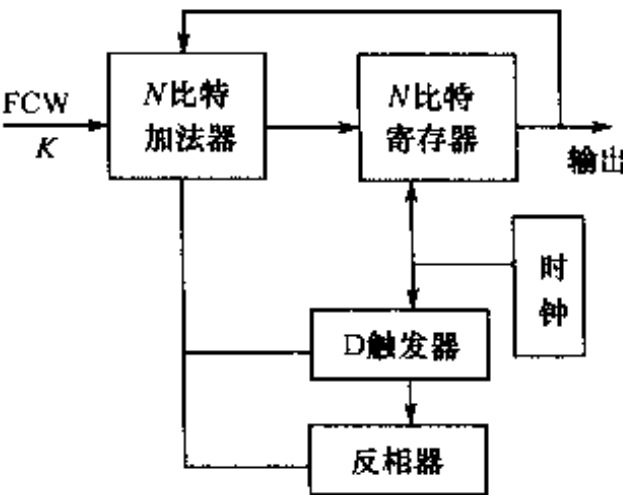


图 7.40 改进的相位累加器结构图

(3) ROM 正弦查找表

在 DDS 中,每个相位值必须映射到正弦波上的一点。通过只读存储器(ROM)中存储 1 周正弦波及使用相位字作为该 ROM 的地址来完成这种映射。它把从相位累加器输出的离散的 N 位数值变换为该相位所对应的正弦波形的幅度值(图 7.37 中的②图)。

可见,变换器件执行 $\omega n T_c \Rightarrow \sin(\omega n T_c)$ 的非线性变换,这通常用 ROM/RAM 查找表完成。存储器存储正弦波一个周期的数据。当相位累加器被计时时,它输出一相位值,然后相位值被变换到 ROM/RAM 中一个正弦波上的一个点,这样一个波形就被写入地址。因此一个数字的正弦波由 DDS 产生。数字正弦波有 N 位频率分辨力和 M 位的幅值分辨力。 M 和 N 的值越大,则输出信号的质量要求越高,因而要求更大的存储器。在 D/A 变换和低通滤波之后,便产生了所需要的信号。DDS 产生满足以下关系

$$f_o = K + f_c / 2^N \tag{7-84}$$

的频率。式中, f_c 是 DDS 的时钟频率, N 是相位累加器的长度。

我们用图 7.41 来说明相位/幅值变换概念。DDS 就是利用 $\phi(t) = 2\pi f t$ 中的 $\phi(t)$ 与时间 t 成线性关系的原理进行频率合成的,在 Δt 时间间隔内,正弦信号的相位增量 $\Delta\phi$ 与它的频率 f 构成一一对应关系。为了说明正弦波一个完整周期内相位 $0 \sim 2\pi$ 的变化可用相位圆表示,其相位与幅值一一对应,如图 7.41 所示。

一个 N 位的相位累加器对应相应圆上 2^N 个相位点,其最低相位分辨率为 $\phi_{min} = \Delta\phi = 2\pi / 2^N$ 。在图 7.41 中 N 为 3,则有 8 种相位值和 8 种幅值相对应。该幅值存储于波形存储器中,在频率控制字 K 的作用下,相位累加器给出不同的相位码(用其高位做地址码),去对波形存

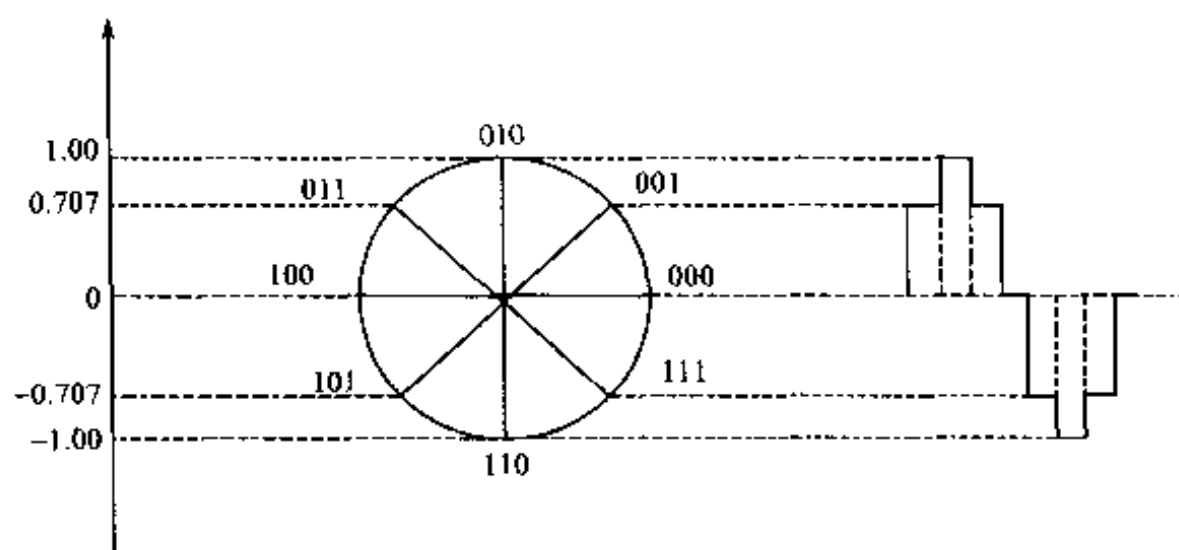


图 7.41 DDS 中相位码和幅度码的对应关系

存储器寻址,完成相位—幅值变换。

(4) D/A 变换器

D/A 变换器把 DDS 产生的正弦波转换为模拟波形。但是输出的波形通常都不像正弦波,而是阶梯波(图 7.37 中的③图),其原因是数/模变换器(DAC)输出频谱包括采样时钟整数倍的基频镜像。

(5) 滤波器

滤掉由 DAC 采样处理产生的高阶镜像频率,得到所需频率连续的正弦波(图 7.37 中的④图)。

(6) 参考频率源 f_c

它用于同步整个 DDS 的各个组成部分。

2. 专用 DDS 芯片简介

下面介绍由美国 AD 公司生产的高性能完全正交 DDS 芯片 AD9854 的结构、性能及工作原理,以便对 DDS 进一步了解。

(1) AD9854 的结构及性能

该芯片由美国 Analog Devices 公司生产,其结构框图如图 7.42 所示。

从图 7.42 可以看出,AD9854 主要包括以下几个部分:参考时钟乘法器、程序寄存器、DDS 核心、频率累加器、逆 sinc 函数滤波器、D/A 变换器、高速比较器、以及相关的传输逻辑控制单元等。

AD9854 的系统时钟为 300MHz,片内有 1 个 420 倍可编程参考时钟乘法器,依靠参考时钟乘法器,设计人员可以使用最低为 15MHz 的外部时钟,来产生 DDS 所需要的系统时钟,这降低了电路设计难度且减少器件成本。

程序寄存器单元包括多个可编程控制寄存器,分别是双 48 位频率寄存器,双 14 位相位偏移寄存器,48 位频率增量寄存器,12 位 I、Q 支路 AM 调整寄存器以及 12 位 DC 控制寄存器。由于频率寄存器的位数为 48 位,在 300MHz 的时钟下,AD9854 生成的信号频率精度可达 $1.066 \times 10^{-6} \text{ Hz}$ ($f_d = 300 \times 10^6 / 2^{18} \text{ Hz}$)。所有程序寄存器均可由外部逻辑控制电路通过 DDS 的 I/O 端口进行实时的读写操作。

频率、相位控制寄存器包括相位调整寄存器(Phase Adjust Register)1,2,即 PA1、PA2;频率调谐字(Frequency Tuning Word)1,2,即 FTW 1、FTW2;频率增量字(Delta Frequency Word,DFW)。例如,要生成 40MHz 的信号,每生成 1 个周期的信号,频率累加器需要完成 $k = (1/40)/(1/300)$ 次累加。频率累加器为 48 位,所以步进频率寄存器 $\text{FTW} = 2^{48}/k$,即

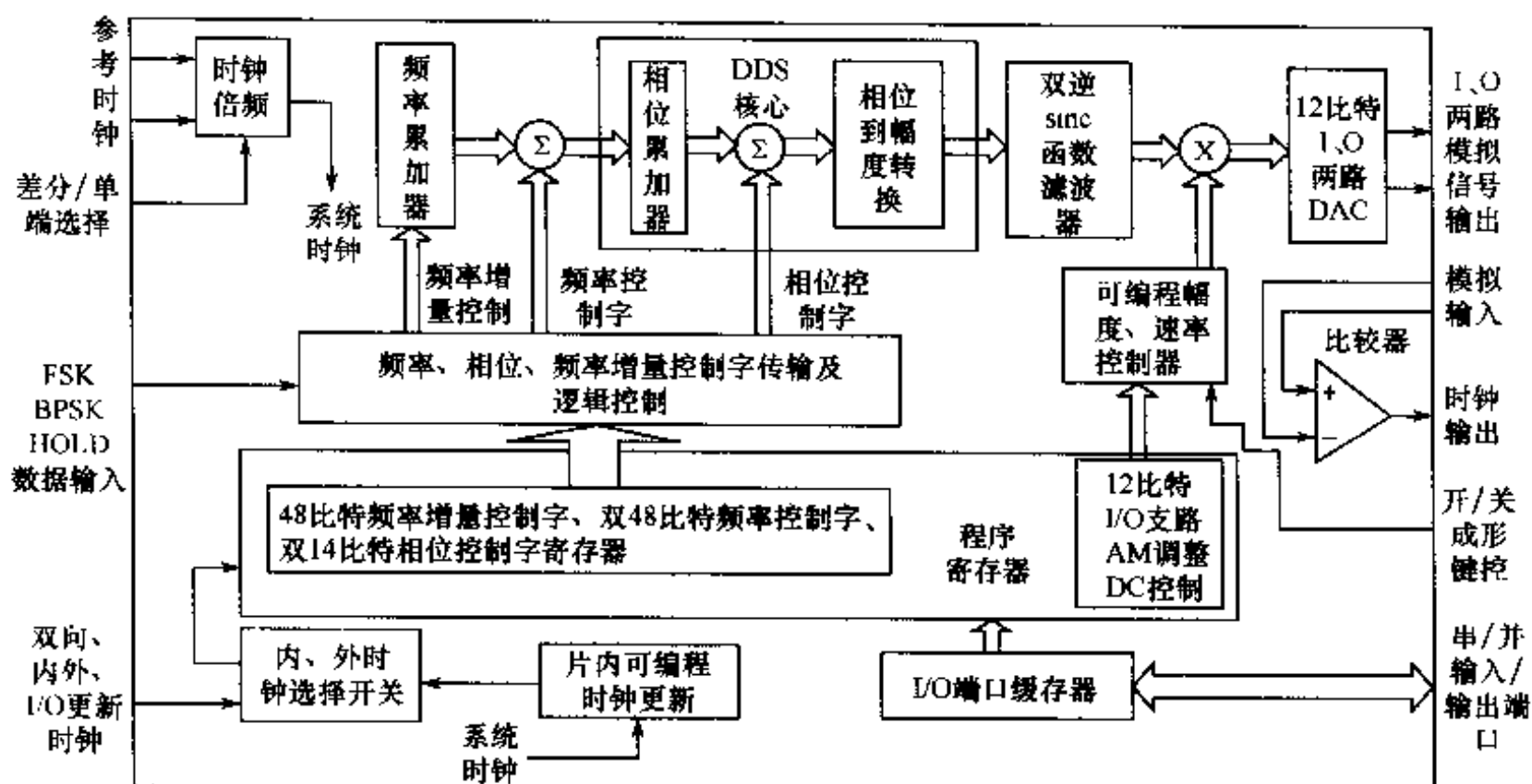


图 7.42 AD9854 的结构框图

$FTW = 40 \times 2^{48} / 300$ 。如果信号具有 90° 初相,则同时设置 $PA = 2^{14} \times 90 / 360$ 。

DDS 核心单元包括相位累加器和相位/幅度转换表(也即正弦查找表),这是 DDS 生成数字信号的核心部分。由正弦查找表输出的数据将直接输入到逆 sinc 函数(Inverse SINC Function)滤波器。AD9854 具有两个逆 sinc 函数滤波器,能够对信号进行 $\sin(x)/x$ 校正,补偿 DAC 输出频谱中固有的 $\sin(x)/x$ 滚降(roll-off)效应,这种校正能够保证宽带信号如 QPSK(四相制移相键控信号),在 DAC 输出时,幅度不会随着频率变化而产生突变。

由逆 sinc 函数滤波器输出的信号将会乘上 1 个衰减因子,然后再送入到 D/A 变换器。通过配置 I、Q 支路 AM 调整寄存器,用户可以设置这个衰减因子的大小,该寄存器为 12 位,衰减因子的数值范围是 $(0 \sim 4\,095) / 4\,096$ 。例如,当 AM 调整寄存器设置为 200 时,衰减因子则为: $200 / 4\,096$ 。此外,当开/关成形键控管脚(未画出)被设置为 1 时,AM 调整寄存器还可设定信号幅度由 0 到峰值的转换时间。在数据突变传输情况下,该功能会有效缓解频谱冲击和数据突变给信号生成带来的不利影响。数字信号经过生成、查表、滤波、衰减,最终送入 D/A 变换器。

AD9854 片内整合了两路高速、高性能的 12 位正交 D/A 变换器,能同时产生 I、Q 两路高品质、高稳定度的正交信号。通过配置相应寄存器,信号的频率、相位、幅度均可编程控制。在 300MHz 系统时钟下,输出信号的最高频率达 150MHz,可作为通信、雷达、测量等多种电子设备的信号源。Q 支路 D/A 变换器还可设置为外部 D/A,即通过用户配置,能够对外部输入的数据进行 D/A 变换。在该状态下,程序寄存器中的 12 位 DC 寄存器将用于存储外部输入的数据。

此外,AD9854 还具有以下优良性能:

- 超高速比较器,转换速率大于 300MHz,抖动偏差仅为 3ps RMS。
- 优良的动态特性,在 100MHz 信号输出下仍可保证 80dB 的伪自由杂散动态范围(Spurious-Free Dynamic Range)。
- 可自动进行双向频率扫描。
- 单脚 FSK(移频键控)和 BPSK(二相制移相键控)数据接口,借助 I/O 接口实现 PSK

(移相键控)。

- 通过单管脚 29 上“HOLD”功能实现线性或非线性 FM Chirp(脉冲调频)。
- 在时钟产生模式下,FSK 的线性频率总偏差小于 25ps RMS。
- 简易的控制接口,可配置为10 MHz 串行接口,2 线,3 线 SPI(串行外围设备接口)兼容或者 100MHz 8 位可编程并行接口。
- 采用先进的 0.33 μ m CMOS 工艺,小型 80 管脚 LQFP 封装,芯片工作电压仅为 3.3V,具备多路低功耗功能。

(2) AD9854 的工作模式

AD9854 由外部逻辑控制单元输入数据和地址,并通过写程序寄存器来配置 DDS 的工作模式,AD9854 具有五种可编程的工作模式,配置控制寄存器(并行地址 0 $\times$ 1F)中 3 个模式比特位,可以得到相应的工作模式。详见表 7.6。

表 7.6 模式选择表

模式 2	模式 1	模式 0	结果
0	0	0	单音
0	0	1	FSK
0	1	0	斜坡的 FSK
0	1	1	Chirp
1	0	0	BPSK

单音模式:它是芯片上的电复位后的默认模式,频率控制字 F_1 (Frequency 1)和相位偏移控制字 P_1 (Phase 1)决定输出信号的频率和相位。输出信号的频率发生变化时,信号的相位保持不变。通过控制信号的输出频率、幅度和相位,DDS 可以相应实现 FM、AM、PM、FSK 和 ASK 调制方式。

FSK 模式:即无斜坡 FSK 模式。该模式下,输出信号的频率根据 29 管脚(未画出)的高低电平相应地在频率控制字 F_1 和 F_2 之间跳变,相位由相位控制字 P_1 决定。

斜坡的 FSK 模式:有斜坡 FSK 模式。该模式下, F_1 和 F_2 频率控制字分别存储低频率和高频率,输出信号的频率从 $F_1 \sim F_2$ 扫描,而不是直接跳变。用户可以配置频率增量控制寄存器(图 7.42),来编程控制扫频间隔和扫频速度。

Chirp 模式:“Chirp”也称为“脉冲调频”(Pulsed FM)。该模式下,输出信号的频率在指定的范围和精度上发生线性或非线性的变化时,扫描方向可以编程控制。该模式需要用户通过“HOLD”状态(29 管脚高电平)控制停止频率点,并控制频扫停止后的状态。

BPSK 模式:与 FSK 模式的控制方式相同,只是 F_1 为载波频率,29 管脚选择相位控制字 P_1 (低电平)和 P_2 (高电平)中的相位作为信号的相位输出。

此外,还有另一种芯片 AD9858,这是一款功能更先进、性价比更高的 DDS 芯片,它的转换速率已达 1GHz,目前已投入应用。

7.5.3 直接中频采样

雷达信号含有信息的部分占用的带宽很小,因此不能用低通信号的采样方法来实时处理,故采用中频带通采样对回波直接数字化。

由于数字下变频直接对中频信号进行采样,必然要求 A/D 变换器的输入带宽比基带采样时宽许多,这样就加重了 A/D 变换器的负担。因此采样频率 f_s 的选择至关重要,必须正确选

择采样频率以避免采样后频谱发生混叠,即频率采样要以频谱无混叠为原则。

通常,采样速率超过 2 倍信号最高频率称为过采样;相反,当采样速率低于 2 倍信号最高频率称为欠采样。

带通采样可采用以下方案:

(1) 奈奎斯特(Nyquist)采样

Nyquist 采样就是典型的过采样,要求采样频率 f_s 满足 $f_s > 2f_H$ 。在实际应用中,为了使前级抗混叠滤波器易于实现,提高输入信号的信噪比, f_s 一般取 f_H 的 2.5 倍以上。

(2) Shannon 带通采样

带通采样充分利用了采样的时间等效性,属于欠采样方式。

欠采样方案无疑降低了 ADC 采样速率,对 ADC 器件和抽取滤波数字信号处理器件的要求大为降低。此外,欠采样有可能避开带外的谐波、杂散混叠到带内来。

另外,欠采样还具有类似于变频的作用,完成频谱搬移功能。对带通信号进行欠采样处理,可以将信号频谱从较高中频上线性地搬移到较低的频率,甚至零中频,在低频上利用带通滤波器或低通滤波器就可以将信号提取出来。

带通信号采样定理:对于中心频率为 f_0 ,信号带宽为 $B=(f_H-f_L)$ 的带通信号,采样频率公式表示为

$$2B < f_s < 2f_H \quad (7-85)$$

$$2f_H/n \leq f_s \leq 2f_L/(n-1) \quad (7-86)$$

式中, f_H 和 f_L 分别为上截止频率和下截止频率, n 是由下式确定的整数,用符号 $\text{int}[\cdot]$ 表示取整。

$$1 \leq n \leq \text{int}[f_H/B] \quad (7-87)$$

由上述定理可知:

① 不失真地恢复原信号的无混叠采样频率对应于 n 个互不重合且不连续的区域,而在式(7.86)取等号时等式成立的边界频率处将发生频率混叠,也就是说采样频率的选取并不是大于某个频率值就不发生混叠。

② 要降低采样频率就必须在式(7.86)中选取大的 n 值,因而 n 取最大值 $n_{\max}$ 时对应于最低不失真采样频率为 $f_{s\min} = 2f_H/n_{\max}$,其中 $n_{\max} = [f_H/B]$ 。

③ 在 n 值确定之后, f_s 的取值范围也就相应确定,但是考虑到 A/D 变换器采样频率的稳定性,采样频率应取 f_s 取值范围的中点,即

$$f_s = \frac{f_H}{n} + \frac{f_L}{n-1} \quad (7-88)$$

④ 当 $n=1$ 时, $2f_H \leq f_s \leq \infty$ 即对应于低通奈奎斯特采样定理所对应的采样频率范围,由此可见带通信号采样定理包含了低通信号采样定理。

举例说明,超外差接收机的中频频率为 $f_0 = 200\text{MHz}$,中频带宽为 $B = 20\text{MHz}$,则 $f_H = 210\text{MHz}$, $f_L = 190\text{MHz}$,代入式(7-85)和式(7-86)得到 n 取不同值时带通采样频率,见表 7.7。

表 7.7 $f_0 = 200\text{MHz}$, $B = 20\text{MHz}$ 的带通采样频率表

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10
带通采样 频率/MHz	210~380	140~190	105~126.7	84~95	70~76	60~63.3	52.5~54.3	46.7~47.5	42~42.2

采样频率的选取理论上只要在表 7.7 中的范围内即可,当 $n=10$ 时,采样频率仅仅大于信

号中频带宽的两倍,这对中频带通滤波器需要有接近 1 的矩形系数,实际中很难满足,所以很少采用;另外,当 n 取偶数时,信号最靠近零点的频谱将发生“反折”, n 取奇数可以克服这一现象。

带通采样技术实际上完成了信号的下变频,变频以后的信号频率 f' 与原信号频率 f 之间的关系为(n 取奇数)

$$f=f_s\times\text{ROUND}(f_0/f_s)+f' \tag{7-89}$$

式中,ROUND()表示向下取整。

当采样速率越高时,总的积分噪声不变并且噪声将在更宽的频带上展宽,也就降低了基底噪声^①,带通采样在降低采样速率、减小数据流的同时,导致了信号基底噪声比 Nyquist 采样时有所提高。

7.5.4 数字下变频的实现

数字下变频器(DDC)的工作原理本质上与模拟下变频器是一样的,是输入信号与本振信号的乘法运算。在模拟下变频器中,混频器的非线性和模拟本地振荡器的频率稳定度、边带、相位噪声等都是难以彻底解决的问题。这些问题在数字下变频中是不存在的。数字下变频器的运算速度决定了其输入信号数据流可达到的最高速率,相应地也限定了 A/D 变换器的最高采样速率。

数字下变频模块的主要指标有:最高输入数据率;能处理的最大信号带宽;数字本振 NCO 的频率分辨力;最大抽取数等。从表 7.8 可以看出,现在国外 DDC 专用模块能处理的最高数据率为 100MSPS 左右,所以对很多应用场合来说是不够的,而且很多其他设计参数上也受到某种程度上的限制,比如信号带宽和 NCO 初相设定等。因此,对于现在 100MSPS 以上数据率的 DDC 需要采用一定条件下的结构等效,并采用高速 FPGA 技术实现,比如采用多相结构等。

表 7.8 部分专用 DDC 芯片

型 号	最大数据 输入速率/ MSPS	最大数据 输入带宽/ MHz	通道数	最大抽 取率	无杂散动 态范围/dB	NCO 分辨率/ Hz
AD6620	65	5	1	16 384	>100	0.02
AD6624	80	5	4	16 384	>100	0.02
HSP50214B	65	0.982	1	18 384	>100	0.012
HSP50216	70	1	4	65 536	>115	0.012
GC1012B	100	50	1	64	>75	0.1
GC4016	100	5	4	16 384	>115	0.02

数字地获得中频信号的 I 和 Q 分量的方法有两种:一种是在数字域用传统的乘法检测器直接实现(DTPD);另一种用数字滤波器检测(DFPD)来完成。下面分别作介绍:

1. DTPD 法

为了充分利用带通信号所携带的信息,数字接收机在中频对雷达回波直接进行数字下变

^① 在接收机中,噪声基底定义为输入端温度 $T=290\text{K}$ 时工作的系统的有效输入噪声电平。例如 $B=10^7\text{Hz}$ 系统的噪声基底 $N(\text{dBm})=10\log(kTB)=-104\text{dBm}$ 。 k 为玻耳兹曼常数。

频和数字低通滤波形成基带数字 I、Q,如图 7.43 所示。

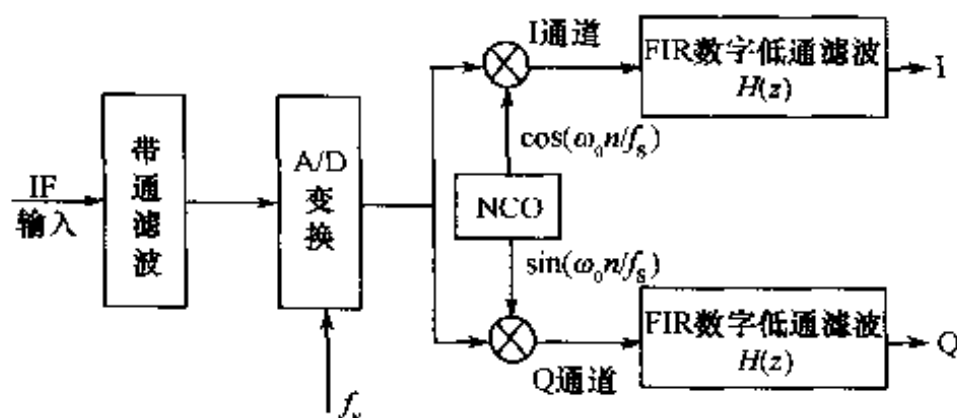


图 7.43 带通采样信号数字分离框图

由图 7.43 可知,DTPD 法是在直接中频采样后用数字变频器、数控振荡器(NCO)和数字滤波器替代模拟器件。图中输入中频信号经过带通滤波器后进入 A/D 变换器进行直接中频带通采样,采样数据分别与来自数控振荡器(NCO)的两路相位相差 90° 的数字本振进行数字混频,混频后的数据经数字低通滤波器产生基带数字 I、Q 信号。其中,NCO 实际上是一个无 D/A 和低通模拟滤波器的 DDS。

由于采用了数字混频,就消除了采用模拟混频器引入的直流偏移和 I、Q 通道的增益相位失配,保证了 I、Q 通道在幅度一致性和相位正交性上的精度远远高于传统方法,直接对带通信号采样能有效地避免零漂及 ADC 输入的 $1/f$ 噪声对检测信息的影响。所以,从数字化接收机得到的信号处理结果要比从模拟接收机所得到的信号处理结果的精确度和稳定度都高。

2. DFPD 法

DFPD 法采用数字滤波器来获得 I 和 Q 分量,在 DFPD 法中可采用数字希尔伯特滤波器或内插滤波器,为避免混叠,必须合适地选择采样速率 f_s ,例如,采用数字内插滤波器的 DFPD 法要求 A/D 的采样速率 f_s ,中频信号的中心频率 f_0 和信号带宽 B 之间的关系为

$$f_s = 4f_0 / (2M - 1) \quad (M = 1, 2, 3, \dots) \quad (7-90)$$

$$f_s \geq 2B \quad (7-91)$$

给出中频信号 $s(t) = A(t)\cos[\omega t + \varphi(t)]$,以 $f_s = 1/T = 4f_0 / (2M - 1)$ 采样后,得

$$\omega T = 2\pi f_0 (2M - 1) / 4f_0 = (2M - 1)\pi / 2$$

如取 $M = 1$,则

$$\begin{aligned} S(nT) &= A(nT)\cos[\omega nT + \varphi(nT)] \\ &= A(nT)\cos\varphi(nT)\cos(n\pi/2) - A(nT)\sin\varphi(nT)\sin(n\pi/2) \\ &= I(n)\cos(n\pi/2) - Q(n)\sin(n\pi/2) \\ &= \begin{cases} (-1)^{n/2} I(n) & n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{(n-1)/2} Q(n) & n \text{ 为奇数} \end{cases} \end{aligned} \quad (7-92)$$

因此,当中频信号按上述关系式采样时,其输出为: $I(0), Q(1), -I(2), -Q(3), I(4), Q(5), \dots$ 可见,中频信号的 I、Q 分量交替地获得,它们在时间上差 1 个采样周期 T_s 。若要得到完整的正交两路信号,则需后续的数字信号处理来实现。即在 I 和 Q 之间的时间失配可通过分别加内插滤波器来消除。所以正交解调在数字域完成了。

内插滤波器的设计方法是多种多样的,一种简单的 I 和 Q 时间对准方法是插入 Q 分量的偶样本或 I 分量的奇样本。然而,这种方法不实用,除非插入的阶数足够大或信号带宽的采样速率小很多。因为有限阶插入器(包括有限的字长)对全通的幅值和相位响应是不理想的。较好的方法是设计一个多相 FIR 滤波器组,并选一个支路对 I 滤波,另一个延时不到半个样本的支路对 Q 滤波。多相滤波的每个支路虽然不相同,但共同使用相似的响应特性。它们的不完美的全通特性并不直接在 I 和 Q 分量之间产生失配。

目前,数字雷达接收机中的中频采样技术受到 ADC 的特性和数字信号处理器的逻辑时钟速率的限制,所以中频信号的中心频率不能选得太高。

DFPD 法所用数字下变频器的形式有多种,常用的有上面提到的 Hilbert 滤波器,还有格型多相滤波器(LWDFs)等。

3. 一个数字直接下变频数字接收机的例子^[58~60]

综上所述,DDC 的结构和模拟方式类似,不同之处在于 IF 之后接 1 路 ADC,其后全部是数字部件,相差信号由 NCO(Numerical Control Oscillator)产生,其输入频率为采样频率 f_s ,输出 I/Q 调谐时钟。混频器由数字乘法器和滤波器组成。ADC 采样数据和调谐时钟相乘输出平移后的复数回波。图 7.44 示出该例这类直接数字下变频接收机的核心结构。其滤波器由多级多速率滤波器组成,包括 CIC(Cascaded Integrator Comb)滤波器和两个多相结构的 FIR 滤波器。下面对该例分别作一说明。

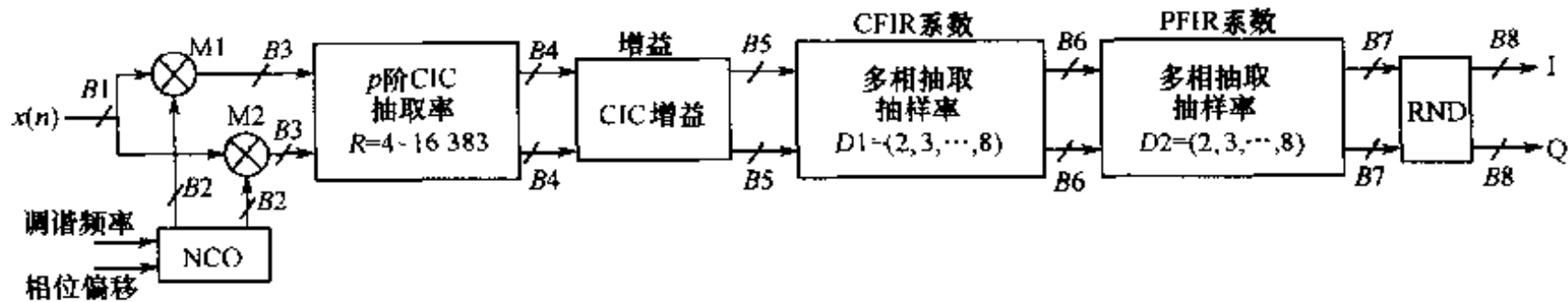


图 7.44 一种直接数字下变频接收机核心结构

(1) NCO

NCO 的结构如图 7.45 所示,其核心部件是相位累加器,它每个采样时钟周期更新一次。预置的相位累加值用来控制输出频率, θ_{off} 是相位初值寄存器。相位累加器输出值作为正余弦查找表的地址,每时钟输出当前节拍的调谐时钟 I 和 Q 分量,用来分别与 AD 值相乘。

NCO 可以通过编程相位累加值设定调谐频率,相位累加步进为

$$K = \Delta\theta = f_{out} 2^N / f_c$$

其中 f_{out} 为输出调谐频率, f_s 为采样频率, N 为累加器字长。

调谐频率精度 Δf 是采样频率和字长 N 的函数: $\Delta f = f_c / 2^N$, 所以给定 Δf , $N = \lceil \log_2(f_c / \Delta f) \rceil$ 。也就得知

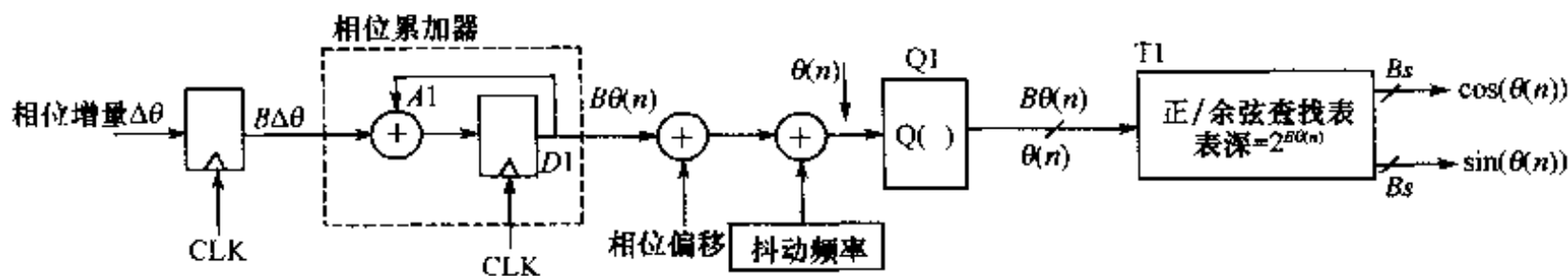


图 7.45 NCO 结构

为了得到好的 SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) 性能, 一般可仔细选择 f_s 和 f_{out} , 但在某些情况下, 如 f_{out} 可调谐时, SFDR 的性能不高。在基于 ADC 的系统中, 增加一个微小的随机噪声, 可以使误差均匀分布, 无杂散噪声动态范围 (SFDR) 得以提高。因此在正余弦查找表之前增加一个加法器, 将一个小的伪随机噪声加入到相位中去。

查找表的字长和深度由所需的 SFRD 值 S 确定, $B_2 = S/6$ 。

(2) 级联积分梳状 (CIC) 滤波器

所谓级联积分梳状滤波器, 是指该滤波器的冲激响应具有如下形式

$$h(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq D-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7-93)$$

式中, D 为 CIC 滤波器的阶数 (后面将会看到这里的 D 也就是抽取因子)。根据 z 变换的定义, CIC 滤波器之 z 变换为

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{n=0}^{D-1} h(n) z^{-n} = \frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \\ &= \frac{1}{1 - z^{-1}} (1 - z^{-D}) = H_1(z) H_2(z) \end{aligned} \quad (7-94)$$

式中

$$H_1(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (7-95)$$

$$H_2(z) = 1 - z^{-D} \quad (7-96)$$

积分梳状滤波器的实现框图如图 7.46 所示, 由图可见, CIC 滤波器由两部分组成, 积分器 $H_1(z)$ 和梳状滤波器 $H_2(z)$ 的级联, 这就是为什么称该滤波器为积分梳状滤波器的原因。 $H_1(z)$ 为积分器是容易理解的, 而 $H_2(z)$ 之所以称为梳状滤波器, 可以从它的幅频特性来说明。把 $z = e^{j\omega}$ 代入可得 $H_2(z)$ 的频率响应为

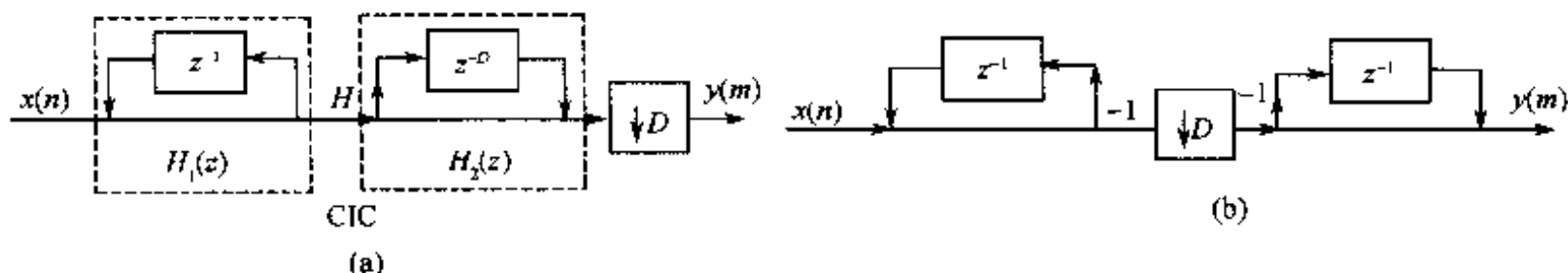


图 7.46 积分梳状滤波器的实现框图

$$\begin{aligned} H_2(e^{j\omega}) &= 1 - e^{-j\omega D} \\ &= e^{-j\omega \frac{D}{2}} 2 \left[\frac{e^{j\omega \frac{D}{2}} - e^{-j\omega \frac{D}{2}}}{2} \right] \\ &= 2je^{j\omega \frac{D}{2}} \sin\left(\frac{\omega D}{2}\right) \end{aligned} \quad (7-97)$$

其幅频特性为

$$|H_2(e^{j\omega})| = 2 \left| \sin\left(\frac{\omega D}{2}\right) \right| \quad (7-98)$$

如图 7.47(a) 所示。

由图 7.47 清晰地看出, $|H_2(e^{j\omega})|$ 的形状如同一把梳子, 故把 $H_2(z)$ 形象地称为梳状滤波器。同样可以求得积分器 $H_1(z)$ 的频率响应为

$$\begin{aligned}
 H_1(e^{j\omega}) &= \frac{1}{1-e^{-j\omega}} = -\frac{e^{j\omega/2}}{2} \left[\frac{e^{j\frac{\omega}{2}} - e^{-j\frac{\omega}{2}}}{2} \right]^{-1} \\
 &= \frac{-j}{2} e^{j\omega/2} \left(\sin \frac{\omega}{2} \right)^{-1}
 \end{aligned} \quad (7-99)$$

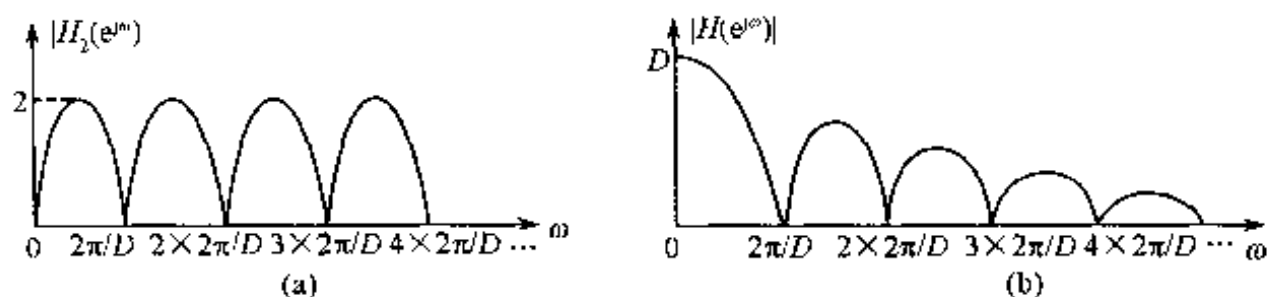


图 7.47 CIC 滤波器之幅频特性

所以 CIC 滤波器的频率总响应为

$$\begin{aligned}
 H(e^{j\omega}) &= H_1(e^{j\omega})H_2(e^{j\omega}) = \frac{\sin\left(\frac{\omega D}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} e^{-\frac{j\omega(D-1)}{2}} \\
 &= DSa\left(\frac{\omega D}{2}\right) Sa^{-1}\left(\frac{\omega}{2}\right) e^{-\frac{j\omega(D-1)}{2}}
 \end{aligned} \quad (7-100)$$

或写成

$$|H(e^{j\omega})| = DSa\left(\frac{\omega D}{2}\right) \left[Sa^{-1}\left(\frac{\omega}{2}\right) \right]$$

式中, $Sa(x) = \frac{\sin(x)}{x}$ 为抽样函数, 且 $Sa(0) = 1$, 所以 CIC 滤波器在 $\omega = 0$ 处的幅度值为 D , 即

$$|H(e^{j0})| = D \quad (7-101)$$

CIC 的幅频特性如图 7.47(b) 所示, 称 $(0 \sim 2\pi/D)$ 的区间为 CIC 滤波器的主瓣, 而其他区间称为旁瓣, 由图可见随着频率的增大, 旁瓣电平不断减小, 其中第一旁瓣电平为

$$|H(e^{j\omega})|_{\omega=1.5 \times \frac{2\pi}{D}} = \left| \frac{\sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{3\pi}{2D}\right)} \right| = \frac{1}{\left| \sin\left(\frac{3\pi}{2D}\right) \right|} \quad (7-102)$$

当 $D \gg 1$ 时, $\left| \sin\left(\frac{3\pi}{2D}\right) \right| \approx \frac{3\pi}{2D}$, 所以第一旁瓣电平 A_1 为

$$A_1 = \frac{2D}{3\pi} \quad (7-103)$$

它与主瓣电平(D) 的差值 α_s (用 dB 表示)

$$\alpha_s = 20 \lg \frac{D}{A_1} = 20 \lg \frac{3\pi}{2} = 13.46(\text{dB}) \quad (7-104)$$

可见单级 CIC 滤波器的旁瓣电平是比较大的, 只比主瓣低 13.46dB, 这也就意味着阻带衰减很差, 一般是难以满足实用要求的。为了降低旁瓣电平, 可以采用多级 CIC 滤波器级联的办法来解决, 例如用 Q 级 CIC 实现时的频率响应为

$$|H_Q(e^{j\omega})| = \left[\frac{\sin(\frac{\omega D}{2})}{\sin(\frac{\omega}{2})} \right]^Q = D^Q Sa^Q\left(\frac{\omega D}{2}\right) Sa^{-Q}\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (7-105)$$

同理,可求得 Q 级 CIC 滤波器的旁瓣抑制为

$$a_s^Q = 20\lg\left(\frac{D}{A_1}\right)^Q = Q20\lg\left(\frac{D}{A_1}\right) = [Q \times 13.46](\text{dB}) \quad (7-106)$$

当 $Q=5$ 时, $a_s^Q = 67.3\text{dB}$ 。可见,5 级级联 CIC 滤波器具有 67dB 左右的阻带衰减,基本能满足实际要求,例如在 HSP50214 数字下变频器中就使用了 5 级 CIC 滤波器,用来实现 4~32 倍抽取。单级 CIC 滤波器用作抽取滤波器时的等效结构已在图 7.46(b) 中给出。由图可见,CIC 抽取滤波器实现起来还是非常简单的,无需一般 FIR 滤波器所需的乘法运算,这无论是对提高实时性,还是简化硬件都有重要意义,所以 CIC 滤波器在多速率信号处理中具有特别重要的位置。图 7.48 给出了多级级联 CIC 抽取滤波器的等效结构。

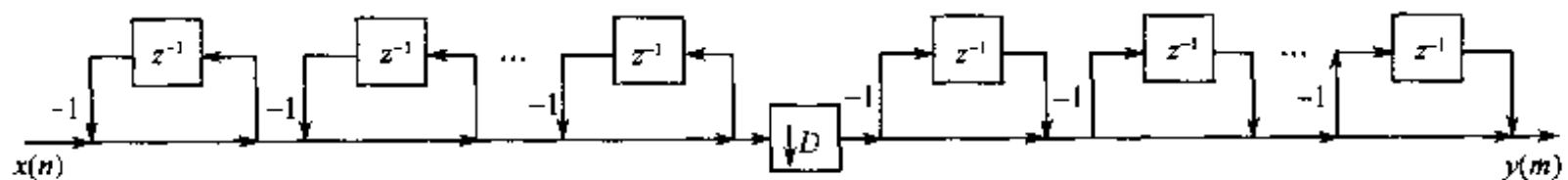


图 7.48 多级级联 CIC 抽取滤波器的等效结构

由 Q 级 CIC 滤波器的频率响应 $H_Q(e^{j\omega})$ [式(7-105)] 可见,CIC 抽取滤波器有一个处理增益 D^Q 。而且随着级数 Q 的增多和抽取因子 D 的加大,处理增益也越大,所以在用软件或硬件实现 CIC 滤波器时,每一级必须保留足够的运算精度,否则就有可能引起溢出错误,或运算精度的降低。另外,在前面的讨论中,一直假定 CIC 滤波器的抽取因子等于 CIC 滤波器的阶数 D ,否则图 7.46(a) 就无法等效成图 7.46(b) 的形式,这就是说当抽取因子 D 选定后,CIC 滤波器的阶数相应也就随之确定了,两者不是独立的。

本例中,CIC 是一个多速率滤波器,用来在数字系统中实现大采样率的改变。CIC 中无乘法器,只包含加法、减法和寄存器。类似于图 7.48。图 7.49 描述了本例 CIC 滤波器的基本结构。

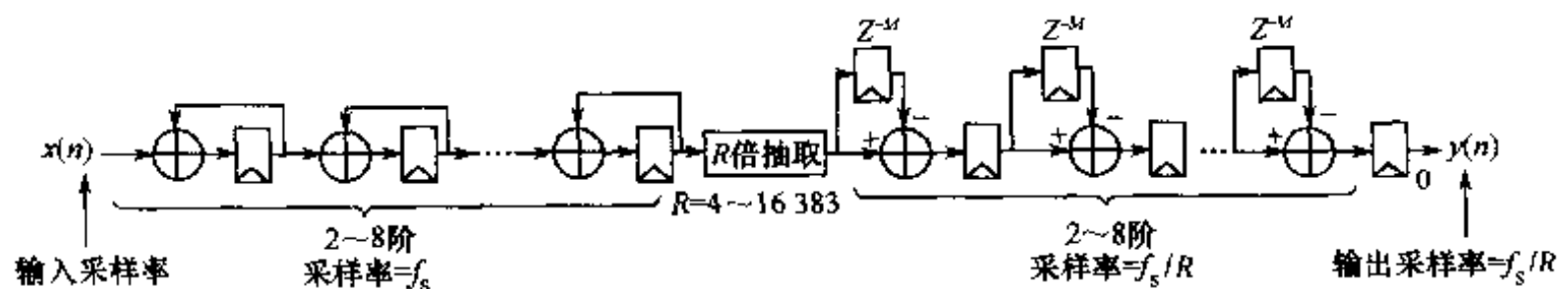


图 7.49 CIC 滤波器的基本结构

图 7.49 中,积分器(Integrator)段包含 N 个工作在 f_s 速率下的积分器,每个积分器为一个单极点滤波器,具有一致的反馈系数,其传递函数为 $H_1(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ 。梳状滤波器(Comb)段工作在 f_s/R 的速率下,其中 R 为采样速率改变因子, $R = f_s/f_{out}$ 。这个段包含 N 个 Comb 节点,每个节点包含 M 级微分延时,微分延时是控制滤波器频率相应的参数, M 可以为 1 或 2。单个 Comb 节点的传递函数为 $H_c(z) = 1 - z^{RM}$ 。在积分器和梳状滤波器之间有一个速率改变开关,用来改变数据速率。系统通道传递函数

$$H(z) = H_1^N(z) \cdot H_c^N(z) = \frac{(1 - z^{RM})^N}{(1 - z^{-1})^N} \quad (7-107)$$

即

$$H(z) = \left[\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k} \right]^N \tag{7-108}$$

从式(7-108)可看出,CIC等效于N个系数的FIR滤波器,它具有低通频率特性: $z = e^{j2\pi f \cdot R}$,其中 $f = f_s/R$,其幅频特性为 $|H(f)| = \left[\frac{\sin(\pi Mf)}{\sin(\pi f/R)} \right]^N$ 。若 $f = 1/M$,则 $|H(f)| = 0$,因而M用来控制CIC的零点。

(3) FIR 滤波器

信号流通过CIC后,被两个FIR滤波器滤波,分别是CFIR滤波器和PFIR滤波器。它们都是采用DA算法的FIR滤波器,采用LUT实现,非常适合现代的FPGA结构。它们没有使用乘法器,滤波器的长度不会影响工作频率。而基于时分使用MAC(Multiply-Accumulator)的结构则会带来问题。它通过更多的并行机制来实现数据流量。

补偿滤波器用来使通带的频响平坦化,它以CIC的抽取速率工作,它提供 $\left(\frac{x}{\sin x}\right)^N$ 形状的频率响应。一个3阶64倍抽取的滤波器例子如图7.50所示,图中 $N=3,R=64$ 。它一般配置成1个多速率滤波器,抽取速率为2、4、8。它的过渡带一般较宽,以减少滤波器的阶数。

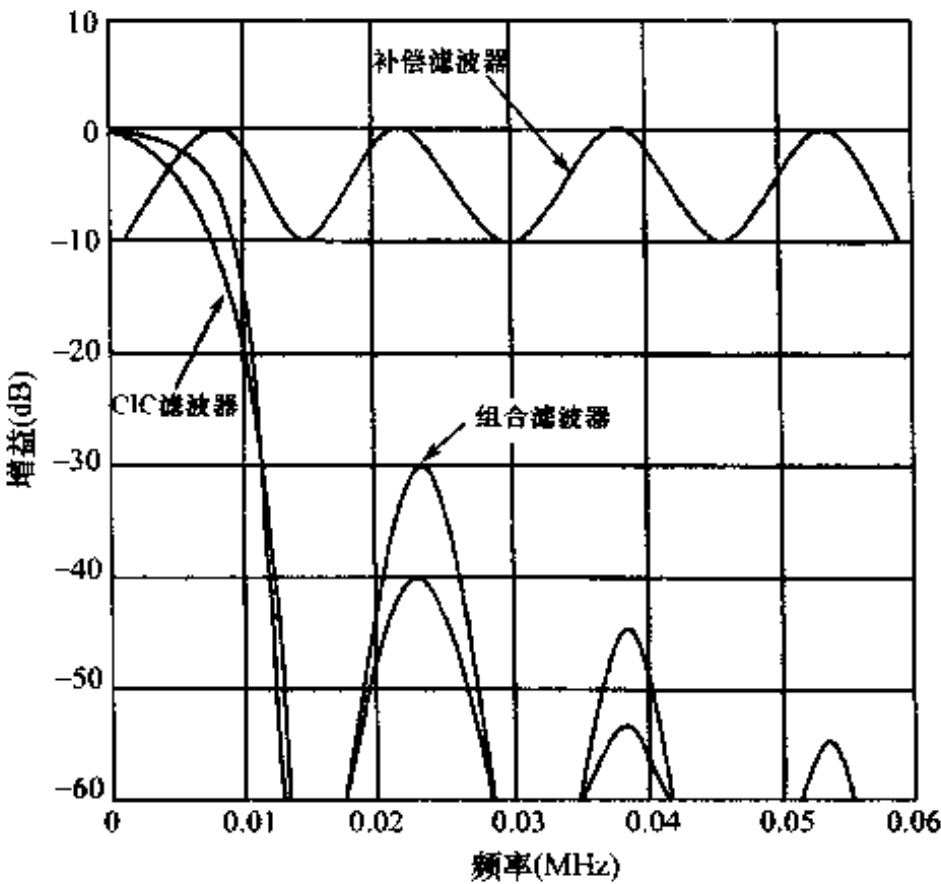


图 7.50 CIC 补偿滤波器(N=3,R=64)

4. 专用 DDS 芯片简介

在数字阵列雷达中,除了采用FPGA/CPLD来实现信号处理算法外,另一技术途径是采用专用芯片来实现。

DDC技术是数字接收机的主要技术瓶颈之一,同时也是数字接收机研究的热门领域,众多IC生产厂商也相继推出了各自不同系列的DDS专用芯片,如AD公司的AD系列、Intersil公司的HSP系列,以及TI公司的GC系列等,如表7.9所示。

(1) AD6620 简介

专用DDC芯片的主要性能指标有:最大数据输入速率、最大数据输入带宽、无杂散动态范围,以及NCO分辨率等。在项目设计中,要根据具体情况选用。

AD6620 是 AD 公司生产的一款高性能的可编程数字下变频器。它采用信号多级抽取理论和数字混频正交变换理论,实现了数字下变频、抽取、低通滤波等功能。

它的主要特点有:

- ◆ 采用 16 位线性比特补码输入(另加 3bit 指数输入);
- ◆ 单信道实数输入模式最大输入数据速率高达 67MSPS;
- ◆ 单信道复数输入模式最大输入数据速率高达 33.5MSPS;
- ◆ 双信道实数输入模式最大输入数据速率高达 33.5MSPS;
- ◆ 具有可编程抽取 FIR 滤波器与增益控制,抽取率在 2~16 384 之间可编程;
- ◆ 输出具有并行、串行两种输出模式,并行模式为 16 位补码。

AD6620 的原理框图如图 7.51 所示,内部信号处理单元由四部分组成,分别为数字混频单元、二阶积分梳状(CIC2)滤波器单元、五阶积分梳状(CIC5)滤波器单元和一个系数可编程的 FIR 滤波器(RCF)单元。输入芯片的高速数据流首先进入数字混频单元,该单元是由一个 32 位的复数数控振荡器实现将信号频谱由中频段搬到“零中频”(基带)上,同时将信号分成不同相分量(I)和正交分量(Q)两路,数字混频单元之后是 CIC2 单元,其抽取率可在 2~16 间通过编程设置,它的数据输入速率等于输入芯片的数据速率 f_{SAMP} 而其输出速率由 CIC2 的抽取率 K_{CIC2} 来决定($f_{\text{SAMP2}} = f_{\text{SAMP}} / K_{\text{CIC2}}$)。CIC2 单元后是 CIC5 单元,它的抽取率也可在 1~32 间通过编程设置,它的数据输出速率由 K_{CIC2} 与 K_{CIC5} 共同决定,即

$$f_{\text{SAMP5}} = f_{\text{SAMP}} / (K_{\text{CIC2}} \times K_{\text{CIC5}})$$

CIC2 单元与 CIC5 单元的目的在于降低数据率,使后续的 RCF 单元能对每个输出进行更高阶的运算。RCF 单元是一个系数(20bit 精度)可编程的积和(sum-of-product)FIR 滤波器,它同样拥有从 1~32 位可编程设置的抽取率,其滤波阶数最高可达 256 阶。最后,RCF 单元输出的数据将以串行或并行的方式传送出去。

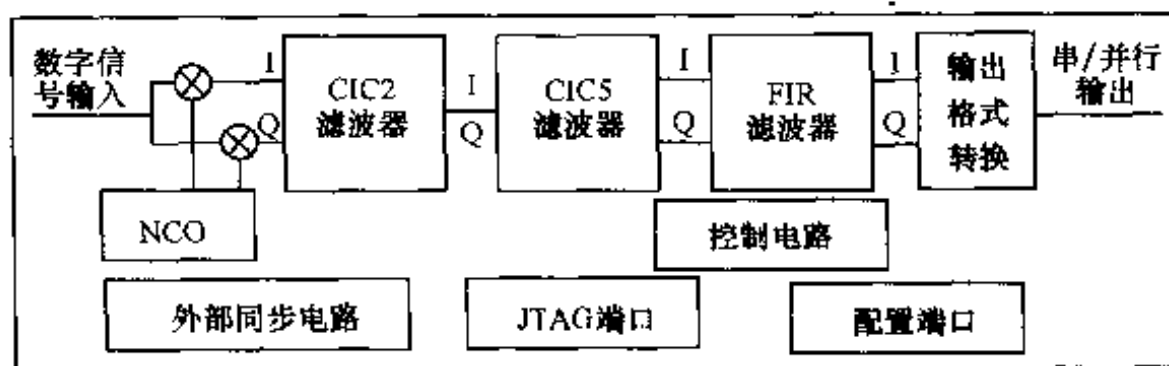


图 7.51 AD6620 原理框图

(2) AD6640 简介

AD6640 是美国 AD 公司生产的一种高速度、高性能、低功耗的单片 12 位 A/D 变换器。它将 A/D 变换的所有功能,包括跟踪/保持放大器和基准电源都做在芯片上,以此来提供一个完整的 A/D 变换功能。AD6620 只需单 +5V 电源就可工作,其数字输出能达到 65MHz 并 CMOS 兼容。其功能框图如图 7.52 所示。

由图可知,AD6640 采用两级子区式转换结构,既保证了精度又降低了功耗。它采用差分结构作为模拟信号的输入方式,每个输入都以 +2.4V 基准为中心,在 ±0.5V 的范围内上下波动,由于两个输入有 180° 的相位差,所以输入信号可有 2V 的峰峰值。信号进入芯片后被“保持 1”保持,“保持 1”的输出被进行 6bit ADC 粗转换,得到的数字输出驱动一个精度为 12bit DAC,DAC 输出的模拟信号与经过保持和延时的原信号相减得到一个剩余信号,再将该

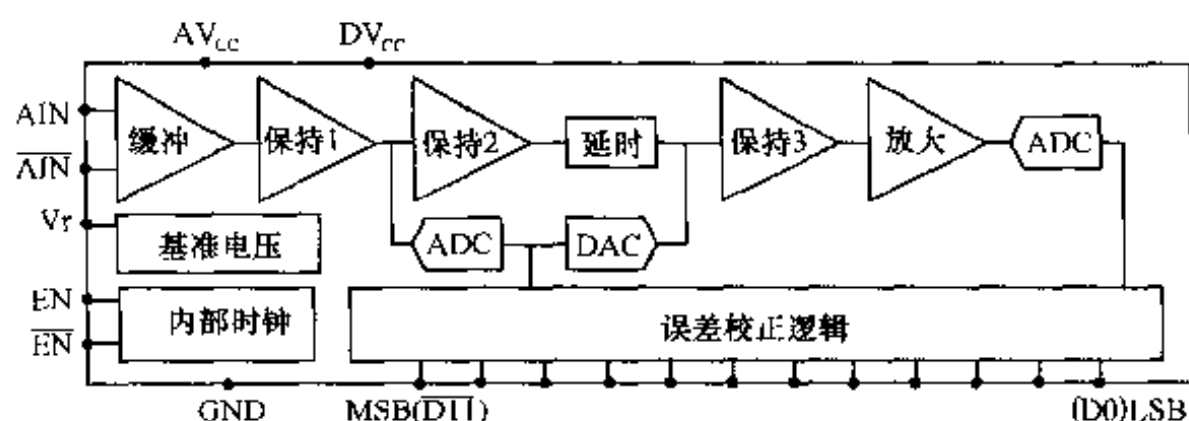


图 7.52 AD6640 功能框图

信号进行 7bit ADC 精变换,其结果与前面的 6bit 粗变换数值一起被传入误差校正逻辑单元进行校正,最终输出 12bit 的 A/D 变换结果。

该芯片的主要特点有:

- 保持采样率达到 65MSPS;
- 对完全差动输入级电路可达 70MHz 频率,能进行“中频采样”;
- 低功耗(用单一+5V 电源,功耗约为 710mW);
- 为增强其通用性,数字输出级可工作在+3.3V 电源上;
- 完整的解决方案包含了跟踪/保持放大器与基准电压源。

以上仅对两种最基本的 DDC 芯片进行了简介,目前市场上已有性能更好的 DDC 芯片,读者可参阅有关产品目录资料。

综上所述,数字下变频器的实现可采用专用集成电路、现场可编程门阵列(FPGA)、高速信号处理器件(DSP)来实现。通常由于雷达信号具有一定的带宽,计算的数据量较大,目前的通用型 DSP 很难满足对雷达信号的实时处理的要求,因而受到限制。

最后我们简要介绍一个基于 FPGA 的数字接收机。图 7.53 是基于 Xilinx FPGA 的某数字化接收机结构图。

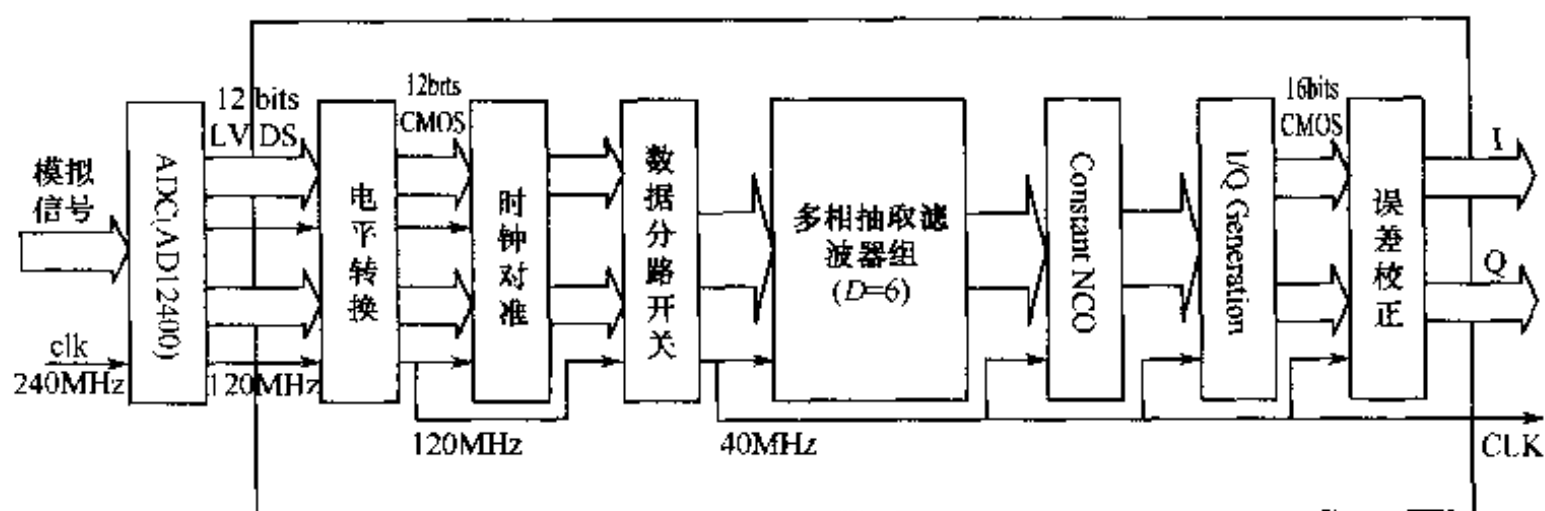


图 7.53 基于 Xilinx FPGA 的数字化接收机

系统由 ADC 与 DDC 模块组成,ADC 选用 AD 公司的 AD12400,DDC 模块在一块 FPGA 中实现。系统工作时,由外部时钟源提供与发射机同源的工作时钟,时钟频率为 240MHz。输入模拟信号经 ADC 后,输出两路 12 位差分数据,两路数据之间相差半个时钟周期,同时输出 120MHz 的差分时钟信号。经电平转换和时钟对准后送入数据分路开关,分为 6 路数据经多相抽取滤波器组滤波,再经常数 NCO 混频及 I/Q 生成,形成 I、Q 两路 16 位数据,最后再经误差校正后,分 I/Q 两路信号输出,同时输出 40MHz 的同步时钟信号提供给基带处理单元,在系统中,数字下变频模块的全部功能由 FPGA 实现。

值得关注的是, FPGA 包含大量的逻辑电路资源,其工作方式与 PDSP(Programmable Digital Signal Processor)的指令排队工作方式有着本质的不同,具有极高的运算速度。目前, FPGA 的规模越来越大,嵌入的各种硬件功能模块也越来越多,一部分系列的 FPGA 还嵌入了 PDSP。现在的 FPGA 可以做到单片集成射频接收、解调、DDC、纠错、测距、测速、遥测等功能,实现真正意义上的 SoC(System on Circuit),其可靠性、功耗和成本都将得到极大的优化。

7.5.5 高速采样 A/D 变换及扩展数字接收机动态范围的措施简介

A/D 变换器是决定数字接收机性能的关键器件之一。最高采样速率和有效的字长是影响数字接收机带宽和动态范围的关键参数。目前宽带数字接收机研究的主要目标是实现至少 1GHz 的带宽 8bit 的动态范围。数字接收机的典型带宽为 1~4GHz,一般来说,由于 A/D 变换器采样率的限制,目前数字接收机的典型带宽为 1GHz。分辨率 14bit、采样率 105MSPS 和分辨率 8bit、采样率 1.5GSPS 的高速 A/D 变换器已经商用化,当前最先进的采用 B7HF 双极性硅/锗技术的 A/D 变换器采样率可达 3GSPS,分辨率 8bit,该 A/D 变换器已经研制成功并应用到数字接收机。A/D 变换器未来的期望带宽为几十吉赫兹,量化位数为 10 位以上,即动态范围与模拟接收机相当。

另外,在变换过程中,由于孔径不稳定或孔径抖动将增加系统的噪声,该噪声电压与模拟输入信号和孔径抖动成正比。而采样时钟的不稳定也会降低 A/D 变换器的噪声性能,其结果与 A/D 变换器孔径不稳定对系统性能的影响是一样的,因此采样时钟应来自高稳定晶振。在实际应用中,应综合考虑其采样速率、带宽、转换位数、无杂散动态范围等指标。

变换的性能直接决定了数字接收机的性能,A/D 变换器的分辨率或位数决定了数字接收机的动态范围。

信号经过 A/D 变换器后,由于其量化误差的影响将增加系统的噪声,其信噪比为

$$SNR = 6.02b + 1.76\text{dB} + 10\lg \frac{f_s}{2B} \quad (7-109)$$

式中, f_s 为采样频率; B 为模拟带宽; b 为 A/D 变换器的位数。

对比式(7-9),由式(7-109)可看出,增加采样频率或者降低模拟信号带宽都可以改善 A/D 变换器的信噪比,同时增大了接收机的动态范围。

为扩展接收机动态范围,可采用自动增益控制(AGC)技术。一种带数字 AGC 的数字接收机结构如图 7.54 所示。其中,AGC 主要由可控增益放大器、ADC、高效数字包络检波、门限比较、误差处理等组成,用于压缩输入有用信号的动态范围,以满足 ADC 的输入动态范围要

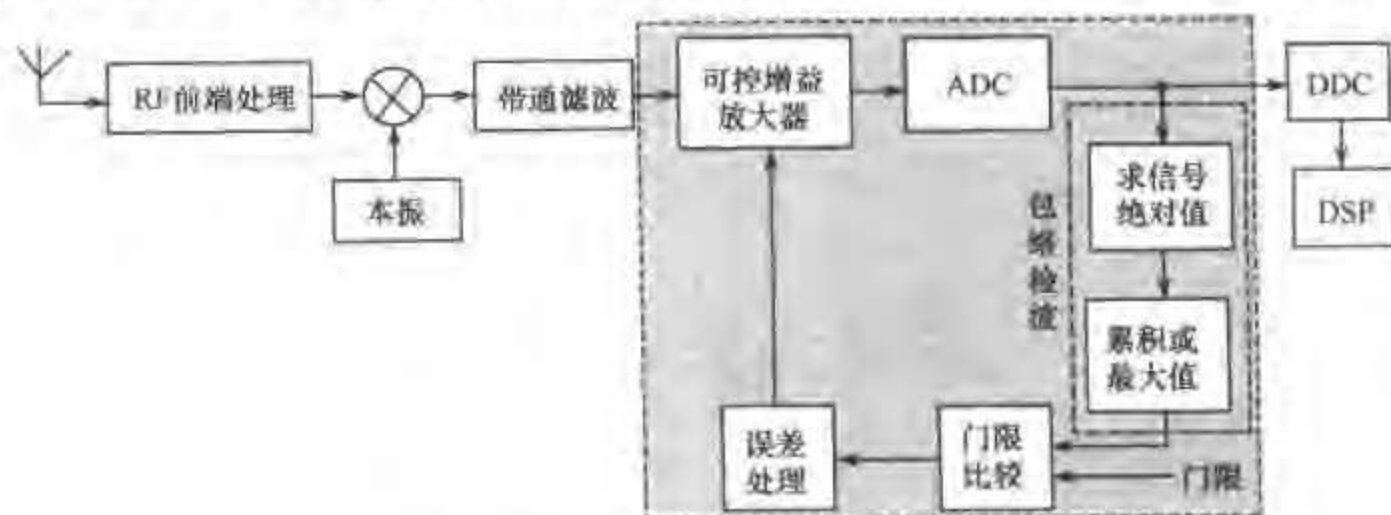


图 7.54 带数字式 AGC 的数字接收机结构

求,从而也扩展了整个数字接收机的动态范围。

7.6 数字阵列雷达的应用

数字阵列雷达优越的性能,同时多功能、可重构、智能化等特点使其在军事和民用领域都具有广阔的应用前景。

除在 7.1 节中列举 DAR 应用于海基和天基监视雷达外,还有以下应用:

- (1) 数字气象雷达。接收时灵活产生的多波束可解决传统多普勒雷达无法解决的问题。
- (2) 数字空中交通管制雷达,用于空中管制和调度。
- (3) 数字 SAR,用于目标成像和测绘。
- (4) 警用 DAR,用于测速和监视。
- (5) 反导用 DAR,用于多目标搜索和跟踪。
- (6) 数字动目标模拟器(MTS),用于作测量和校正。

DAR 仅用在发展初期,其应用范围将随其发展而扩大。

第 8 章 脉冲压缩雷达

8.1 概 述

我们知道,雷达的距离分辨力取决于信号带宽。在普通脉冲雷达中,雷达信号的时宽带宽积为一常量(约为 1),因此不能兼顾距离分辨力和速度分辨力两项指标。

近年来,从改进雷达体制方面来扩大作用距离和提高距离分辨力方面已有很大进展。这种体制就是脉冲压缩(PC)雷达体制,它采用宽脉冲发射以提高发射的平均功率,保证足够的最大作用距离,而在接收时则采用相应的脉冲压缩法获得窄脉冲,以提高距离分辨力,因而能较好地解决作用距离和分辨能力之间的矛盾。

雷达的距离分辨力为

$$\delta_r = \frac{c}{2B} \tag{8-1}$$

式中, c 为光速, $B = \Delta f$ 为发射波形带宽。

对于简单的(未编码)脉冲雷达, $B = \Delta f = 1/\tau$,此处 τ 为发射脉冲宽度。因此,对于简单的脉冲系统,将有

$$\delta_r = c\tau/2 \tag{8-2}$$

表 8.1 不同雷达应用的典型脉冲宽度

雷达类型	距离 /km	脉冲宽度 / μ s	分辨力 /m
空中交通管制	100	1	200
远程监视	~ 300		
近程监视	40	0.4	50
目标截获	20	0.1 ~ 0.2	20
跟踪	10 ~ 20	0.050	10
高分辨力搜索	10	0.020	4

表 8.1 列出了雷达的若干应用及其相应的典型脉宽值。显然,对于某些雷达考虑到发射平均功率等因素,宜采用脉冲压缩技术,才能同时满足作用距离和距离分辨力的要求。在脉冲压缩系统中,发射波形往往在相位上或频率上进行调制,接收时将回波信号加以压缩,使其等效带宽 B_e (或用 Δf_e 表示) 满足 $B_e = \Delta f_e \gg 1/\tau$ 。令 $\tau_e = 1/B_e$,则式(8-1) 变成

$$\delta_r = c\tau_e/2 \tag{8-3}$$

式中, τ_e 表示经脉冲压缩后的有效宽度。因此,脉冲压缩雷达可用宽度 τ 的发射脉冲来获得相当于发射脉冲有效宽度为 τ_e 的简单脉冲系统的距离分辨力。发射脉冲宽度 τ 跟系统有效(经压缩的)脉冲宽度 τ_e 的比值便称为脉冲压缩比,即

$$D = \tau/\tau_e \tag{8-4}$$

因为 $\tau_c = 1/B_c$, 所以式(8-4)可写成

$$D = \tau B_c (\text{或写成 } \tau \Delta f_c) \quad (8-5)$$

即压缩比等于信号的时宽 - 带宽积。在许多应用场合, 脉冲压缩系统常用其时宽 - 带宽积表征。

脉冲压缩系统最显著的特点是:

(1) 它的发射信号采用载频按一定规律变化的宽脉冲, 使其脉冲宽度与有效频谱宽度的乘积 $B_c \tau \gg 1$, 这两个信号参数基本上是独立的, 因而可以分别加以选择来满足战术要求。在发射机峰值功率受限的条件下, 它提高了发射机的平均功率 P_{av} , 增强了发射信号的能量, 因此扩大了探测距离。

(2) 在接收机中设置一个与发射信号频谱相匹配的压缩网络, 使宽脉冲的发射信号(一般认为也是接收机输入端的回波信号) 变成窄脉冲, 因此保持了良好的距离分辨力。这一处理过程就称之为“脉冲压缩”。

(3) 有利于提高系统的抗干扰能力。对有源噪声干扰来说, 由于信号带宽很大, 迫使干扰机发射宽带噪声, 从而降低了干扰的谱密度。对回答式干扰也由于采用了复杂的脉冲内调制, 在信号的延迟、放大、转发过程中会产生更大的畸变, 从而得到一定的抑制。至于消极干扰, 则由于提高了系统的分辨能力, 抗干扰性能也有一定的改善。

然而, 采用大时宽 - 带宽信号也会带来一些缺点, 这主要有:

(1) 最小作用距离受脉冲宽度 τ 的限制。

(2) 收发系统比较复杂, 在信号产生和处理过程中的任何失真, 都将增大旁瓣高度。

(3) 存在距离旁瓣。一般采用失配加权以抑制旁瓣, 主旁瓣比可达 30 ~ 35dB 以上, 但将有 1 ~ 3dB 的信噪比损失。

(4) 存在一定的距离和速度测定模糊。适当选择信号参数和形式可以减小模糊。

总之, 脉冲压缩体制的优越性超过了它的缺点, 已成为近代雷达广泛应用的一种体制。

根据上而讨论, 我们可以归纳出实现脉冲压缩的条件如下:

(1) 发射脉冲必须具有非线性的相位谱, 或者说, 必须使其脉冲宽度与有效频谱宽度的乘积远大于 1。

(2) 接收机中必须具有一个压缩网络, 其相频特性应与发射信号实现“相位共轭匹配”, 即相位色散绝对值相同而符号相反, 以消除输入回波信号的相位色散。

第一个条件说明发射信号具有非线性的相位谱, 提供了能被“压缩”的可能性, 它是实现“压缩”的前提; 第二个条件说明压缩网络与发射信号实现“相位共轭匹配”是实现压缩的必要条件。只有两者结合起来, 才能构成实现脉冲压缩的充要条件。

综上所述, 一个理想的脉冲压缩系统, 应该是一个匹配滤波系统。它要求发射信号具有非线性的相位谱, 并使其包络接近矩形; 要求压缩网络的频率特性(包括幅频特性和相频特性)与发射脉冲信号频谱(包括幅度谱与相位谱)实现完全的匹配。

根据这些要求, 可用图 8.1 来描述一个理想的脉冲压缩系统。

在理想脉冲压缩系统模型中, 我们假定在电波传播和目标反射过程中, 以及在微波通道、收发天线和压缩网络前的接收通道传输过程中, 信号没有失真, 而且增益为 1。因此, 接收机压缩网络输入端的目标回波脉冲信号就是发射脉冲信号, 其包络宽度为 τ , 频谱为

$$U_i(\omega) = |U_i(\omega)| e^{j\phi_i(\omega)}$$

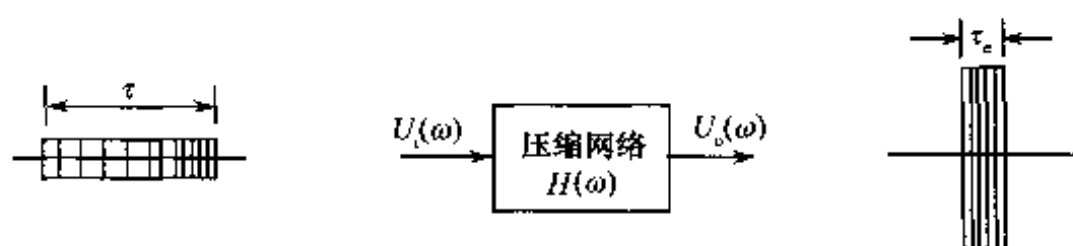


图 8.1 理想脉冲压缩系统的示意图

压缩网络的频率特性为 $H(\omega)$, 根据匹配条件应满足下式:

$$H(\omega) = K |U_i(\omega)| e^{-j\phi_i(\omega)} e^{-j2\pi f t_{d_0}} \quad (8-6)$$

式中, K 为比例常数, 使幅频特性归一化, t_{d_0} 为压缩网络的固定延时。经压缩后输出信号包络宽度被压缩成 τ_c , 峰值提高了。脉冲压缩的输出表达式为

$$U_o(\omega) = U_i(\omega) H(\omega) = K |U_i(\omega)|^2 e^{j2\pi f t_{d_0}} \quad (8-7)$$

必须指出: 这是一种理想情况, 在实际实现时往往不可能得到完全的匹配, 迫使系统工作在一定程度的“失配”状态下。

是否选用脉冲压缩系统取决于所选的波形及其产生和处理的方法。而影响是否选择某种特定波形的主要因素通常是雷达的作用距离、多普勒频率范围、距离和多普勒旁瓣电平、波形灵活性、干扰抑制性能和信噪比(SNR)等。根据产生和处理信号所使用的是有源还是无源技术, 脉冲压缩的实现方法可分成两大类, 即有源法和无源法。

有源法是指对载波进行相位或频率调制, 得到信号波形, 但实际上它并没有进行时间展宽。载波的数字相位控制就是一个例子。无源法则是用窄脉冲激励某种器件或网络来获取时间展宽的编码脉冲。由声表面波(SAW)延迟器件组成的展宽网络就是一个例子。有源法信号处理是将延迟后的发射脉冲样本与接收信号混频, 是一种相关处理法。无源法的处理则是使用与展宽网络共轭的压缩网络处理接收信号, 是一种匹配滤波法。尽管在一个雷达系统中可同时使用有源和无源技术, 但是大多数系统的信号产生和处理都采用同一种方法。如基于无源技术的脉压雷达系统同时采用无源信号产生和无源信号处理。

常见脉冲压缩系统的性能摘要见表 8.2。系统性能比较的前提是假设目标信息是通过处理单个波形来提取的, 这与多脉冲处理不同。符号 B 和 τ 分别代表发射波形的带宽和时宽。波动损失是指有源系统中目标由一个距离单元移动到另一个距离单元时信噪比出现的起伏和波动所引起的信噪比损失。单个脉冲波形杂波抑制性能的评估是基于多普勒响应而不是距离分辨力。脉冲压缩提高了距离分辨力, 因而具有更好的杂波抑制性能。在多普勒频移不太大的应用中, 距离分辨力是发现杂波中目标的主要手段。

表 8.2 不同脉冲压缩实现方法的性能摘要

	线性调频		非线性调频		相位编码	
	有源	无源	有源	无源	有源	无源
作用距离范围	每个有源相关处理器有限的距离范围	整个距离范围	每个有源相关处理器有限的距离范围	整个距离范围	每个有源相关处理器有限的距离范围	整个距离范围

(续表)

	线性调频		非线性调频		相位编码	
	有源	无源	有源	无源	有源	无源
多普勒频率范围	多普勒频率范围达 $\pm B/10$,但引入了距离误差。多普勒频移大时,信噪比、时间旁瓣性能差		需要间隔 $(1/\tau)$ Hz的多路多普勒信道		需要间隔 $(1/\tau)$ Hz的多路多普勒信道	
距离旁瓣电平	需要加权处理使距离旁瓣低于 $\sin\pi x/x$		不需加权处理就可获得低距离旁瓣,距离旁瓣由波形的设计决定		低距离旁瓣, N 位编码的旁瓣为 $N^{-1/2}$	
波形灵活性	带宽和脉宽是可变的	每种压缩网络只能有一个带宽和脉宽	带宽和脉宽是可变的	每种压缩网络只能有一个带宽和脉宽	带宽、脉宽和编码是可变的	
干扰抑制性能	杂波抑制性能差		杂波抑制性能好		杂波抑制性能好	
信噪比	由于加权和随距离产生的波动损失而降低	由于加权而降低	由于随距离产生的波动损失而降低	无 SNR 损失	由于波动损失而随距离降低	无 SNR 损失
注释	(1) 随着高速数字器件的出现流行; (2) 可获得极宽的带宽	(1) 过去被广泛使用 (2) 技术相当成熟	(1) 应用有限; (2) 流行采用数字波形产生方法	(1) 应用有限; (2) 发展很有限	(1) 应用广泛; (2) 波形很容易产生	(1) 应用有限; (2) 波形的产生有中等的困难

由于篇幅有限,本章仅讨论有源法。

脉冲压缩按发射信号的调制规律(调频或调相)分类,可分为以下 4 种:

- (1) 线性调频脉冲压缩;
- (2) 非线性调频脉冲压缩;
- (3) 相位编码脉冲压缩;
- (4) 时间频率编码脉冲压缩。

表 8.3 给出了一些能够实现脉压的波形实例。

表 8.3 能够实现脉压的波形实例

调制类型	带 宽	被压缩的脉宽
伪随机二进制序列	码率(比特率)	$(\text{码率})^{-1}$
线性调频扫描从 f_1 到 f_2	$ f_1 - f_2 $	$ f_1 - f_2 ^{-1}$
非线性调频扫描从 f_1 到 f_2	$ f_1 - f_2 $	$ f_1 - f_2 ^{-1}$
噪声(带宽 = B)	B	B^{-1}

就脉冲压缩系统形式而言,有全模拟式脉冲压缩系统、数/模相结合式脉冲压缩系统和全数字式脉冲压缩系统。图 8.2(a)和(b)分别示出两种典型的脉冲压缩系统信号处理框图。

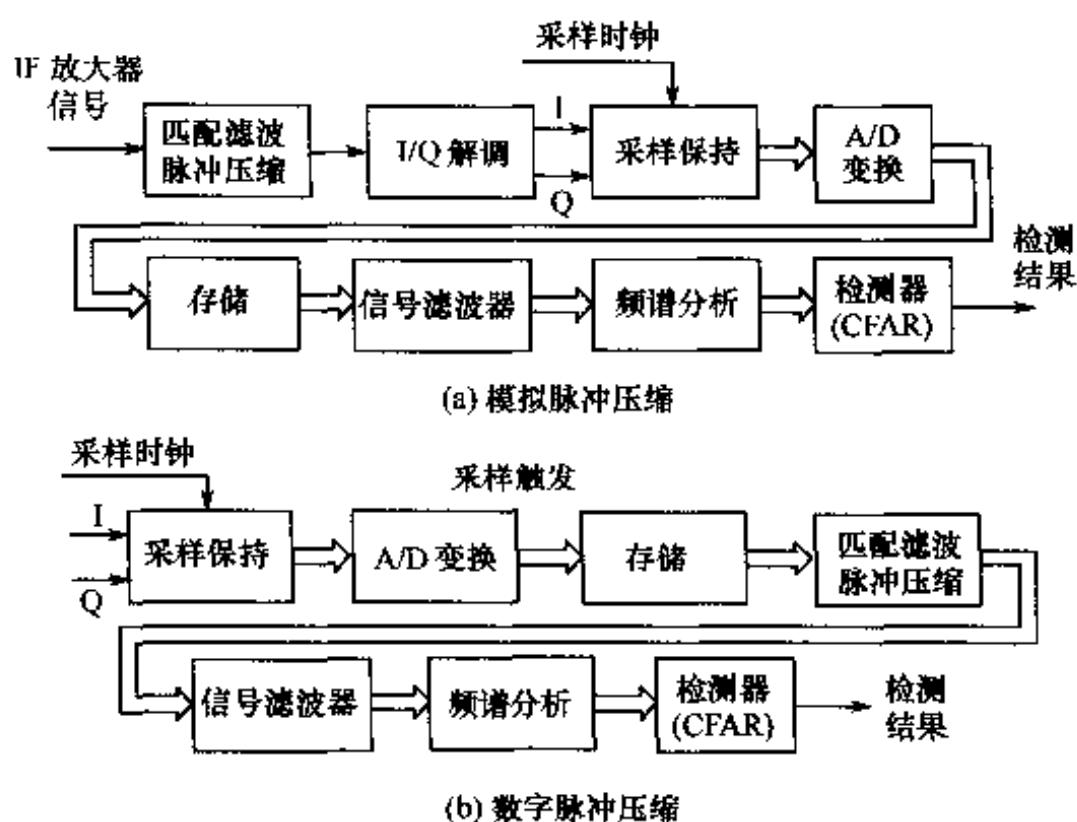


图 8.2 典型脉冲压缩系统的信号处理的原理框图

下面我们分别讨论线性调频和相位编码两类信号以及它们的模拟和数字脉冲压缩系统。

8.2 线性调频脉冲压缩

8.2.1 线性调频脉冲压缩的基本原理

线性调频脉冲发射信号具有抛物线式的非线性相位谱,且 $B\tau \gg 1$,具备了实现脉冲压缩的第一个条件。为了实现压缩,必须在接收机中设置一个与发射信号“相位共轭匹配”的压缩网络,即相位色散绝对值相同,符号相反;在频率时间特性上则为调频斜率相同,方向相反。满足实现“压缩”的第二个条件。

线性调频脉冲压缩的基本原理可用图 8.3 说明。

图 8.3(a)、(b) 表示接收机输入信号,脉冲宽度为 τ ,载频由 f_1 到 f_2 线性增长变化,调制频偏 $\Delta f = f_2 - f_1$,调制斜率 $\mu = 2\pi\Delta f/\tau$ 。图 8.3(c) 为压缩网络的频率-时延特性,也按线性变化,但为负斜率,与信号的线性调频斜率相反,高频分量延时短,低频分量延时长。因此,线性调频信号低频分量(f_1)最先进入网络,延时最长为 t_{d1} ,相隔脉冲宽度 τ 时间的高端频率分量(f_2),最后进入网络,延时最短(t_{d2})。这样,线性调频信号的不同频率分量,几乎同时从网络输出,压缩成单一载频的窄脉冲 τ_e ,其理想输出信号包络如图 8.3(d) 所示。图 8.3(e) 为线性调频信号脉冲压缩的波形关系示意图。从图 8.3(d) 所示可以得到网络对信号各斜率成分的延时关系为

$$\tau + t_{d2} = t_{d1} + \tau_e \quad (8-8)$$

即

$$\tau_e = \tau - (t_{d1} - t_{d2})$$

因

$$t_{d1} > t_{d2}$$

故

$$\tau_e < \tau$$

可见,线性调频宽脉冲信号 τ 通过压缩网络后,其宽度被压缩,成为窄脉冲 τ_e 。由于

$$\tau_e = \frac{1}{B_e}$$

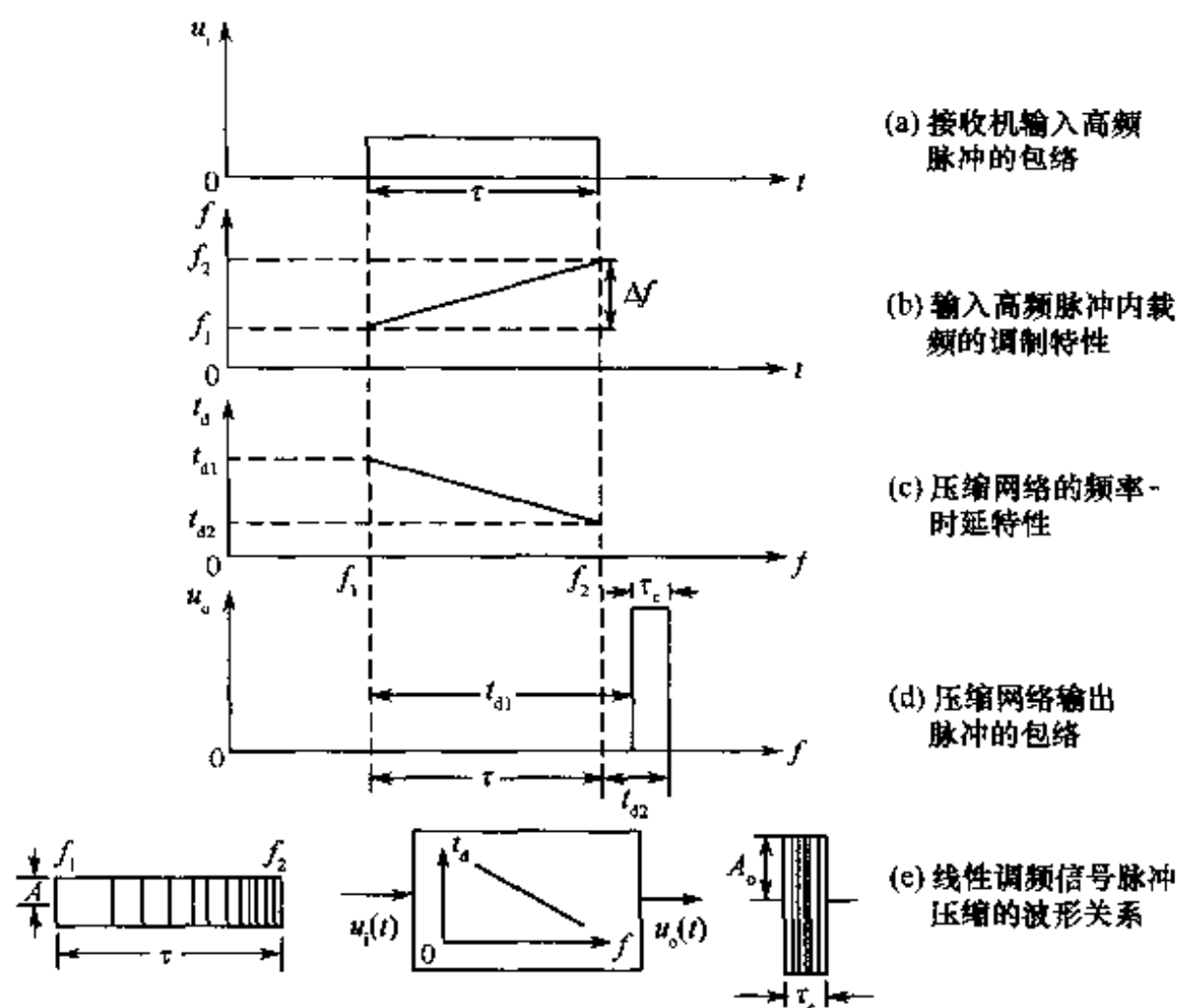


图 8.3 线性调频脉冲压缩的基本原理示意图

故

$$D = \frac{\tau}{\tau_c} = \tau B_e \quad (8-9)$$

式中, B_e (或 Δf_e) 为线性调频信号的调频频偏或有效频谱宽度, 与式(8-5)一致。

如果压缩网络是无源的, 它本身不消耗能量也不加入能量, 则根据能量守恒原理

$$E = P_i \tau = P_o \tau_c$$

故

$$D = \frac{\tau}{\tau_c} = \frac{P_o}{P_i} \quad (8-10)$$

式中, P_i 为输入脉冲的峰值功率, P_o 为输出脉冲的峰值功率。可见, 输出脉冲的峰值功率增大了 D 倍。

若输入脉冲幅度为 A_i , 输出脉冲幅度为 A_o , 则由式(8-10)可得

$$\left. \begin{aligned} A_o/A_i &= \sqrt{\tau/\tau_c} = \sqrt{D} \\ A_o &= A_i \sqrt{D} \end{aligned} \right\} \quad (8-11)$$

可见, 输出脉冲幅度增大了 $\sqrt{D}$ 倍。

由于无源的压缩网络本身不会产生噪声, 而输入噪声具有随机特征, 故经压缩网络后输入噪声并不会被压缩, 仍保持在接收机原有噪声电平上。所以输出脉冲信号的功率信噪比 $(S/N)_o$ 与输入脉冲信号的功率信噪比 $(S/N)_i$ 之比也提高了 D 倍, 即

$$\frac{(S/N)_e}{(S/N)_i} = D \quad (8-12)$$

这就使脉冲压缩雷达的探测距离比采用相同发射脉冲功率和保持相同分辨力的普通脉冲制雷达的探测距离增加了 $\sqrt{D}$ 倍(例如 $D=16$ 时,作用距离加大1倍)。

由此可见,接收机输出的目标回波信号具有窄的脉冲宽度和高的峰值功率,正好符合探测距离远和距离分辨力高的战术要求,充分体现出脉冲压缩体制独特的性能。

以上定性地介绍了线性调频脉冲压缩的基本原理,为了进一步研究线性调频脉冲与压缩脉冲之间的内在关系,我们还必须采用数学方法进行定量分析。

8.2.2 线性调频脉冲压缩的频谱特性

为了分析线性调频脉冲压缩的频率特性,首先应求出线性调频脉冲信号的频谱。

1. 线性调频脉冲信号的频谱特性

线性调频脉冲压缩体制的发射信号,其载频在脉冲宽度内按线性规律变化,即用对载频进行调制(线性调频)的方法展宽回波信号的频谱,使其相位具有色散特性。同时,在 P_t 受限情况下为了充分利用发射机的功率,往往采用矩形宽脉冲包络,如图8.4所示。图8.4(a)为线性调频脉冲信号的波形;图8.4(b)为信号的包络,其幅度为 A ,宽度为 τ ;图8.4(c)为载频的调制特性,在 τ 内由低端(f_1)至高端(f_2)按线性规律变化。为简便起见,常将图8.4(a)所示的线性调频信号波形用图8.4(d)来表示。

从图8.4(c)中可以看出

$$B = \Delta f = f_2 - f_1$$

Δf 称为调制频偏,用对应的角频率表示可写成 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$,故调频斜率为

$$\mu = \frac{\Delta\omega}{\tau} = \frac{2\pi\Delta f}{\tau} \quad (8-13)$$

若信号的载波中心角频率为 $\omega_0 = 2\pi f_0$,则线性调频信号的角频率变化规律为

$$\omega = \omega_0 + \mu t \quad |t| \leq \frac{\tau}{2} \quad (8-14)$$

因而信号的瞬时相位 $\phi_i(t)$ 为

$$\phi_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega dt = \int_{-\infty}^t (\omega_0 + \mu t) dt = \omega_0 t + \frac{1}{2} \mu t^2 + C \quad (8-15)$$

由此可得线性调频脉冲压缩体制的发射信号表达式为

$$u_i(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_0 t + \mu t^2 / 2) & |t| \leq \tau/2 \\ 0 & |t| > \tau/2 \end{cases} \quad (8-16)$$

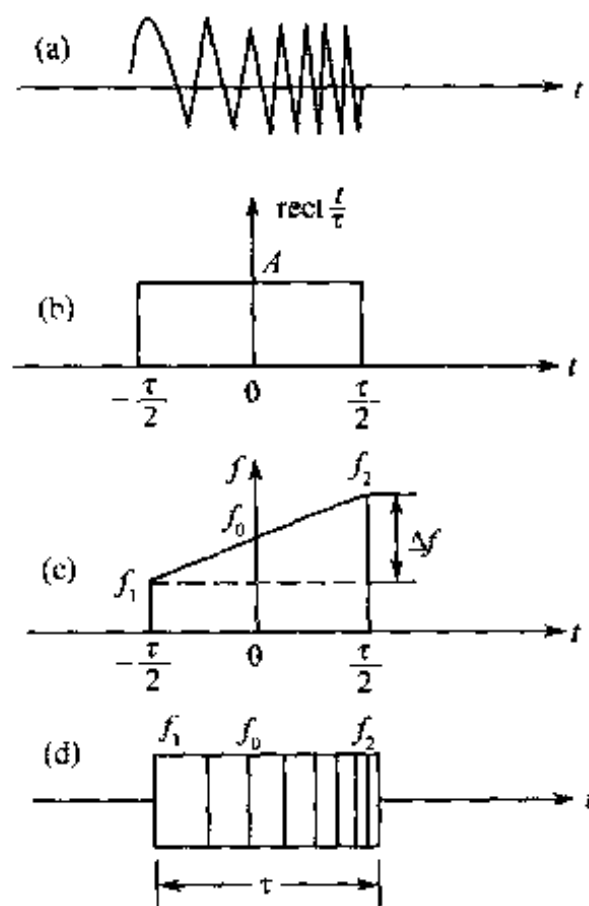


图8.4 线性调频脉冲信号的波形及其表示方法的示意图

或者将式(8-16)表示成

$$u_i(t) = A \operatorname{rect}(t/\tau) \cos\left(\omega_0 t + \frac{1}{2} \mu t^2\right) \quad (8-17)$$

式中, $\operatorname{rect}(t/\tau)$ 为矩形函数, 即

$$\operatorname{rect}(t/\tau) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \tau/2 \\ 0, & |t| > \tau/2 \end{cases} \quad (8-18)$$

为分析和计算简便, $u_i(t)$ 用复数形式表示

$$u_i(t) = A \operatorname{rect}(t/\tau) e^{j(\omega_0 t + \mu t^2/2)} \quad (8-19)$$

信号的复频谱 $U_i(\omega)$ 为

$$U_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} A \operatorname{rect}(t/\tau) e^{j(\omega_0 t + \mu t^2/2)} e^{-j\omega t} dt = A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j[(\omega_0 - \omega)t + \mu t^2/2]} dt \quad (8-20)$$

将积分项内指数项进行配方

$$(\omega_0 - \omega)t + \frac{1}{2} \mu t^2 = \frac{\mu}{2} \left[\frac{2(\omega_0 - \omega)t}{\mu} + t^2 \right] = \frac{\mu}{2} \left[\left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2 - \left(\frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2 \right]$$

配方结果代入式(8-20)得

$$U_i(\omega) = A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j\frac{\mu}{2} \left[\left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2 - \left(\frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2 \right]} dt = A e^{-j(\omega - \omega_0)^2/2\mu} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{j\frac{\mu}{2} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2} dt \quad (8-21)$$

为查表方便起见, 令积分项内指数项为

$$\frac{\mu}{2} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right)^2 = \frac{\pi}{2} x^2 \quad (8-22)$$

进行变量变换, 由式(8-22)可得

$$x = \sqrt{\frac{\mu}{\pi}} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right) \quad (8-23)$$

因而

$$dt = \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} dx \quad (8-24)$$

将式(8-22)和式(8-24)代入式(8-21), 并且积分上、下限分别用 v_2 和 $-v_1$ 代换后, 信号频谱可写为

$$U_i(\omega) = A \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} e^{-j(\omega - \omega_0)^2/2\mu} \int_{-v_1}^{v_2} e^{j\pi x^2/2} dx \quad (8-25)$$

式中, 积分的上、下限由 $t = \pm \tau/2$ 代入式(8-23)确定。

$$-v_1 = \sqrt{\frac{\mu}{\pi}} \left(-\frac{\tau}{2} - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right) = \frac{-\mu\tau/2 - (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}$$

$$v_2 = \sqrt{\frac{\mu}{\pi}} \left(\frac{\tau}{2} - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right) = \frac{\mu\tau/2 - (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}$$

为计算方便,将 $\mu = 2\pi\Delta f/\tau$ 和脉冲压缩比 $D = \Delta f\tau$ 代入上式, v_1 和 v_2 可写成

$$v_1 = \sqrt{D} \frac{1 + (\omega - \omega_0)/\pi\Delta f}{\sqrt{2}} \quad (8-26a)$$

$$v_2 = \sqrt{D} \frac{1 - (\omega - \omega_0)/\pi\Delta f}{\sqrt{2}} \quad (8-26b)$$

式(8-25)中的积分项可进一步整理成

$$\begin{aligned} \int_{v_1}^{v_2} e^{j\pi x^2/2} dx &= \int_{-v_1}^{v_2} \cos\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx + j \int_{-v_1}^{v_2} \sin\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx \\ &= \int_0^{v_2} \cos\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx - \int_0^{-v_1} \cos\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx + \\ &\quad j \left[\int_0^{v_2} \sin\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx - \int_0^{-v_1} \sin\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx \right] \\ &= c(v_2) - c(-v_1) + j[s(v_2) - s(-v_1)] \end{aligned} \quad (8-27)$$

式中

$$c(v) = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx \quad (8-28)$$

$$s(v) = \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2}x^2\right) dx \quad (8-29)$$

称为菲涅耳积分,它们的数值可以在专门的函数表上查出,按函数表画出的图形如图 8.5 所示,它们具有如下特性

$$c(-v) = -c(v), s(-v) = -s(v)$$

$$\lim_{v \rightarrow \pm\infty} c(v) = \lim_{v \rightarrow \pm\infty} s(v) = \pm 0.5$$

考虑到菲涅耳积分的奇对称性,式(8-27)可写成

$$\int_{-v_1}^{v_2} e^{j\pi x^2/2} dx = c(v_1) + c(v_2) + j[s(v_1) + s(v_2)] \quad (8-30)$$

将式(8-30)代入式(8-25),则最后得到 $U_1(\omega)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} U_1(\omega) &= A \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} e^{-j(\omega - \omega_0)^2/2\mu} \{ [c(v_1) + c(v_2)] + j[s(v_1) + s(v_2)] \} \\ &= A \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \{ [c(v_1) + c(v_2)]^2 + [s(v_1) + s(v_2)]^2 \}^{1/2} \times e^{j \left[-\frac{1}{2\mu}(\omega - \omega_0)^2 + \arctan \frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)} \right]} \end{aligned} \quad (8-31)$$

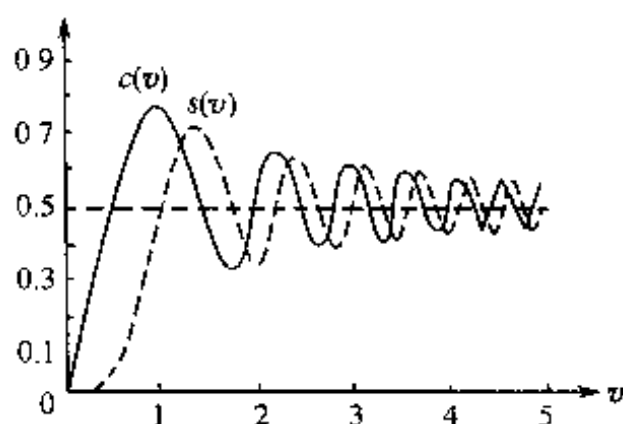


图 8.5 菲涅耳积分的图像的示意图

由式(8-31)可求得线性调频脉冲信号的幅频特性和相频特性。

(1) 幅频特性

信号的幅度谱为

$$|U_i(\omega)| = A \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \{ [c(v_1) + c(v_2)]^2 + [s(v_1) + s(v_2)]^2 \}^{1/2} \quad (8-32)$$

① 当 $\omega = \omega_0$ 时: 由式(8-26a) 和式(8-26b) 求得

$$v_1 = v_2 = \sqrt{\frac{D}{2}}$$

当 $D \gg 1$ 时, 例如 $D > 30$ 后, $v_1 = v_2 > \sqrt{15}$, 查表可得

$$c(v_1) = c(v_2) \approx 0.5, \quad s(v_1) = s(v_2) \approx 0.5$$

代入式(8-32), 则 $|U_i(\omega_0)|$ 为

$$|U_i(\omega_0)| \approx A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}$$

② 当 $\omega = \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$ 时: v_1, v_2 分别为

$$v_1 = \sqrt{2D}, \quad v_2 = 0$$

若 $D \gg 1$, 可得

$$c(v_1) = s(v_1) \approx 0.5, \quad c(v_2) = s(v_2) = 0$$

则 $|U_i(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2})|$ 为

$$|U_i(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2})| \approx \frac{A}{2} \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}$$

即幅度为中心角频率 ω_0 时的一半。

③ 当 $\omega = \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}$ 时: v_1, v_2 分别为

$$v_1 = 0, \quad v_2 = \sqrt{2D}$$

若 $D \gg 1$, 可得

$$c(v_1) = s(v_1) = 0, \quad c(v_2) = s(v_2) \approx 0.5$$

则 $\left| U_i\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \right|$ 为

$$\left| U_i\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \right| \approx \frac{A}{2} \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}$$

即幅度也是中心角频率 ω_0 时的一半。

运用式(8-26a)、式(8-26b)、式(8-32) 以及查表,可以直接计算 $|U_i(\omega)|$ 的确切值。当压缩比 D 值不同时, $|U_i(\omega)|$ 将随之变化。图 8.6 画出了 $D = 13, D = 52, D = 130$ 时的幅频特性。由图可以看出, D 值越大, 则幅频特性在 $(\omega_0 - \Delta\omega/2) \sim (\omega_0 + \Delta\omega/2)$ 之间越平坦, 在这个频带之外幅度下降越快, 信号能量主要集中在此频带范围内。计算表明, 若 $D = 10$, 则 95% 的信号能量包含在此频带范围内; 而 $D = 100$ 时, 则有 98% 的信号能量包含在此频带范围内。由于通常使用的线性调频脉冲信号均满足 $D = \tau B \gg 1$, 故其频谱的振幅分布很接近矩形, 可近似地表示为

$$|U_i(\omega)| = \begin{cases} A \sqrt{2\pi/\mu}, & |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \Delta\omega/2 \end{cases} \quad (8-33)$$

如图 8.7 所示。自变量用 f 表示, 幅度谱可写成

$$|U_i(f)| = \begin{cases} A \sqrt{\tau/B}, & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0, & |f - f_0| > B/2 \end{cases} \quad (8-34)$$

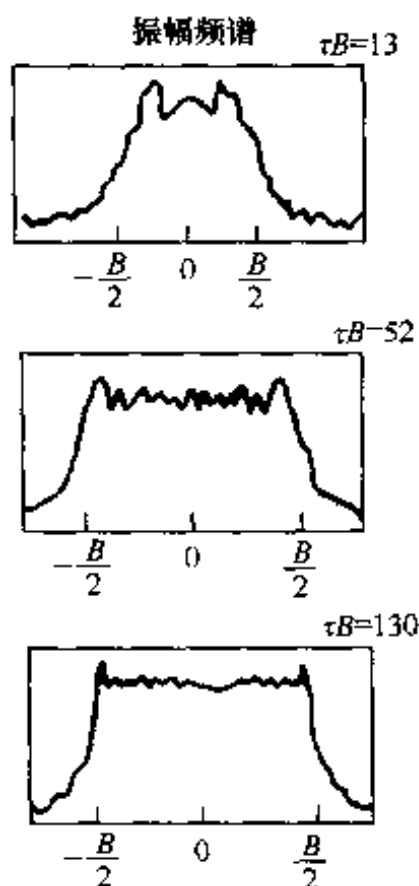


图 8.6 线性调频脉冲信号的幅频特性例图

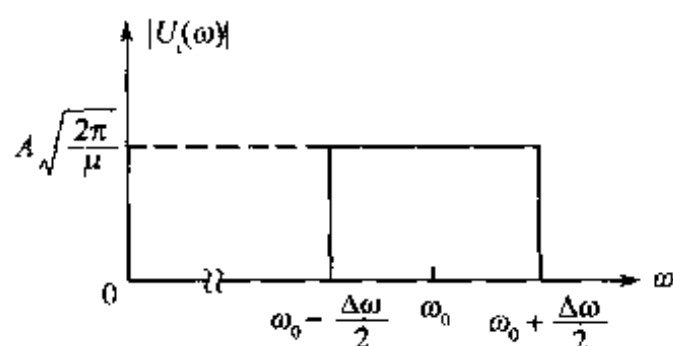


图 8.7 D 值很大时线性调频脉冲信号的近似幅度谱例图

(2) 相频特性

信号的相位谱为

$$\phi_i(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} + \arctan \frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)}$$

它包含两部分,平方相位部分和剩余相位部分。

① 平方相位谱 $\phi_1(\omega)$

$$\phi_1(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}$$

当 $\omega = \omega_0$ 时, $\phi_1(\omega_0) = 0$; 当 $\omega \neq \omega_0$ 时, $\phi_1(\omega)$ 与 $(\omega - \omega_0)^2$ 成正比, 其图形如图 8.8(a) 所示。

② 剩余相位谱 $\phi_2(\omega)$

$$\phi_2(\omega) = \arctan \frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)}$$

用分析幅频特性相同的方法可知, D 值不同时, $\phi_2(\omega)$ 将随之变化。图 8.9 画出了 $D = 13$, $D = 52$, $D = 130$ 时的剩余项相频特性。由图中可见, D 值越大, $\phi_2(\omega)$ 在 $\omega_0 - \Delta\omega/2$ 到 $\omega_0 + \Delta\omega/2$ 之间越平坦, 趋向于一个常数。即若 $D \gg 1$, 且 $\omega_0 - \Delta\omega/2 < \omega < \omega_0 + \Delta\omega/2$ 时, 有

$$\frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)} \approx 1$$

因而

$$\phi_2(\omega) \approx \arctan 1 = \pi/4$$

如图 8.8(b) 所示。

因此, D 很大时, 相频特性可近似地表示为

$$\phi_1(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} + \frac{\pi}{4} \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \quad (8-35)$$

如图 8.8(c) 所示。

由此可得线性调频信号在 D 很大时的频谱表示式为

$$U_1(\omega) = \begin{cases} A \sqrt{2\pi/\mu} e^{[-(\omega - \omega_0)^2 / 2\mu + \pi/4]} & |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \\ 0 & |\omega - \omega_0| > \Delta\omega/2 \end{cases} \quad (8-36)$$

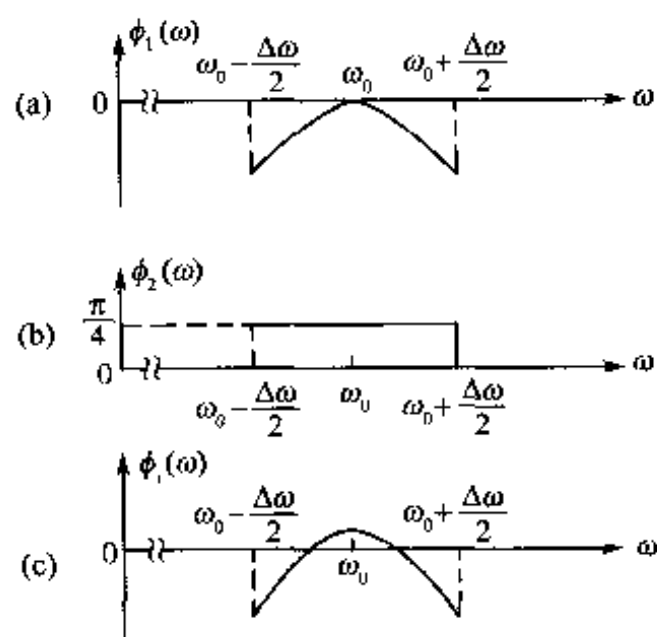


图 8.8 D 值很大时线性调频脉冲信号的近似相位谱例图

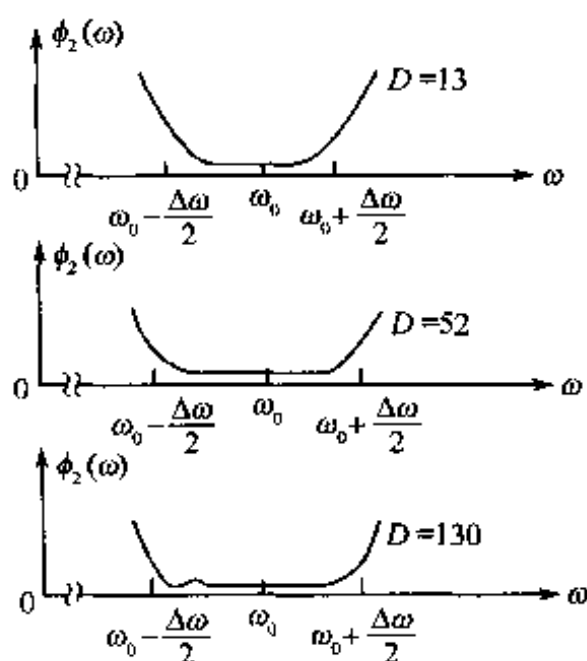


图 8.9 线性调频脉冲信号的剩余项相频特性例图

综上所述,线性调频脉冲信号具有如下特点:

① 具有近似矩形的幅频特性, D 值越大,其幅频特性越接近矩形,频谱宽度近似等于信号的调制频偏 $\Delta f = B$ 。

② 具有平方律的相频特性,它是设计匹配滤波器时主要考虑的部分。

③ 具有可以选择的“时宽-带宽乘积”(即 $D = \tau B$)。普通脉冲雷达的信号是单一载频脉冲信号,它的时宽-带宽乘积是固定的,大约等于 1,即 $\tau B \approx 1$,而线性调频脉冲信号的 τ 和 B 都容易做得很宽,使得 $\tau B \gg 1$ 。目前,线性调频脉冲压缩雷达的 τB 值可达到几百、几千,甚至几万。

2. 线性调频脉冲信号匹配滤波器频谱特性

前面已讨论,如果接收机输入信号频率特性为

$$U_i(\omega) = |U_i(\omega)| e^{j\phi_i(\omega)}$$

设匹配滤波器频率特性为 $H(\omega)$,那么根据匹配条件应满足下式关系

$$H(\omega) = K |U_i(\omega)| e^{-j\phi_i(\omega)} e^{-j\omega t_{d_0}}$$

或者说匹配滤波器幅频特性和相频特性应满足如下关系

$$\begin{aligned} |H(\omega)| &= K |U_i(\omega)| \\ \phi_H(\omega) &= -\phi_i(\omega) - \omega t_{d_0} \end{aligned} \quad (8-37)$$

前面已分析线性调频信号的频率特性为

$$\begin{aligned} |U_i(\omega)| &= \begin{cases} A \sqrt{2\pi/\mu} & |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \\ 0 & |\omega - \omega_0| > \Delta\omega/2 \end{cases} \\ \phi_i(\omega) &= -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} + \frac{\pi}{4} \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \end{aligned} \quad (8-38)$$

由此可得到线性调频脉冲信号匹配滤波器的频率特性 $H(\omega)$ 。

(1) 幅频特性 $|H(\omega)|$

$$|H(\omega)| = \begin{cases} KA \sqrt{2\pi/\mu} & |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \\ 0 & |\omega - \omega_0| > \Delta\omega/2 \end{cases} \quad (8-39)$$

为讨论问题方便起见,令 K 为归一化系数,即 $K = \sqrt{\mu/2\pi}/A$,则 $|H(\omega)|$ 可写成

$$|H(\omega)| = \begin{cases} 1 & |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \\ 0 & |\omega - \omega_0| > \Delta\omega/2 \end{cases} \quad (8-40)$$

如图 8.10(a) 所示。匹配滤波器具有接近于矩形的幅频特性,通频带近似为矩形。

(2) 相频特性 $\phi_H(\omega)$

$$\phi_H(\omega) = \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} - \frac{\pi}{4} - \omega t_{d_0}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \quad (8-41)$$

如图 8.10(b) 所示。匹配滤波器具有平方律的相位特性,它与信号的平方律相位谱相同而符号

相反,另有一附加相位项。

因此,线性调频脉冲信号的匹配滤波器频率特性可近似为

$$H(\omega) = e^{j[(\omega-\omega_0)^2/2\mu - \pi/4 - \omega t_d]}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \quad (8-42)$$

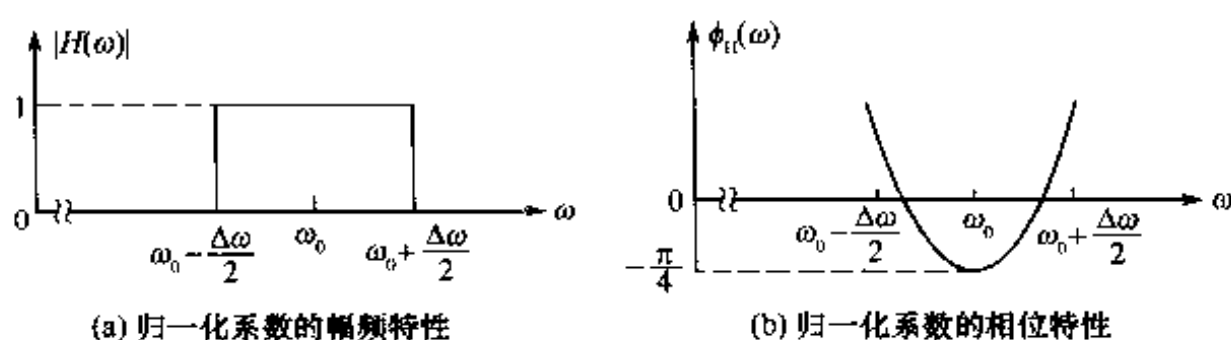


图 8.10 线性调频脉冲信号的匹配滤波器近似频率特性例图

(3) 群延时特性 $t_d(\omega)$

我们在阐述脉冲压缩基本原理时,为便于理解脉冲压缩的物理过程,曾引入压缩网络的频率-时延特性这一概念。频率-时延特性又称群延时特性。所谓“群延时”是指对信号频谱成分能量的延时,定义为 $\phi_H(\omega)$ 的导数 $d\phi_H(\omega)/d\omega$ 。这一定义可用如下简单实例来说明。

设加入网络输入端的电压有两个频率相近的成分

$$u_i(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$$

在输入端,当 $t = 0$ 时的能量达到最大值,即

$$u_i(0) = A_1 + A_2$$

在网络输出端,两个成分由于频率不同经受了不等的相移。

$$u_o(t) = A_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t - \phi_2)$$

设能量最大处经过的时延为 t_d ,则有

$$\omega_1 t_d - \phi_1 = \omega_2 t_d - \phi_2$$

故

$$t_d = \frac{\phi_2 - \phi_1}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega}$$

当 $\Delta\omega \rightarrow 0$ 时,其极限为

$$t_d = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (8-43)$$

这就是信号能量的时延值。

对于脉冲压缩网络,其相频特性为式(8-41),相应的延时特性为

$$t_d(\omega) = -\frac{d\phi_H(\omega)}{d\omega} = -\frac{\omega - \omega_0}{\mu} + t_{d_0}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \quad (8-44)$$

因为延时相当于信号的相位滞后,故在 $d\phi_H(\omega)$ 前加了负号。将 $\omega = 2\pi f, \mu = 2\pi B/\tau$ 代入上式还可写成

$$t_d(f) = -\frac{(f-f_0)\tau}{B} + t_{d_0}, \quad |f-f_0| \leq B/2 \quad (8-45)$$

可见压缩网络群延时随频率而变化,即要求滤波器具有色散特性。式中, t_{d_0} 为附加延时,这是滤波器物理实现所决定的。

滤波器的群延时特性正好和信号的相反,因此通过匹配滤波器后相位特性得到补偿,而使输出信号相位均匀,信号幅度出现峰值。可见,滤波器的相频特性与群延时特性有着确定的关系,它们是等价的。

图 8.11 画出了匹配滤波器的组成,可以看成由振幅匹配和相位匹配两部分组成。振幅匹配保证所需的 $f_0 \pm B/2$ 的通频带,相位匹配部分保证所需的群延时特性。实际工程中,振幅匹配和相位匹配可由一个滤波器完成。

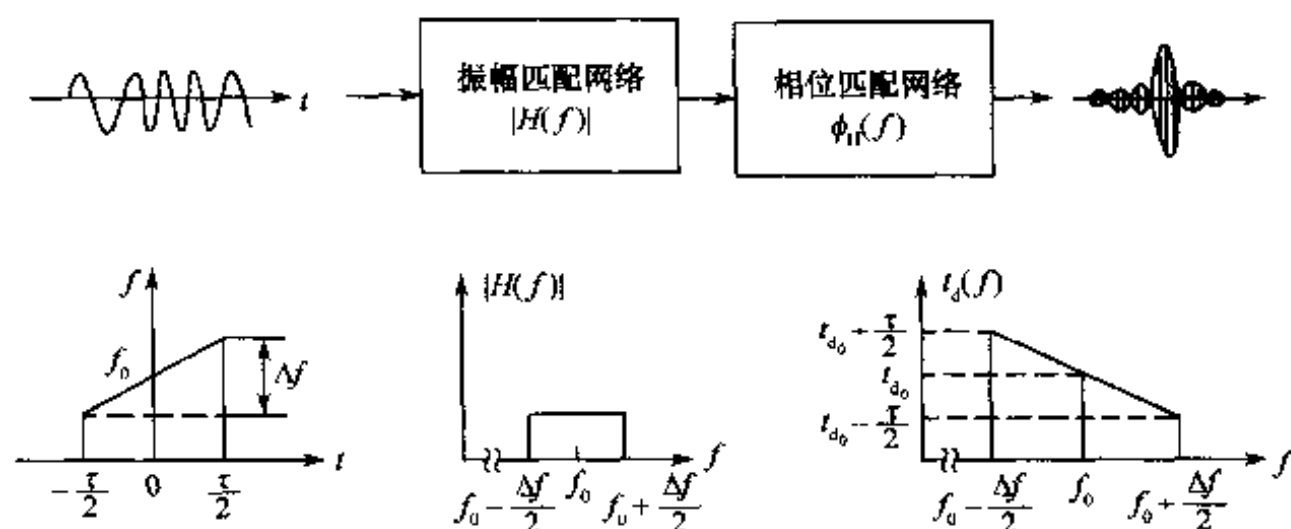


图 8.11 线性调频脉冲压缩信号的匹配滤波器示意图

3. 线性调频脉冲信号通过匹配滤波器的输出波形

设匹配滤波器输出信号为 $u_o(t)$, 其频谱 $U_o(\omega)$ 为

$$U_o(\omega) = U_i(\omega)H(\omega) = A\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}e^{-j\omega t_{d_0}}, \quad |\omega - \omega_0| \leq \Delta\omega/2 \quad (8-46)$$

其幅值谱 $|U_o(\omega)|$ 和相谱 $\phi_o(\omega)$ 如图 8.12 所示。

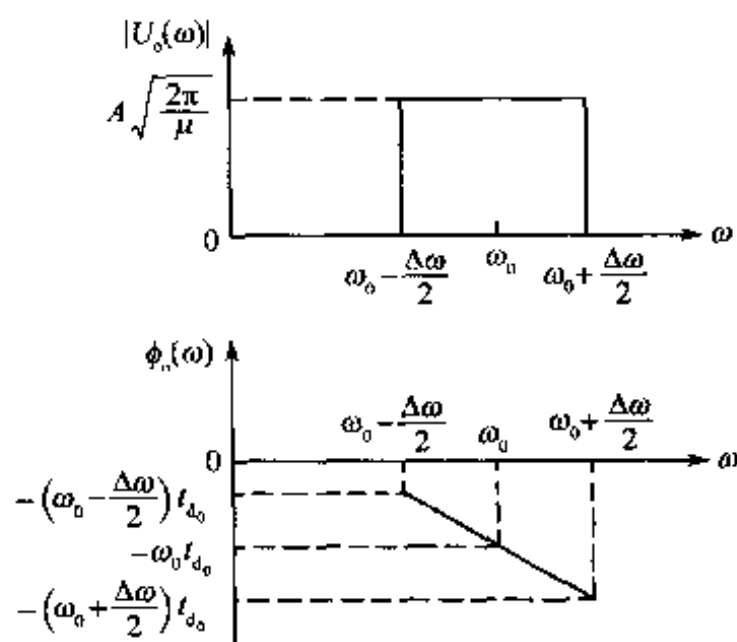


图 8.12 匹配滤波器输出信号的频谱的示意图

匹配滤波器输出的信号为

$$\begin{aligned}
u_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_o(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} e^{j\omega(t-t_{d_0})} d\omega \\
&= \frac{A}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \frac{1}{j(t-t_{d_0})} [e^{j\Delta\omega(t-t_{d_0})/2} - e^{-j\Delta\omega(t-t_{d_0})/2}] e^{j\omega_0(t-t_{d_0})} \\
&= \frac{A\Delta\omega}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \frac{\sin[\Delta\omega(t-t_{d_0})/2]}{\Delta\omega(t-t_{d_0})/2} e^{j\omega_0(t-t_{d_0})}
\end{aligned}$$

将 $\Delta\omega = 2\pi B$, $\mu = 2\pi B/\tau$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ 代入上式,得

$$u_o(t) = A \sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})} e^{j2\pi f_0(t-t_{d_0})}$$

上式表示的信号为复数,而实际的信号应为实数,故取其实部得到输出信号 $u_o(t)$ 为

$$u_o(t) = A \sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})} \cos 2\pi f_0(t-t_{d_0}) \quad (8-47)$$

由于 $f_0 \gg B$,故输出信号的载波为

$$\cos 2\pi f_0(t-t_{d_0})$$

而信号的包络为

$$A \sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d_0})]}{\pi B(t-t_{d_0})}$$

波形如图 8.13 所示。

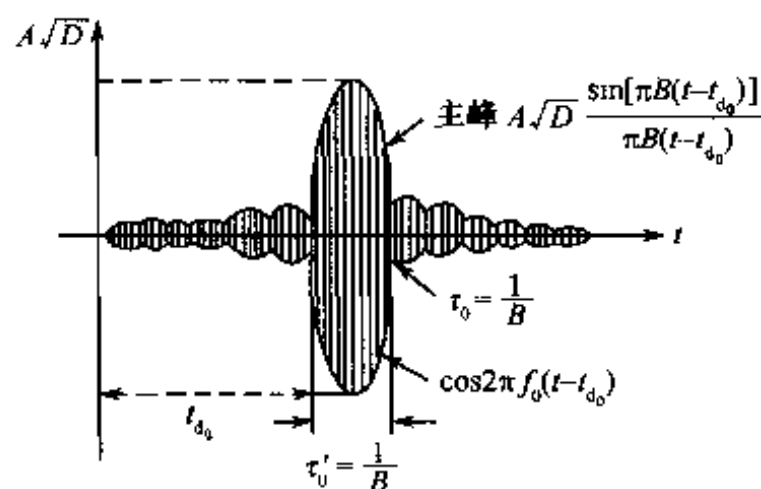


图 8.13 线性调频脉冲信号通过匹配滤波器的输出波形示意图

8.2.3 线性调频脉冲信号数字产生及时域压缩处理

随着高速、大规模集成电路器件的发展,线性调频信号产生及脉冲压缩都可用数字方法实现,形成数字脉冲压缩系统。数字脉冲压缩系统较之模拟方法具有一系列优点:数字法可获得高稳定度、高质量的线性调频信号,脉冲压缩器件在实现匹配滤波同时,可以方便地实现旁瓣抑制加权处理,既可有效地缩小脉冲压缩系统的设备量,又具有高稳定性和可维护性,进一步

提高了系统的可编程能力。因此,数字处理方法获得了广泛的重视和应用。

数字式产生雷达发射波形比模拟式方便灵活,稳定可靠,精确且设备量小。采用直读法,只需在波形量化后将各余弦和正弦单元值存入 I 支路和 Q 支路中的只读存储器。如果要发射不同时宽和不同带宽的波形,只需将它们分别存入只读存储器的不同地址区域中,控制不同地址区域,就能获得不同的发射波形。若要发射反斜率的线性调频信号,将 I 支路和 Q 支路交换一下即可。图 8.14 示出一种数字式线性调频信号产生的原理框图。

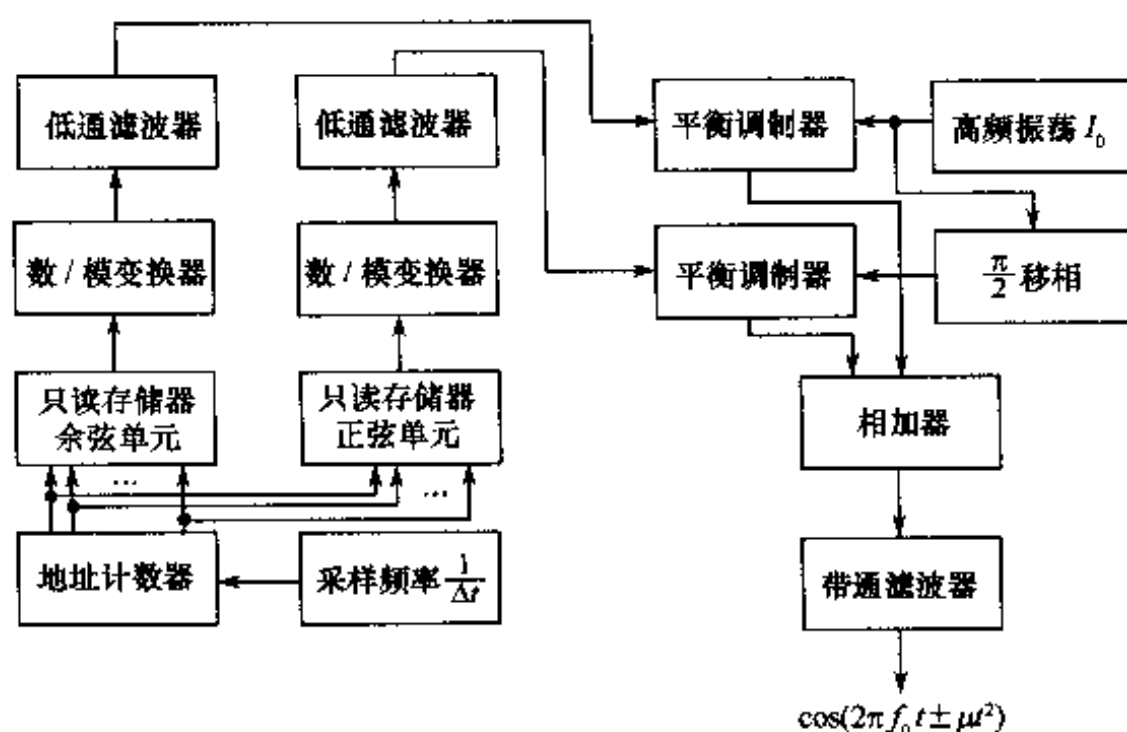


图 8.14 数字式线性调频信号产生的原理框图

LFM 信号的复数形式可表示为

$$s(t) = u(t)e^{j2\pi ft} = e^{j2\pi(ft + \mu t^2/2)} \quad (-\tau/2 < t \leq \tau/2) \quad (8-48)$$

式中, $\mu = B/\tau$ 为频率变化斜率, $B(= \Delta f)$ 为频率变化范围。

将式(8-48)用实信号表示为

$$\begin{aligned} p(t) &= \text{Re}[s(t)] = \cos[2\pi(ft + \mu t^2/2)] \\ &= i(t)\cos 2\pi ft - q(t)\sin 2\pi ft \quad (-\tau/2 \leq t \leq \tau/2) \end{aligned} \quad (8-49)$$

式中, $i(t)$ 和 $q(t)$ 分别为同相分量和正交分量。

$$i(t) = \cos(\pi\mu t^2) \quad (-\tau/2 \leq t \leq \tau/2) \quad (8-50a)$$

$$q(t) = \sin(\pi\mu t^2) \quad (-\tau/2 \leq t \leq \tau/2) \quad (8-50b)$$

按式(8-50)用计算机进行辅助设计,产生精确 $i(t)$ 、 $q(t)$ 分量,然后按 Δt 间隔对 $i(t)$ 、 $q(t)$ 分量作抽样、量化,获得离散数字信号样值 $i(n)$ 、 $q(n)$ 存放于电路的存储器中,只要改变计算的参数,即可得到不同时宽、不同带宽 LFM 信号的离散 $i(n)$ 、 $q(n)$ 样值(或其他形式的波形),构成数字波形库。

产生 LFM 信号的数字电路还需要设计 D/A 变换器,存储器、控制逻辑以及平衡调制器等电路。在此不再讨论。

双路 I、Q 数字线性调频信号产生,降低了对器件的速度要求,但是 I、Q 两路相位特性的一致性要求较高,否则会引起系统误差。

线性调频信号数字产生,也可在中频直接完成。此时在存储器中直接存储中频信号的采样值 $s(n\Delta t)$,该采样信号数据值经 D/A 变换和带通滤波处理,即为中频线性调频信号 $s(t)$ 。中频直接产生法避免了双通道不一致性引入的误差,有利于进一步提高波形质量,但是对器件的速度要求提高了很多倍。根据两种方案的各自特点,在实际应用中,可视具体要求选择。

线性调频信号的时域数字脉冲压缩处理,通常在视频中进行,并采用 I、Q 正交双通道处理方案,以避免回波信号随机相位的影响,可减少约 3dB 的系统处理损失。线性调频信号数字脉冲压缩处理的原理框图如图 8.15 所示。图中中频回波信号经正交相位检波,还原成基带视频信号,再经 A/D 变换形成数字信号,进行数字脉冲压缩处理。I、Q 双路数字压缩按复相关运算(即匹配滤波)进行,双路相关运算输出经求模处理、D/A 变换,输出模拟脉冲压缩信号;I、Q 双路相关输出的数字信号还可送后续信号处理。

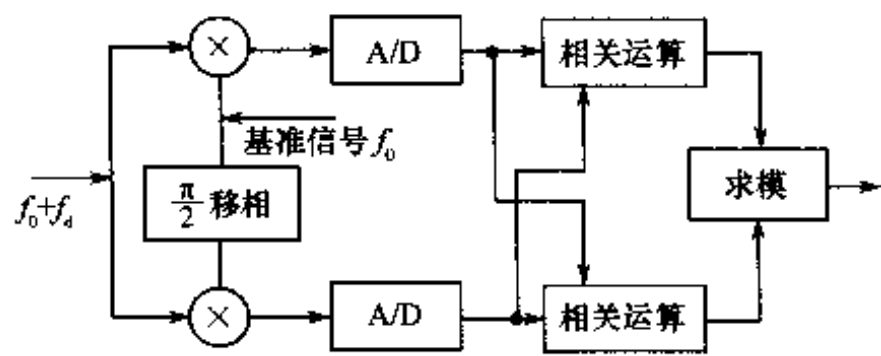


图 8.15 线性调频信号脉冲压缩处理的原理框图

8.2.4 线性调频脉冲压缩信号的频域数字压缩处理

现代脉冲压缩器采用数字方式实现可编程卷积算法。图 8.16 表示在频域实现线性调频信号数字脉冲压缩的框图。由于高速 A/D 变换器、大规模集成电路技术以及快速傅里叶变换技术的应用,使宽带信号的实时处理成为可能,采用 DSP 处理器的频域数字脉冲压缩处理的优点是处理速度快、工作稳定、重复性好,并且具有较大的工作灵活性。

设输入信号为

$$s(t) = a(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \tag{8-51}$$

经两个相干检波器检波后,分别得到同相支路(I) 和正交支路(Q) 的两个零中频信号为

$$\begin{aligned} V_I(t) &= a(t)\cos\varphi(t) \\ V_Q(t) &= a(t)\sin\varphi(t) \end{aligned} \tag{8-52}$$

式中

$$\begin{aligned} a(t) &= \sqrt{V_I^2(t) + V_Q^2(t)} \\ \varphi(t) &= \arctan\left(\frac{V_Q(t)}{V_I(t)}\right) \end{aligned} \tag{8-53}$$

I、Q 两路信号经 A/D 采样后输入移位寄存器,经快速傅里叶变换(FFT) 后与存放在大规模集成电路“只读存储器”中的加权系数相乘,其乘积的 IFFT 是脉冲压缩后的数据。再经移位寄存器,并求模后输出。只要处理电路能满足雷达系统实时吞吐量的要求,就可完成给定发射信号指标的脉冲压缩。

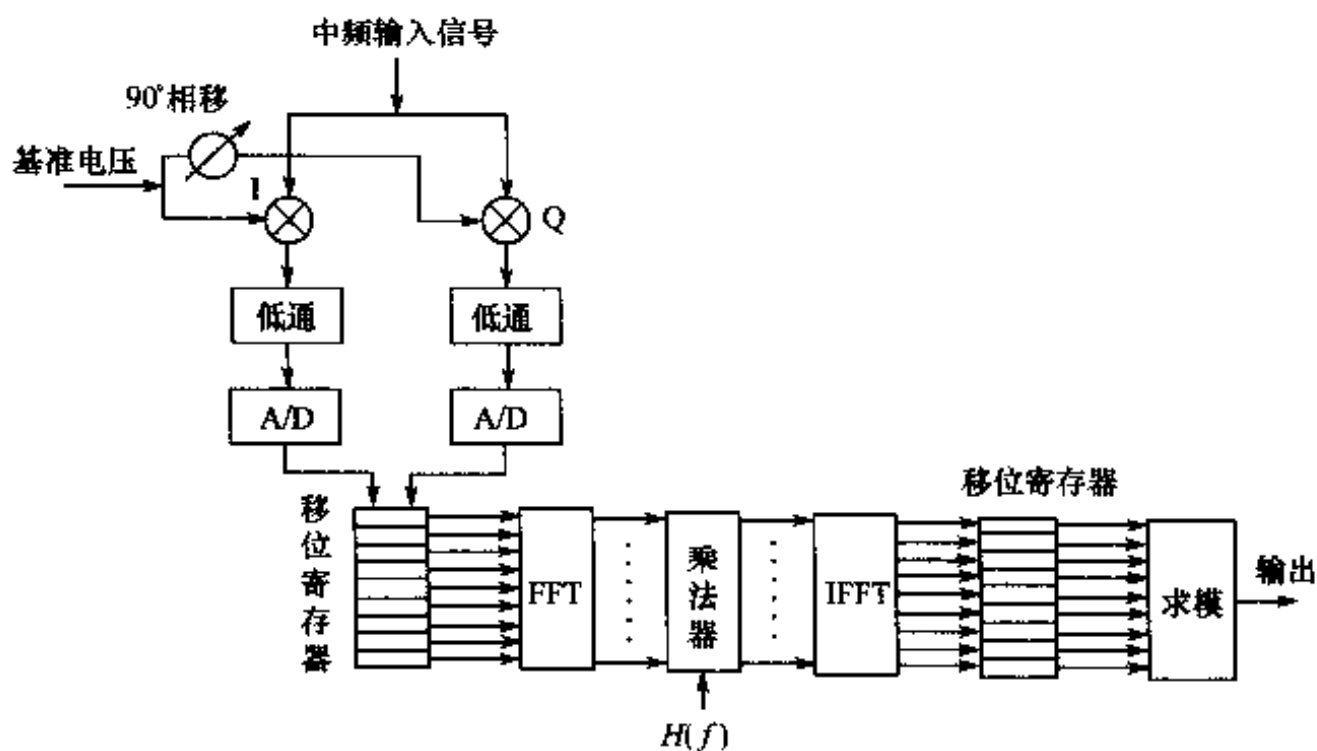


图 8.16 线性调频脉冲信号频域数字处理的原理框图

图 8.17 给出了采用 PDSP 16510 器件实现的匹配滤波器系统的框图^[85]。该系统是由先进/先出(FIFO)I/Q 存储器、用于正向和逆向 FFT 的两个处理器和一个高速复数乘法器组成。

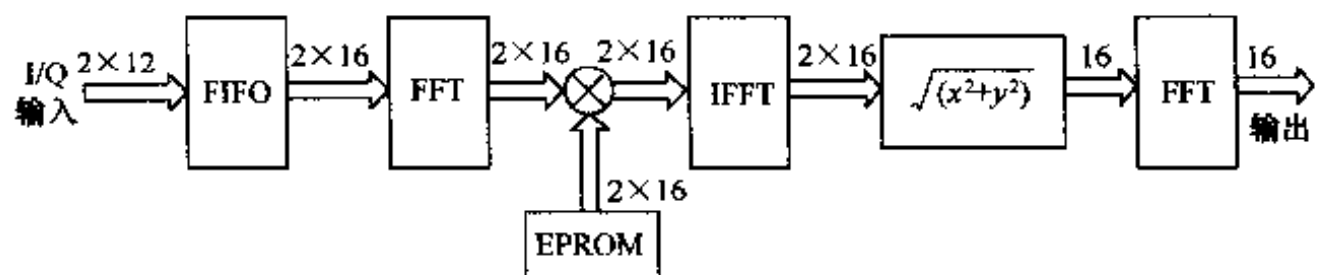


图 8.17 数字匹配滤波器在输入端接收 12 位的 I/Q 样本,在输出端产生 16 位的压缩脉冲运算框图

基带输入信息量的同相和正交分量以 12 位分辨力数字取样。该分辨力与目前可得到的高速模拟数字转换器(ADC)的性能相适应,并足以将系统的量化噪声降到可以忽略的电平。图 8.17 中,FFT 输出的 16 位复数与只读存储器(EPROM)存储的 16 位复数相乘同时输出 16 位复数数据。IFFT 输出压缩脉冲幅度也以 16 位表示。整个系统以流水线方式工作,并以批处理方式完成诸如数据采集、FFT、与参考频谱的复相乘、逆 FFT 和下载数据输出。

由图 8.16 和图 8.17 可知,频率数字脉冲压缩实际上就是对信号先进行一次 FFT,然后进行复乘,再进行 IFFT。由于它们在运算的先后顺序上是数据流驱动的,即只能按照 FFT、复乘,再 IFFT 的顺序依次运算。

脉冲压缩器的设计要使下列要求达到最佳:吞吐量、体积、灵活性和模块化。

吞吐量必须有利于雷达系统中大多数要求模式的实时处理的需要。图 8.16 或图 8.17 是快速卷积脉冲压缩系统的传统方法。达到的吞吐量直接与完成的流水量成正比,并且等于数据电路的时钟频率,也可以是,用较慢的流水量时钟频率并联几个图 8.16 的结构来达到所需的吞吐量。直接采用图 8.16 方框图不利于模块化。各级 FFT 需要不同的数据和系统存储。如果想使这些级模块化,则就目前的技术水平所需的电路量使体积做到最小成为不可能。

但这种方法经过改进后却能在吞吐量最佳情况下达到较好的体积。图 8.18 和图 8.19 是其实现途径^[104]。

图 8.18 和图 8.19 中的计算积木块是基 4FFT 运算单元。对现有存储器的结构和体积,所需的脉冲压缩比、以及对组件和器件的引脚的研究结果表明,基 4FFT 单元是目前脉冲压缩器运算单元的最佳积木块。

这种运算单元可串接成几个流水线级,然后再把几个这样的通道并联起来,以得到所需的吞吐量,图 8.18 是这种结构的 3 级单通道方案,图 8.19 则是这种结构的 2 级 3 通道方案。

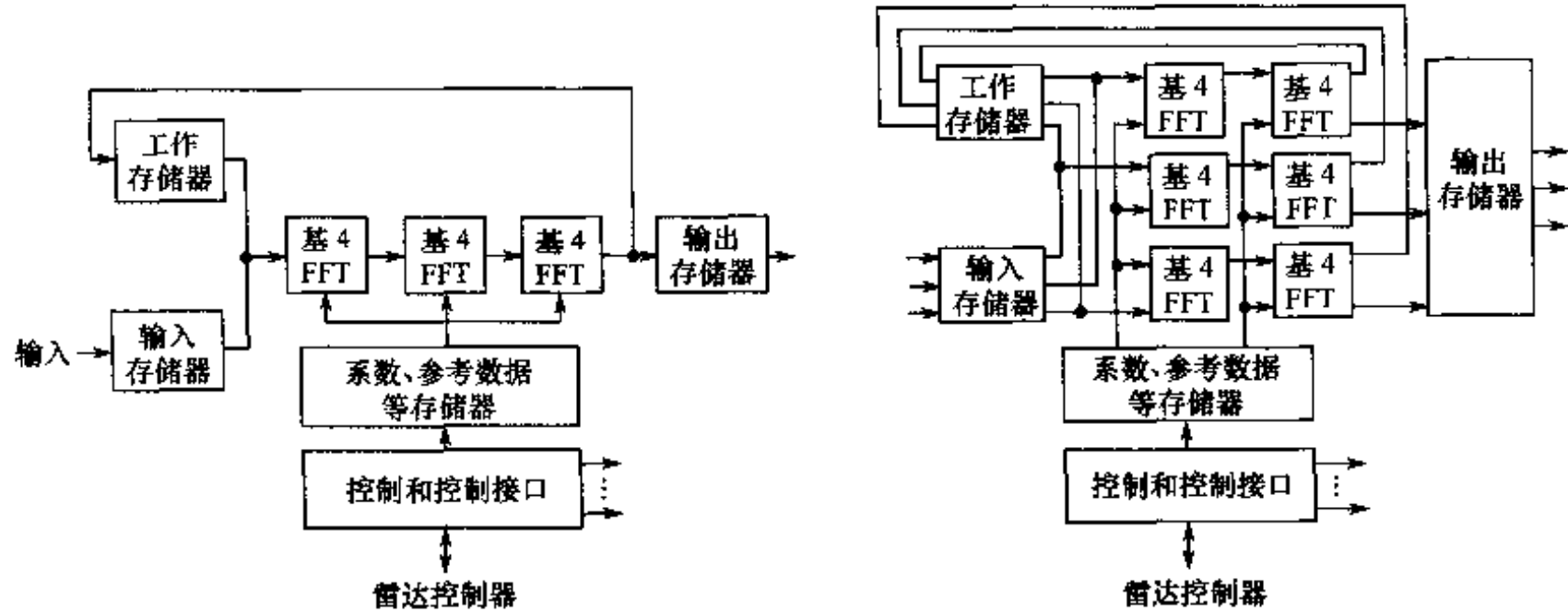


图 8.18 单通道 3 级脉冲压缩器的原理框图

图 8.19 3 通道 2 级脉冲压缩器的原理框图

所提出的模块化结构可以实现采用卷积的算法以对不同雷达波形进行脉冲压缩。含有模块结构的积木块是现场可更换组件(LRM),它们采用 VHSIC 电路技术、多芯片封装和半定制专用集成电路(ASIC)或现场可编程门阵列(FPGA)。它所能获得的吞吐量、体积、重量及功率能与应用于现代多模式机载雷达系统的要求相匹配。这里提出的构造方法能使脉冲压缩处理机的结构满足各种雷达系统的要求。

有关模拟式压缩网络的实现以及距离旁瓣抑制方法等在此也不再介绍,可参考有关资料。

8.3 相位编码脉冲压缩

8.3.1 概述

以上讨论的线性调频信号,有比较大的时宽-带宽积,可以用来解决雷达检测能力和距离分辨力的矛盾。线性调频信号是连续型的信号,为了满足雷达性能上的上述要求,还可以采用

离散型的编码信号。其中具有较大实用意义的是二相编码信号,包括巴克编码、M 序列编码、L 序列编码和互补编码等。

本节将就相位编码脉冲压缩的基本原理及其实现方法作简要介绍。

我们知道,伪随机编码信号的模糊函数大都呈现近似图钉形,如图 8.20 所示,其逼近程度随 $\tau_1 B$ 的增大而提高, τ_1 为信号的等效时宽, B 为等效带宽。这类信号与线性调频脉冲信号不同,当回波信号与匹配滤波器有多普勒失谐时,滤波器起不了脉冲压缩的作用,所以有时称之为多普勒灵

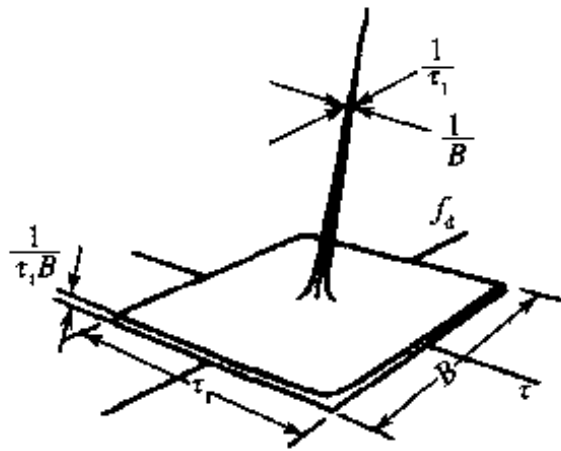


图 8.20 呈“理想”图钉形的模糊函数的示意图

敏的信号。常用于目标多普勒变化范围较窄的场合。

伪随机相位编码信号按相移取值数目分类。如果相移只限取 $0, \pi$ 两个数值, 称二相编码或倒相编码信号。如果相移可取两个以上的数值, 则称多相编码信号。

本节重点讨论二相编码信号, 最后简单介绍多相编码信号。考虑到这类信号主要用在目标多普勒变化范围较窄的场合, 在讨论选用码字时, 将主要比较其自相关函数。至于这类信号的模糊函数仅以巴克编码和 M 序列编码信号为例进行计算。讨论的编码信号是由 N 个紧连着的子脉冲组成。

8.3.2 二相编码信号

一般相位编码信号的复数表达式为

$$s(t) = a(t)e^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_0 t} \quad (8-54)$$

信号的复包函数为

$$u(t) = a(t)e^{j\phi(t)} \quad (8-55)$$

式中, $\phi(t)$ 为相位调制函数。对二相编码信号来说, $\phi(t)$ 只有 0 或 π 两个可能取值。可用二进制相位序列 $\{\phi_k = 0, \pi\}$ 表示, 也可以用二进制序列 $\{c_k = e^{j\phi_k} = +1, -1\}$ 表示。如果二相编码信号的包络为矩形, 即

$$a(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{N\tau_1} & 0 < t < T = N\tau_1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-56)$$

则二相编码信号的复包络可写成

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k v(t - k\tau_1) & 0 < t < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-57)$$

式中, $v(t)$ 为子脉冲函数, τ_1 为子脉冲宽度, N 为码长, $T = N\tau_1$ 为编码信号持续期。利用 δ 函数的性质, 式(8-57) 还可改写成

$$u(t) = v(t) \otimes \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \delta(t - k\tau_1) = u_1(t) \otimes u_2(t) \quad (8-58)$$

式中

$$u_1(t) = v(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\tau_1} & 0 < t < \tau_1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-59)$$

$$u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \delta(t - k\tau_1) \quad (8-60)$$

值得指出, 在研究二进制序列的特性时, 有时采用 $\{q_k = 0, 1\}$ 更为方便。现将三种二进制序列的映射关系列于表 8.4 中。

表 8.4 三种二进制序列的映射关系

ϕ_k	c_k	q_k
0	+1	0
π	-1	1

其中 $\{c_k\}$ 的乘法运算表为

$\times$	+1	-1
+1	+1	-1
-1	-1	+1

而对 $\{q_k\}$ 的模-2加法运算表为

$\oplus$	0	1
0	0	1
1	1	0

图 8.21 示出二相编码信号的波形图。

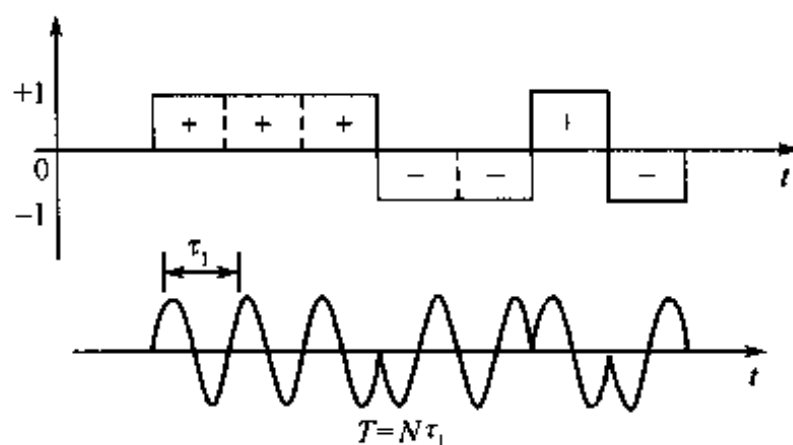


图 8.21 二相编码信号的波形图

1. 二相编码信号的频谱

应用傅里叶变换对

$$\text{rect}(t/\tau_1) \Leftrightarrow \tau_1 \text{sinc}(f\tau_1)$$

$$\delta(t - k\tau_1) \Leftrightarrow e^{-j2\pi f k\tau_1}$$

不难得到式(8-59)和式(8-60)中 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 所对应的频谱表达式,即

$$u_1(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau_1}} \text{rect} \frac{t - \tau_1/2}{\tau_1} \Leftrightarrow U_1(f) = \sqrt{\tau_1} \text{sinc}(f\tau_1) e^{-j\pi f\tau_1} \quad (8-61)$$

$$u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \delta(t - k\tau_1) \Leftrightarrow U_2(f) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-j2\pi f k\tau_1} \quad (8-62)$$

于是,根据傅里叶变换卷积规则,由式(8-58)可求得二相编码信号的频谱为

$$U(f) = U_1(f)U_2(f) = \sqrt{\frac{\tau_1}{N}} \text{sinc}(f\tau_1) e^{-j\pi f\tau_1} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-j2\pi f k\tau_1} \quad (8-63)$$

式(8-63)表明二相编码信号的频谱主要取决于子脉冲频谱 $U_1(f)$, 至于附加因子 $\sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-j2\pi f k \tau_1}$ 的作用则与所采用编码的形式有关。

计算表明二相编码信号的带宽 B 与子脉冲带宽相近, 即

$$B \approx \frac{1}{\tau_1} = \frac{N}{T} \quad (8-64)$$

信号的时宽 - 带宽乘积或脉冲压缩比为

$$D = TB = T \frac{N}{T} = N \quad (8-65)$$

采用长的二进制序列, 就能得到大的时宽 - 带宽积的编码脉冲压缩信号。

2. 二相编码信号的自相关函数

二相编码信号的距离模糊函数或自相关函数为

$$\chi(\tau, 0) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} \chi_1(\tau - m\tau_1, 0) \chi_2(m\tau_1, 0) \quad (8-66)$$

式中, $\chi_1(\tau, 0)$ 为单个矩形脉冲的自相关函数, 即

$$\chi_1(\tau, 0) = \frac{\tau_1 - |\tau|}{\tau_1}, \quad |\tau| < \tau_1 \quad (8-67)$$

$\chi_2(m\tau_1, 0)$ 为归一化二元伪随机序列的非周期自相关函数。为了简化起见, 今后以 $\chi(m, 0)$ 表示非归一化伪随机序列的非周期自相关函数, 其数学表达式可写成

$$\chi(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-m} c_k c_{k+m} \quad (8-68)$$

显然, 二相编码信号的自相关函数 $\chi(\tau, 0)$ 主要取决于所用二元序列的自相关函数 $\chi(m, 0)$ 。

8.3.3 二元伪随机序列

伪随机序列虽然是一种完全确定的、有规律的序列, 但它在某些方面和真正的二元随机序列非常相似。例如二元序列中“+”和“-1”出现的概率, “+1”游程和“-1”游程出现的概率, 特别是它们的自相关函数和真正的二元随机序列非常相似。在此着重介绍二元伪随机序列。

1. 巴克码序列

巴克码序列是一种特殊的二进制码。巴克码自相关函数的峰值为 N , 最大旁瓣峰值的幅度为 1, 其中 N 为编码的长度或子脉冲数。只有少量巴克码存在, 如果能得到更长的巴克码, 那么它们将是脉冲压缩雷达的理想波形。但是还没有发现长度大于 13 的巴克码。应用巴克码的脉冲压缩雷达的最大压缩比被限定为 13。

巴克码序列是一种二元伪随机序列 $\{c_n\}$, $c_n \in (+1, -1)$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。其非周期自相关函数很理想, 满足

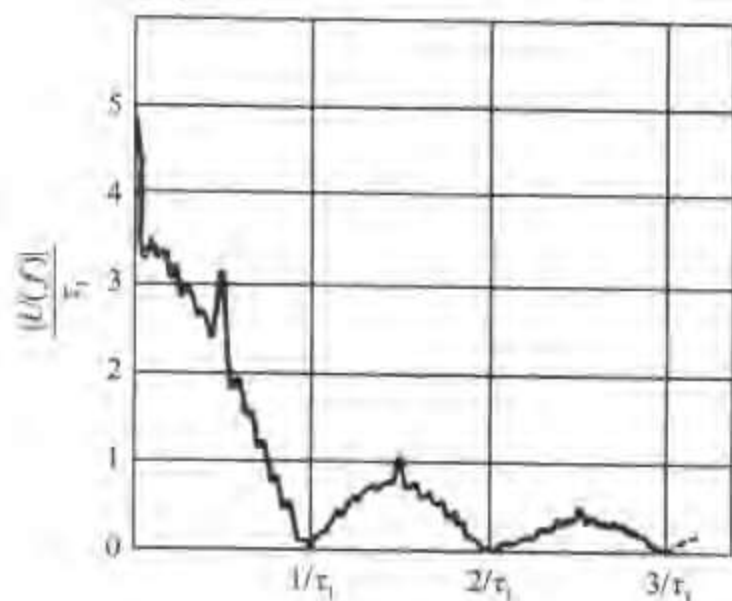
$$\chi(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} c_k c_{k+m} = \begin{cases} N & m = 0 \\ 0 \text{ 或 } \pm 1 & m \neq 0 \end{cases} \quad (8-69)$$

的编码脉压信号。可惜它的长度有限,已经证明,对于奇数长度, $N \leq 13$; 对于偶数长度, 目前也未找到大于 4 的巴克码序列。根据巴克码的自相关函数公式求出自相关函数后, 即可求出编码信号的功率谱, 以 13 位巴克码为例, 其功率谱函数为:

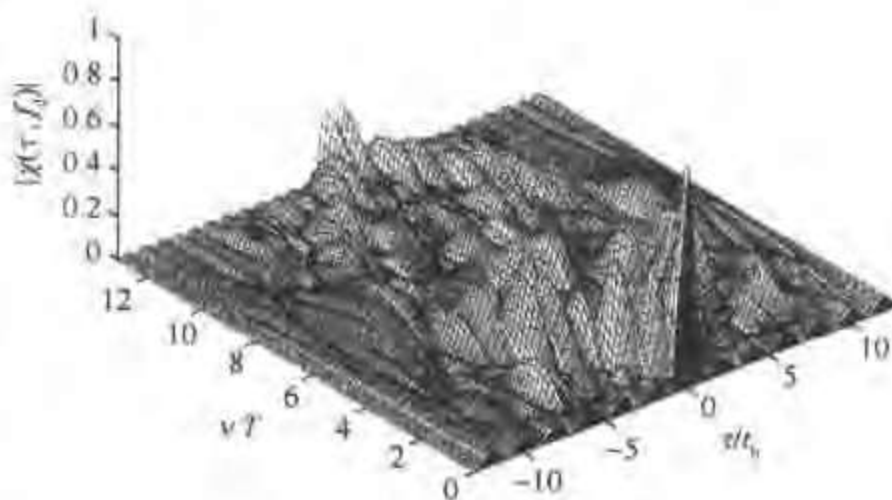
$$P(\omega) = (\tau_1) \left[\frac{\sin(\omega\tau_1/2)}{\omega\tau_1/2} \right]^2 \left[12 + \frac{\sin(13\omega\tau_1)}{\sin\omega\tau_1} \right] \quad (8-70)$$

可认为其频谱宽度主要由子脉冲宽度 τ_1 决定。

图 8.23(a) 示出巴克码信号的频谱 ($N=13$), 图 8.23(b) 示出其局部模糊函数。



(a) 巴克码的频谱 ($N=13$) 图



(b) 巴克码的局部模糊函数 ($N=13$) 图

图 8.23 巴克码的频谱和局部模糊函数图

2. 互补序列

互补序列由长度 N 相等的两个序列组成, 两序列非周期自相关函数的旁瓣在幅度上相等, 但符号相反。两自相关函数之和的峰值为 $2N$, 旁瓣电平为 0。

设有一对长度相同的有限二元序列 $A = \{a_n\}$, $a_n \in (+1, -1)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ 和 $B = \{b_n\}$, $b_n \in (+1, -1)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, 其非周期自相关函数分别为

$$\chi_A(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} a_k a_{k+m} \quad (8-71)$$

$$\chi_B(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} b_k b_{k+m} \quad (8-72)$$

如果

$$\chi_A(m, 0) + \chi_B(m, 0) = \begin{cases} 2N, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (8-73)$$

就称序列 A 和 B 互补, 或称 A, B 为互补序列。二元互补序列长度 N 必须是偶数, 且为两个完全平方数之和。例如, $N < 50$, 只有 $N = 2, 4, 8, 10, 16, 20, 26, 32, 34, 40$ 才存在互补序列 (已证明 $N = 18$ 除外)。例如

$$N = 4;$$

$$A = (1, 1, -1, 1)$$

$$B = (-1, -1, -1, 1)$$

$N = 8$;

$A = (-1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1)$

$B = (-1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1)$

$N = 16$;

$A = (1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1)$

$B = (1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1)$

都是一对互补码。以 $N = 4$ 为例,其非周期自相关函数分别为

$$\chi_A(m, 0) = +1, 0, -1, +4, -1, 0, +1$$

$$\chi_B(m, 0) = -1, 0, +1, +4, +1, 0, -1$$

由此可得

$$\chi_A(m, 0) + \chi_B(m, 0) = \begin{cases} 2N = 8, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (8-74)$$

也就是说 A 与 B 为一对互补序列。

互补序列虽然具有理想的非周期自相关特性,但是实际应用时,需要两个独立的信道,系统比较复杂。

图 8.24 示出 N 等于 26 的互补序列自相关函数,以及两自相关函数之和。Golay 和 Hollis 讨论了产生互补码的一般方法。一般而言, N 须是偶数,且为两个平方数之和。在实际应用中,两序列必须在时间、频率或极化方式上分开,使雷达回波去相关,因此,旁瓣不可能全部对消。所以,互补序列在脉冲压缩雷达中并没有得到广泛应用。

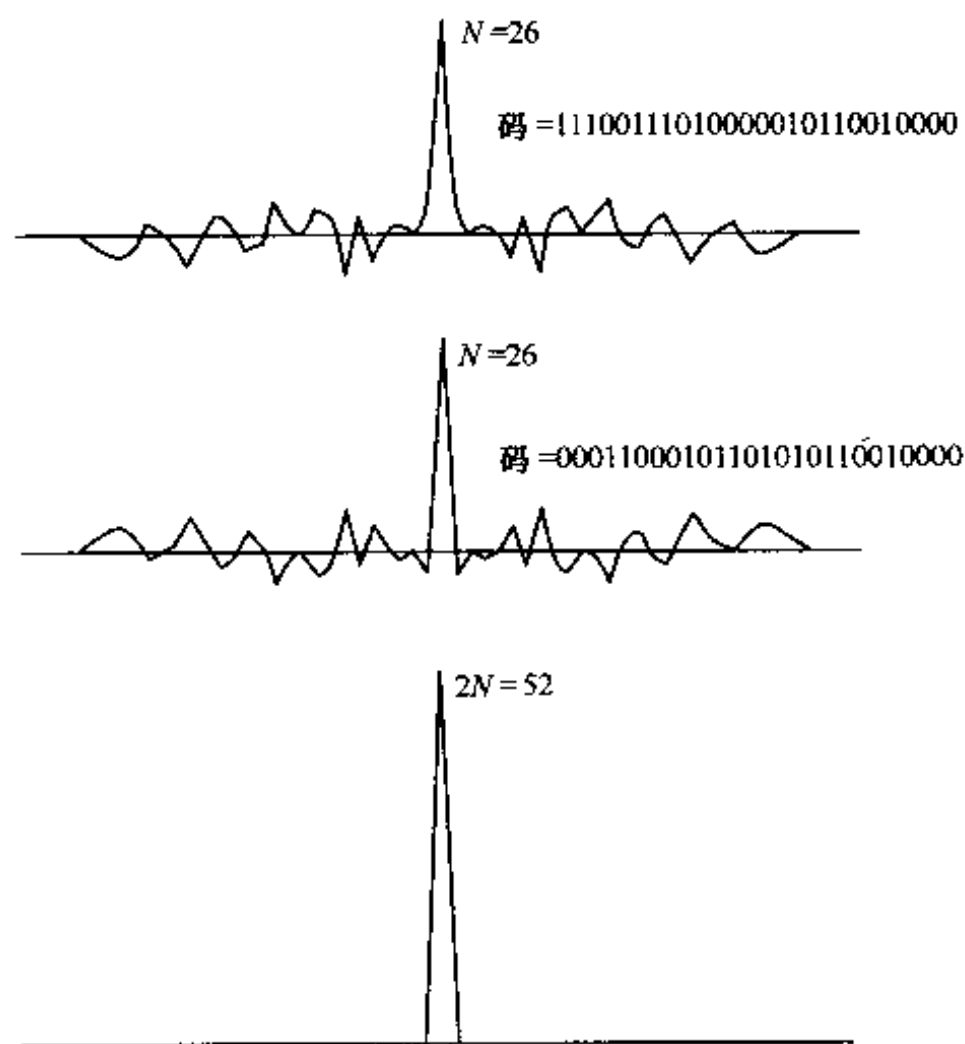


图 8.24 互补码的非周期自相关函数图

3. M 序列

M 序列也是一种二元伪随机序列,它的周期自相关函数很理想,而且模糊函数呈各向均匀的图钉形。但是非周期工作时,自相关函数将有较高的旁瓣,当 $N \gg 1$ 时,主旁瓣比接近 $\sqrt{N}$ 。

实际应用中常采用线性逻辑反馈移位寄存器来产生 M 序列。为此,霍夫曼定义 M 序列为 $X_0 = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}, \dots\}$, $x_i \in (0, 1)$, 且满足下列关系式:

$$(I \oplus D \oplus D^2 \oplus \dots \oplus D^n) X_0 = 0 \quad (8-75)$$

式中, $\oplus$ 表示模 2 相加; D 表示单元位移。当 $(I \oplus D \oplus D^2 \oplus \dots \oplus D^n)$ 为不可分解的多项式, 且又是原本的多项式时, X_0 具有最大长度, 称之为 M 序列。长度 $N = 2^n - 1$, n 为多项式的阶次, 也是移位寄存器的级数, 多项式表示反馈连接情况。例如: $n = 3$, 多项式为

$$I \oplus D \oplus D^2 \quad (8-76)$$

与其对应的 M 序列产生器如图 8.25 所示。

设起始存数为 $(x_1, x_2, x_3) = (0, 1, 0)$, 那么, 在移位脉冲作用下, 输出端可得 $N = 2^3 - 1 = 7$ 的 M 序列为 $X_0 = (0, 1, 0, 0, 1, 1, 1, \dots)$ 。

M 序列具有许多重要性质, 下面介绍与波形设计有关的几条:

(1) 在一个周期内“ -1 ”的个数为 $(N+1)/2$, “ $+1$ ”的个数为 $(N-1)/2$, 即

$$\sum_{k=0}^{N-1} x_k = -1$$

(2) M 序列与其移位序列相乘, 可得另一移位序列, 即

$$(x_q)(x_{q+k}) = (x_{q+k}) \quad k \not\equiv 0 \pmod{N} \quad (8-77)$$

(3) M 序列 $\{x_q\}$ 的周期自相关函数为

$$\chi(m, 0) = \sum x_k x_{k+m} = \begin{cases} N, & m \equiv 0 \pmod{N} \\ -1, & m \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (8-78)$$

(4) M 序列的傅里叶变换为复数周期序列 $\{X_m\}$, 序列周期仍为 N , 且有

$$X_m = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$|X_m|^2 = \begin{cases} 1, & m \equiv 0 \pmod{N} \\ N+1, & m \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (8-79)$$

(5) M 序列的模糊函数为

$$\chi^2(k, s) = \left| \sum_n x_n x_{n+k}^* e^{j\frac{2\pi}{N}ns} \right|^2 = \begin{cases} N^2, & k, s \equiv 0, 0 \pmod{N} \\ 0, & k \equiv 0 \pmod{N}, s \not\equiv 0 \pmod{N} \\ 1, & k \not\equiv 0 \pmod{N}, s \equiv 0 \pmod{N} \\ N+1, & k, s \not\equiv 0, 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (8-80)$$

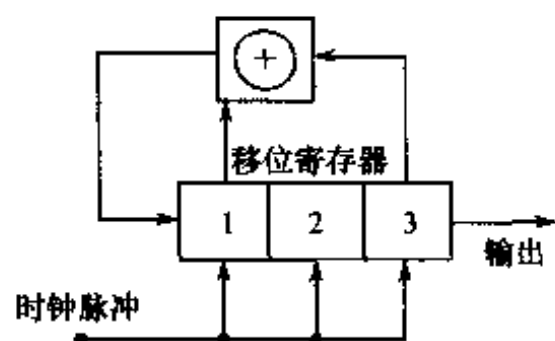


图 8.25 M 序列产生器的原理图

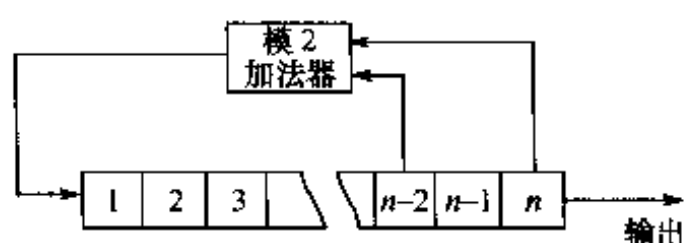


图 8.26 移位寄存序列产生器的原理图

由以上讨论可知, M 序列是线性反馈移位寄存器所能获得的最长序列。而且, 结构与伪随机码相似, 因而具有理想的自相关函数。这些序列通常被称为伪随机 (PR) 序列或伪噪声 (PN) 序列。图 8.26 示出一个典型的移位寄存序列产生器。在初始时, 移位寄存器的 n 级被设置为全 1 或 1 和 0 的混合。但

全 0 的特殊情况是不允许的, 因为它将产生全 0 序列。由移位寄存器特定单级的输出按模 2 相加形成输入。模 2 加法只取决于被相加的 1 的数量。如果 1 的数量是奇数, 其和为 1, 否则为 0。移位寄存器由时钟频率或移位频率触发, 任何一级的输出均是二进制序列。如果选择适当的反馈连接, 则输出是最长序列。它就是在序列重复之前所能形成的最长的 0 和 1 序列。

最长序列的长度 $N = 2^n - 1$, 式中, n 为移位寄存器产生器的级数。 n 级移位寄存器产生器可获得的最长序列的总数 M 为

$$M = \frac{N}{n} \prod \left(1 - \frac{1}{N_i} \right) \quad (8-81)$$

式中, N_i 为 N 的素数因子。对于一个给定的 n 值存在许多不同的序列, 这一点对那些需要长度相同、序列不同的应用来说是很重要的。

通过研究原始多项式或不可约多项式, 可以确定提供最长序列的反馈连接。皮特森和威尔顿给出这些多项式的一览表。

表 8.6 列出由不同级数移位寄存产生器得到的最长序列的长度和数量。并给出一个产生最长序列的反馈连接。例如一个七级的移位寄存器, 第 6 级和第 7 级输出的模 2 加被反馈至输入端。而八级移位寄存器, 第 4, 5, 6 和 8 级输出的模 2 加被反馈至输入端。最长序列的长度 N 等于序列中子脉冲的数目, 也等于雷达系统时宽和带宽的乘积。低级数寄存器能得到大的时宽 - 带宽乘积。系统的带宽由时钟的速率决定。改变时钟速率和反馈连接方式可产生各种脉宽、各种带宽和各种时宽 - 带宽积的脉冲。在最长序列中, 0 ~ 1 或 1 ~ 0 的转变次数等于 2^{n-1} 。

表 8.6 最大长度序列

级数 n	最长序列的长度 N	最长序列的数目 M	级间反馈连接
2	3	1	2, 1
3	7	2	3, 2
4	15	2	4, 3
5	31	6	5, 3
6	63	6	6, 5
7	127	18	7, 6
8	255	16	8, 6, 5, 4
9	511	48	9, 5
10	1 023	60	10, 7
11	2 047	144	11, 9
12	4 095	176	12, 11, 8, 6
13	8 191	630	13, 12, 10, 9
14	16 383	756	14, 13, 8, 4

(续表)

级数 n	最长序列的长度 N	最长序列的数目 M	级间反馈连接
15	32 767	1 800	15, 14
16	65 535	2 048	16, 15, 13, 4
17	131 071	7 710	17, 14
18	262 143	7 776	18, 11
19	524 287	27 594	19, 18, 17, 14
20	1 048 575	24 000	20, 17

若移位寄存产生器处于连续工作状态,可得到周期波形。连续波(CW)雷达有时采用这些波形。当输出一个完整的序列后,截断寄存器的输出则可获得非周期波形。这些波形经常应用于脉冲雷达。就旁瓣结构而言,上述两种波形的自相关函数是不同的。图 8.27 示出周期和非周期序列的自相关函数,其中序列是由 4 级移位寄存器产生的一个典型的 15 码元最长序列。周期波形的自相关函数旁瓣电平是常量 -1 ,重复周期是 $N\tau$,峰值是 N ,其中 N 是序列的子脉冲数目, τ 是每个子脉冲的宽度。主旁瓣峰值电压比等于 $-N$ 。

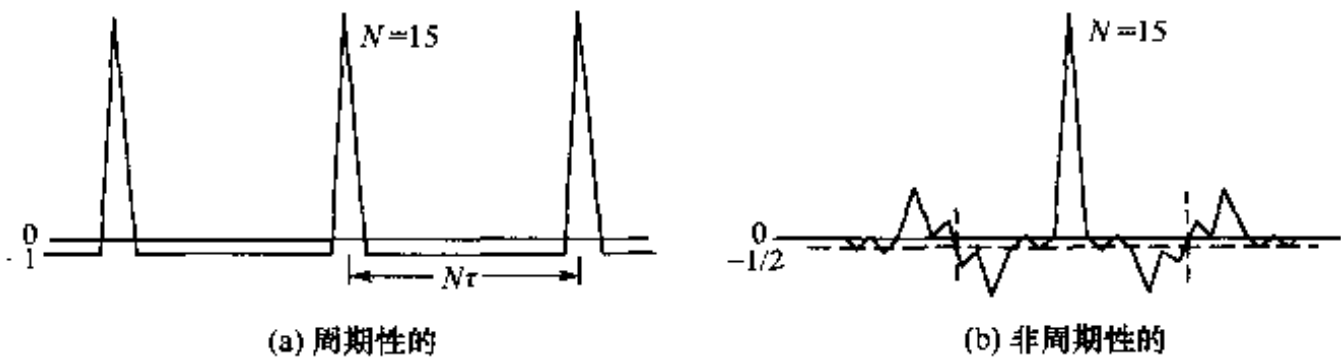


图 8.27 自相关函数的示意图

值得指出的是, M 序列的非周期自相关函数不如巴克码序列理想。有人研究了不同的反馈连接所产生的 M 序列,及其循环移位序列的截短序列,以期找出非周期自相关函数较好的序列。

二元伪随机序列除了以上几种外,还有 L 序列、双素数序列、霍尔序列等。这里不一一介绍,有兴趣的读者可参考有关文献。

以上介绍的几种伪随机序列,周期自相关函数都很理想。作为脉冲压缩信号,我们更关心的是序列的非周期自相关函数。具有良好的周期自相关特性的序列并不一定都具有良好的非周期自相关特性, M 、 L 序列就是这个例子。虽然人们通过其循环移位寄存寻找其非周期自相关函数较好的序列,获得了一定的成果,但总的看来,旁瓣仍然比较高。于是,人们转向在复平面上综合最佳序列。互补序列的非周期自相关特性虽然很理想,但前已指出,实际应用需要两个信道,限制了它的应用。巴克码序列是最佳序列,但其长度 $N \leq 13$,这就限制了它的广泛应用。用组合码的方法,可以增加序列的长度,但旁瓣较高,所以,如何抑制旁瓣是二相编码作为脉冲压缩信号必须解决的课题。

8.3.4 二相编码系统的实现^[2]

二相编码系统通常采用数字方法来实现脉冲压缩。数字脉冲压缩系统的方框图如图 8.28 所示。编码产生器输出二进制序列,然后送给射频调制器、发射机和相关器。接收的中频信号通过与子脉冲宽度匹配的带通滤波器后,被 I 和 Q 相位检波器检波。 I 和 Q 相位检波器在同一频

率上比较中频接收信号和同频本振(LO) 信号的相位。射频调制器也使用本振信号来产生二相调制的发射信号。相对于本振信号,每个发射二进制码元的相位是 0° 或 180° 。然而,接收信号的相位和本振信号的相位相比有一个相移,相移的大小取决于目标的距离和速度。数字脉冲压缩采用两个处理通道,一个用于恢复接收的同相分量,另一个则用于恢复正交分量。这些信号被 A/D 变换器变换为数字量,它们与存储的二进制序列相关,并将 I, Q 分量合成,如平方和再开方。这类处理系统包含同相通道、正交通道和两个匹配滤波器或相关器,被称为零差式或零中频系统。如果只用一个通道,而不是 I 和 Q 通道,将有平均 3dB 的信噪比损失。实际上,每个相关器可由几个相关器组成,数字信号的每个量化比特位对应一个相关器。

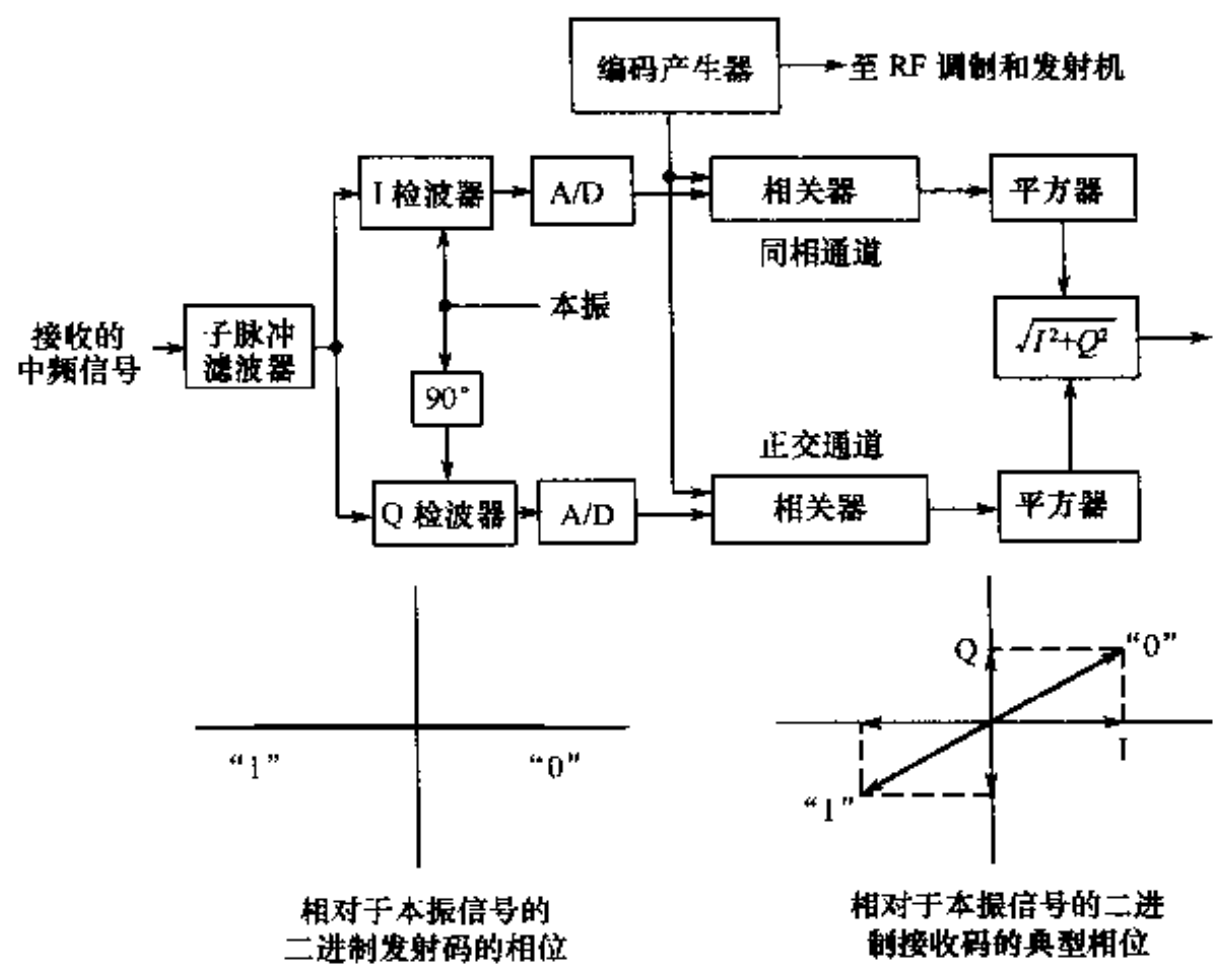


图 8.28 相位编码信号的数字脉冲压缩的原理图

相关器的两种实现方法如图 8.29 所示。图 8.29(a) 为固定参考序列相关器,即仅使用一个二进制序列。接收到的输入序列在时钟触发下连续输入一移位寄存器,该移位寄存器的级数等于序列的码元数。每一级的输出乘上加权系数 a_i , a_i 根据参考序列等于 +1 或 -1。求和电路输出相关函数或压缩脉冲。

图 8.29(b) 示出一种对每一发射脉冲的参考序列都可变的脉冲压缩方法。发射的参考序列输入参考移位寄存器。接收到的输入序列按时钟频率连续输入信号移位寄存器。在每个时钟周期,比较计数器计算两移位寄存器间匹配总数与不匹配总数之差,即输出端相关函数。在某些系统中,只计算匹配总数,然后再加上一 $N/2$ 的偏移值。

多普勒修正

在许多实际应用中,展宽脉冲宽度的多普勒效应是可以忽略的,因而不需要多普勒修正或补偿。这些应用中发射的是窄相位编码脉冲,展宽脉冲的多普勒效应产生的相移是可以被忽略的。当展宽脉冲宽度的多普勒相移不能被忽略时,就要采用多路多普勒通道,使信噪比损失最小。接收信号与多个本振信号混频(图 8.28),然后根据多普勒分辨单元的位置,进行一定的频率补偿。其中多普勒分辨单元的大小是展宽脉冲宽度的倒数。在图 8.26 中对应于子脉冲滤波器之后的处理,每个多普勒信道都相同。

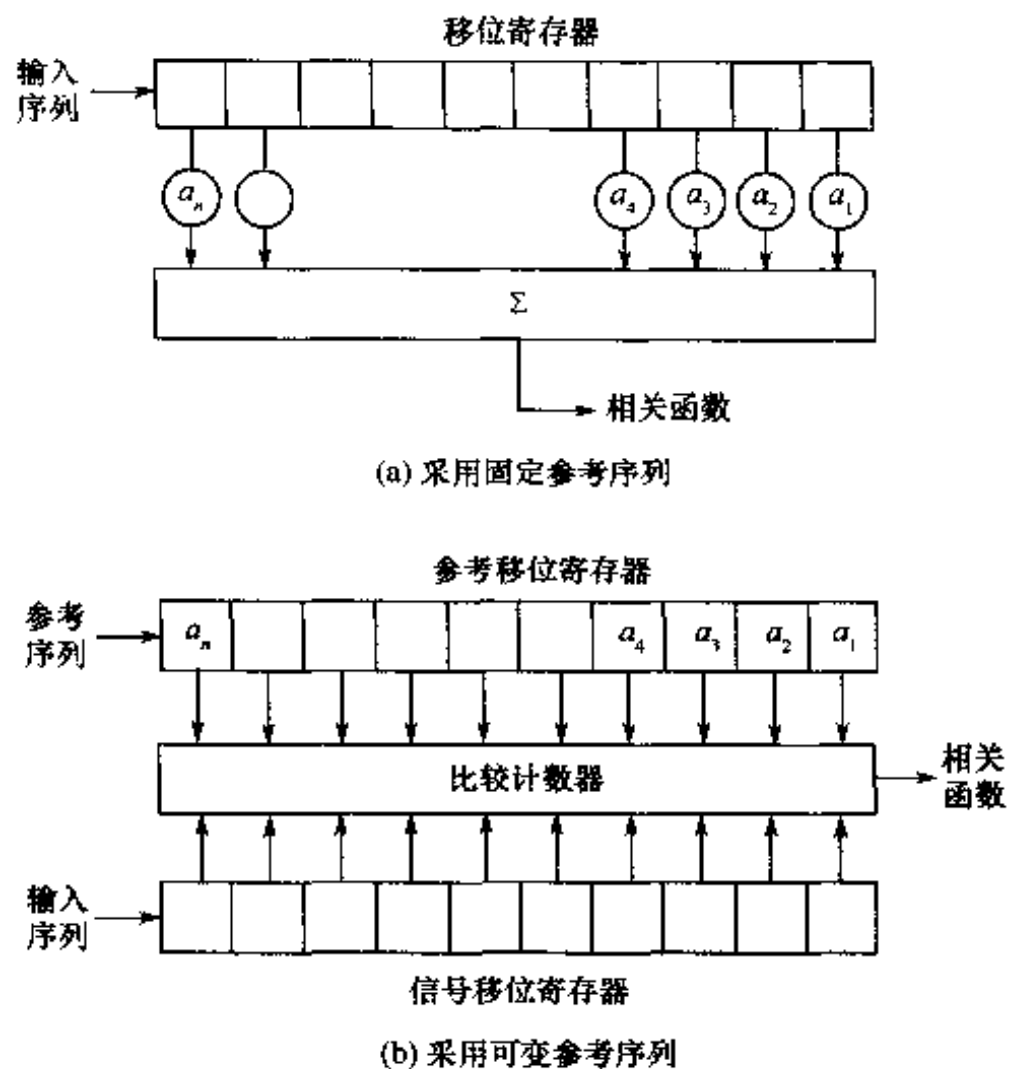


图 8.29 数字相关器的运算示意图

另一可行方案是在图 8.26 中采用一个本振和一位 A/D 变换器。多普勒补偿在 A/D 变换器之后和相关器之前完成。它在多普勒频率等于 180° 相移时将数据比特位求反,即将码元 1 改为 0,码元 0 改为 1。例如,每一个多普勒信道对应的多普勒频率在整个脉冲宽度内的相移等于 360° 。比特位在每半个脉冲宽度后被反转,并在后半脉冲宽度内保持不变。第二个多普勒信道的反转发生在四分之一脉冲宽度时刻,而第三个多普勒信道则在八分之一脉冲宽度时刻,等等。负多普勒频率信道的处理和正多普勒频率信道的处理相同,但是正向信道反转的比特位在负信道中则不反转,而在正信道中没有反转的比特位在负信道中反转。零多普勒信道则不发生反转。每个多普勒信道由单比特 I, Q 相关器和合成器(如平方和再开方)组成。初始检测后,使用线性多普勒处理可降低信噪比损失。例如,图 8.26 的本振将与得到初始检测的多普勒频率相对应,并使用 A/D 变换。一些雷达系统使用单比特多普勒补偿的宽脉冲来获得初始检测,然后再切换成不需多普勒补偿的窄脉冲。

8.3.5 多相编码信号

脉冲压缩也可采用由多个相位组成的波形。其子脉冲的相位在多个值之间变化,而不像二进制相位编码仅在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化。

前已指出,二元伪随机序列除了巴克码序列外,其他序列的非周期自相关函数都不太理想。人们开始突破二元序列的范围,在复数多元序列中寻找非周期自相关函数良好的伪随机序列,称为多相伪随机序列或多相码。其数学表达式可写成

$$c = \{c_0, c_1, c_2, \dots, c_K, \dots, c_{P-1}\} \quad (8-82)$$

式中,复数 $c_K = |c_K| e^{j\varphi_K}$ 。

多相编码信号的复包络表达式仍可写成

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{K=0}^{P-1} c_K u_1(t - KT)$$

$$u_1(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T} & 0 < t < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8-83)$$

只是式中 $\{c_K\}$ 为复数序列。

对于多相巴克码序列 $\{c_n\}$, 其中 $c_n = a_n e^{j2\pi n/k}$, k 为非零整数。已经证明, 多相巴克码序列能够保持二元巴克码序列的旁瓣特性: $|X(m, 0)| \leq 1, m \neq 0$ 。但是 4 相或 6 相巴克码序列的最大长度也不超过 15。

有的作者提出组合巴克码序列的设想, 以增加其长度。例如, 我们以 4 位巴克码序列 $\{+++-\}$ 作为 13 位巴克码的码元, 或以 13 位巴克码序列作为 4 位巴克码的码元, 都可以编造长度 $P = 13 \times 4 = 52$ 的组合巴克码序列。有的作者比较了两种编法所得组合巴克码序列的非周期自相关函数, 结果表明组合巴克码序列不再保持原巴克码序列的旁瓣特性, 除高度为 1 的旁瓣外, 还出现两个高度为 13 的旁瓣, 以及 12 个高度为 4 的旁瓣。值得注意的是两种编法旁瓣分布各不相同。第一种编法高度为 4 的旁瓣分布较均匀, 高度为 13 的旁瓣出现在 $m = \pm 1, \pm 3$ 处。第二种编法高度为 4 的旁瓣集中出现在主瓣附近, 高度为 13 的旁瓣出现在 $m = \pm 13, \pm 39$ 处。所以该作者倾向于用短的序列作为码元, 按长的序列组合编码。如果码元和组合码在译码时加入相应的加权网络, 主旁瓣比可达到 30dB 以上。而加权带来的 S/N 损失一般小于 1dB。采用组合法增加巴克码序列的长度, 采用加权法抑制旁瓣, 使巴克码序列有应用于长序列的可能。

多相码种类繁多, 这里着重介绍两种: 弗兰克(Frank) 码和赫夫曼(Huffman) 码。

1. 弗兰克多相码(FH 序列)

使用矩阵技术可导出弗兰克多相编码码元脉冲的相位序列。海米勒(Heimiler) 和弗兰克提出构造多相序列 $\{c_n\}$ 的方法如下:

定义一平方长度 $P = N^2$ 的原始弗兰克码 $C_n (1 \leq n \leq P)$ 的码元为 $C_{(n-1)/N} (k-1)/N$, 弗兰克最初用以下显式给出的 $N \times N$ 离散傅里叶变换矩阵表示码的值为

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & (N-1) \\ 0 & 2 & 4 & \cdots & 2(N-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & (N-1) & 2(N-1) & \cdots & (N-1)^2 \end{bmatrix} \quad (8-84)$$

在以上矩阵中 N 表示序列的相数, $2\pi(k-1)/N$ 表示基本相移, k 是与 N 互质的整数, 这里取 $k-1 = 1$ 。矩阵元素表示基本相移的倍乘系数, 根据矩阵式(8-84) 按行(或列) 依次串行排列, 可得长度为 $P = N^2$ 的相位序列 $\{\varphi_n\}$ 。由此得到的复数序列 $\{c_n\}$ 称为弗兰克多相码或 FH 序列。

例 8.1 $N = 3$, 基本相移为 $2\pi/3$, 根据矩阵

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 \\ 0 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

可导出长度为 $P = 3^2 = 9$ 的弗兰克码

$$\{\varphi_n\} = \{0, 0, 0, 0, 2\pi/3, 0, 4\pi/3, 4\pi/3, 2\pi/3\}$$

或

$$\{c_n\} = \{1, 1, 1, 1, 1, e^{j2\pi/3}, e^{-j2\pi/3}, e^{-j2\pi/3}, e^{j2\pi/3}\}$$

这实际上是德朗(Delong)的三相码。

已经证明, 弗兰克码的周期自相关函数为

$$\chi_c(m, 0) = \sum_{K=0}^{P-1} c_K c_{K+m}^* = \begin{cases} P, & m = 0(\text{mod } P) \\ 0, & m \neq 0(\text{mod } P) \end{cases} \quad (8-85)$$

可以证明, 弗兰克码的非周期自相关函数主瓣高度为 $P = N^2$, 旁瓣高度的上限为 $1/\sin(\pi/N)$ 。当 N 很大时, $\sin(\pi/N) \approx \pi/N$, 旁瓣高度趋于 (N/π) , 或主瓣比趋近于 $N^2/(N/\pi) = \pi N$ 。和同样长度的 M, L 序列相比, 主旁瓣比提高大约 10dB。但是相位数 N 太大时, 无论信号产生和处理都比较困难。通常取 $N = 2 \sim 8$ 。图 8.30 示出 $N \leq 8, P \leq 64$ 弗兰克码的非周期自相关函数。

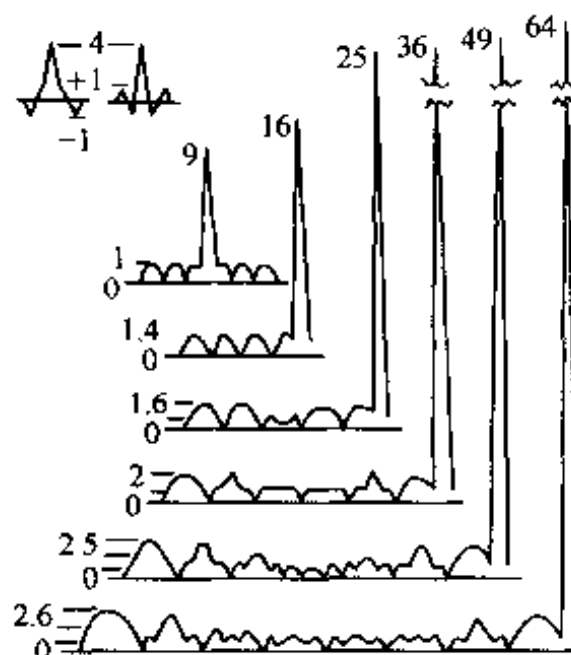


图 8.30 弗兰克多相码的自相关函数图

值得指出, 弗兰克多相编码信号的模糊函数与线性调频脉冲信号的模糊函数相似, 接近倾斜刀刃形。以 $N = 8$ 为例, 基本相移为 $2\pi/8$, 倍乘系数为 $\{0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0; 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7; 0, 2, 4, 6, 0, 2, 4, 6; 0, 3, 6, 1, 4, 7, 2, 5; 0, 4, 0, 4, 0, 4, 0, 4; 0, 5, 2, 7, 4, 1, 6, 3; 0, 6, 4, 2, 0, 6, 4, 2; 0, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1\}$, 相位随码元变化规律近似为二次方规律, 可以近似为阶梯线性调频信号。

现讨论 $P = 16 (N = 4)$ 的构成法。为计算 16 个元素的弗兰克码的相位值, 先列出 4×4 弗兰克矩阵为

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 4 & 6 \\ 0 & 3 & 6 & 9 \end{bmatrix}$$

16 个元素的弗兰克码通过弗兰克矩阵按行依次串联排列, 并倍乘 $2\pi/N = 2\pi/4 = \pi/2$ 。得到 16 个元素的相位码为

$$\left[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{\pi}{2} \quad \pi \quad \frac{3\pi}{2} \quad 0 \quad \pi \quad 2\pi \quad 3\pi \quad 0 \quad \frac{3\pi}{2} \quad 3\pi \quad \frac{9\pi}{2} \right]$$

取相位值模(系)数为 2π , 得

$$\left[0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \frac{\pi}{2} \quad \pi \quad \frac{3\pi}{2} \quad 0 \quad \pi \quad 0 \quad \pi \quad 0 \quad \frac{3\pi}{2} \quad \pi \quad \frac{\pi}{2} \right]$$

图 8.31 示出 16 个元素弗兰克码的周期自相关函数。

由图 8.31 可见, 由于弗兰克矩阵的行是正交的, 所以偏离 N 整数倍处, 其自相关函数为零。还可看到大于或小于 N 的整数倍处, 自相关函数具有单位幅值。图 8.32 示出一幅 16 个元素的弗兰克码的局部模糊函数图。

2. 赫夫曼序列

弗兰克码限定 $|c_n| = 1$, 这对充分利用发射设备提高信号能量是有利的, 但非周期相关函

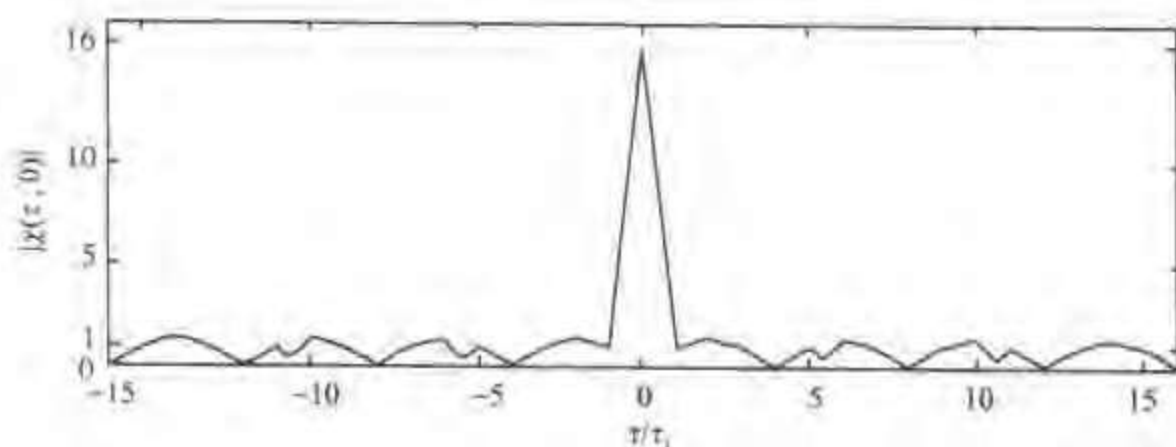


图 8.31 采用 16 个元素的弗兰克码的一种脉冲编码的自相关函数图

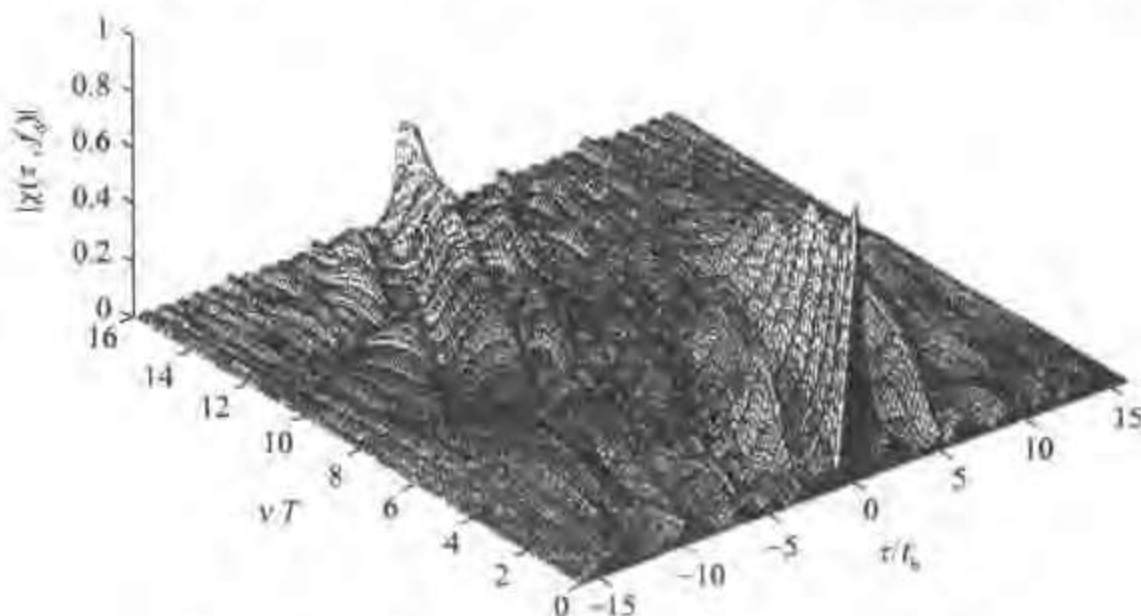


图 8.32 16 个元素的弗兰克码的局部模糊函数图

数不理想。赫夫曼放弃了这一限制条件,在复数域中综合得到非周期自相关特性良好的序列,称之为赫夫曼序列。它是长度为 P 的复数序列 $\{c_n\}$, $c_n = a_n e^{j\varphi_n}$,一般可表示为“幅度、相位对”序列 $\{a_n, \varphi_n\}$,其非周期自相关函数为

$$\chi_b(m, 0) = \begin{cases} 2E, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0; |m| \neq (P-1) \\ \pm 1, & m \neq 0; |m| = (P-1) \end{cases} \quad (8-86)$$

E 为赫夫曼编码信号的能量。其非周期自相关函数和单个子脉冲的自相关函数一样(除了在 $\pm(P-1)T$ 处有一对很小的旁瓣外),故亦称脉冲等效序列。

赫夫曼序列的综合方法,可简单介绍如下:一个长度为 P 的复数序列 $\{c_n\}$ 用一个 z 的 $(P-1)$ 阶多项式

$$F(z) = c_1 + c_2 z + c_3 z^2 + \cdots + c_P z^{P-1} \quad (8-87)$$

来表示,则与之对应的匹配滤波器响应可写成

$$F^*(z) = c_1^* + c_2^* z^{-1} + c_3^* z^{-2} + \cdots + c_P^* z^{-(P-1)} \quad (8-88)$$

式中, c_i^* 表示 c_i 的复共轭。

于是,匹配滤波器的输出响应,即序列的非周期自相关函数可由下式求得

$$F(z)F^*(z) = c_1 c_P^* z^{-(P-1)} + \cdots + (c_1 c_1^* + c_2 c_2^* + \cdots + c_P c_P^*) z^0 + \cdots + c_1^* c_P z^{(P-1)}$$

式中, z^m 的系数即为 $\chi_b(m, 0)$ 。赫夫曼序列要求上式只保留三项,即

$$F(z)F^*(z) = c_1 c_P^* z^{-(P-1)} + 2E + c_1^* c_P z^{(P-1)} \quad (8-89)$$

而且 $|c_1 c_P^*| = 1$ 。这里 $2E = c_1 c_1^* + c_2 c_2^* + \dots + c_P c_P^*$ 表示编码复信号的能量。

例如, $P = 14$ 的赫夫曼序列为

$$\{c_n\} = \{-0.57, 0.27, -0.56, 0.55, -0.14, -0.28, -0.34, -1, \\ -0.43, 0.5, 0.037, -0.34, 0.22, 0.43\}$$

赫夫曼序列的振幅起伏很大,不能充分利用发射管的平均功率,这就大大限制了其实用价值。已有学者对赫夫曼序列作了一些修正,以减小序列的幅度起伏。例如,已得到 $P = 0.95/195.0^\circ, 0.90/346.5^\circ, 0.97/202.5^\circ$ 。

赫夫曼序列非周期自相关函数的主旁瓣比取决于信号能量 E 。

赫夫曼指出,为获得所要求的判别式, $F(z)$ 多项式的根应位于由

$$\left[\left| \frac{1}{2a} \right| \pm \left(\frac{1}{4a^2} - 1 \right)^{1/2} \right]^{1/(P-1)} \quad (8-90)$$

给出的,半径为 R 和 R^{-1} 的两个圆上相隔 $2\pi/(P-1)$ 的 Z 平面中。

赫夫曼码的设计由指定的码元数目 P , 边缘旁瓣电平 a 和特定选择的 z 平面零点组成。

图 8.33 示出 $P = 23$ 赫夫曼码的自相关函数。图 8.34 示出 $P = 23$ 赫夫曼码的局部模糊函数图。

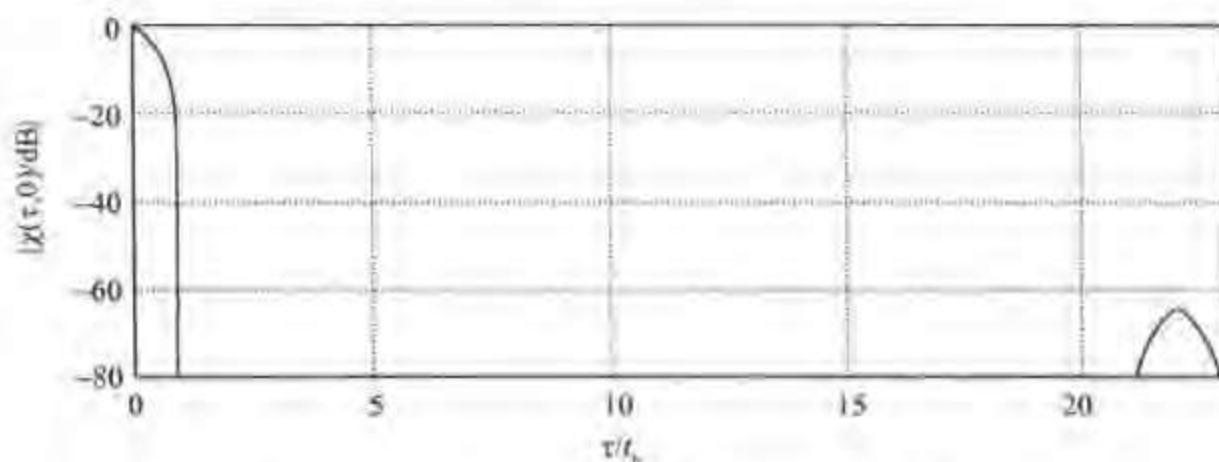


图 8.33 $P = 23$ 赫夫曼码的自相关函数图

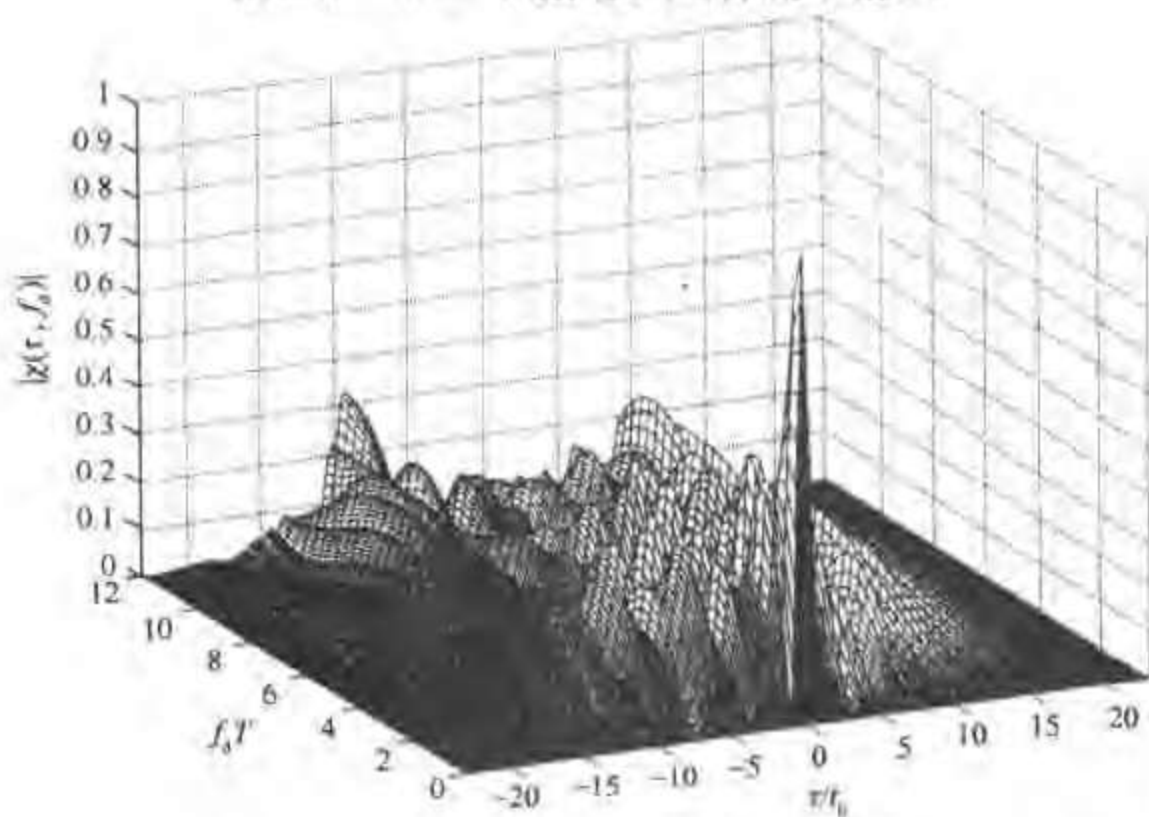


图 8.34 $P = 23$ 赫夫曼码的局部模糊函数图

图 8.35 示出 $P = 23$ 赫夫曼码的实包络。

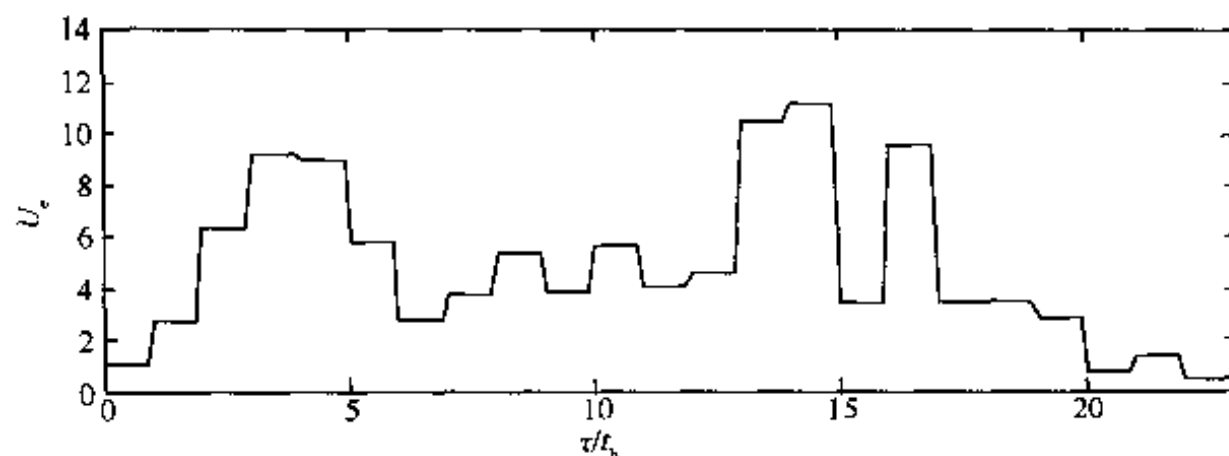


图 8.35 $P = 23$ 赫夫曼码的实包络图

一般说来,多相编码信号非周期自相关函数的主旁瓣比高于同样长度的二相编码信号。但是信号产生和处理系统比较复杂,所以不如二相编码信号应用得广泛。

8.3.6 相位编码脉冲压缩信号的处理

图 8.36 示出伪随机相位编码脉冲压缩雷达技术实现框图。下面仅对其中的关键部件——脉冲压缩器作进一步的介绍。脉冲压缩可以采用匹配滤波技术或相关技术来实现。所以,相位编码脉冲压缩器有延迟匹配脉冲压缩器和相关检测器两种。这里只介绍常用的延迟匹配脉冲压缩器,其中一种零中频双通道实现原理框图如图 8.37 所示。

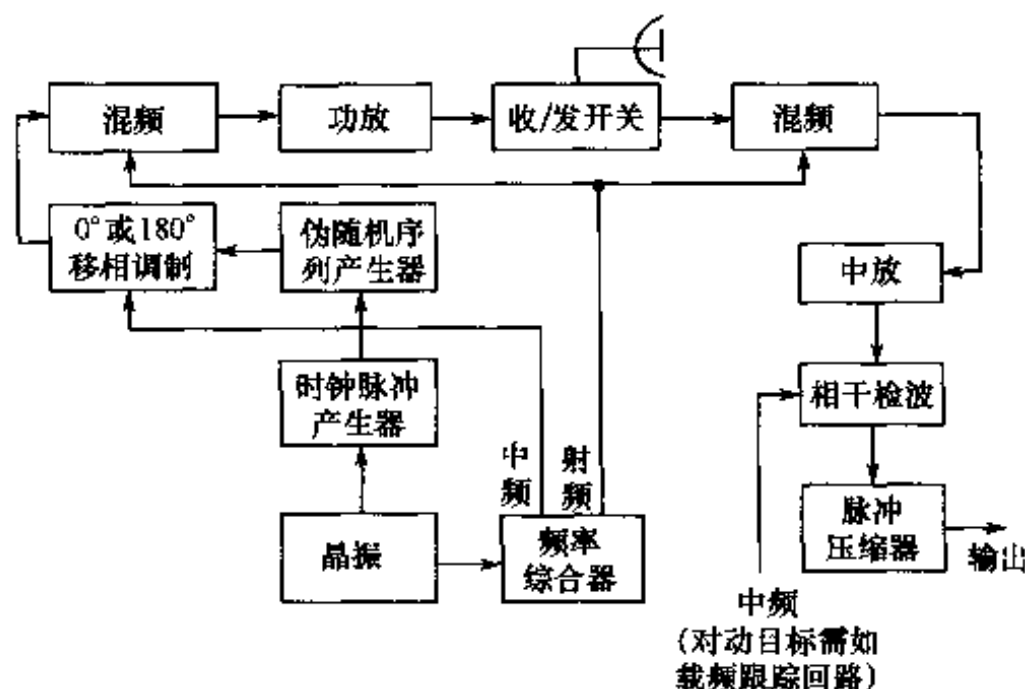


图 8.36 相位编码脉冲压缩雷达技术的实现框图

该方法通常将高频或中频二相编码信号经过相位检波器变为双极性视频编码信号,然后送到视频解码器(匹配滤波器),在其输出端得到压缩后的脉冲。因为回波信号出现的时间及初始相位是未知的,解码器应采用正交双通道的零中频处理,如图 8.37(a) 所示。如果回波信号有多普勒频移,应设法在相干振荡器的频率中予以补偿。图 8.37(b) 画出 $N = 5$ 时巴克码的视频匹配滤波器及其冲激响应。 $N = 5$ 时的巴克码为 $++-+-$ 。匹配滤波器各抽头延迟线的加权顺序与信号码相反。整个滤波器带宽应和子脉冲宽度 τ_1 相匹配,因而滤波器的冲激响应亦为 $N = 5$ 的编码信号,子脉冲宽度为 τ_1 ,编码顺序和信号相反,满足匹配滤波器的条件: $h(t) = s(t_0 - t)$, 而 $t_0 \geq N\tau_1$ 。匹配滤波器对各种时延信号均适应,且在输出端可以得到信号自相关函数的整个波形(主旁瓣),以保证在全部距离范围接收信号。图 8.38 画出了图 8.37(b) 中 $N = 5$ 巴克码脉冲压缩处理及结果的示意图。

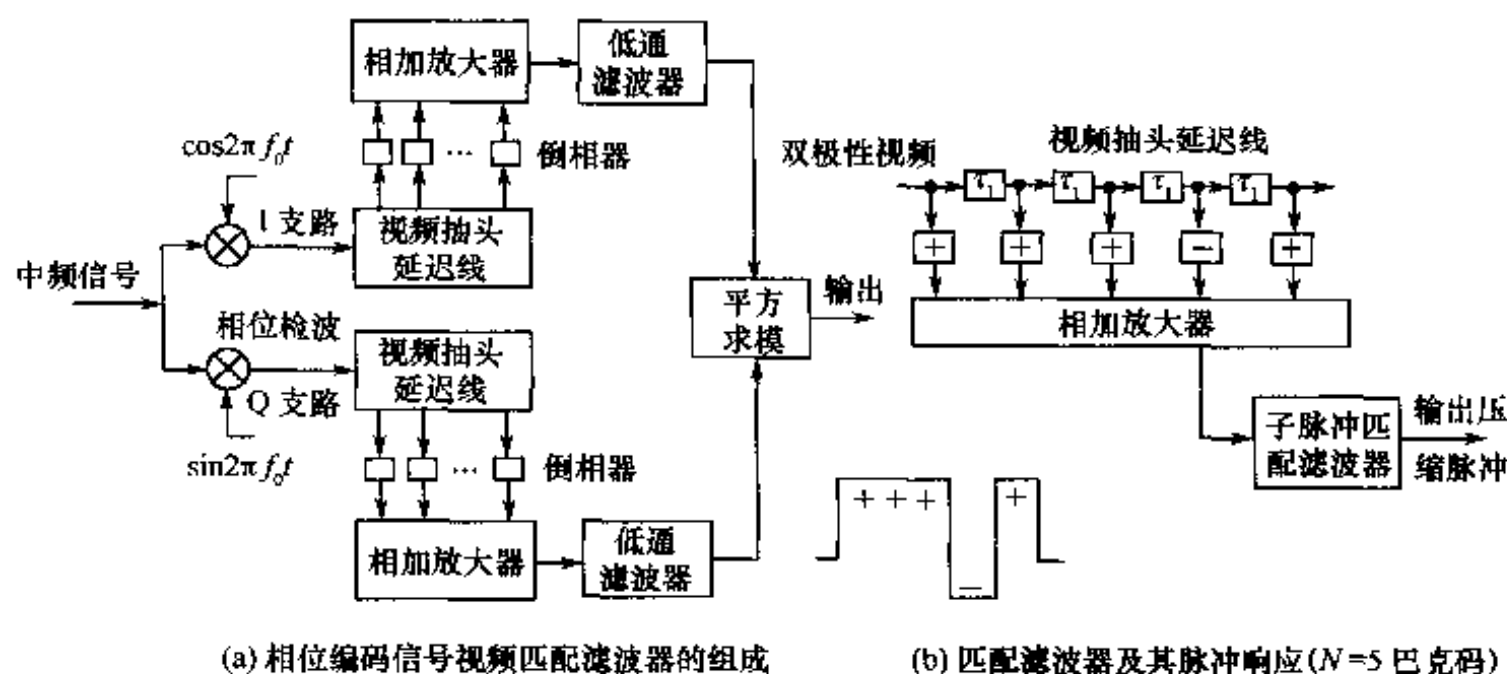


图 8.37 零中频双通道解码器的原理图

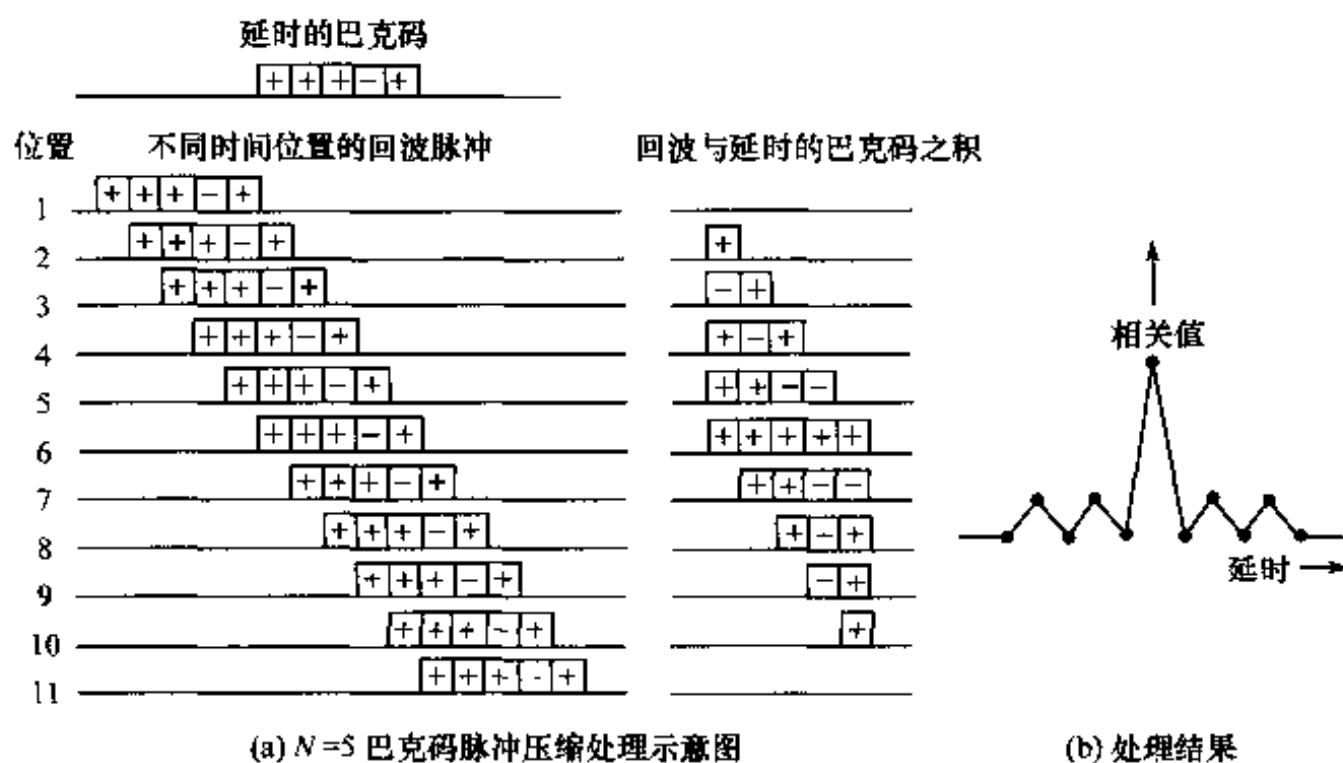


图 8.38 $N=5$ 巴克码脉冲压缩处理及结果的示意图

8.4 超宽带雷达脉冲压缩简介

脉冲压缩技术能较好地解决雷达测距能力与分辨力之间的矛盾,并且具有一定的抗干扰性能。就脉冲压缩系统形式而言,有全模拟式脉冲压缩系统、数/模相结合式脉冲压缩系统和全数字式脉冲压缩系统。下面我们先介绍一种全模拟并接综合式脉冲压缩系统,然后,讨论一个超宽带脉冲压缩系统的设计设想。

8.4.1 全模拟并接综合式脉冲压缩系统

目前模拟式脉冲压缩器件有:具有大带宽、小时宽的声表面波器件;中等时宽和中等带宽的体波反射阵列压缩器(BRAC);大时宽、小带宽的纵波模铝丝色散延迟线等。若要使用上述器件实现高达 $28\,000 \sim 56\,000$ 压缩倍数,则只有采用综合技术。现探讨利用这类器件的组合可否实现这类大时宽-带宽积的脉压系统。

图 8.39(a) 示出综合后所要求的大时宽、大带宽的频率延迟特性, 图中 ΔT 为信号总时宽, Δf 为信号总带宽。将总时宽和总带宽分成 n 等份, 得 $\Delta f' = \Delta f/n$, $\Delta T' = \Delta T/n$, 这样将图 8.39(a) 分解成图 8.39(b) 和图 8.39(c) 两个延迟特性。图 8.39(b) 为 $t_1(f)$ 延迟时间是频率的阶梯函数, 图 8.39(c) 为 $t_2(f)$ 延迟时间是频率的锯齿函数。而且

$$t(f) = t_1(f) + t_2(f)$$

式中, $t_1(f)$ 可用非色散延迟线实现; $t_2(f)$ 可用色散延迟线实现。

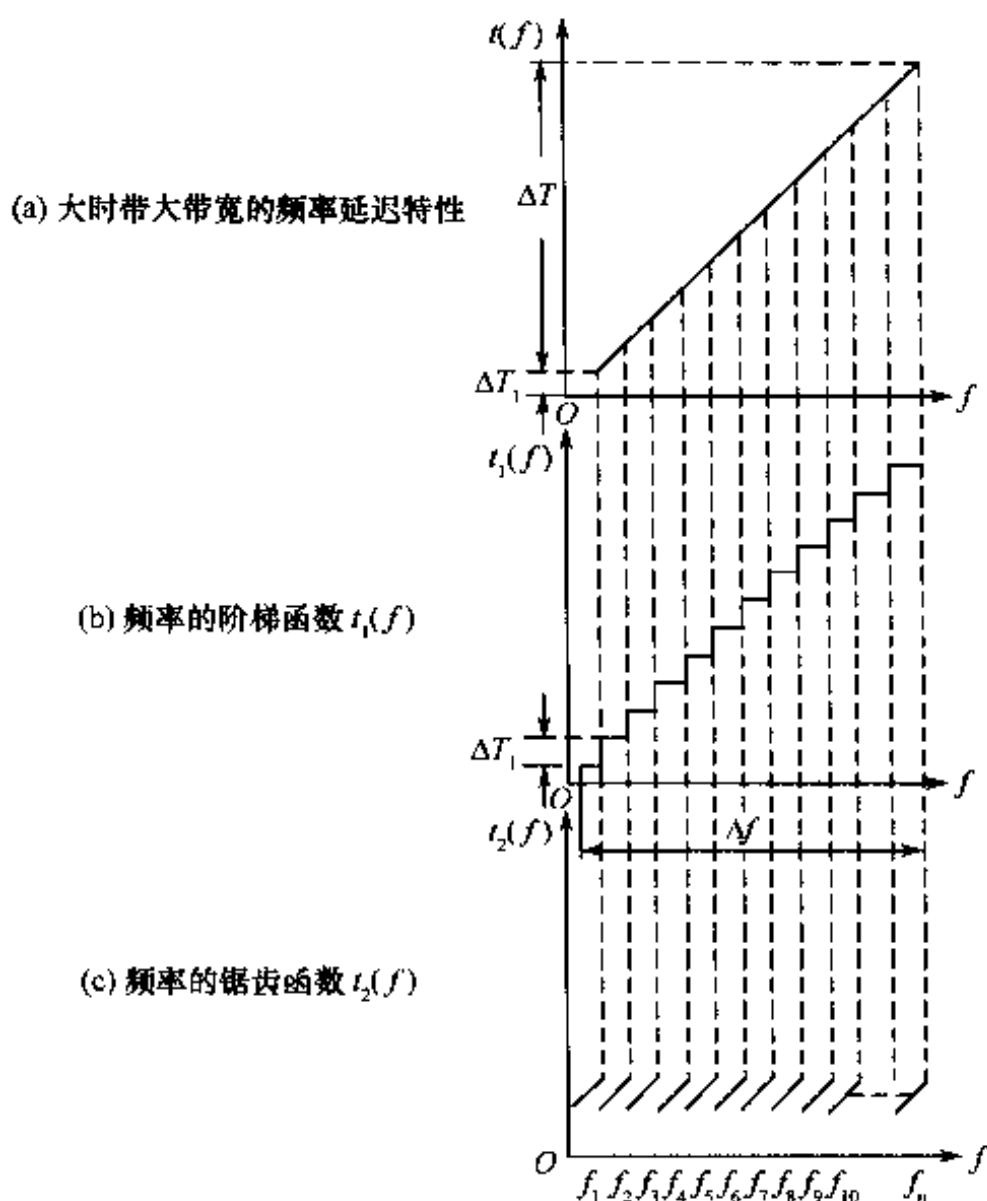


图 8.39 压缩网络频率延迟特性的分解的示意图

综合技术分串接、并接和串并接三种。对于该时宽较小而带宽较大的信号, 比较适合采用并接技术, 因为电串接综合技术只能扩展时宽, 带宽不变, 所以不适合采用, 也没有必要采用串并接混合系统。对于并接综合系统, 其总的压缩倍数 D 为

$$D = \Delta T \cdot \Delta f = n^2 \Delta T_1 \cdot \Delta f_1 \quad (8-91)$$

式中, n 为并接通道数, ΔT_1 为单元线时宽, Δf_1 为单元线带宽。

就压缩器件而言, 由于纵波模带条超声色散延迟线, 诸如铝镁合金带、钢带等的加工误差大, 成品一致性误差大, 所以不宜选用; 对于 BRAC 器件, 其中心频率偏低, 不适用于中心频率为几千兆赫兹的要求, 而且单个器件带宽只有几兆赫, 若要达到 $\Delta f = 400 \sim 800\text{MHz}$ 的要求, 则并接通道数很多, 所以也不合适; 对于声表面波器件, 其特点是大带宽、小时带。目前声表面波器件已达到 $\Delta f = 200 \sim 400\text{MHz}$ 甚至更宽。然而, 单个器件时宽要达到 $70\mu\text{s}$, 则要求 SAW 色散延迟线的面积大于 $80 \times 10\text{mm}^2$, 而要实现该大面积的 SAW 器件, 需降低 SAW 器件的中

心频率 f_0 。因此对于 $f_0 = 2\,700 \sim 3\,500\text{MHz}$, $\Delta T = 70\mu\text{s}$ 的要求而言,宜采用并接综合技术,即采用两种中心频率、相同斜率的声表面波器件并接。就目前国内工艺水平而言,可达到每个器件的性能为 $\Delta T_1 = 35\mu\text{s}$, $\Delta f_1 = 200 \sim 400\text{MHz}$,采用两级并接($n = 2$)则总的压缩倍数分别为 $D = n^2 \Delta T_1 \Delta f_1 = 2\,800 \sim 5\,600$,才可满足所提时宽-带宽积的要求。两通道的中心频率分别为 $f_1 = 2\,800 \sim 2\,900\text{MHz}$ 和 $f_2 = 3\,000 \sim 3\,300\text{MHz}$ 。图 8.40 示出两个不同中心频率器件并接综合原理图。

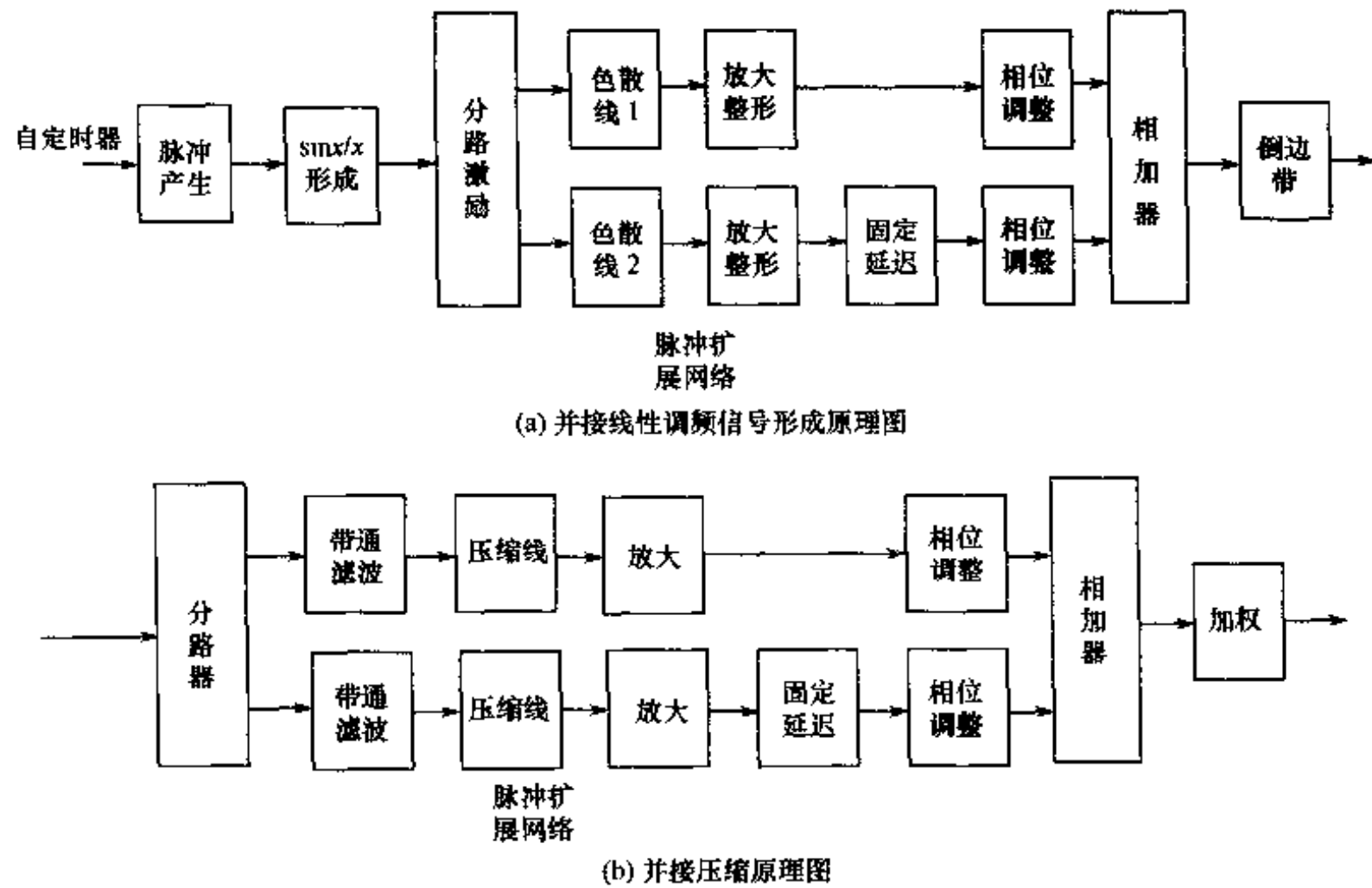


图 8.40 两个不同中心频率 SAW 器件并接综合的原理图

值得注意的是,雷达探测的目标速度为 $100 \sim 3\,600\text{km/h}$ 。因此该线性调频脉压系统还需采用速度补偿。另外,考虑到 SAW 线性调频滤波器的性能受器件制造工艺限制,以及大的电加载、体波传播、绕射效应等构成的所谓的二阶效应的显著影响,若在压缩器之后不加复杂的 SAW 均衡器就无法实现低旁瓣。总之,采用模拟压缩器要完成大时宽、大带宽的压缩倍数与数字脉冲压缩器相比,在灵活性、稳定可靠性、精确度、一致性、成品率、设备量以及批量生产等方面均远不及全数字式脉冲压缩系统。

随着高速、大规模集成电路器件的发展,出现了高速复杂算法的高速信号处理器(DSP)、ASIC 和 FPGA 芯片等,因此线性调频信号产生及脉冲压缩都可用数字方法实现,尤其可用 DSP、ASIC 和 FPGA 设计出既能快速工作而旁瓣电平又低的全数字式脉冲压缩系统。全数字式脉冲压缩系统较之模拟系统具有一系列优点:数字式可获得高稳定度、高质量的线性调频信号,脉冲压缩器件在实现匹配滤波的同时,可以方便地实现旁瓣抑制加权处理,既可有效地减少脉冲压缩系统的设备量,又具有高稳定性和可维护性,进一步提高了系统的可编程能力。由于高速 A/D 变换器、大规模集成电路技术以及快速傅里叶变换技术的应用,使宽带信号的实时处理成为可能。采用 DSP 处理器的频域数字脉冲压缩处理的优点是工作稳定、重复性好,并且具有较大的工作灵活性。目前国内外均有采用 DSP、ASIC 和 FPGA 芯片实现单通道和多通

道的高速实时数字脉压系统,值得我们关注。在此不再进一步讨论了。

8.4.2 采用 PMP8 实现一种超宽带高速数字频域脉压系统设计的设想^①

图 8.41 示出 PMP8(Preliminary Product Information Sheet) 数字信号处理器的外观图,表 8.7 和表 8.8 分别列出其特征和特性。



图 8.41 PMP8 数字信号处理器的外观图

表 8.7 PMP8 特征

Features
• 32 Bit PCI Local Bus Circuit Board
• Up to 9 TMS320C6201 Digital Signal Processors
• 500 MB/s Signatec Auxiliary Bus(SAB)
• 250MB/s Signatec External Bus (SEB)
• Multi-port Cross Point Switching Technology
• Unique Program Execution Processor Technology
• Advanced Parallel DSP Software Development System
• Connect up to 4 Boards as Single Virtual Processor

表 8.8 PMP8 特性

Performance
• 12.8 GIPS peak
• Continuous 500 MB/s Input Data Processing
• 8-1k Complex FFTs execute in 66 microseconds
Applications
• Real Time Processing
• Fast Data Base Searches
• Image Analysis
• Digital Video
• All High-Data-Throughput Applications

现在假设雷达发射信号的性能如下:

信号形式 线性调频信号

信号周期 $T_r = 470\mu s$

脉冲宽度 $\tau = 70\mu s$

线性调频信号带宽 $B = 400MHz$

工作频率 $f = 2700 \sim 3500MHz$

则数字脉压系统参数计算如下:

时宽-带宽积 $B\tau = 400 \times 10^6 \times 70 \times 10^{-6} = 28\,000$

一个周期内采样点数 $N = 470 \times 10^{-6} \times 400 \times 10^6 = 188\,000$

FFT 按基 4 算法处理,则

$$N = 4^9 = 256K(1K = 1\,024\text{ 点})$$

(1) DSP 吞吐量的计算

^① 由武剑辉、张明友提供参考资料。

要完成 $N = 256K$ 点基 4FFT 的运算量:

$$\text{乘法运算} \quad T_m(N) = \frac{3}{2} N \log_2 N$$

$$\text{加法运算} \quad T_a(N) = \frac{11}{8} N \log_2 N$$

总运算量

$$T(N) = \frac{23}{8} N \log_2 N = 13.6 \times 10^6 \text{ 次}$$

在全程脉压,则 DSP 处理器要在 $470\mu s$ 内完成 13.6×10^6 次的运算,那么 DSP 的吞吐量为

$$\frac{13.6}{470} \times 10^{12} \approx 30(\text{GIPS})$$

考虑 DSP 处理器的效率,若运算效率按 55% 计算,则完成该信号的全程脉压,所需 DSP 处理器的吞吐量应为 55GIPS。

(2) 按时间分配来计算

该方案设计中 DSP 处理器采用美国 Signatec 公司的 PMP8 处理器意见,它在 $66\mu s$ 内完成 8KFFT 基 4 运算。

那么在信号脉冲重复周期 $T_r = 470\mu s$ 内,单片 PMP8 只能完成 $\frac{470}{66} \times 8K \approx 56K$ 点的 FFT 运算,要完成 256K 点的 FFT 运算,则 $5 \times 56K = 280K > 256K$,即通过 5 路并行处理可实现全程脉压处理。

1. 数字频域脉压系统方案

数字频域脉压系统通常以流水线方式工作,其原理框图如图 8.16 所示。

由此可见,该系统中主要包括 A/D 变换器、FFT 处理单元等。

(1) A/D 变换器

该系统雷达信号带宽为 400MHz, I、Q 两路各采用一片美国 Signatec 公司的 PDA500 型 8 位 A/D 变换器作为信号采样系统,采样频率为 400MHz。

PDA500 主要特性:

- 500MHz 转换速率
- 自带 1MB 或 4MB 缓存
- 扩展缓存可达 1GB 或更多
- SAB2 总线(Signatec Auxiliary Bus) 可达 500MB/s 数据传输速率
- 输出 8 位精度
- PCI 兼容板(PCI 总线)

(2) FFT 处理单元

FFT 处理单元包括 FFT 正变换器、复数乘法器和 FFT 逆变换器三部分,每部分均采用一片 Signatec 公司 PMP8 处理器作为其处理单元。

PMP8 主要特性及性能参数:

- 32 位 PCI 总线电路
- 内置级联 9 块 TMS320C6201 数字处理器

- 500MB/s Signatec Auxiliary Bus(SAB)
- 250MB/s Signatec External Bus(SEB)
- 100MB/s PCI
- 多端口交叉点交换技术
- 12.8 GIPS 速度
- 连续 500MB/s 输入数据处理
- 66 μ s 完成 8-1K 复 FFT 基 4 处理

图 8.42 描述 PMP8 主要功能。PMP8 包含三个高速数据接口,提供约 900MB/s 的数据输入,每个接口配备了 FIFO 以将同步需求减至最小。Signatec Auxiliary Bus(SAB) 支持 32 位和 64 位数据宽度,在 64 位时数据传输速率可达 500MB/s,SAB 可以用来将多达 5 个的 PMP8 级联成一个新的系统。Signatec External Bus(SEB) 是一个 32 位的总线结构,峰值传输速率为 250MB/s,用于连接扩散设备和多个 PMP8。交叉点数据路径开关允许在多个功能模块中进行高速数据交换。程序执行处理器(Program Execution Processor) 也是一块 6201DSP,它动态地分配程序线程(Threads) 到各个 DSP 中,并管理数据交换和数据传输。PMP8 带一块或两块方形 DSP 阵列,可提供 6.4GIPS 或 12.8GIPS 处理速度。每个方形 DSP 阵列有四个 DSP。PMP8 配备两组 32M SDRAM,每组 RAM 都有各自的数据传输控制器。

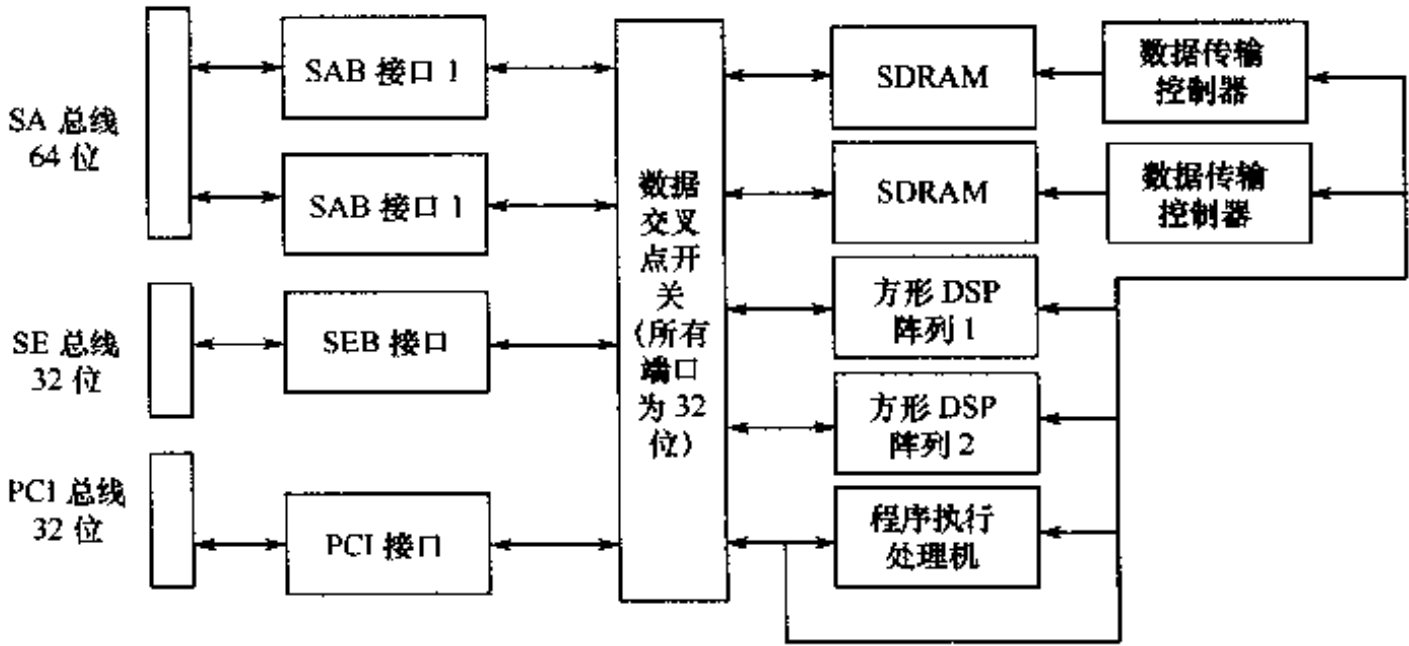


图 8.42 PMP8 数据流程时钟图

(3) 总线

A/D 采样与 PMP8 之间的总线连接在整个系统中也有重要的作用。本系统采用 Signatec 公司的 SAB2 总线形式,SAB2 在 62.5MHz 钟频下每秒数据传输量可达 500MB,对 PDA500 和 PMP8 有很好的支持。

(4) 系统方案

由于 PMP8 信号处理板的处理速度为 12.8GIPS,可见,采用 PMP8 单路处理是不能完成上述信号全程脉压处理的,依据上述计算及分析我们提出如下方案实现:

① 单通道 PMP8 间歇处理系统

由于线性调频信号脉冲重复频率 $f_r = 1/T_r$ 很高。单片 PMP8 吞吐量为 12.8GIPS,而全程脉压处理要求信号处理单元的吞吐量约为 55GIPS 很大,是单片 PMP8 吞吐量的 5 倍,从处理时间上分析也是如此,这说明若采用单路 PMP8 作脉压处理时,是不能完成全程脉压处理的,只能对该信号作间歇处理,即每五个重复周期内对一个周期内的信号作 FFT 变换进行脉压处

理。我们认为,在 $5T_r = 2.35\text{ms}$ 内目标姿态变化很小,对于每个重复周期都进行距离成像是必要的,因而采用五周期间歇处理方案在工程上是可行的。系统框图如图 8.43 所示。

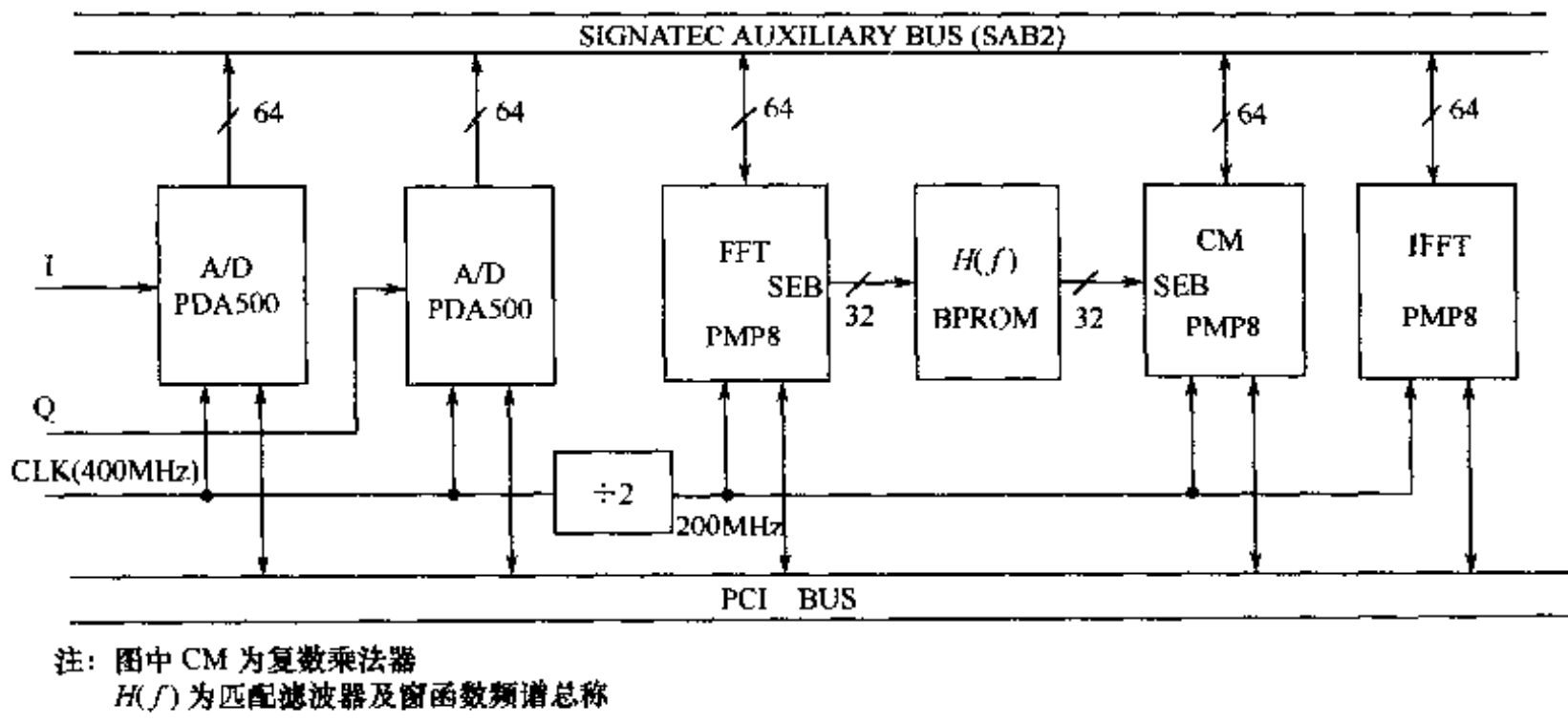


图 8.43 间歇处理系统框图

A/D 变换器 PDA500 由 400MHz 采样时钟分别对 I, Q 两路信号进行采样,采样数据经 PDA500 和 PMP8 相连的 SAB2 总线进行传递,PMP8 各处理单元之间(FFT,复数相乘,IFFT) 也通过 SAB2 总线传递数据,通过 PCI 总线进行数据传递的控制,PMP8 的 SEB 总线用来选择 加权系数及加权系统数据的接收。PMP8 各处理单元内部数据的分配、处理等是由其中一片被 称为“PEP”(Program Execution Processor)的 TMS320C6201 来完成的。PMP8 处理单元的时 钟为 200MHz,SAB2 和 SEB 总线在 50MHz 时钟下进行数据传递。

② 五通道 PMP8 并行处理系统

若要求对该信号每个周期内的所有数据均进行 FFT 处理,即全程脉压,可采用五通道并 行处理系统,系统框图如图 8.44 所示。

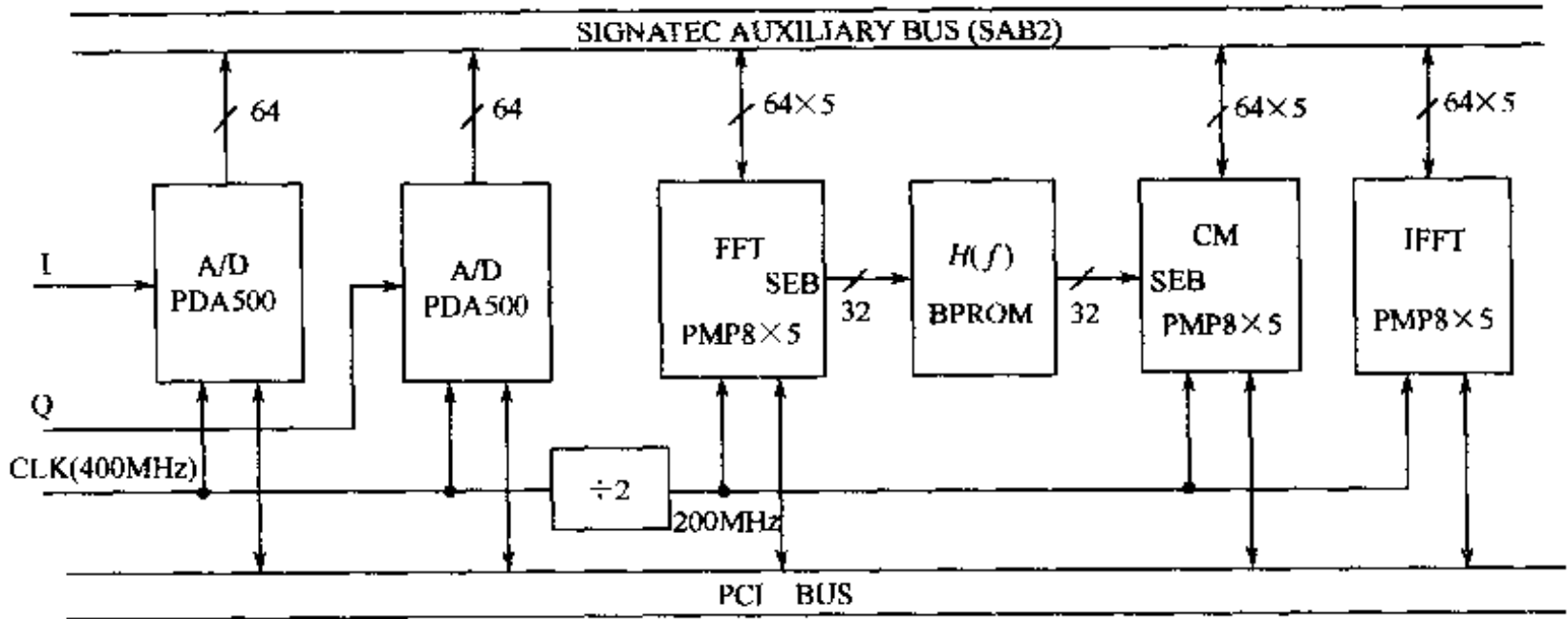


图 8.44 五通道并行的处理系统框图

2. 对于宽带 $B = 800\text{MHz}$ 脉压系统的考虑

(1) 采样系统

雷达信号带宽为 800MHz,可以使用 1GHz 以上的 A/D 采样器,结构与 400MHz 信号处理

方式相似。但为节省成本,也可采用 I, Q 两路各采用两片 400MHz A/D 采样器通过时延方式并行处理的方法,即采用时延信道化接收技术。信号时延分别为 0 和 1.25ns。如图 8.45 所示,两个 A/D 变换器的时延信道化采样时钟如图 8.46 所示。

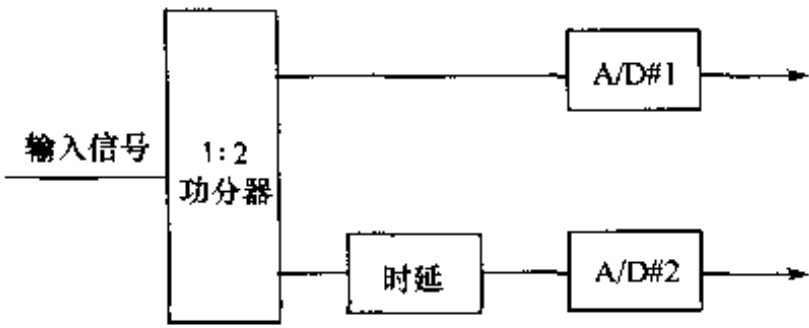


图 8.45 时延信道化框图

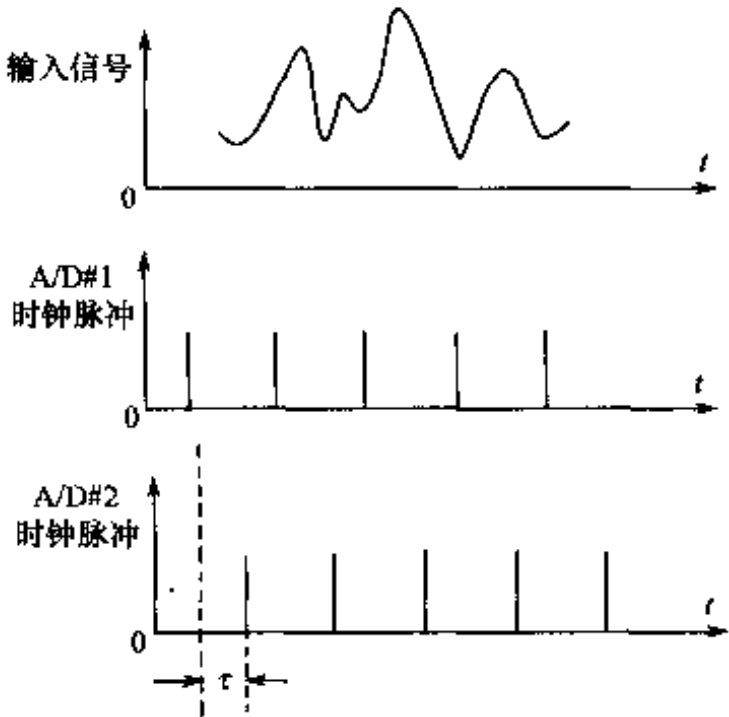


图 8.46 时延信道采样的示意图

可以看出,如果 τ 的值取为 A/D 采样间隔周期的一半,则这两个并行的 400MHz A/D 采样器可以达到一个 800MHz A/D 采样器的效果。直接计算和时延化信道处理机各有优缺点。采用高速的 ADC 可以避免采用时延设备带来的困难,而使用两个 400MHz 的 ADC 主要考虑了价格低些且避免使用更高速的存储器。因为使用 800MHz 采样速率,理论上需要 1.25ns 的存储器。

(2) 数字脉压系统

采用时延信道接收机技术,脉压算法与一般的脉压不同。数字脉压过程如图 8.47 所示。I、Q 两路模拟信号首先分别输入两个功分器后分成 4 路,一路 I 信号不通过延迟直接输入 ADC_0 ,另一种 I 信号经过时延 τ_1 后输入 ADC_2 ,同理,不通过延迟的 Q 路和经过时延 τ_1 的 Q 路分别输入 ADC_1 和 ADC_3 。经过 A/D 变换后的数据经过时域窗后输入 FFT_0 和 FFT_1 进行运算。

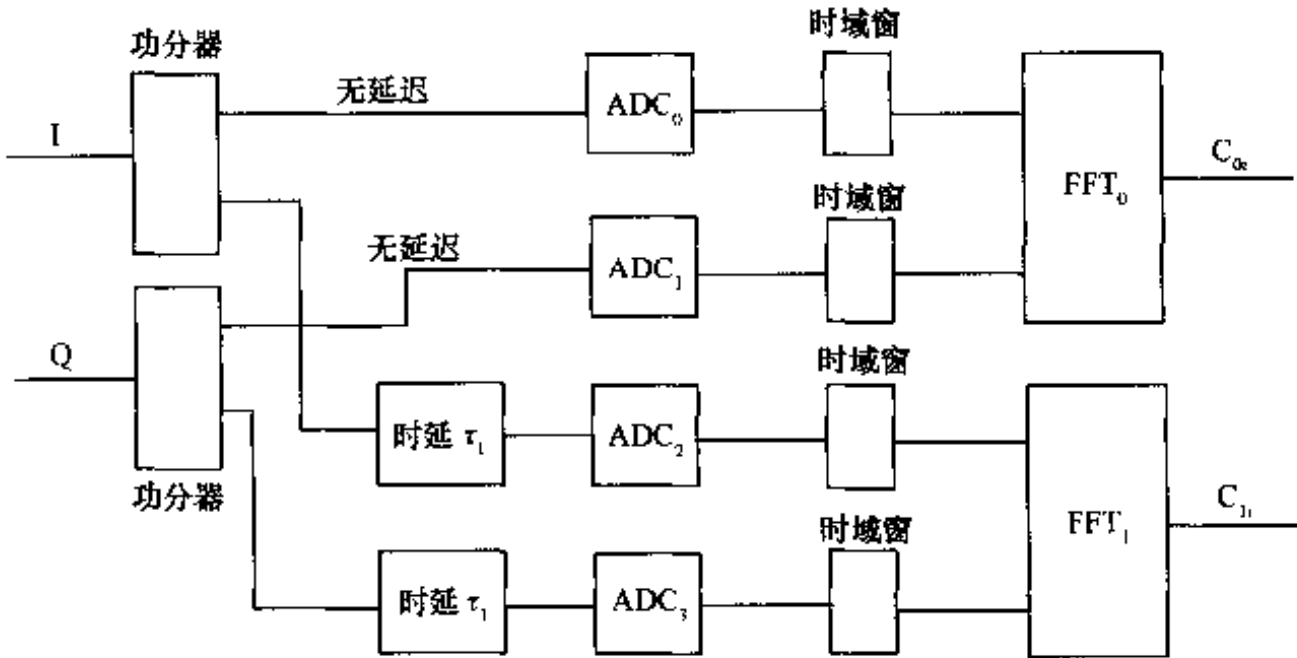


图 8.47 数字脉压处理过程的原理图

经过四个 A/D 变换器后,800MHz 的带宽信号被转换在每一个 400MHz 采样点上形成的四路线性且彼此独立的数据点。800MHz 有用的数据可以通过下述方法恢复。假设要计算一次 DFT 需要 64 点 FFT,那么在 0~800MHz 量化为 128 位频域成分。我们来看第一组由 FFT₀ 和 FFT₁ 产生的包含各 64 个复数点的 FFT 数据。设 FFT₀ 输出的点表示为 C_{0j},FFT₁ 输出的点表示为 C_{1j},这里, $j = 0, 1, \dots, 63$ 。可以写出:

$$C_{pj} = \sum_{m=0}^1 A_{mj} e^{i(2\pi f_j - m2\pi f_s)\tau_p} \quad (8-92)$$

这里, p 代表 FFT _{p} 系数, f_s 是 400MHz 采样频率, A_{mj} 是希望得到在 $f_j + f_s$ 处的复频幅度。

从式中可以看出,FFT _{p} 的第一组输出系数 C₀₀ 是 f_0 处的能量与 f_s 处的能量线性叠加,同样,FFT₁ 的第一组输出系数 C₁₀ 也是 f_0 处的能量与 f_s 处的能量线性叠加。

$$C_{00} = A_{00} + A_{10}, \quad C_{10} = A_{00} e^{i2\pi f_0 \tau_1} + A_{10} e^{i(2\pi f_0 + 2\pi f_s)\tau_1} \quad (8-93)$$

对于 $j = 0, 1, \dots, 63$ 可以写出

$$\begin{bmatrix} C_{0j} \\ C_{1j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{i2\pi f_j \tau_1} & e^{i(2\pi f_j + 2\pi f_s)\tau_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{0j} \\ A_{1j} \end{bmatrix}$$

因为 f_j, f_s, τ_1 为已知,上式又可写成,

$$\begin{bmatrix} C_{0j} \\ C_{1j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ G_{0j} & G_{1j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{0j} \\ A_{1j} \end{bmatrix}$$

式中

$$G_{0j} = e^{i2\pi f_j \tau_1}, \quad G_{1j} = e^{i(2\pi f_j + 2\pi f_s)\tau_1}$$

设 $\Delta_j = G_{1j} \cdot G_{0j}$, 则

$$A_{0j} = \frac{G_{1j}}{\Delta_j} C_{0j} - \frac{C_{1j}}{\Delta_j}, \quad A_{1j} = \frac{G_{0j}}{\Delta_j} - \frac{C_{0j}}{\Delta_j} C_{1j} \quad (j = 0, 1, \dots, 63) \quad (8-94)$$

要得到每个 A_{0j} 和 A_{1j} ($j = 0, 1, \dots, 63$), 需进行两次复数乘法和一次复数减法, 结果就是 0~800MHz 中每个频率成分的复信号幅度。

可以通过计算得出,800MHz 信号要进行脉冲压缩,在基 4 情况下,FFT 的计算点数为 8GIPS,加上逆 FFT 和平方求和的开方,现有数字处理机很难有如此高的处理速率,对于这种情况,有以下几种方案来实现:

① 利用 PMP8 的可扩展性。通过 Signater 扩展总线(Signater External Bus, SEB)可以将两块或更多的 PMP8 处理机并行连接,从而提高处理机的运算速度,满足脉冲压缩的速率要求。或者采用多个生产周期内只处理一个重复周期的数据,从而降低对系统过高的要求。

② 使用重叠采样组处理。把整个距离量程分成若干个相等的采样组,处理机每次只处理其中一个采样组,每个采样组的宽度可以等于或大于两倍的发射信号宽度。如果采用两个采样组重叠处理,每一采样宽度为两倍信号宽度 $2T$,则 FFT 处理机的处理点数为 $2B\tau$,采用这种算法,在用循环卷积求非循环卷积时,会产生重叠区,出现不真实的卷积结果,因此,还必须采取重叠采样组处理结构来解决此问题。

对于上述超宽带脉冲压缩系统,其难点在于“全程”实现。如果不要求全程压缩,则可采用“去斜率”方法实现较容易。如果要求“全程”实现,则势必加大设备量、成本和实现难度。全程实现既可采用模拟表声器件二级并接实现,也可采用全数字式方法实现,后者,我们认为采用单通道 PMP8 间歇处理系统(即每 5 个重复周期对一个周期的信号作 FFT 变换进行脉压处理)是一种可取的选择。

由于超宽带脉冲压缩系统是目前较为关注的课题,所以我们提出了此设想方案,并不是很成熟,仅供读者参考。

第9章 天基雷达(SBR)系统和技术

9.1 概 述

在美国“星球大战”(SDI)计划所设想的多层防御体系中研制的“神石”天基系统中,把天基拦截导弹、能束武器和功能武器部署在卫星平台上,许多搜索、发现、跟踪和识别手段也布置在卫星平台上。其中,天基预警和监视雷达是发展的重点之一。

星载预警和监视雷达又称天基预警和监视雷达,既可实时探测陆基、空基、舰基和潜艇发射的弹道导弹、轰炸机群,还可探测、跟踪部分轨道武器和在轨其他卫星,是国家空间预警系统中比较理想的探测系统。美国“发现者-2号”探测卫星上就携带一部天基预警和监视雷达。天基预警和监视雷达的优点可概括为:①可全天时、全天候工作,且能穿透云、雨、雾和雪;②能精确制导,具有观测和跟踪地面移动目标的能力;③位于空间,安全性好。

美国计划在2008年开始部署的“天基雷达监视计划”可直接向战区提供战术情报,其基本配置是由24颗低轨小卫星和3颗备份卫星组成星座,24颗小卫星组网形成8个轨道面,每一轨道面上有3颗卫星。24颗卫星完成组网后,可进行全球测绘和成像,特别是能对移动目标进行连续跟踪。该星座覆盖范围为南北纬 65° 之间,有90%的把握在15min内将地球上这一区间任何给定点的图像直接送给作战人员。

2001年6月1日俄罗斯宣布成立俄罗斯天军,它由原俄罗斯战略火箭军与负责航天发射与控制的防空部队组成。天军的任务为遂行空间侦察、全天候监视弹道导弹发射并对导弹攻击提供预警信息,并采取对抗措施。其中空间雷达是其预警和监视系统中的重要组成部分。

9.2 SBR 的类型^[2]

已经建立的现有的SBR有三种类型。第一种典型的SBR是小型近程轨道交会雷达,如那些用在航天飞机、“双子座(Gemini)”和“阿波罗(Apollo)”宇宙飞船项目中的雷达。第二类SBR包括用于测绘、散射仪、测高及地下勘探的地球和行星资源探测的雷达。侧视SAR技术是测绘雷达中的典型代表,如美国的航天飞机成像雷达——A(SIR-A)。第三类SBR包括大型相控阵监视雷达,可用于多功能防御、空中交通管制和非军事任务。本章我们讨论的重点为第三类SBR。

下面对三类SBR分别进行简介。

1. 第一类SBR

“双子座”和“阿波罗”项目首次向人们展示了轨道交会的过程操作。轨道交会雷达在这些项目中的成功应用,为其他许多任务是否可能在太空中实施打开了大门。

轨道交会雷达为制导系统提供跟踪功能。雷达发现目标以后,便开始交会阶段的工作。随后,跟踪功能提供距离、距离变化率和这两个分量视线惯性率的数据。数字引导计算机根据距离和角度变化率的数据,计算出垂直于视线的相对速度。接近速度分量可以通过测量多普勒频率或雷达距离的变化获得。一个典型的轨道交会引导子系统的简化框图如图9.1所示。雷达的

搜索和捕获工作模式由制导计算机启动。雷达在一个较窄的立体角内周期性地搜索,直到目标的距离和角度被捕获为止。为了使探测概率和捕获概率最大,要精心安排搜索动作,使得在目标脱离搜索区域之前有足够长的搜索时间。当探测完成后,停止搜索模式,再把跟踪门锁定在目标回波上,启动跟踪模式。此后,单脉冲角度跟踪使天线轴始终指向目标。当相对位置和速度满足所需的交会精度时,跟踪阶段也随之结束。STS 轨道交会雷达的典型要求列于表 9.1 中。

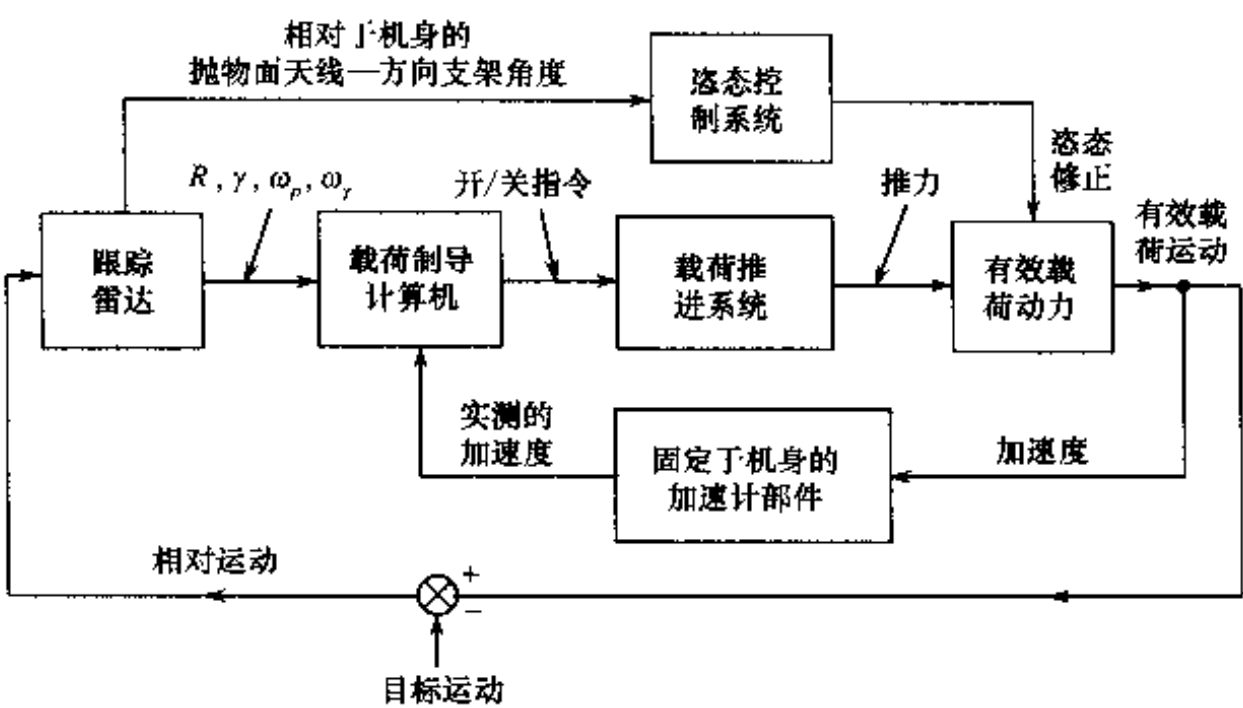


图 9.1 交会制导子系统的简化原理框图

表 9.1 STS 交会雷达要求

搜索		± 30° 螺旋扫描
捕获		0dBsmSW-1 时 12NM; +14dBW 询问 — 应答机时 300NM
跟踪	距离	± 1%
	距离变化率	1ft/s 或 1%
	角度	8mrad
	角度变化率	0.14mrad/s 或 5%

2. 第二类 SBR

通过雷达从太空对地面进行遥感起始于 1975 年由美国国家航空航天管理局(NASA) 发射的大地测量轨道卫星(GEOS—C),继而是 1978 年的 Seasat(海洋卫星)的发射。

在 Seasat - A 上进行的 SAR 实验的主要目的包括:① 获取深海区海洋波浪的雷达图像;② 获取沿海岸线区域的海洋波浪图和水陆相互作用的数据;③ 获取海洋、淡水冰和雪覆盖的雷达图像。

次要的目的是:① 获取陆地表面的雷达图像;② 获取绘制地图所需的地表数据;③ 获取对陆地与海面粗糙度(起伏)、冰的种类、地面物质差异、植物和地形估计所需的数据;④ 获取监视环境变化的数据;⑤ 证明具备全天候、昼夜测量能力;⑥ 获取设计未来高分辨力太空雷达系统的有用数据。

3. 第三类 SBR

在研究第三类 SBR 之前,必须明确其监视雷达系统的各项技术要求。这些要求应该包括

但又不必局限于：① 目标雷达截面模型；② 目标的最大速度和加速度；③ 目标数量；④ 检测概率；⑤ 虚警概率和虚警时间；⑥ 跟踪精度；⑦ 最小的目标间隔；⑧ 指定误差；⑨ 预警时间；⑩ 探测区域长度；⑪ 回访时间；⑫ 杂波模型；⑬ 气候模型。

有了这些起码的技术要求，就可以开始轨道选择了，同时可以对技术参数做一些权衡，且还需考虑对太空环境、干扰及杂波的影响。由于航天飞机是 SBR 的一个主要发射装置，所以不仅要检验其发射能力，还要考虑大型监视雷达在太空的优缺点。

目标特性及对覆盖范围、跟踪数据和回访率的要求都是重要的技术参数。雷达杂波中的可见度、天线的尺寸、扫描速率及擦地角度的限制也都决定了 SBR 轨道的选择。最后一个要求是要用最少的卫星以保持系统的总造价为最小。

9.3 星载监视雷达设计的基本概念和要求

星载雷达相对地面和机载雷达具有两个主要优点：对地球上任意一点基本上不存在视线限制，而且视场极大。不过，另一方面，星载雷达的位置总归是知道的，而且任何一个卫星都将在其大部分的运行时间处于地面干扰机的视线之内。尽管如此，随着远程空射巡航导弹 (ALCM) 和洲际弹道导弹的威胁与日俱增，对星载雷达用于防空警戒还是引起了各国的兴趣。

一般来说，应形成环形的预警探测区域，并能从地(海)面到上千公里高度的外层空间作全高度探测。星载雷达的主要作用是发现目标，高分辨空基 SAR/ISAR 系统的主要作用是目标识别。无论完成上述哪一项任务，一般方法是对一个适当的范围建立警戒屏。

图 9.2 给出了警戒屏例子。警戒屏的宽度以及探测器对目标再次观测的时间是这样选定的，它使得速度最快的目标穿越警戒屏时，至少能被发现一次。结果，为了维持一个长度为 L 的警戒屏，所需要的卫星面积搜索率 A_s 由下式给出

$$A_s = Lv \tag{9-1}$$

式中， v 为飞机、导弹等垂直于警戒屏的最大速度。图 9.3 示出面积搜索率与警戒长度和目标速度之间的函数关系。实际所需的警戒屏长度取决于所保卫的区域的大小，也和所保卫的区域数量有关。例如，警戒屏长度为 1500 海里，目标速度为(折合 1000 节)，结果卫星星座所需的面积搜索率为 4 170 海里²/秒。

对 N_t 个独立目标(即处于不同的雷达俯视照射区的目标)进行跟踪，就对应着一个等效的跟踪面积搜索率 A_t 。此等效搜索率是由雷达照射区域的面积以及为了所指定的更新率跟踪目标所需的每秒钟投射的俯视照射区个数的乘积所决定，即

$$A_t = N_t A_i / T_u \tag{9-2}$$

式中， A_i 是照射区的面积， T_u 是跟踪的更新间隔。

对于一个大小为 30×150 海里的照射区(L 波段雷达的额定照射面积)来说，其等效跟踪

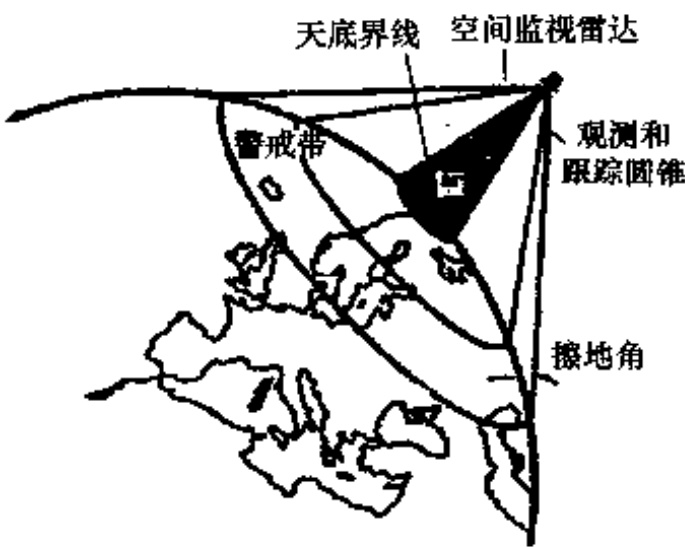


图 9.2 空间监视雷达覆盖区示意图

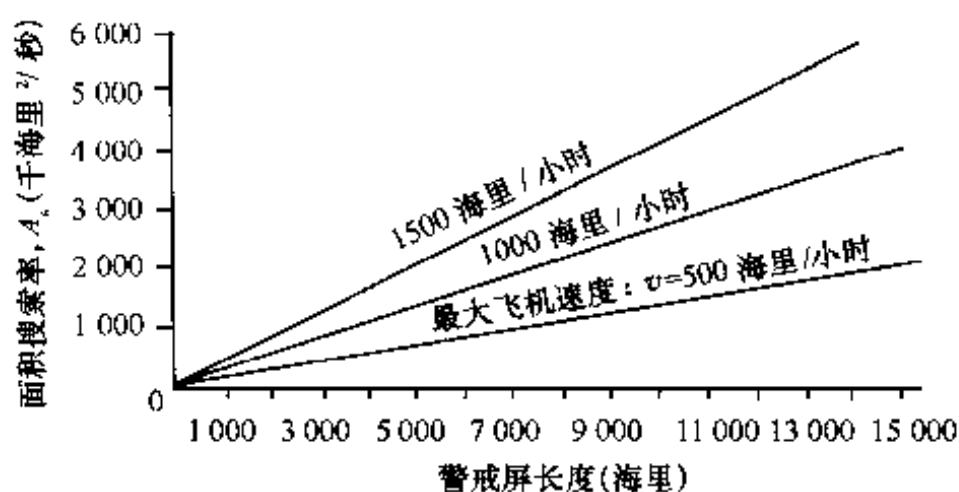


图 9.3 搜索率与警戒屏长度和飞机速率的关系曲线

面积的搜索率 A_s 与所跟踪的目标数和跟踪更新时间的关系如图 9.4 所示。对 S 波段而言,其跟踪更新周期将拉长。

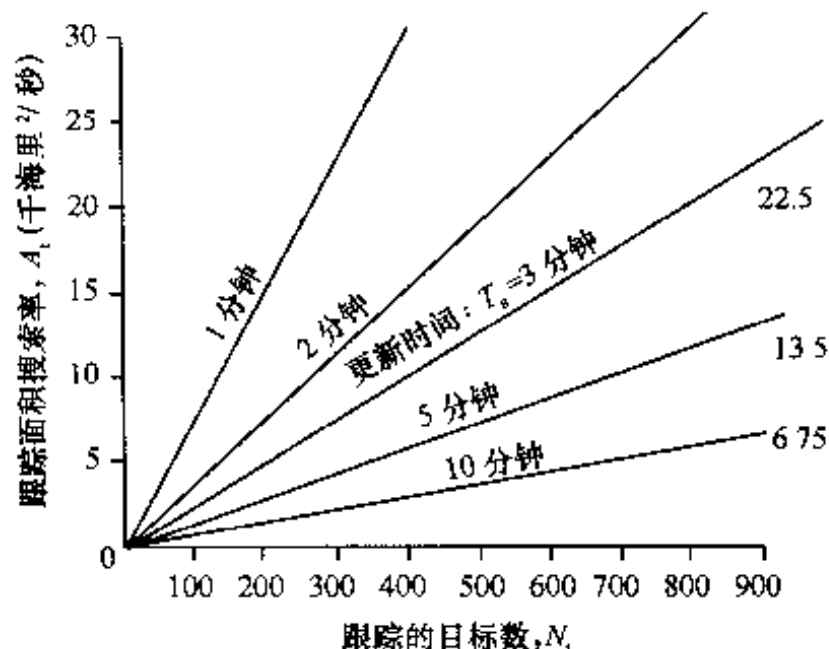


图 9.4 跟踪目标数与等效的跟踪面积搜索率的关系曲线

为满足星载雷达的预警和监视性能与成本的要求,必须采用现代新技术,尤其是在以下关键领域:

- 天线设计(电扫描)
- 阵列电子设备(高效和低控制功耗的空基电子波束形成和控制)
- 信号处理(采用空基时空自适应处理(STAP) 技术)
- 网络及数据开拓(指令、控制和通信网络的开拓)

9.4 综合分析^[64~69]

9.4.1 系统最佳轨道要求

能覆盖广大地区而没有地面雷达的典型缺点的未来空间监视雷达系统还将会得到许多新的应用,例如有可能用来对宽广地区(如海洋和沙漠)进行空中交通控制监视。

第一个系统要求是选择一次监视雷达的最佳轨道:由于同步轨道距离远,处于同步轨道的星载雷达功率要极其高,而分辨力又不高;这就不得不采用低圆轨道(高度为 1 000 ~ 2 000 km)而不用同步轨道。这种选择需考虑使用一组卫星,其数量决定于各个卫星在地球表面上的覆盖区的交叠,典型的卫星数目为 10。

每个空间监视雷达的系统的构成由下述基本要求确定。第一个系统要求是在适当的时间内覆盖广大区域的可能性。为此,可引入区域覆盖速率(A_s) 这个参数,也就是空间监视雷达在单位时间内观察到的地球表面区域。区域覆盖速率与空间监视雷达的功率—孔径积的关系可用监视雷达方程表示为

$$P_{av}A_{eff} = \frac{4\pi k T_s L_s A_s R^2 (SNR)_{min} \sin\Phi}{\sigma \cos\alpha} \quad (9-3)$$

式中, P_{av} 为平均发射功率; A_{eff} 为天线有效面积; R 为雷达距离; k 为玻耳兹曼常数; T_s 为系统噪声温度; L_s 为系统总损耗; A_s 为区域覆盖速率; $(SNR)_{min}$ 为得到规定的 P_d 和 P_{fa} 所要求的最小信噪比; Φ 为擦地角; σ 为目标的雷达截面积; $\cos\alpha$ 为波束扫描损失(α 为偏离天底点角)。

因此,雷达距离—确定,满足前述要求所需的大 A_s 值($\sim 10^4 \text{ km}^2/\text{s}$) 可通过增加雷达平均功率或天线有效面积来得到。若采用固态发射机,由于不能得到高的功率电平,其惟一的可能性是增加天线有效面积,即天线尺寸。

通常的星载雷达设计方法是先确定卫星的高度和目标的大小,然后确定可靠地检测目标所要求的雷达功率孔径(PA) 积,并根据目标的机动性和被观测区域面积的大小,确定卫星面积搜索率的要求。

由式(9-3) 可知,雷达的功率孔径(PA) 的设计要求取决于目标的雷达截面积 σ 、目标的探测距离 R 和卫星区域面积覆盖搜索率 A_s ,即

$$P_{av}A_{eff} = K \frac{A_s R^2}{\sigma} \quad (9-4)$$

式中,常数 K 为 0 dBsm 目标检测所测定的值。图 9.5 示出 4 个不同面积搜索率上雷达的功率孔径要求与卫星轨道高度的关系曲线。

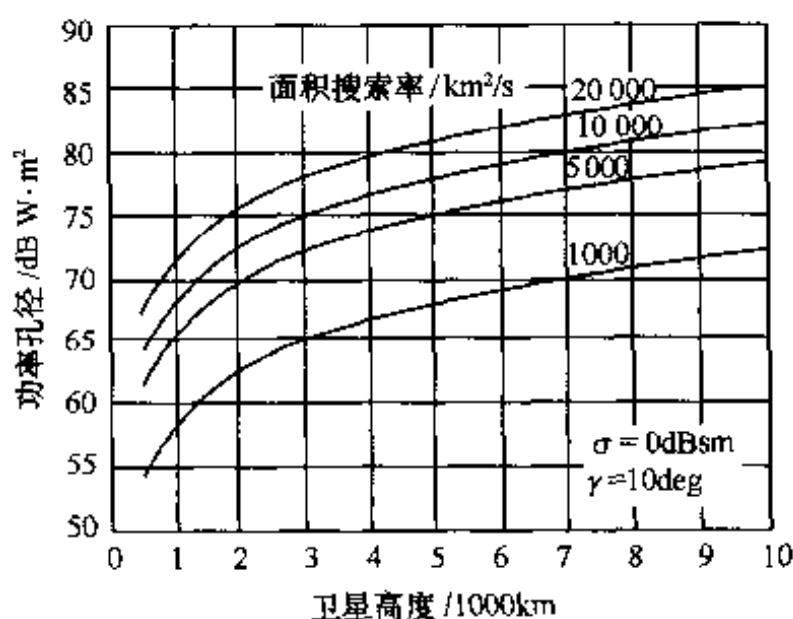


图 9.5 空基雷达的卫星高度与功率孔径大小的关系曲线

9.4.2 天线要求

第二个系统要求是雷达应具有良好的地面分辨率。

要获得满意的地面分辨率,可采用合成孔径(SAR) 技术,合成孔径技术近些年来已得到成功应用,但只限于遥感,合成孔径技术可得到的 A_s 值为每秒数百平方公里,这对所考虑的 A_s 值量级为 $10^4 \text{ km}^2/\text{s}$ 的监视应用来说是太小。因此,抛开合成口径技术,得到好的角分辨率的惟一可能是使主波束变窄。这也就是说,发射机频率一经确定,天线尺寸必须增加。

第三个系统基本要求是雷达应具有良好的在地杂波中探测运动目标的性能。由于卫星的运动,地杂波的频谱是展宽的。鉴于这样一个缺点,必须考虑最小可探测速度(MDV),也即使目标在杂波频谱主瓣外被检测,目标必须具有的最小速度。

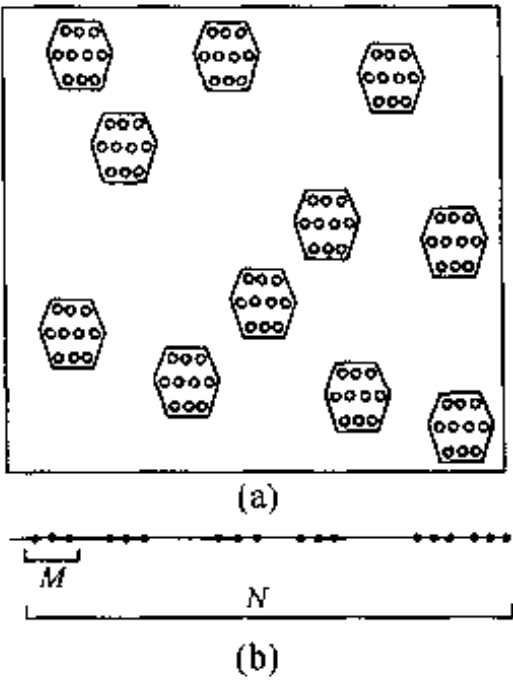


图 9.6 两维(a)和一维(b)随机阵列结构的示意图

这个最小可探测速度正比于主波束宽度,因此,主波束宽度越窄,也就是天线尺寸越大,最小可探测速度就越小,因而雷达的动目标检测性能就越好。由此可见,尽管系统的基本要求是互相独立的,但导出的结果是相同的,即需要很大的天线,其直径尺寸约为 100 ~ 200m 或更大。为得到很大的天线(直径大于 100m),可能的办法有两个:一是整体结构,如展开天线或可伸展天线;二是随机阵列结构。图 9.6(a) 示出一种两维随机阵列结构:天线总面积(矩形的面)的大小满足上面分析的要求;在这个面上随机分布着一定数量(N个)雷达组件,而每个组件都是一个非随机阵列。图 9.6(b) 示出一维随机阵列,它由 N 个子阵(每个子阵有相同的 M 个单元)的非随机单元组合构成,即这个线阵上,不同子阵之间的间距是随机排列的。

由方向图相乘原理可知,这种结构的阵列因子由单个组件的非随机阵列因子和随机阵列因子的乘积给出。

阵列的稀布不影响主瓣宽度,主瓣宽度只对天线总尺寸敏感;另一方面,稀布使旁瓣电平增加,因而对一次和二次雷达都会产生问题,上述两个要求都对天线提出了要求。

9.4.3 扫描方式设计考虑

一般机械扫描不适合在分布的区域上以高的更新率和快速扫描率实现多目标的搜索和跟踪,从而构成大的警戒屏。采用电扫描阵列天线可通过合理地选择其相位和幅值来实现天线波束指向和波束宽度的控制。由于相控阵天线波束扫描的灵活性,可满足不同工作方式的要求。

图 9.7 示出采用组合馈电式平面阵列,它在一个平面内进行电扫描。为了使扫描损失最小,阵列的方向指向是与天底垂线成一定角度,而且从天底点附近扫向地平线方向,而不是从一边地平线扫向另一边地平线。这种方法利用了全部可供利用的口径面,但对于给定的角旋转速率,它只具有一半的更新率。而且不能对方位角相同,而距离不同的多目标进行更新,跟踪的启动也很困难。此外,进入间隙之前和通过间隙之后的搜索以及目标的关联都比较困难,而且也许需要进行几次扫描。

扫描方式的最佳选择是两维全电子扫描,其

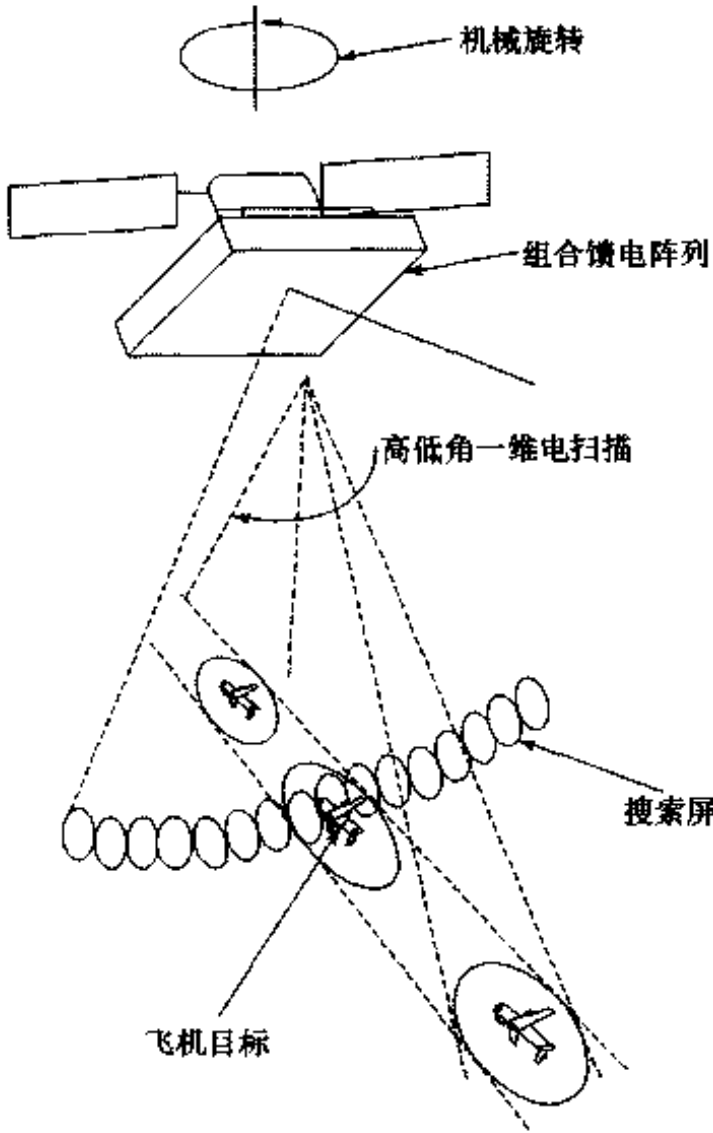


图 9.7 机载扫描加一维电扫描的示意图(组合馈电式阵列天线)

中可采用空间馈电透镜阵列,也可采用组合馈电平面阵列。两维电扫描阵列具有完全的波束捷变能力。波束在地面上的照射区几乎可以不花时间就移向区域内的任意一点,使系统具有充分的灵活性,而且可以使有用的工作周期最大。

图 9.8 示出空间馈电透镜阵列。透镜是用三层很轻的薄膜构成,在其底层的中心装有收发机模块,在外边的两层装有辐射单元。馈电阵列装在杆系结构(即三角结构)上。这种三角架也是卫星的主体结构。在发射之前,薄膜收拢并缠绕在一个圆筒上。展开时,再从圆筒上解下并打开。

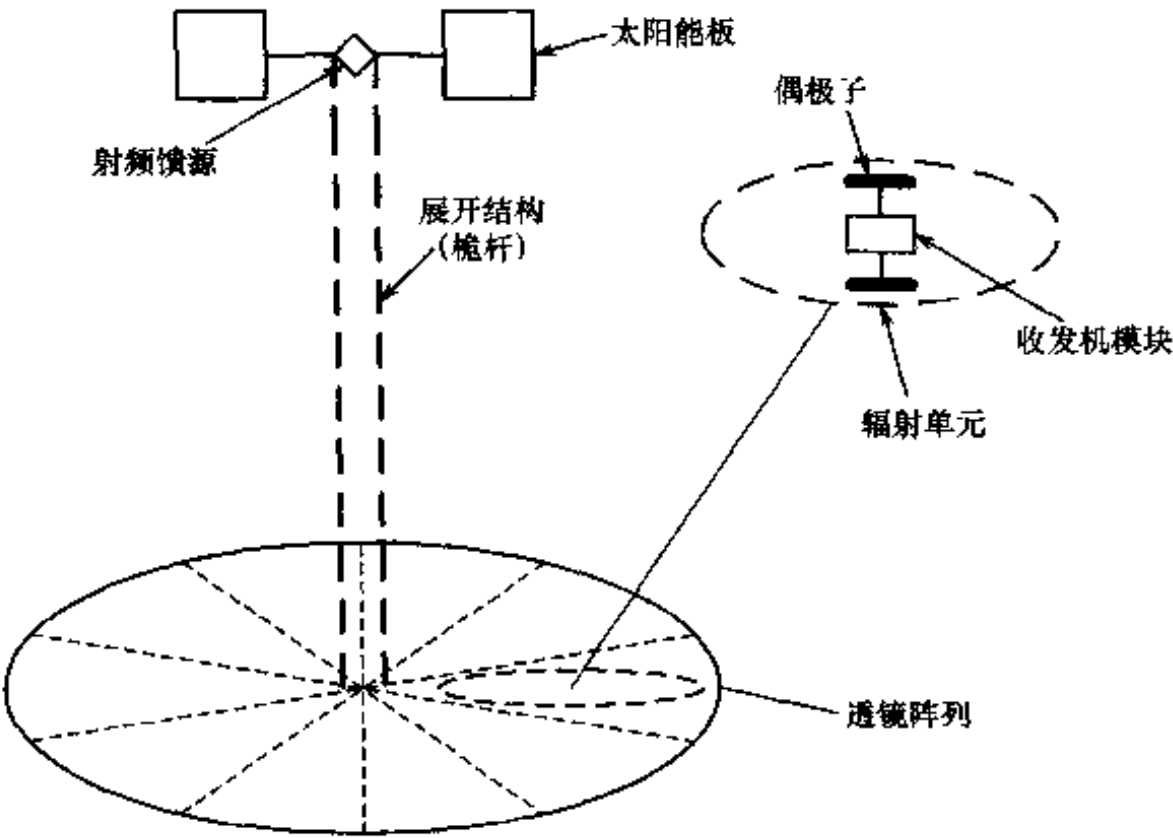


图 9.8 两维空间组合电子扫描(空间馈电式膜片相控阵透镜天线)的示意图

图 9.9 示出组合馈电式平面阵列,它在体积上要大几倍。采用一些相同的轻质蜂窝板组成。这种蜂窝板只在一个平面上折叠。它还需要在每个单元上都装有 T/R 模块,这些模块可以是混合型或单片型的。

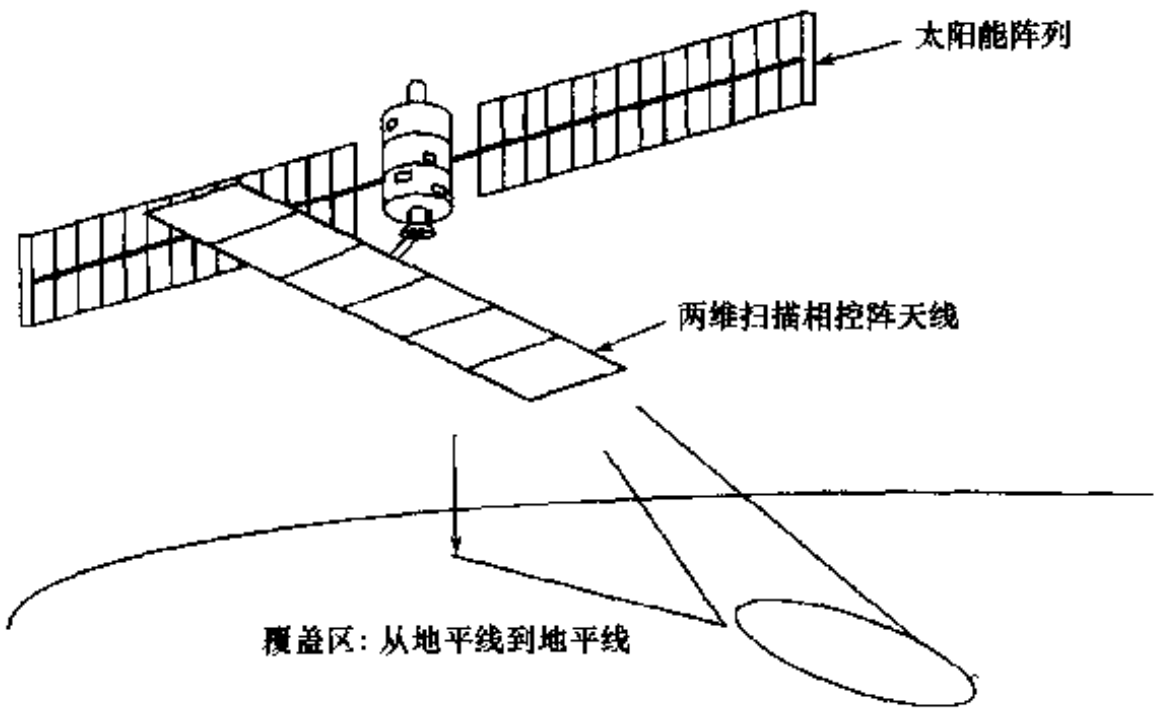


图 9.9 全电子扫描(组合馈电式平面阵列)的示意图

从满足任务要求来说,这两种阵列的性能差不多。空间馈电阵列可以利用变换馈电(Transform-fed)方式,以产生重叠的子阵照射,由此可以获得很宽的瞬时波束宽度,而且旁瓣很低。而采用组合馈电式平面阵列所付出的代价是增加重量,其优点是采用蜂窝板状天线阵的风险小,而且与混合模块和单片模块的兼容性都很好。

9.4.4 一次雷达的总体设计考虑

雷达观测区周围,有一个宽度适当的警戒带,运动目标的截获就是在这个警戒带上完成的,运动目标一经穿过警戒带并进入监视区,就被雷达跟踪(图 9.2)。

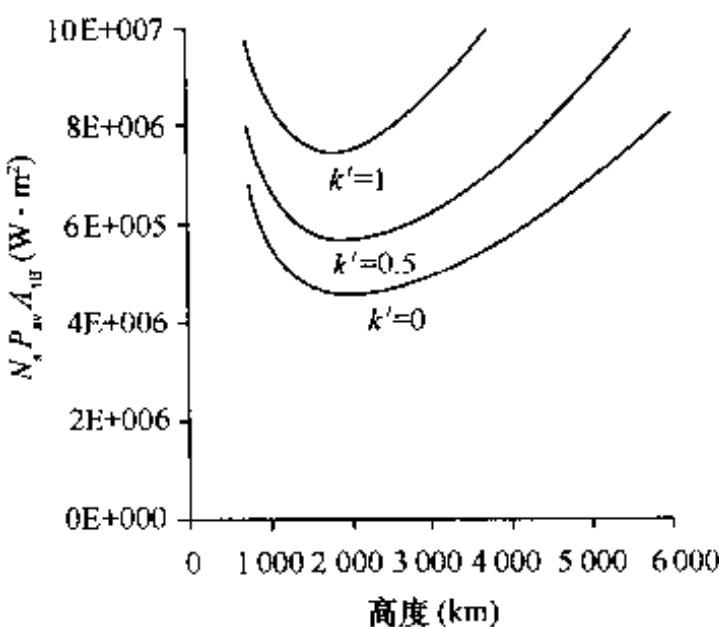


图 9.10 一次雷达设计:
 $N_s P_{av} A_{eff}$ 与卫星高度的关系曲线

一次雷达设计分两步:第一步是确定几何参数,如卫星的最佳高度、卫星群中的卫星数、天底偏角和重叠方法等;第二步是计算电气参数和监视参数,如天线总尺寸、初级电源功率、脉冲重复频率、驻留时间、分布在整個天线面上的雷达组件数、最小可检测速度、警戒带宽度和区域覆盖速率。

图 9.10 的曲线表示乘积 $N_s P_{av} A_{eff}$ (N_s 为卫星数, P_{av} 为平均功率, A_{eff} 为天线有效面积) 和卫星高度的关系。从图上可以看到使该乘积最小从而使系统成本最低的最佳高度。假若 K' 是取决于各卫星对地覆盖区之间重叠状况的一个参数,则高度最小

(约 1 800km) 的 $K' = 1$ 的曲线给出的总平均功率为 5.72kW。

9.4.5 二次雷达的总体设计考虑

和一次雷达一样,天基二次监视雷达的设计步骤也分两步。

首先,记住二次雷达使用具有询问通道(由雷达到目标)和应答通道(由目标到雷达)的无线电通信线路,询问和应答通信线路预计值分别用来计算雷达发射的总峰值功率和最小天线有效面积。由天线有效面积算出随机阵列各个组件上阵列单元数目。

其次,随机阵列的总尺寸由雷达角精度要求确定,单元的总数量由第一步得出。这些单元要根据图 9.6 所示的雷达组件结构分布在一个区域内,区域的大小由精度要求给定。

表 9.2 和表 9.3 分别列出了应答和询问通信线路预计值。

图 9.11 画出了天线总尺寸和横向距离精度的关系:如果我们要求横向距离精度为 200m,则随机阵列的天线尺寸必须为 200m 左右。

表 9.4 汇总了所得系统的全部参数。

表 9.2 空间二次搜索雷达组成举例:回答通信线路预计值

参 数	符 号	+ dB	- dB	
信噪比	E_b/N_e $K_e T_c$ B	16dB 70dBHz	201dBj	误码率(BER) = 10^{-8} $T_s = 540K$ 带宽 = 10MHz $P_T = 75W$ 包括电缆损耗、接头、大气衰减和去极化 频率 = 1 000MHz 高度 = 1 000km 距离 = 8 160km
应答器功率	P_T		18.8dBw	
应答天线增益	G_T		0dB	
损耗	L	5dB		
衰减因子	$(\lambda/4\pi)^2$	33.2dBmt		
通道衰减	R_{max}^2	130dBmt		
询问天线增益	G_B	254.5dB	219.8dB	34.4dB

表 9.3 空间二次搜索雷达组成举例:询问通信线路预计值

参 数	符 号	+ dB	- dB	
应答器接收功率	P_{RT}		99dBw	最小触发电平(MTL) = 89dBm 应答通信线路预计值包括电缆 损耗、接头、大气衰减和去极化 频率 = 1 080MHz 高度 = 1 000km 距离 = 8 160km
空间二次搜索雷 达天线增益	G_B		33.4dB	
应答器天线增益	G_T		0dB	
损 耗	L	5dB		
衰减因子	$(\lambda/4\pi)^2$	32.7dBmt		
通道衰减	R_{max}^2	130dBmt		
询问功率	P_s (dBw)	167.7	133.4	34.3dBW = 27kW

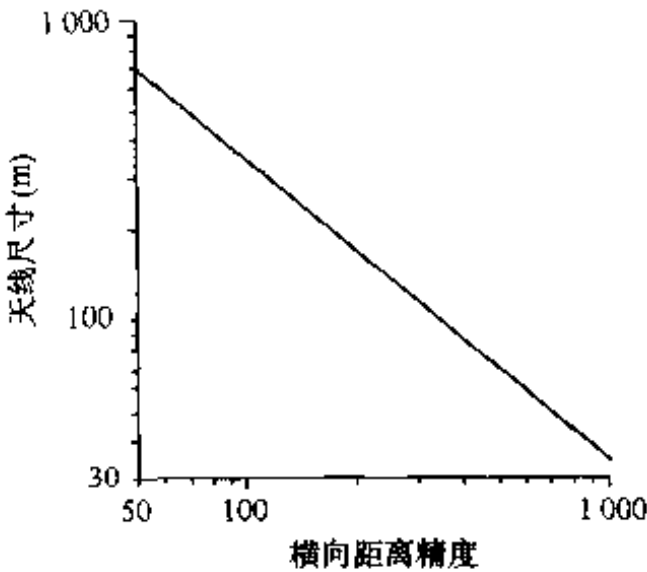


图 9.11 空间二次搜索雷达设计:
天线尺寸和横向距离精度的关系图

表 9.4 空间二次监视雷达示例

发射频率	1030 ~ 1090MHz
卫星高度	1000km
峰值发射功率	2.7kW
天线最小增益	34.4dB
最小有效面积	16.6m ²
单个组件面积	1m ²
阵列组件数	33
横向距离精度	200m
天线总尺寸	210m

9.4.6 旁瓣抑制问题

上述天线的随机性使天线旁瓣抬高,从而影响一次和二次雷达的工作。事实上,就一次监视雷达情况而言,只有天线旁瓣电平足够低,使旁瓣接收功率可以忽略时,大天线才能满足最小可检测速度的要求;否则,主瓣会变宽,最小可检测速度要增加。

在二次监视雷达情况下,旁瓣问题使询问旁瓣抑制功能难以实现。为使仅当天线主瓣询问时目标才回答,克服旁瓣回答的毛病,询问旁瓣抑制是必须的。

为解决高旁瓣电平问题,可以有两个办法:我们可以采用分集技术,即在脉冲间改变某个参数;或者采用自适应技术,即为需抑制最强的杂波在方向图中产生零点。

但是,对后一情况来说,由于价格可以接受的分布阵列的自由度数目有限,因此零点间隔不大。

对第一个办法,我们必须记住,阵列辐射方向图由一个“确定”的主瓣组成,它不受发射载频或辐射组件位置的可能变化的影响,也不受包含旁瓣的随机区的可能变化的影响,但旁瓣对上述变化是敏感的。

通过随机地改变一个(或多个)阵列参数,如工作频率,可以使天线波瓣的随机性变得平滑些。但是在大多数情况下,这种分集技术不能显著地改善平均旁瓣电平。

一种新颖的分集技术是准双基地技术。用这种技术时将阵列划分为一组发射单元和一组接收单元。采用准双基地技术可使旁瓣问题得到缓解。这样,相对普通随机阵列而言,旁瓣幅度

的概率密度函数得以改善,得到比较平滑的旁瓣(即峰值电平较低),均方值也稍微降低。

9.4.7 频率选择

对于同步轨道的星载监视雷达,毫无疑问其频率选择可以限定在 L 波段和 S 波段之间。因为频率高于 S 波段,雨和大气衰减将增加,而杂波信号将增强。与无模糊的目标多普勒频率相对应的脉冲重复频率(PRF)也将增加,其结果使距离模糊问题变得非常严重。例如,C 波段对应于高达 1 000 节的无模糊目标速度,其脉冲重复频率为 19.2kHz,而此 PRF 每隔 4.2 海里便造成距离模糊。如果频率低于 L 波段,则极光杂波和电离层衰落现象就会带来很多麻烦。在此极光区域和赤道区域内,甚高频(VHF)和超高频一带将会产生很严重的振幅衰落和相位起伏。由于频率低,对尺寸适当的天线孔径所形成的照射区比较大,因此对目标定位的精度就比较差。频率较低的系统,对于电子干扰也显得很脆弱,因为它可供使用的工作频率比较窄,而且主波束比较宽。最主要的一点是,所需的天线孔径尺寸在各个方向上都变得较大,因此航天飞行器的机舱很难装得下。而对于低轨道的星载监视雷达,其工作频段也可扩展到 X 波段。

9.4.8 轨道及高度选择

只有当所需要的警戒覆盖区处于地球的某一个所指定的半球内时,人们才对椭圆轨道感兴趣。由于我们把选轨道的远地点设在北半球,所以在北半球可以得到好的覆盖区。

椭圆轨道比较稳定,因此我们选用它。如果有世界范围的覆盖面积欲使卫星的星座最小,则圆轨道便显得很重要。此时人们常常采用圆轨道。

为了可靠地进行搜索,单个卫星的覆盖能力主要局限于擦地角 $3^{\circ} \sim 50^{\circ}$ 的一条地带内。取 3° 下界限,是为了避免大气波导效应和衰落现象;取 50° 为上界限,是因为在这个角度(以)上目标的多普勒频移减小,而杂波信号增大,雷达的照射区也大大减小(如果目标已经被跟踪或实际上可以继续保持跟踪,则擦地角可高达到 70°),擦地角为 $50^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 的区间可以看做是天底搜索洞。图 9.12 对这种覆盖情况作了说明,图中还给出了单个卫星的覆盖面积随卫星高度而增加的函数曲线。

如果要取得连续性世界范围的照射区,那么构成卫星星座所需的卫星个数便随着卫星高度的降低而迅速增加(见图 9.13) 曲线。假如对某项任务所允许的最大间隔时间为 $10 \sim 20$ 分钟,则所需的卫星数目就可以大大减少,就任务性质而言,10 分钟的间隔时间是适当的。

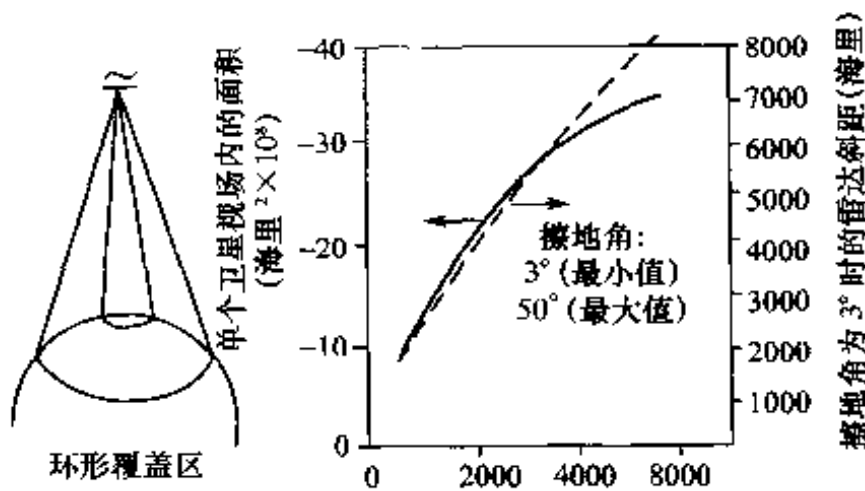


图 9.12 单个卫星的搜索现场的示意图

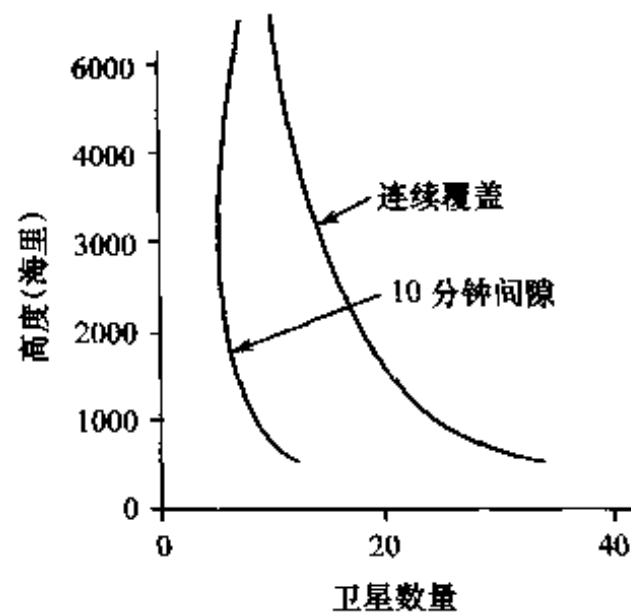


图 9.13 所需的卫星个数与高度的关系曲线

间隙期是可以预测的。如果正在跟踪的目标即将进入覆盖区的间隙期,那么对那些有可能导致错误关联的目标作进入间隙期前的搜索,而对其他所有目标作间隙期后的搜索,以便对它们进行再截获和关联,这两种搜索都是切实可行的。由图 9.13 可见,当允许 10 分钟的间隙时间时,所需的卫星个数对卫星高度不太敏感。

轨道高度的选择是采用长寿命太阳同步轨道的关键,对于采用太阳同步轨道的卫星,其轨道高度选择主要考虑以下因素:

(1) 运载火箭能力的限制

表 9.5 示出运载火箭发射太阳同步轨道卫星的运载能力。当卫星的重量在 3000kg 以内时,卫星轨道的最高的高度选择在 600km 左右较合适。

表 9.5 运载火箭发射太阳同步轨道卫星的运载能力

高度 /km	400	500	600	700	800	900
重量 /kg	3450	3100	2750	2550	2250	1950

由于目前一般技术的情况下,对高度在 2400 海里以上的星载雷达所需的功率孔径乘积所造成的雷达载荷重,超出了航天飞机或运载火箭单次发射的载荷能力(见图 9.14)。这样,对卫星高度的选择就需要对单个卫星尺寸(成本),包括发射以及所需卫星数量进行全面的分析比较。

(2) 星载雷达发射功率的限制

由于星载雷达的功耗较大,特别是短期功耗,所以在轨道设计时要充分考虑到卫星电源系统的需要。

搜索所需要的雷达功率孔径乘积,以及跟踪所需要的功率孔径平方乘积都是根据卫星的高度推算来的,因为这两个量是与雷达斜距的四次方(R^4) 成比例,而斜距并不直接与高度成比例。例如高度从 600 海里增加到 1500 海里,斜距却增加到 9 倍。

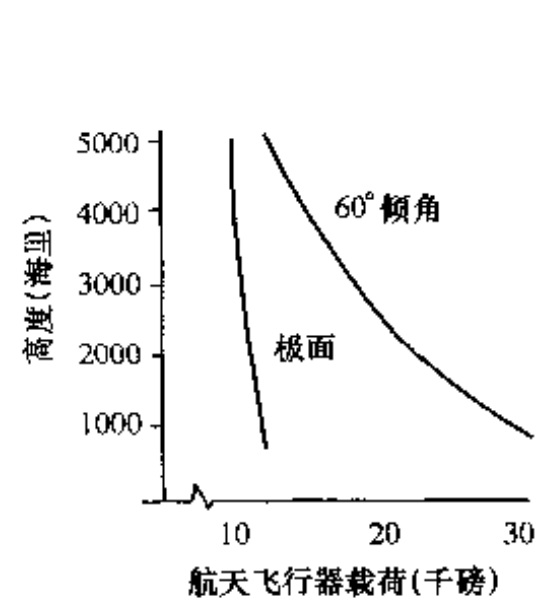


图 9.14 航天飞机的载荷与卫星高度的关系曲线

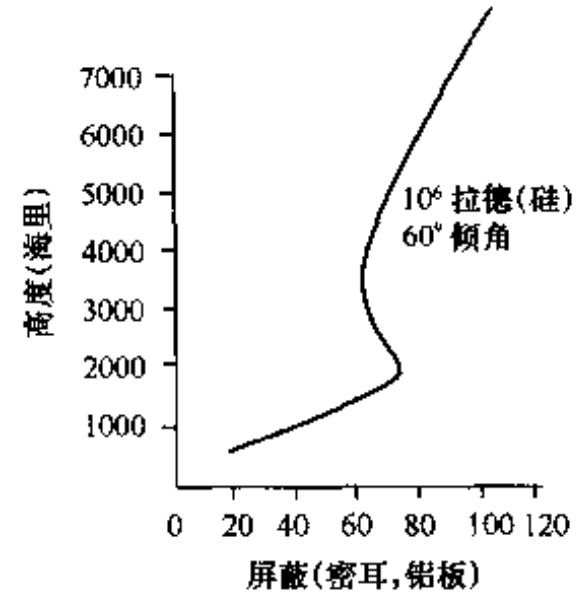


图 9.15 屏幕厚度与卫星高度的关系曲线

由于地平线至地平线覆盖区(3° 擦地角) 所需的扫描能力随高度的增加而减小,从高度为 600 海里时的 58° 到高度为 1500 海里时的 44° 。这种情况对地电扫描天线是减少扫描损失的一个因素。随着较低的高度上功率孔径乘积的减小,自然辐射电平也减小(见图 9.15),因此对于数字式微波集成电路的屏蔽要求比较低,其结果可以大大减轻重量。

当高度低于 600 海里左右时,对间隙时间为 10 分钟的时间范围的覆盖区,其卫星数量增加很快。最佳的高度在 600 海里至 1500 海里之间的范围内。只有对卫星进行仔细设计,并针对

具体任务进行评估,才能对高度进行更精确的选择。

(3) 重复观测周期

对星载雷达的重复周期有两项含义:一是全球重复观测周期,二是对重点地区的重复观测周期。在卫星轨道设计中,必须综合考虑两项不同重复观测周期的要求。

(4) 其他因素对轨道选择的影响

对于每类 SBR,特别是对大型监视 SBR 而言,有许多因素可影响轨道的选择。选择轨道参数时,周期、高度、速度是首先要考虑的问题。环绕地球圆形轨道上的卫星速度公式为

$$V_c = \sqrt{\frac{\mu}{r}} \tag{9-5}$$

式中, r 为卫星到地心的距离; μ 为通用重力常数与地球质量的乘积。地球卫星的周期用下面公式计算,即

$$T = \frac{2\pi\mu}{\sqrt{V_a^3 V_p^3}} \tag{9-6}$$

式中, V_a 为卫星在远地点的速度; V_p 为卫星在近地点的速度。对圆形轨道, $V_a = V_p$,因此圆形轨道卫星的运行周期为

$$T_c = \frac{2\pi\mu}{V_c^3} \tag{9-7}$$

表 9.6 给出了当地球的半径为 $2090.3 \times 10^5 \text{ft}$ 、 μ 为 $1.4069(10)^{16} \text{ft}^3/\text{s}^2$ (1n mile 为 6076.1ft) 时,某些环绕圆轨道的速度和周期的计算结果。

表 9.6 选择的轨道参数

高度 /n mile	速度 /ft/s	周期 /min
99	25 587	88
414	24 520	100
912	23 074	120
2262	20 157	180
5612	15 999	360
19 369	10 079	1440

(5) 雷达作用距离估算

① 地心、雷达与目标在同一条连线上

如图 9.16(a) 所示,这时雷达天线 A 与目标 S 之间的距离就是目标的轨道高度 h 即 $R = h$ 。

② 地心与雷达、目标之间的连线成任意夹角

如图 9.16(b) 所示,这时雷达与目标之间的几何关系为

$$R = \sqrt{(r+h)^2 + r^2 - 2r(r+h)\cos\theta} \tag{9-8}$$

或

$$R = -r\sin\beta + \sqrt{(r+h)^2 - r^2 + r^2\sin^2\beta} \tag{9-9}$$

以上两个公式给出了作用距离与目标高度 h 及天线仰角 β 或地心张角 θ 之间的几何关系。因此,利用以上两个公式就可以估算雷达作用距离。

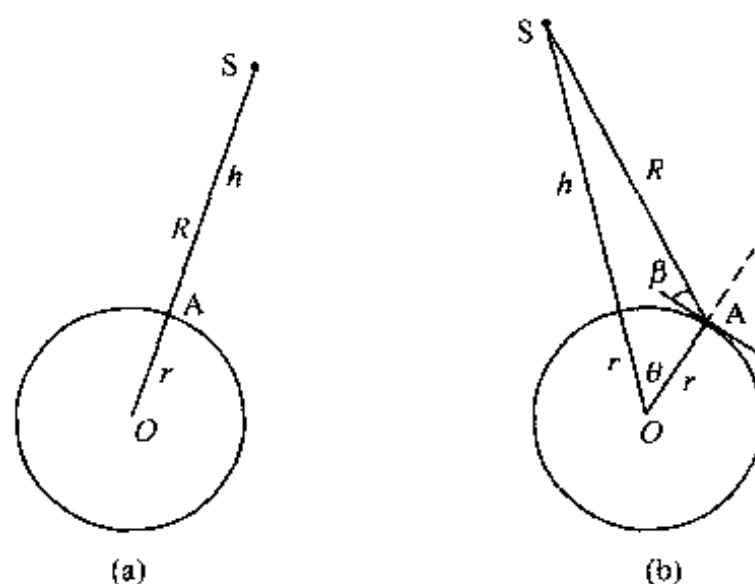


图 9.16 雷达作用距离与目标轨道高度的关系的示意图

例如: $\beta = 90^\circ$ 或 $\theta = 0^\circ$ 时, $R = h$ 或 $\beta = 0^\circ$ 时, 有

$$R = \sqrt{(r+h)^2 - r^2}$$

考虑了大气折射的影响后, 雷达作用距离、目标高度及天线仰角之间关系曲线, 如图 9.17 所示。在这个图上, 已知目标高度和天线仰角, 就可以得到雷达作用距离。例如, 目标高度 300km, 仰角 2° , 则雷达作用距离为 1820km, 若仰角变为 30° , 则雷达作用距离为 570km。对比一下利用公式(9-9)及图 9.17 算出的不同高度目标和不同仰角时所对应的雷达作用距离数值, 可以发现, 考虑了大气折射的影响后, 在同等条件下所需的雷达作用距离($R_{\text{折}}$)要大一些, $R_{\text{折}}$ 与 R 之差在仰角 2° 时为 30~65km, 在仰角 30° 时为 3~15km。因此, 利用公式(9-9)计算的建立在自由空间上的雷达作用距离只能认为是一种粗略的估算。

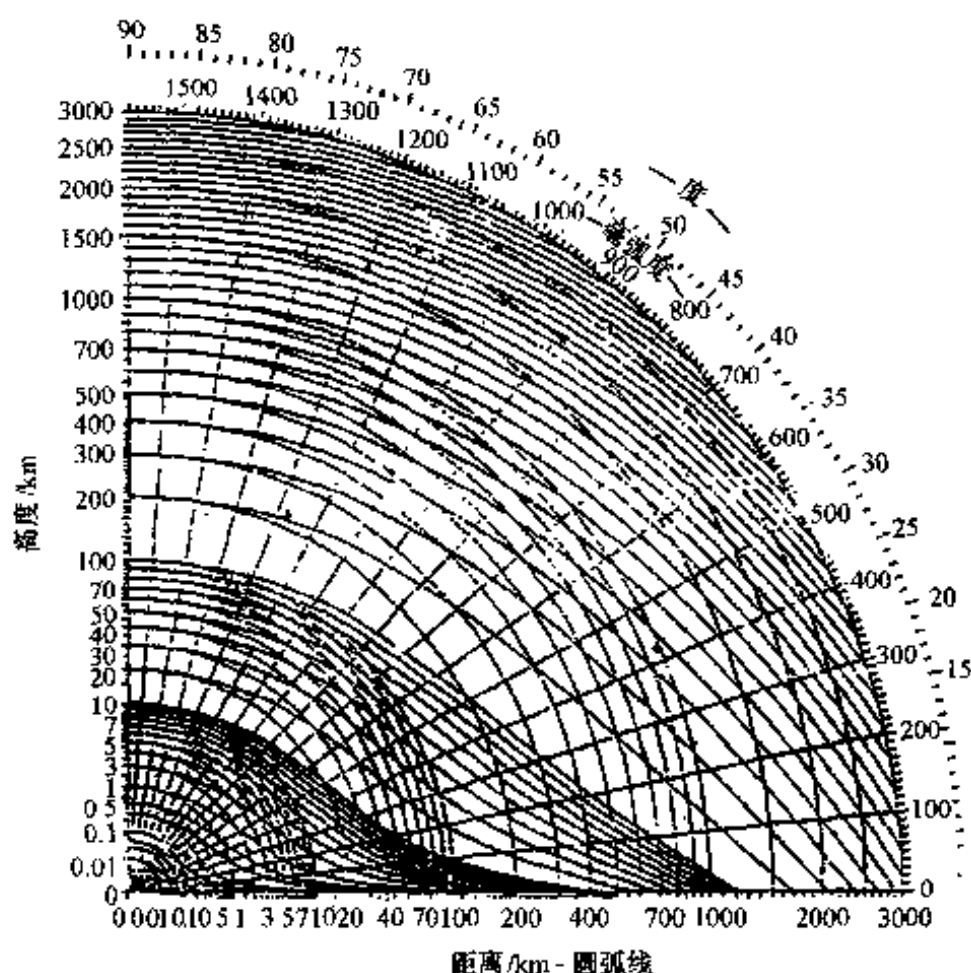


图 9.17 雷达距离-高度-仰角的关系图(目标高度达 3000km, 射线为直线)

按照 CRPL 大气折射指数模型 $N_{\text{fr}} = 313$ 算出。距离和高度标尺为非线性, 仰角标尺为线性

9.4.9 信息处理

星载防空警戒雷达的信号处理主要应解决其回波的杂噪信号的抑制和滤波问题。它与雷达设备的设计有很大的关系。

一部用于探测飞机和巡航导弹目标的俯视星载雷达,必须能抑制幅度比目标回波强 5~6 倍的杂波。合成孔径雷达(SAR)的信号处理主要是使雷达分辨单元变小,使得在每个单独的分辨单元之内的杂波信号较之于目标回波来说非常小。要做到这一点,就需要有很长的信号处理时间间隔(驻留时间)。其结果,使得单个卫星的搜索能力和跟踪能力大大受到限制。这样,为满足预定任务的需要,卫星的数据就会多得无法实现。因此,对于主要功能为预警和警戒的系统不采用 SAR 的信号处理方法。有关 SAR 在目标识别及侦察功能所发挥的作用,我们将在第 10 章中讨论。

动目标显示(MTI)技术和脉冲多普勒(PD)信号处理方法,以较短的驻留时间、比较粗的分辨力就可以满足杂波对消的要求。因此 MTI 技术可以与高的区域面积搜索率相兼容,而这种高的区域面积搜索率是为了维持警戒屏以及跟踪大量目标所必需的。PD 信号处理方法还可与其他技术相结合。例如,相位中心偏移天线(DPCA)、单脉冲处理或自适应相位置零技术等。先进的 SBR 雷达则采用图 9.18 所示的时空自适应处理(STAP)技术的信号处理信道。

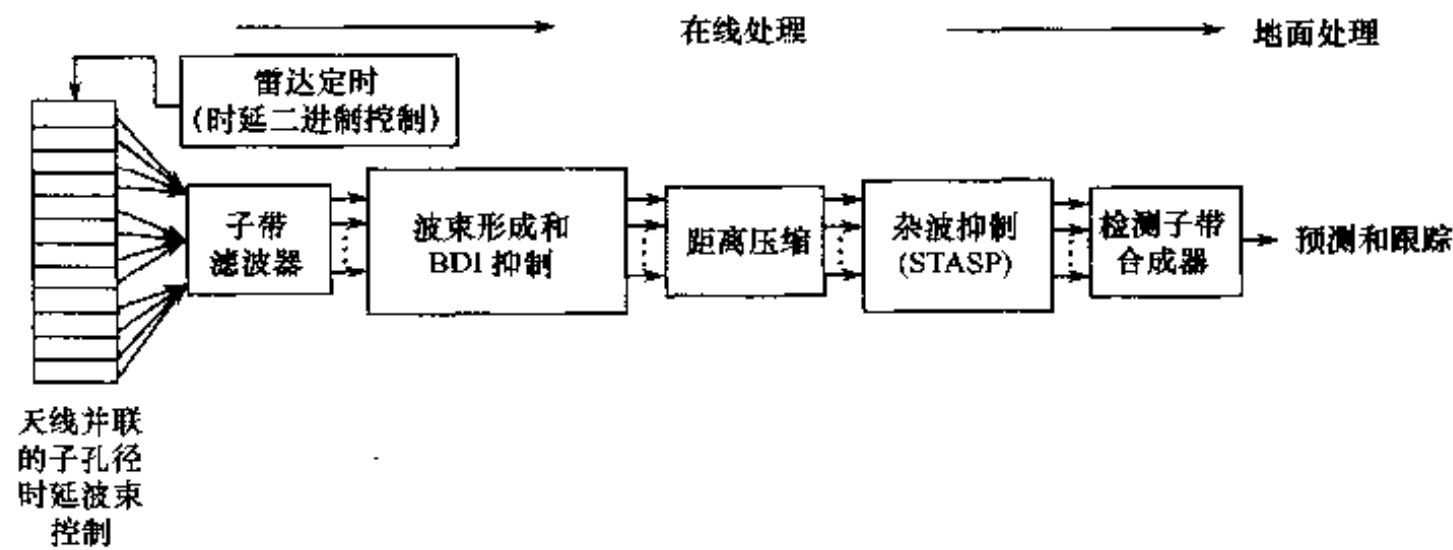


图 9.18 信号处理通道的原理图

9.4.10 雷达信号的星上处理与地面处理

在理想情况下,所有的雷达信号处理都必须在星上完成,以便减少对通信线路的要求。特别是为了抗干扰而采用数字式自适应处理时更是如此,因为在地面进行这种信号处理,便需要通信线路的波束非常宽,需要有宽频带的通信线路。需要配备全球范围的多个地面站,或者还要有宽频带的通信中继卫星。

一般选用全数字式的信号处理方法,这是由于对波形进行修改或增加都很灵活方便,不用改变硬件。

表 9.7 列出星上与地面上信号处理的信息吞吐率以及所需要的通信线路数据率的对比。

表 9.7 星上信号处理与地面信号处理的对比

处理方式	信号处理器的吞吐率	通信线路、数据线路
星上处理	0	50~150Mbit
地面处理	10~50MCOPS*	≤10kbit
* MCOPS——每秒一百万次复运算(复运算=复蝶形运算=一次复乘法和二次复加法)		

9.4.11 综合考虑和选择

许多关于卫星星座群最佳覆盖范围的研究已经开展并有所报道。不同的星群能提供单、双、三和四重可视性。Beste 设计了使用最小数量的卫星提供单一的和三层连续覆盖的卫星群。所有这些研究只确定了卫星上传感器的覆盖范围,而这些传感器只能观察天底周围的角度区域。然而,这些研究并没有涉及需要在杂波环境中探测目标的 SBR 监视传感器提供的结果。这类传感器的典型特征是具有一个偏离天底 $20^{\circ}\sim 30^{\circ}$ 的天底孔。该天底孔的信杂比(SCR)对于可靠探测而言过于大了。在如图 9.19 所示中,可以看到有一个 50° 的最大擦地角和一个最小 3° 的擦地角,这个最小的擦地角取决于 SBR 损失预算中大气的衰减量和折射角误差。

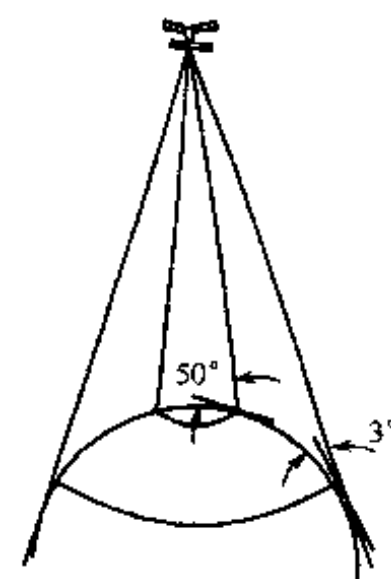


图 9.19 SBR 覆盖图和天底孔的示意图

要解释清楚所能获取的不同结果,让我们考虑一个能够从 10 371km(5600n mile)轨道高度提供连续覆盖地球表面所需的条件。对于每颗卫星上的没有擦地角限制的单一传感器,有 6 颗卫星就可以从极地轨道提供所需求的连续覆盖范围。利用 Harney 提供的研究结果,卫星可以被平均地分配在两个轨道面上。然而,如果 SBR 内的传感器的擦地角范围被限制在 $3^{\circ}\sim 60^{\circ}$ 之间,那么所需求的覆盖范围就要由 10 个卫星组成的卫星群提供。该卫星群在 10 个等间隔的轨道平面上都有一颗卫星,轨道平面的倾斜角是 49.4° 。如果擦地角扩展到 $3^{\circ}\sim 70^{\circ}$ 之间,那么一组采用 Walker 14/14/12 结构组合起来的 14 颗卫星的卫星群能提供一个连续的全球双重覆盖。每个轨道面的倾斜角为 49.4° 。这已超出我们讨论的范围。

卫星高度的选择范围很窄,只能是 600~1500 海里。主要原因是,卫星高度低则天线孔径便比较小,这是一个明显的优点。选择二维全相控阵(电扫),波段可在 L 波段和 S 波段之间选择。这种选择可以通过对 L 波段和 S 波段的单元的要求进行比较来完成(如对 T/R 模块进行比较)。

表 9.8 列出,对于一个典型的 $10\times 18\text{m}^2$ 的组合馈电式阵列,L 波段需要 10 000 个单元,而 S 波段需要 60 000 个单元,两者相差 6 倍。

表 9.8 相控阵频率的选择(孔径尺寸= $10\times 18\text{m}^2$)

频 率	辐射单元数
L	10 000
S	60 000

由表 9.8 可知,L 波段模块比 S 波段数量要少,因而可节省成本和降低重量(包括屏蔽重

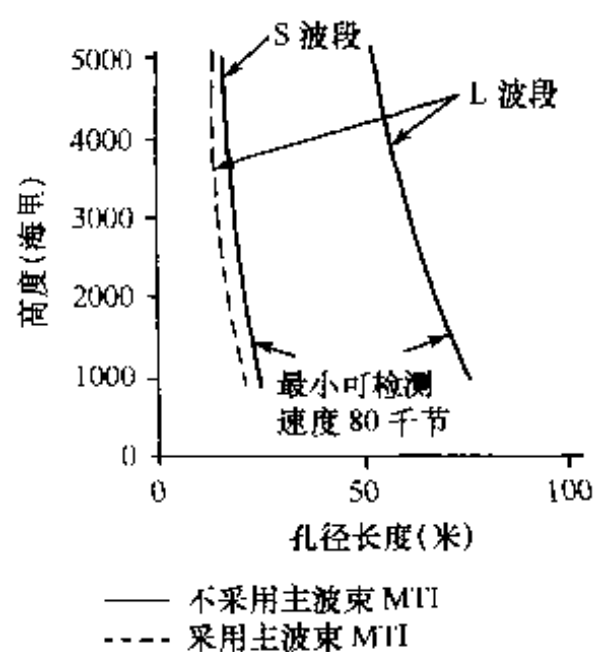


图 9.20 孔径长度与最小可检测速度关系曲线

量),且 L 波段模块产品已较成熟,因为低频器件的级增益高,寄生效应小。

星载雷达的关键参数之一是最小可检测速度(MDV)。对目标可以在所有姿态角进行观察,因而分布在多普勒频域上的主波束杂波很强。即使波束很窄也是如此,因为卫星的速度很高。

上述情况用图 9.20 来说明。图中的曲线是针对 L 波段两种系统。为获得 80 千节的最小可检测速度所需要的天线孔径尺寸与卫星高度之间的函数关系,L 波段的曲线是分别按采用或不采用主波束 MTI 技术来给出的。如果不采用主波束 MTI 技术,则应该选用 S 波段。

为了提供主波束杂波抑制,有以下几种主波束 MTI 技术可供使用:相位中心偏置天线(DPCA)、单脉冲异常检测以及相位置零或 STAP 技术。

星载雷达可采用多种波形,可以采用高重复频率或中重复频率的脉冲多普勒波形,也可采用短促脉冲串波形(脉冲串之间的重复频率高)。高重复频率的脉冲多普勒波形不存在盲速(即在零速附近的区域之外),不过,它具有很明显的距离折叠效应。

短促脉冲串波形既无盲速也无距离折叠,但它还有距离模糊。中等重复频率的脉冲多普勒波形既有盲速又有距离折叠,而且要在每一个驻留时间内采用多种重复频率。

上述各种波形均可用于雷达设计。最终的选择要根据对系统的损失及硬件的复杂性进行详细分析后来作出。

综上所述,对于星载预警雷达的频率选择和调制波形要求所考虑的主要因素是:①功率和天线孔径的成本与频率的关系;②再入飞行器的雷达有效反射面积与频率的关系;③良好环境和核环境两者中的传播效应与频率的关系。其次的因素是考虑了选定频率以及包括射频干扰在内的调制波形和用于频率分配的有效带宽,所以常选择 L 波段。

按照美国研发的一种星载防空预警雷达,对于海面防御和国土防空两方面来说,星载雷达的主要作用是发现目标。星载雷达系统的参数范围如表 9.9 所示。可以预计,天基雷达将与空中预警(AEW)雷达并存,形成互补。

表 9.9 星载预警雷达的典型参数范围

高度	600~1500 海里
卫星数量	2~14 个
扫描	二维电子扫描
天线	组合馈电式相控阵列
孔径尺寸	5×15~10×30m ²
频率	L 波段
发射机	固态发射机模块
辐射单元数(及模块数)	5000~15000 个
射频辐射功率(平均)	1~6kW
电源功率	10~30kW

9.5 天基雷达的若干例子

9.5.1 SDI 天基雷达^[67]

我们用图 9.21 所示 SDI (Strategic Defence Initiative) 天基雷达作为例子。美国 SDI 空基雷达 (SBR), 其天线由许多六面体子阵积木式部件组成, 每个子阵由 100 个多元件的 T/R 模块组成, 每个模块有 24 个 T/R 通道。T/R 模块重 13g, 长 3cm。子阵是一个 24 个天线单元的线阵, 每个发射和接收电路都接有功率放大器、低噪声放大器、相移器、T/R 开关和双工器等。这些目前暂时用 4 个独立的 MMIC 组成, 最终将集成在同一 GaAs 芯片上。此外, 模块还包含一个光学译码芯片, 解译码经光纤传输线分布在阵列的控制信息中。每个模块还有一个常规设计的微处理芯片和存储芯片。微处理器计算属于 24 个发射和接收链的每个特定的相位定位, 在计算时考虑到阵列中每个单元的独特位置和有关 RF 电路性能特性。这些均在装入子阵前通过模块的测试确定。

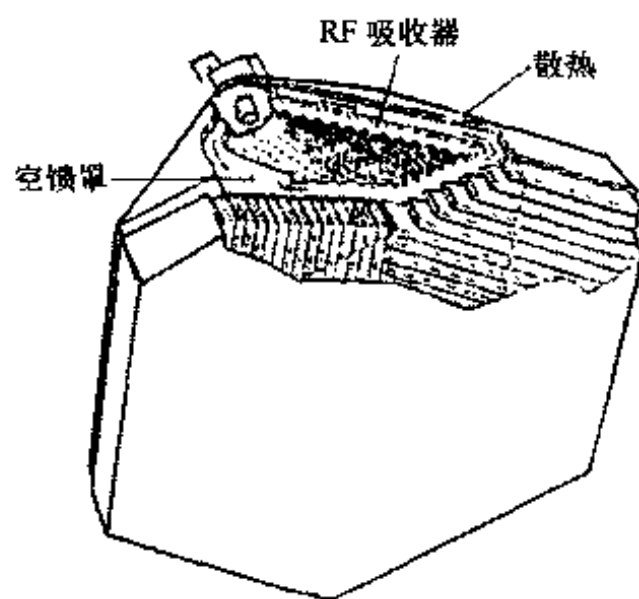


图 9.21 SDI 空基雷达的示意图

对于这种模块和阵列目前采用液体冷却技术, 模块背对背装在一金属板上, 该板有一对通道, 经过该通道将流动一种液态冷却剂。

图 9.22 示出 SDI 空基雷达的多元件 T/R 模块。这种多元件模块背对背地装在一作为热转移器件的机械的构件上。

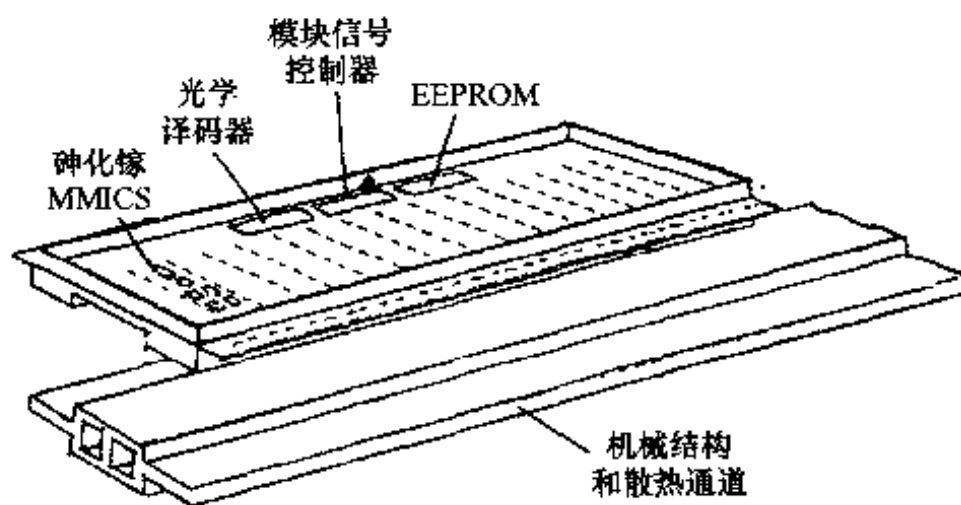


图 9.22 多元件收/发组件的示意图

对于该 SDI 空基雷达的性能指标, 由于没有公开, 所以无法列出。但其组成结构很有参考价值。

此外, 美国还在高轨道卫星上部署用于空间目标识别 (SOI)、空间监视、再入大气层测量和卫星拦截试验系统用的空间毫米波相控阵雷达。该系统用毫米波 (60GHz) 相控阵天线, 发射机采用自由脉泽 (TEM) 放大器, 管子重小于 100 公斤, 天线尺寸 19×20.7 米, 形成波束宽度为 227 微弧, 移相器和收发组件大量采用微波单片集成电路 (MMIC), 天线重量达 3457 公斤, 卫星轨道高度大于 1500 公里, HTBF=1000 小时。

9.5.2 一种低成本的空基雷达系统设计^[66]

它是一种用于在重点地区和重点观察周期内对一个或几个所关心的目标探测和跟踪的低成本 SBR 雷达,它仍可提供连续性世界范围的,但仅仅是有限的瞬时覆盖范围的照射区。这种 SBR 雷达可采用现有胜任空间的反射面天线和行波管 TWT 发射机技术,且可采用较高的工作频段,诸如 X 频段,因此可利用常用的雷达硬件来实现 MTD 和聚束 SAR 成像。这类 SBR 只要不多于六颗卫星就可连续地在世界范围有限区域内监视和跟踪特定的目标。

(1) SBR 的组成

SBR 的组成如图 9.23 所示。主要有:

- 具有单脉冲馈电的椭圆形反射面天线
- 采用 TWT 管的发射机
- 接收机,信号处理器和数据处理系统(采用数字技术)
- 通信链路——卫星与卫星间互链路或与地面站的下行链路
- 初级功率——由太阳能电池及其存储电池提供

它要求 0.1°数量级的空基飞行器平稳度以满足天线指向精度要求。

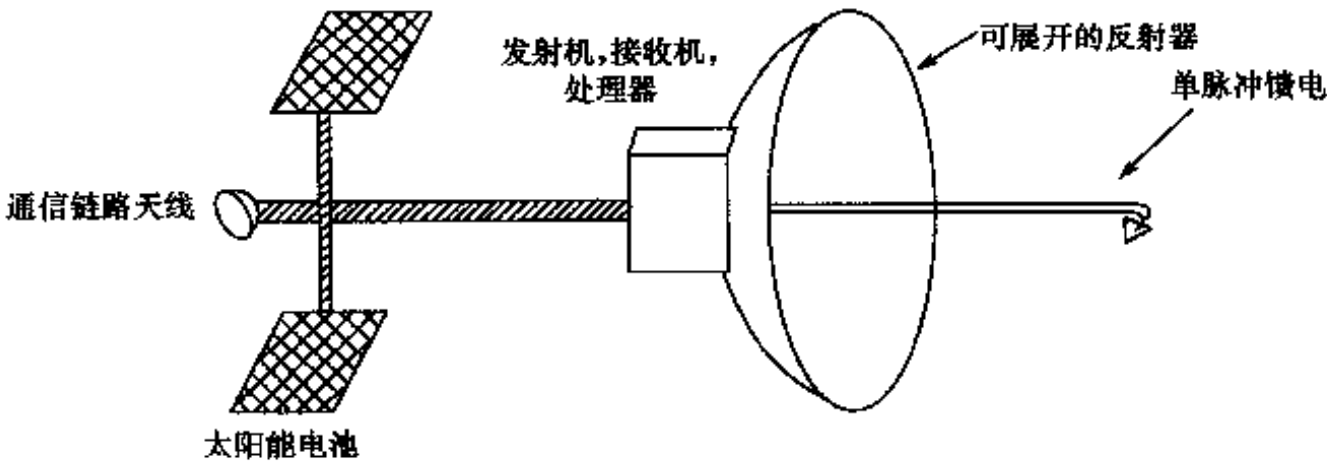


图 9.23 低成本 SBR 组成的示意图

(2) SBR 的技术指标

表 9.10 列出低成本 SBR 的技术参数,这些参数情况下,利用 1 秒的驻留时间,SBR 将对距离为 10 000km 的 20m² 目标产生一个 12dB 的信噪比,这是 5500km 高度上卫星的最大的视距。1 秒的驻留时间对于跟踪和粗略成像是合适的,其余的驻留时间将用于其他功能。雷达的占空因数近似为 50%可用于这种应用,因为长的目标距离允许采用长持续时间脉冲。

表 9.10 低成本 SBR 的技术参数

频率	10GHz(X 波段)
天线直径	7.5m
天线增益	58dB
波束宽度	0.25°
RF 峰值功率	2kW
占空因数	50%
初级功率	2kW

(续表)

频率	10GHz(X 波段)
接收机噪声温度	500K
总损耗	5dB
重量(估计)	150kg

(3) 雷达的工作模式

- 动目标检测(MTD),用于跟踪飞行的飞机、运动的地面车辆和航行的舰船,这种模式是利用回波的多普勒频移将目标与杂波背景分开。
- 聚束式成像,用于观察地面设备的形状和固定目标,这种模式对于聚束的区域利用 SAR 处理。

在这两种模式中,雷达波束内(典型的直径为 50km)的所有目标可连续地加以观察,更宽广空间目标可通过快速定向雷达波束周期地加以观察。

MTD 模式中的跟踪精度为几公里量级,它受到雷达角精度的限制,在聚束 SAR 模式中,其分辨率不受天线尺寸的限制,它可获得几米量级的图像分辨率。这要求在几秒时间间隔内完成相干处理,它与雷达高度和目标距离有关。

(4) 轨道

图 9.24 示出卫星的高度与卫星的数目和视距的关系曲线,由图可知,若增加 SBR 高度,则就加大视距,由此就要加大雷达的功率孔径(PA)积;另一方面却可减少卫星的数目;反之,在低轨道上,雷达功率孔径积就小,相应的雷达尺寸就减小,因而要获取连续性世界范围的照射所需的卫星数目就要加多。

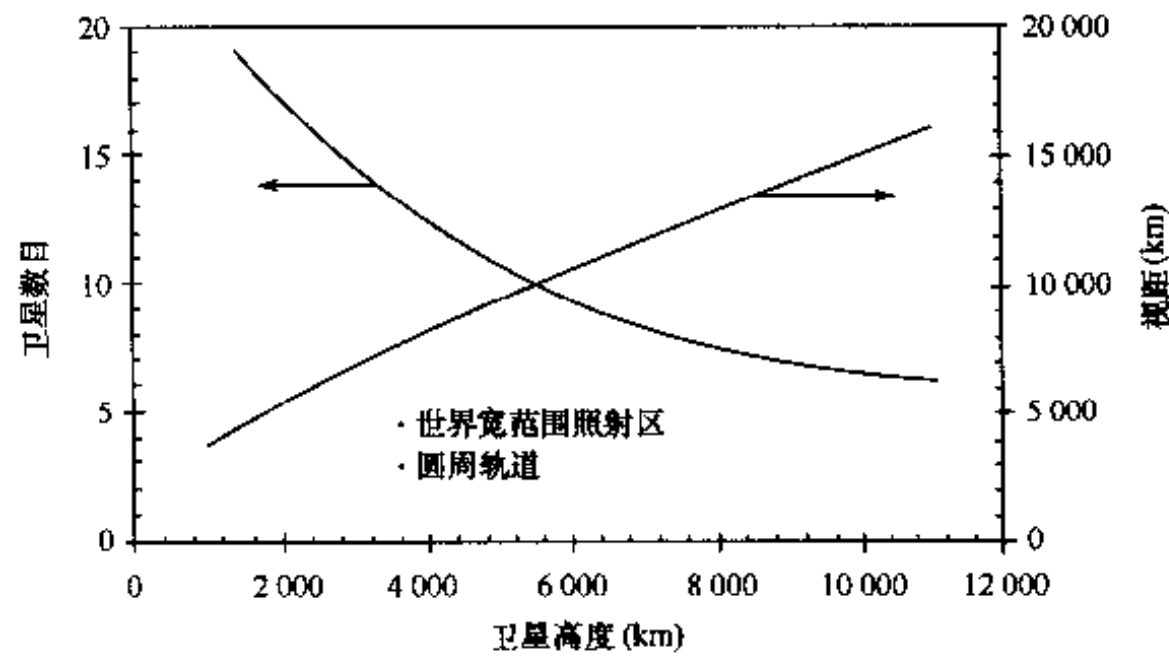


图 9.24 卫星高度与所需卫星数目和视距的关系曲线

(5) 指令,控制和通信(C³)和数据处理

对于低成本 SBR 系统的任务和数据传输由单个地面站操纵,两路数字数据链可利用各自卫星的现有的通信卫星数据链路完成,此外,可由 SBR 卫星本身相互间的互链路来提供,如图 9.25所示。图中分别示出上行、下行和相互间的链路示意图。

为减少成本和技术风险,信号处理和数据处理在卫星上实现,而 SAR 处理在地面站完成,这样可避免在每个卫星上重复配置处理器。

跟踪应用的链路数据率为 1kb/s 左右, 聚束式成像数据将要求较宽的带宽(几 Mb/s), 对于数据链可要求小的盘形反射器天线。

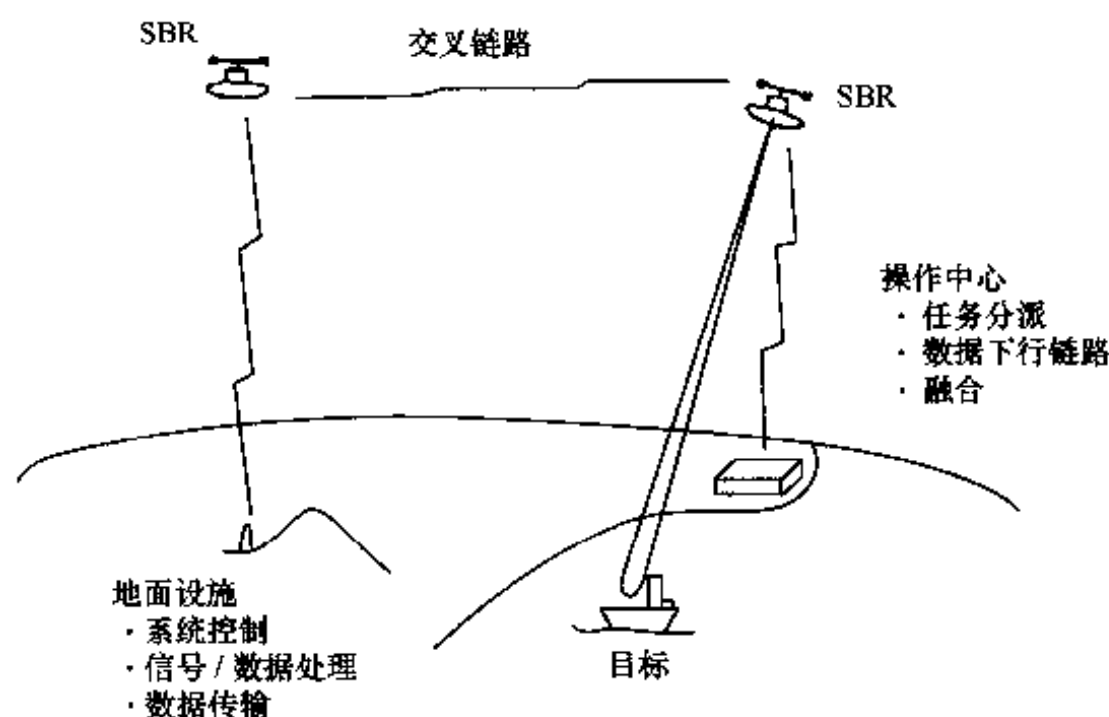


图 9.25 低成本 SBR 系统的 C³ 配置图

9.5.3 STS 交会雷达^[2]

休斯(Hughes)飞机公司为在空间运输系统(STS)中使用而研制了交会雷达和通信子系统(IRACS)组合。IRACS 是一个相参的距离波门脉冲多普勒雷达, 用于搜索、捕获和跟踪其他环绕轨道运行的目标, 并且提供与那些目标进行快速和高效的交会所需要的太空测量数据。

IRACS 为 STS 提供雷达和通信两种功能: 在脉冲多普勒雷达模式中, 它完成刚才所讲的交会功能; 在通信模式中, 完成搜索、捕获并追踪跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)的中继卫星, 以便在航天飞机和地面跟踪站之间建立双路通信。

IRACS 硬件被分成展开部件和舱载部件两部分。展开部件平时位于航天飞机载重舱内, 工作时从打开的载重舱门延伸出去。这部分硬件包括了天线反射体、馈线、平衡环、驱动马达、陀螺仪、数字式轴编码器、转动铰链、发射机、接收机、上变频器、第一下变频器和频率合成器。舱载硬件位于航天飞机内, 完成信号处理、跟踪滤波和控制功能。

这个 Ku 波段的 IRACS 工作于 13.75~15.15GHz 频段之间。其雷达工作于 13.75GHz 和 14.0GHz 之间, 有两种基本的雷达模式: 一种是被动模式, 在这种模式时, 目标是非合作式的, 因此截面积不会增大; 另一种是主动模式, 目标上有一个应答机。在被动模式时, 雷达最大的作用距离为 12n mile; 而在带有一个 +14dBm 应答机的主动模式中, 雷达最大作用距离为 300n mile。子工作模式包括自动搜索、自动角度和距离跟踪能力及外部角度控制操作。在外部角度控制下, 天线要么通过外部旋转命令, 要么通过参考惯性空间或者太空船的轴线来定位。在自动工作过程中, 角度、角度变化率、距离和距离变化率的测量由雷达在跟踪开始后进行。外部角度控制工作模式仅测量距离和距离变化率。

该系统的天线是直径为 36 英寸的中心馈电抛物面, 增益为 38.4dB, 波束宽度为 1.68°。五单元单脉冲馈源提供一个和输出与两个正交的差输出。角度跟踪采用时分复用将两个差输出合并成一个单路的接收差通道。使用接收机差通道来监测一个工作在搜索状态的辅助喇叭, 并通过辅助喇叭通道与主天线通道进行比较, 以防止捕获主天线的旁瓣中的大目标。辅助天线的峰值增益比主天线的峰值增益小 20dB。和通道与差通道使用低噪声射频(RF)前置放

大器,经过放大,和/差通道在中频(IF)合并成一个单路接收通道通向舱内电子设备,以进行后续的处理。发射机采用行波管(TWT),增益为 44dB,将相参合成器输出放大到 50W 的峰值功率。在短距离工作状态(小到 100 英尺),行波管被旁路,以减少目标上的功率。在雷达模式中,用 5 个射频频率点对 Swerling I 型(慢起伏)目标回波进行去相关,以提高检测效果。采用 16 点离散傅里叶变换(DFT)处理器去相参积累多脉冲回波,并提供目标相对速度的精度测量。展开部件重达 135 lb,主电源功率为 460W。

有关 SBR 的设计,首先应明确其用途,然后再设定目标的截面积范围(给定检测概率和虚警概率)、轨道高度、覆盖范围、脉冲重频频率、频率、定位和跟踪精度、天线形式和特性、脉冲宽度、可获得的脉冲数、平均功率、峰值功率、发射机形式、接收机噪声系数以及 SBR 其他因素等,在此不再展开讨论。

第 10 章 合成孔径雷达

合成孔径雷达(SAR)是主动式微波成像雷达,是利用信号处理技术(合成孔径和脉冲压缩)以小的真实孔径天线达到高分辨率成像的雷达系统。

SAR 成像是一种可供选择的远距离地球观测途径,与可见光/红外遥感技术相比,SAR 成像遥感具有以下几个优点。由于雷达是一种拥有自己的照射源的有源传感系统,因此与无源传感系统不同,它不依靠地球表面反射或辐射的能量,因而雷达在白天或晚上均能获取图像。另外,雷达工作于电磁频谱的微波区,较长波长的微波能量能穿透云层、薄雾和雨。这样,雷达能在可见光/红外系统不能使用的不利天气条件下工作。微波能量的使用也允许观测只有在微波区才有的地球特征,而这些特征采用可见光/红外系统是检测不到的。因此,SAR 在民用和军用的众多领域得到了广泛应用。本章重点讨论合成孔径雷达的技术原理和应用,并对 ISAR 成像的基本原理进行简单介绍。

10.1 概 述

雷达技术中角分辨力(在两坐标雷达中为方位分辨力或横向距离分辨力)经典概念的数学表达式为

$$\delta_r = \frac{\lambda}{D} R \quad (10-1)$$

式中, λ 为波长, D 为天线孔径, R 为斜距。

例如,高空侦察飞机的飞行高度为 20km,用一 X 波段($\lambda = 3\text{cm}$)侧视雷达探测,如图 10.1 所示。设其方位向孔径 $D = 4\text{m}$,则在离航迹 35km 处(此处 $R \approx 40\text{km}$)的方位分辨力约为

$$\delta_r = \frac{\lambda}{D} R = \frac{0.03}{4} \times 40\,000 = 300(\text{m})$$

显然,300m 的空间分辨力不能满足军事侦察要求。

提高方位分辨力的常规方法只有两条技术途径:一是采用更短的波长,二是研制尺寸更大的天线。但是这两个技术途径都是有限度的,对某些应用场合是不可取的。然而,可利用雷达与被测物体之间相对运动产生的随时间变化的多普勒频率,对之进行横向相干压缩处理(等效地,增大了天线的有效孔径),从而实现方位上的高分辨力。

下面将对常规雷达天线、非聚焦合成孔径和聚焦合成孔径先进行简单地比较,且采用合成孔径的专用术语,给出这三种类型的分辨力比较。有关距离和方位联合分辨力的更详细的推导将在本章的后面部分给出。

比较三种情况的方位分辨力有三种技术:(1) 常规技术,这种情况下的方位分辨力依赖于发射波束宽度;(2) 非聚焦型合成孔径技术,合成孔径的长度可以达到非聚焦技术所能容许的数值;(3) 聚焦型合成孔径技术,合成天线的长度等于每个距离上发射波束的线性宽度。

常规情况的线性方位分辨力可由下式给出,即

$$\delta_{x_R} = \frac{\lambda R}{D} \quad (\text{rad}) \quad (10-2)$$

非聚焦型情况下的分辨力为

$$\delta_{x_u} = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda R} \quad (\text{rad}) \quad (10-3)$$

聚焦型情况下的分辨力为

$$\delta_{x_s} \approx \frac{R\lambda}{2L_s} \quad (\text{rad}) \quad (10-4)$$

式中, λ 为雷达发射信号的波长(m); R 为到需要分辨目标的距离(m); D 为实际天线的水平孔径有效长度(m); δ_{x_R} 为采用实际天线的横向距离分辨力(m); δ_{x_u} 和 δ_{x_s} 分别为采用非聚焦型和聚焦型合成天线的横向距离分辨力; L_s 为合成天线的有效长度(m)。

图 10.2 是这三种情况的方位分辨力与雷达距离的关系曲线,是在天线孔径为 5ft,波长为 0.1ft 的情况下画出的。

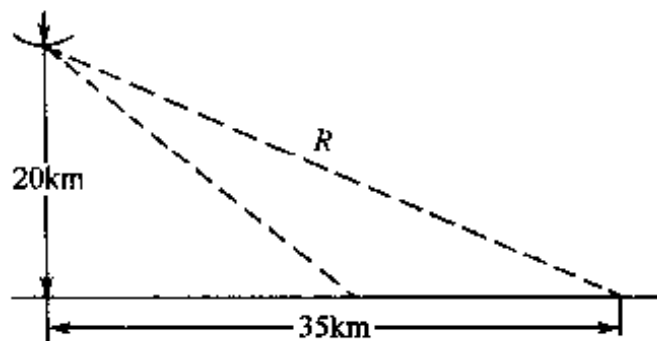


图 10.1 侧视雷达侦察、测绘的示意图

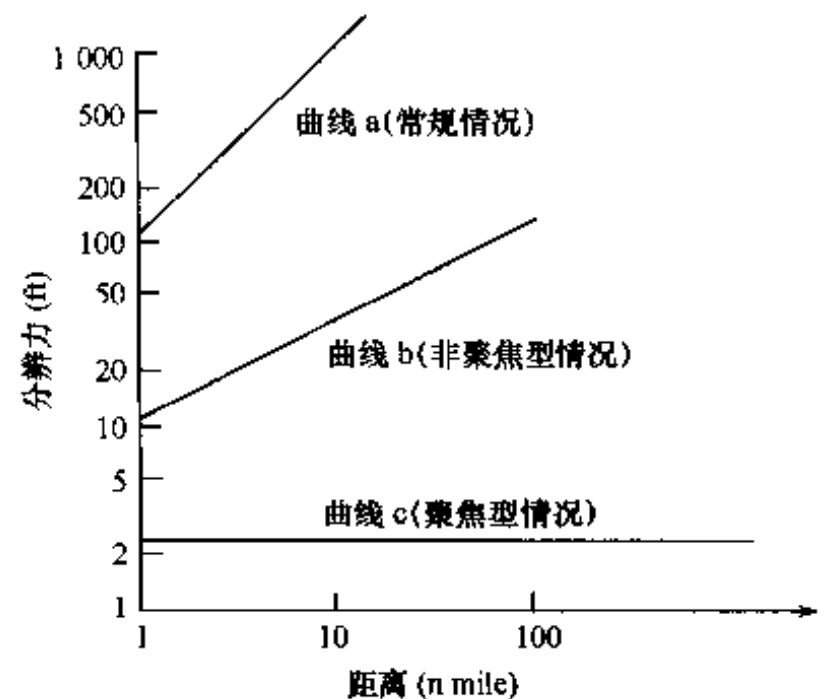
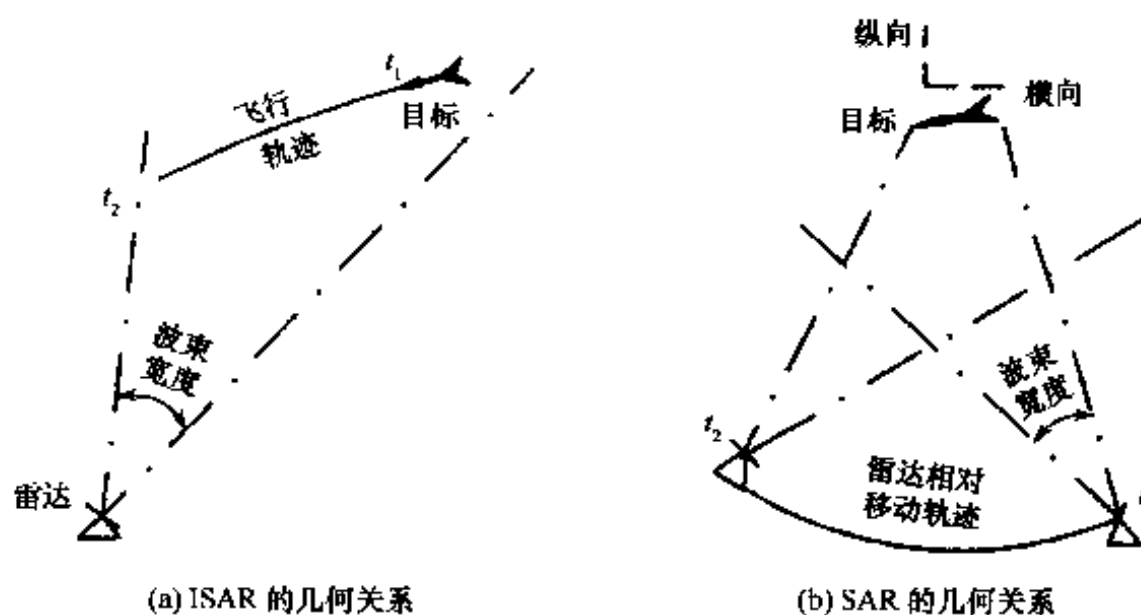


图 10.2 三种情况的距离与方位分辨力关系曲线

提高横向距离分辨力所采用的合成孔径技术原理上有三种不同的方法:多普勒波束锐化(DBS)、侧视合成孔径雷达(SAR)和利用目标转动的逆合成孔径雷达(ISAR)。

在 20 世纪 50 年代,人们提出采用天线合成的方法来实现合成大孔径,即让雷达沿直线移动(此时目标不动),并在不同移动位置发射信号,然后对各处回波信号进行综合处理来提高方位分辨,这就是所谓 SAR 成像。不难看出,上述合成的重要条件是雷达与目标之间的相对运动。如果让雷达不动而目标移动,那么同样存在相对运动。根据这一事实,同 SAR 一样可对目标进行方位向高分辨合成处理,这就是 ISAR(逆合成孔径雷达)成像。图 10.3(a) 和(b) 分别示出 ISAR 和 SAR 的几何关系。



(a) ISAR 的几何关系

(b) SAR 的几何关系

图 10.3 ISAR 和 SAR 的几何关系的示意图

10.2 合成孔径雷达原理

合成孔径雷达的概念是采用相干雷达系统和单个移动的天线模拟真实线性天线阵中所有天线的功能。单个的天线依次占据合成阵列空间的位置,如图 10.4(a) 所示。在合成阵列里,每个天线位置上所接收的信号,其幅度和相位都被存储起来。这些被存储的数据经过处理,再成像为被雷达所照射区域的图像。

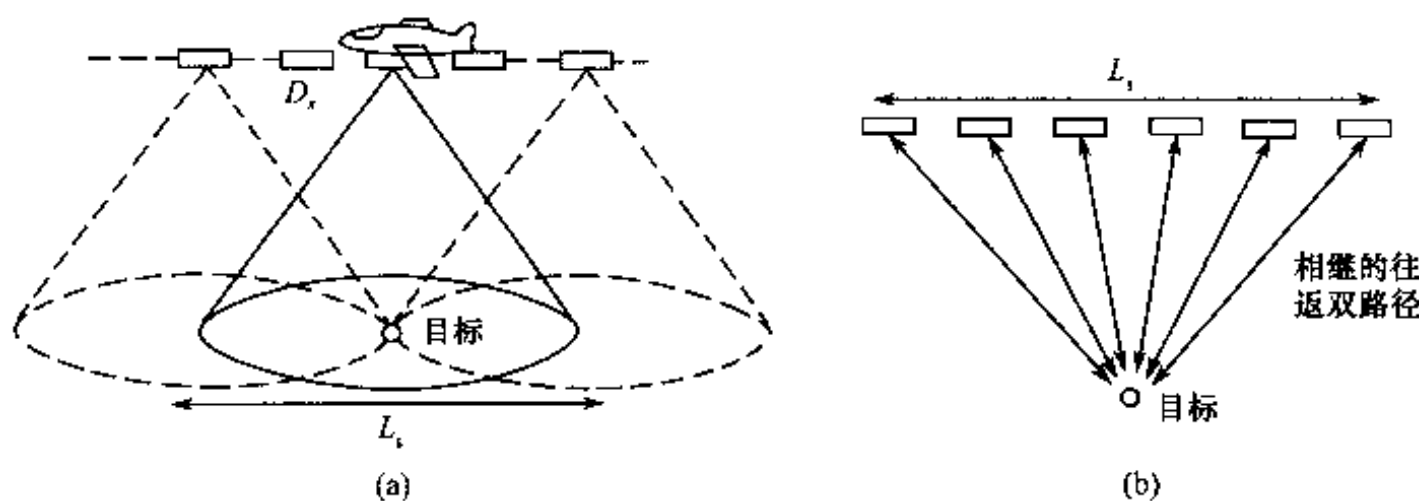


图 10.4 合成阵列的结构示意图

典型的合成孔径雷达结构是侧视的,其雷达天线同飞机航线相垂直,并向下俯适当角度,横向距离分辨力被定义为飞行航线上的分辨力。图 10.4(b) 为合成阵列的结构示意图。

以图 10.5 所示的线性阵列为例,此线性阵列的辐射方向图,可定义为单个阵元辐射方向图和阵列因子的乘积。阵列因子是阵列里天线阵元均为全向阵元时的总辐射方向图。若忽略空间损失和阵元的方向图,则阵列的输出可表示为

$$V_R = \sum_{n=1}^N \{A_n \exp[-j(2\pi/\lambda)d]\}^2 \quad (10-5)$$

式中, V_R 为实际阵列的电压之和; A_n 为第 n 个阵元的幅值; d 为线性阵列阵元的间距; N 为阵列中阵元的总数。

因此,阵列的半功率点波瓣宽度为

$$\theta_{0.5} = \frac{\lambda}{L} \quad (\text{rad}) \quad (10-6)$$

式中, L 为实际阵列的总长度。若阵列对目标的斜距为 R , 则其横向距离分辨力为

$$\delta_r = \frac{\lambda R}{L} \quad (\text{m}) \quad (10-7)$$

例如我们不用这么多的实际小天线,而是只用一个小天线,让这个小天线在一条直线上移动,如图 10.4(b) 所示。小天线发出第一个脉冲并接收从目标散射回来的第一个回波脉冲,把它存储起来后,就按理想的直线移动一定距离到第二个位置。小天线在第二个位置上再发一个同样的脉冲波(这个脉冲与第一个脉冲之间有一个由时延而引起的相位差),并把第二个脉冲回波接收后也存储起来。依次类推,一直到这个小天线移动的直线长度相当于阵列大天线的长度时为止。这时候把存储起来的所有回波(也是 N 个)都取出来,同样按矢量相加。在忽略空间损失和阵元方向图情况下,其输出为

$$V_s = \sum_{n=1}^N \{A_n \exp[-j(2\pi/\lambda)d]\}^2$$

式中, V_s 为合成阵列的输出电压。其区别在于每个阵元所接收的回波信号是由同一个阵元的照射产生的。

所得的实际阵列和合成阵列的双路径方向图不同点示于图 10.6 中。合成阵列的有效半功率点波瓣宽度近似于相同长度的实际阵列的一半, 即

$$\theta_s = \frac{\lambda}{2L_s} \quad (10-8)$$

式中, L_s 为合成孔径的有效长度, 它是当目标仍在天线波瓣宽度之内时飞机飞过的距离, 如图 10.7 所示; 因子 2 代表合成阵列系统的特征, 出现的原因是往返的相移确定合成阵列的有效辐射方向图, 而实际阵列系统只是在接收时才有相移。从图 10.6 中还可看到合成阵列的旁瓣比实际阵列稍高一点。

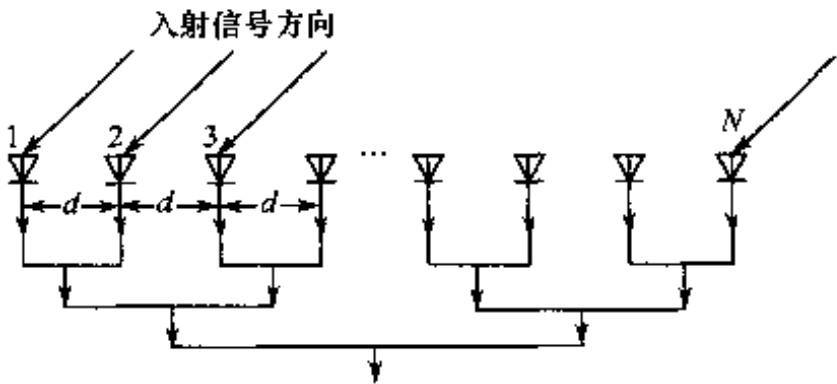


图 10.5 N 个阵元的线性阵列天线的示意图

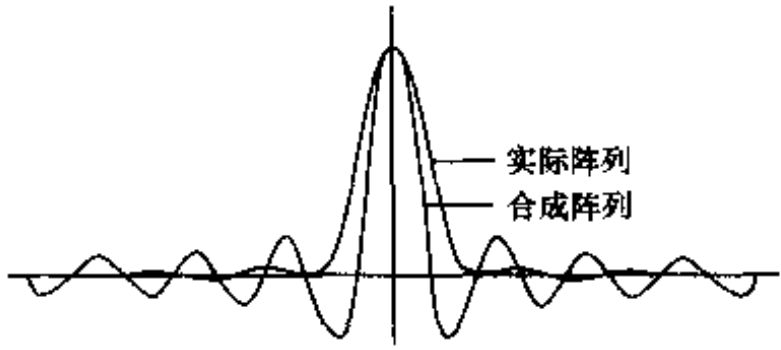


图 10.6 实际阵列和合成阵列的双路径波束的示意图

用 D_x 作为单个天线的水平孔径, 合成孔径的长度为

$$L_s = \frac{\lambda R}{D_x} \quad (10-9)$$

则合成孔径阵列的横向距离分辨力为

$$\delta_s = \theta_s R \quad (10-10)$$

或将式(10-8)和式(10-9)代入式(10-10), 得分辨力为

$$\delta_s = \frac{\lambda}{2L_s} R = \frac{\lambda R}{2} \frac{D_x}{\lambda R} = \frac{1}{2} D_x \quad (10-11)$$

式(10-11)有几点值得注意, 首先, 其横向距离分辨力与距离无关。这是由于合成天线的长度 L_s 与距离成线性关系, 因而长距离目标比短距离目标的合成孔径更大, 如图 10.8 所示。

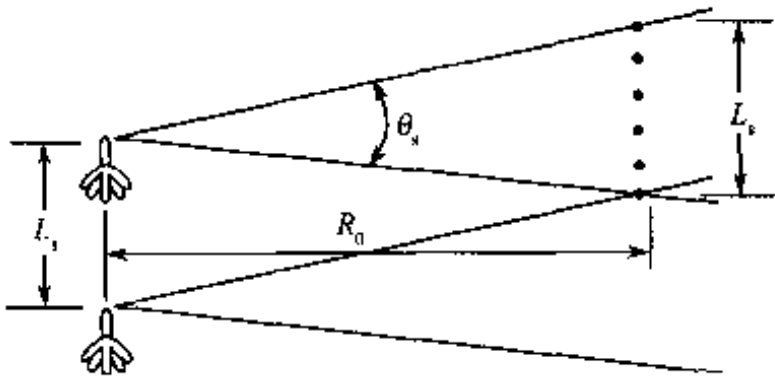


图 10.7 侧视 SAR 的几何图的示意图

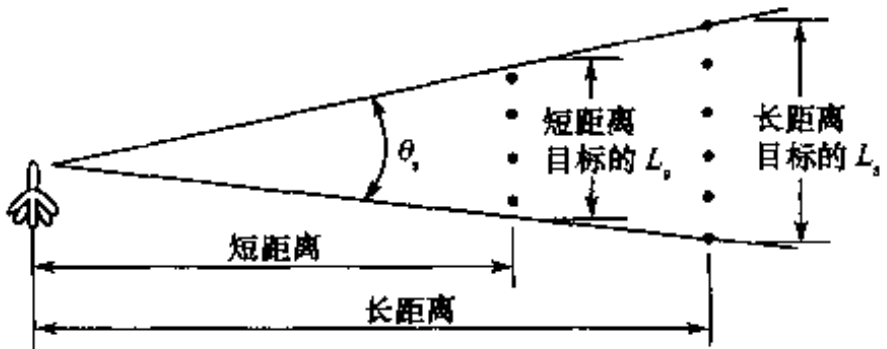


图 10.8 目标距离对侧视 SAR 的影响的示意图

其次, 横向距离分辨力和合成天线的“波束宽度”不随波长而变。虽然式(10-8)所表示的合成波束宽度随波长的加长而展宽, 但是由于长的波长比短的波长的合成天线长度更长, 从而抵消了合成波束的展宽。

最后, 如果将单个天线做得更小些, 则分辨力就会更好些, 这正好与实际天线的横向距离

分辨力的关系相反,这可参照图 10.9 来解释。因为单个天线做得越小,则其波束就越宽,因而合成天线的长度就更长。当然,单个天线小到什么程度有其限制,因为它需要足够的增益和孔径,以确保合适的信噪比。

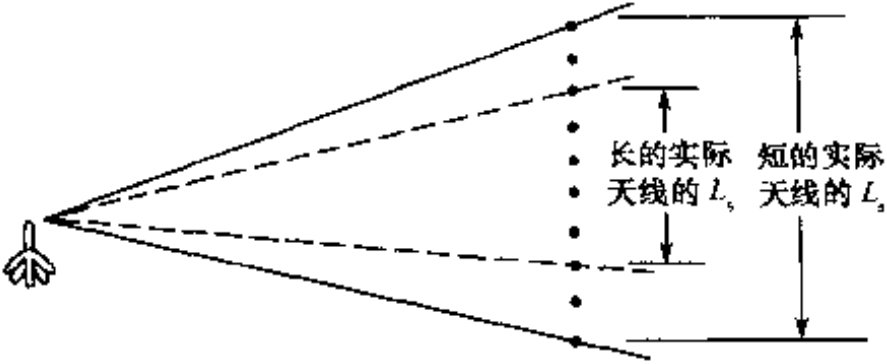


图 10.9 单个天线尺寸对侧视 SAR 的影响的示意图

为达到式(10-11)的分辨力需要对信号进行附加处理,所需的处理就是要对 SAR 天线在每一位置上所接收到的信号进行相位调整,使这些信号对于一个给定的目标来说是同相的。它属于聚焦型合成孔径。

合成孔径可分为聚焦式和非聚焦式。所谓非聚焦式就是指不用改变孔径内从各种不同位置来的信号的相移就能完成被存储信号的积累。可以想到,既然对各种不同位置来的回波不进行相位调整,则相应的合成孔径长度一定受到限制。设 L_s 为非聚焦合成孔径长度,超过这个长度范围的回波信号由于其相对相位差太大,如果让它与 L_s 范围内的回波信号相加,其结果反而会使能量减弱而不是加强,这是很容易用两个矢量相加的概念来理解的。如果两个矢量的相位差超过 $\pi/2$,则它们的矢量和可能小于原来矢量的幅度。下面我们来计算非聚焦式合成孔径雷达的分辨力。

首先要确定非聚焦合成孔径长度 L_s 。由图 10.10 所示的几何关系得

$$\left(R_0 + \frac{\lambda}{8}\right)^2 = \frac{L_s^2}{4} + R_0^2 \tag{10-12}$$

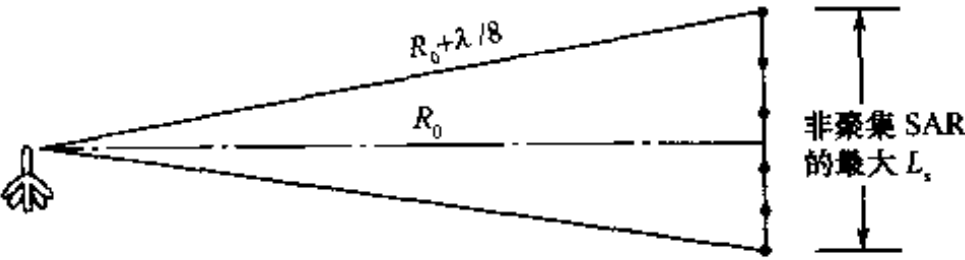


图 10.10 非聚焦 SAR 的 L_s 限制的示意图

图 10.10 表明,一个目标到非聚焦式合成阵列中心和边沿的双程距离差应等于 $\frac{\lambda}{4}$,以保证合成孔径范围内的回波相干相加。式(10-12)可简化为

$$\lambda\left(R_0 + \frac{\lambda}{16}\right) = L_s^2 \tag{10-13}$$

式中, R_0 为航线的垂直距离。由于非聚焦处理时,散射体总是在合成天线的远场区,所以 $R_0 \gg \lambda/16$ 。上式就变成

$$L_s \approx (\lambda R_0)^{1/2} \tag{10-14}$$

将式(10-14)代入式(10-8),得

$$\theta_s \approx \frac{\lambda}{2} (\lambda R_0)^{-1/2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{R_0}\right)^{1/2} \tag{10-15}$$

将式(10-15)代入式(10-10),得

$$\delta_s \approx \frac{1}{2} (\lambda R_0)^{1/2} \quad (\text{rad}) \quad (10-16)$$

式中, θ_s 和 δ_s 表示非聚焦式合成孔径阵列的有效半功率点波瓣宽度和横向距离分辨力。

图 10.11 为非聚焦 SAR 处理的示意图。首先, 在飞行路径每个位置上接收各距离单元上的信号, 然后, 对不合格的方位角作校正并加以存储。当各距离单元存储到所需的信号数之后, 将来自不同天线位置的信号相干地相加。每个距离单元有一个求和处理。最后将所得结果送入显示阵列。为产生连续的移动显示, 显示阵列对每个求和处理是移动的。

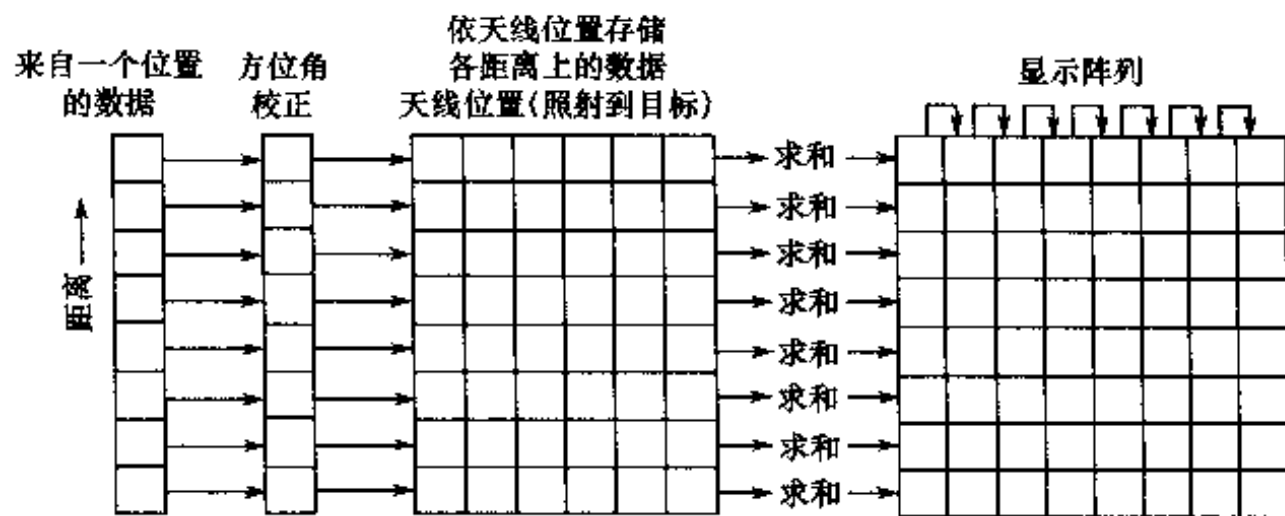


图 10.11 非聚焦 SAR 处理的示意图

注意:非聚焦型合成天线的横向线性分辨力与实际天线孔径大小无关, 采用短的波长可改善横向距离分辨力。该分辨力与 $\sqrt{\lambda}$ 成比例地变化, 并随着距离的平方根增加而变坏。在如图 10.12 所示中给出了式(10-16)的曲线图。

在聚焦式中, 给阵列中每个位置来的信号都加上适当的相移, 并使同一目标的信号都位于同一距离门之内。于是, 同目标的距离无关, D_r 的全部横向距离分辨力潜力都可以实现。图 10.12 示出距离有差别的一组样本的数据, 图 10.12(a) 为一组原始样本数据, 图 10.12(b) 为一组聚焦校正后的样本数据。

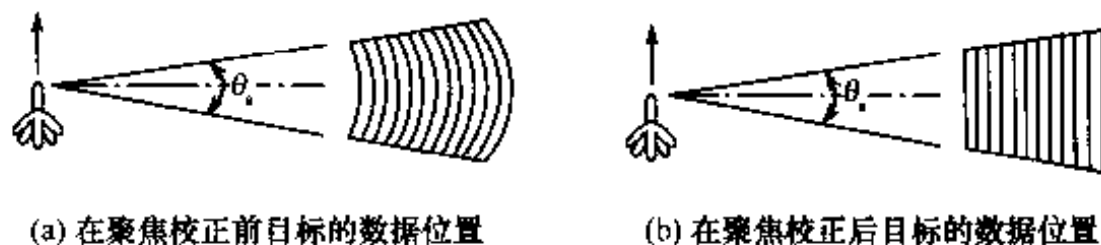


图 10.12 聚焦前、后的数据的示意图

相位校正采用图 10.13 所示的原理。对于第 n 个阵元位置的相位校正, 根据所示的图形可列出方程如下

$$(\Delta R_n + R_0)^2 = R_0^2 + (ns)^2 \quad (10-17)$$

式中, R_0 为从垂直的 SAR 阵元到被校正的散射体的距离, ΔR_n 为垂直的 SAR 阵元和第 n 个阵元之间的距离差, n 为被校正阵元的序号, s 为阵元之间的飞行路径间距。

假设 $\Delta R_n/2R_0 \ll 1$, 则由上述方程解出

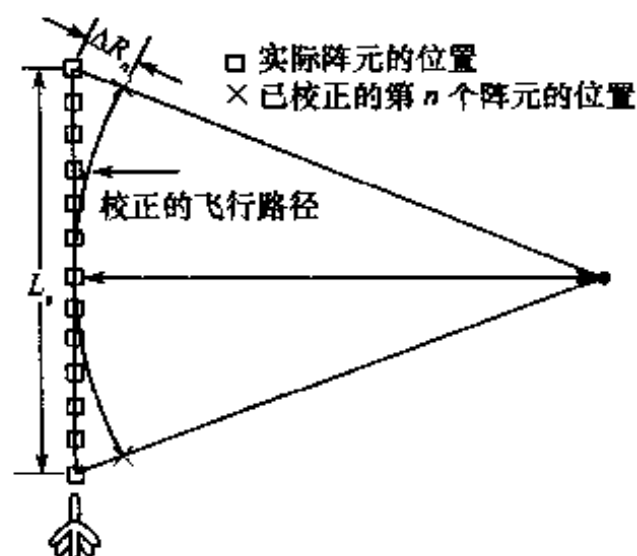


图 10.13 聚焦原理的示意图

$$\Delta R_n = \frac{n^2 s^2}{2R_0} \quad (10-18)$$

与聚焦距离误差有关的相位误差为

$$\Delta \phi_n = \frac{2\pi(2\Delta R_n)}{\lambda} = \frac{2\pi n^2 s^2}{\lambda R_0} \quad (10-19)$$

式中, $2\Delta R_n$ 是考虑来回双程之故。

图 10.14 为聚焦的处理示意图。数据阵由每个阵列阵元(行)的每个距离单元(列)的 I 和 Q 两路组成。在相位角校正后,数据阵就被图中所示的“框住了”。该框表示实际天线的波束,而框内的数据为一个 SAR 处理的数据。框内的全部数据阵都实施相位校正,于是,由图 10.12(a)表示的数据变换成图 10.12(b)所表示的数据。其结果在被校正的距离单元范围内求和。这个和就是在被处理的距离和横向距离上的图像像素。然后,沿着飞行途径数据阵列逐步引入下一个图像像素且重复处理之。若处理器速度是足够快的,则在显示器上将基本实时地呈现一条图像带。若处理器速度不够快,则需将一批阵元数据点加以积累、存储以及后处理,以便得到一个图像。

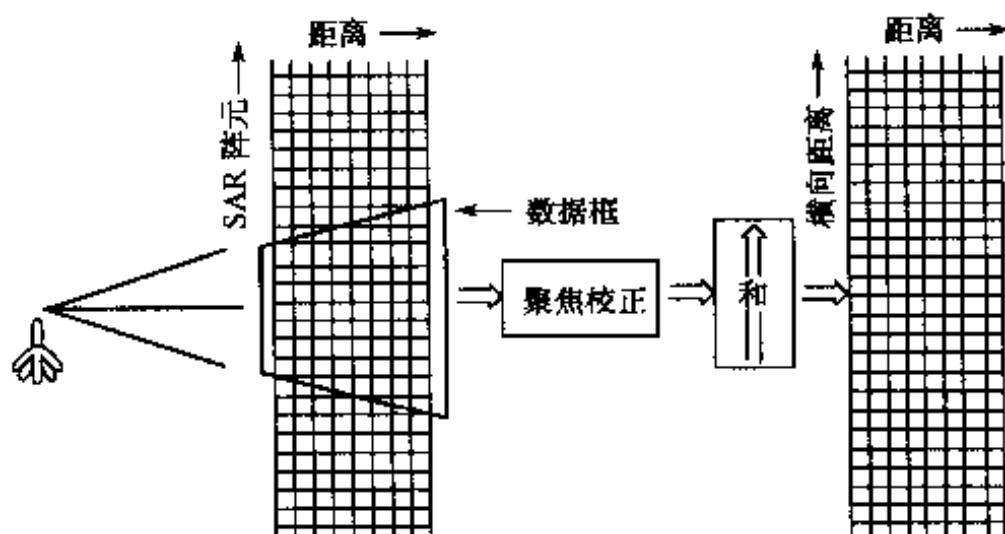


图 10.14 聚焦处理的示意图

综上所述,可由图 10.15 示出 SAR 数据处理图像的示意图。因为在方位向合成孔径必须在一个时间周期内建立,所以来自所谓“距离线”的相继发射脉冲的雷达回波必须存储在存储器中,直到获得足够产生目标图像的方位向样本数为止。因此,所得 SAR“行数据”具有一种矩形格式,沿距离一维对应于“距离时间” t_g ,另一维则对应于“方位时间” t_A 。

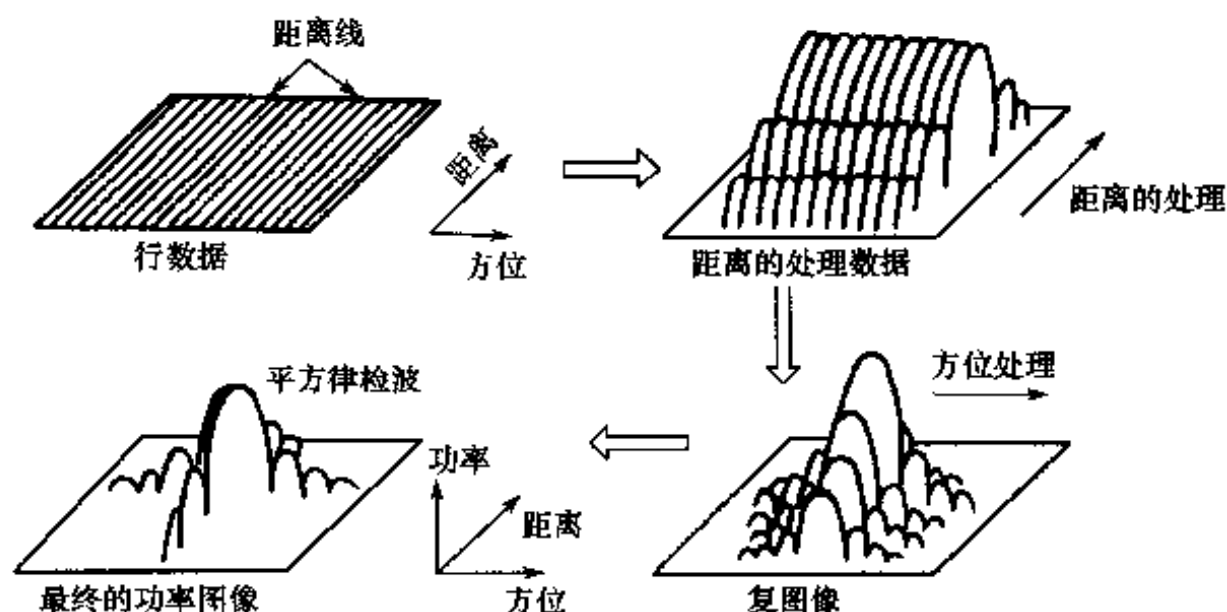


图 10.15 SAR 数据处理图像的示意图

10.3 合成孔径雷达原理的另一种解释

10.2 节已对合成孔径雷达原理作了说明,本节从分析回波信号的特性入手,从频谱分析、相关、匹配滤波角度来说明合成孔径原理。

10.3.1 回波信号的特性

为了便于数学分析,我们先把机载合成孔径雷达在运用过程中的几何关系作一说明。如图 10.16 和图 10.17 所示,飞机以 v_a 的速度沿 x 方向作匀速直线飞行,飞行高度为 h ,机载雷达的天线以规定的俯角向航线正侧方向地面发射无线电波。设其垂直波束角为 θ_r ,航向波束角为 θ_a ,测绘带宽为 W ,最大合成孔径长度为 $L_{\max}$,最小合成孔径长度为 $L_{\min}$ 。

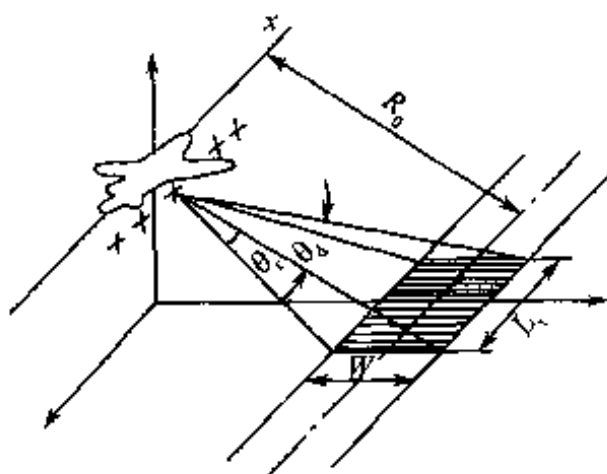


图 10.16 机载合成孔径雷达运用的示意图

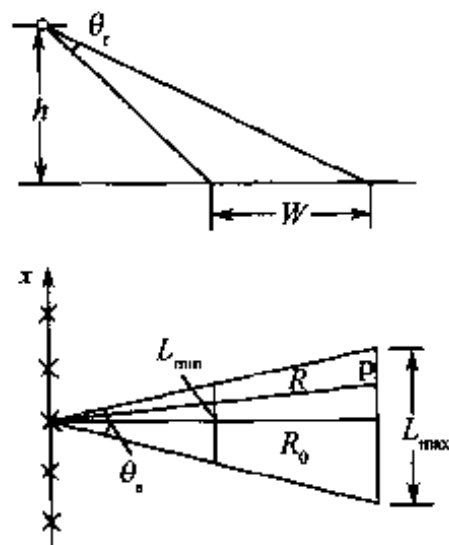


图 10.17 机载合成孔径雷达几何关系的示意图

假设被测目标为一理想点目标 p , p 点与航线 x 的垂直斜距为 R_0 。我们把航线 x 和 R_0 所构成的平面作为坐标平面。设飞机在 $t = 0$ 时处在坐标原点。在某一瞬时 t , 飞机的位置在 $x_a = v_a t$ 。点目标 p 的位置在这个坐标系里是固定的, 其坐标为 (x_p, R_0) 。在 t 时刻, p 点与飞机上雷达天线的斜距 R 为

$$R = \sqrt{R_0^2 + (x_a - x_p)^2} \quad (10-20)$$

一般情况下, $R_0 \gg (x_a - x_p)$, 上式可近似为

$$R = R_0 \sqrt{1 + \frac{(x_a - x_p)^2}{R_0^2}} \approx R_0 + \frac{(x_a - x_p)^2}{2R_0} \quad (10-21)$$

天线发出的是周期性的相干等幅高频脉冲波, 设其频率为 f_0 , 振幅为 A , 脉冲重复频率为 f_r , 重复周期 $T_r = 1/f_r$, 脉冲宽度为 τ 。作为分析的第一步, 我们先假设天线发射的为一连续波余弦信号, 而把实际发射的周期性脉冲信号看成是对连续波信号的抽样, 其抽样频率即脉冲重复频率为 f_r 。并且假定余弦信号的振幅归一化为 1, 起始相位为 0, 于是用复指数函数表示得

$$S_0(t) = \text{Re}(e^{j\omega t})$$

式中, 符号 Re 表示取复数的实部, $\omega = 2\pi f_0$ 为角频率。这一信号以电磁波的形式从天线发出后, 到达点目标 p , p 开始散射电磁波, 有一部分后向散射能量被天线接收, 成为回波信号 $S_r(t)$ 。设点目标 p 的散射系数为 σ^0 , 则 $S_r(t)$ 可表示成

$$S_r(t) = \text{Re}[K\sigma^0 e^{j\omega(t-\tau_0)}] \quad (10-22)$$

式中, K 表示由距离 R 及其他因素引起的对信号幅度的衰减因子, τ_0 为信号往返的时延, 即

$$\tau_0 = \frac{2R}{c} \quad (10-23)$$

式中, c 为光速。将式(10-21)代入式(10-23)得

$$\tau_0 = \frac{2}{c} \left[R_0 + \frac{(x_a - x_p)^2}{2R_0} \right] = \frac{2R_0}{c} + \frac{(x_a - x_p)^2}{cR_0} \quad (10-24)$$

把式(10-24)代入式(10-22),回波信号为

$$S_r(t) = \text{Re} \left\{ K\sigma^0 \exp j\omega \left[t - \frac{2R_0}{c} - \frac{(x_a - x_p)^2}{cR_0} \right] \right\} \quad (10-25)$$

为简洁起见,把符号 Re 略去,并且将其振幅归一化后得

$$S_r(t) = e^{j\omega t} e^{-j\frac{4\pi R_0}{\lambda}} e^{-j\frac{2\pi(x_a - x_p)^2}{\lambda R_0}} \quad (10-26)$$

式中, λ 表示发射波长($\lambda = c/f_0$)。取实部,写成常见的余弦信号形式

$$S_r(t) = \cos \left[\omega t - \frac{4\pi R_0}{\lambda} - \frac{2\pi(x_a - x_p)^2}{\lambda R_0} \right] \quad (10-27)$$

考察这个信号的相位,它由三项组成,写成

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$$

式中, $\phi_1 = \omega t$ 为原发射信号的一次相位项(线性相位), $\phi_2 = -4\pi R_0/\lambda$ 是随 R_0 而变的相位项,但与时间无关。对在同一垂直斜距的目标来说, R_0 是常数, ϕ_2 是常数相位,在考察相位变化特性时,可忽略不计。 $\phi_3 = -2\pi(x_a - x_p)^2/\lambda R_0$, 这是最重要的相位项,是合成孔径技术中信号处理的关键,其中 $x_a = v_a t$, $x_p = v_a t_0$, t_0 表示飞机到达目标 p 所在的坐标位置 x_p 所需的时间,于是 ϕ_3 也可写成

$$\phi_3 = -\frac{2\pi v_a^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \quad (10-28)$$

这是随时间呈平方律变化的二次相位项,式中 v_a 为飞机飞行速度。将相位对时间求导数,再除以 2π ,即得回波信号的瞬时频率为

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[\omega t - \frac{4\pi R_0}{\lambda} - \frac{2\pi v_a^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \right] = f_0 - \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} (t - t_0) \quad (10-29)$$

式中, f_0 是发射信号的载频。第二项就是因天线与目标有相对运动而引起的多普勒频移,通常用 f_d 表示。

$$f_d = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} (t - t_0) \quad (10-30)$$

它随时间呈线性变化,可见回波信号是一种线性调频信号,其调频斜率为

$$k_a = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \quad (10-31)$$

我们把发射信号和回波信号的相位变化和频率变化示于图 10.18 以资比较,便于进一步讨论回波信号的特性。

从式(10-30)和图 10.18 可看出,由点目标 p 引起的多普勒频移有一个范围,以 $t = t_0$ 为中心,向正负两方面变化。当 $t = t_0$ 时,天线位置正好处在 p 点与航线的垂直斜距点,在这个瞬间,飞机速度 v_a 在 p 点方向的分速度,即两者的径向速度等于 0,多普勒频率为 0。在 $t = t_0$ 时刻以前, $t - t_0$ 为负, f_d 为正,其最大值发生在

$$t = t_0 - \frac{L_s/2}{v_a} = t_0 - \frac{T_s}{2} \quad (10-32)$$

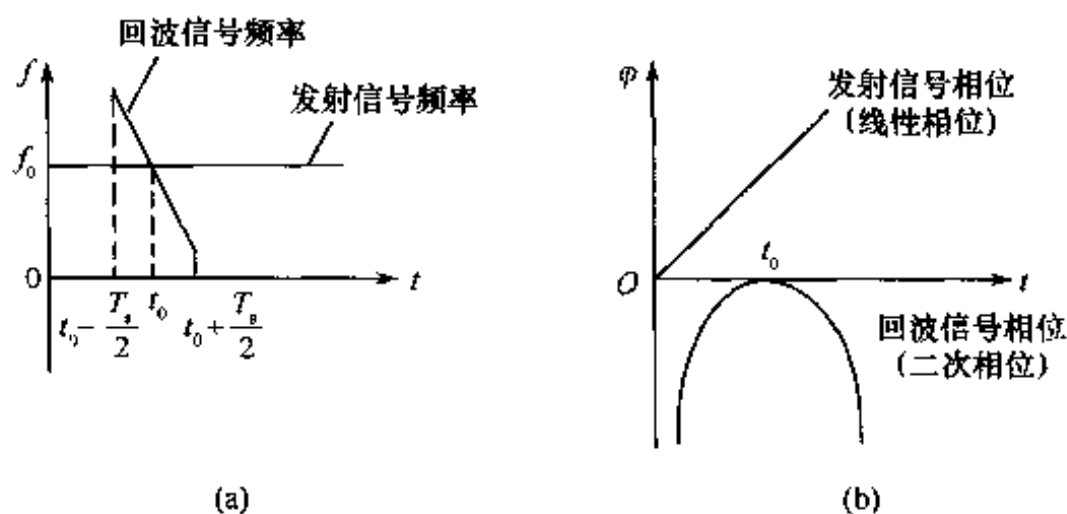


图 10.18 发射信号和回波信号的频率和相位特性关系曲线

式中, L_s 为 p 点所在位置的合成孔径长度, T_s 为合成孔径时间。这时, 多普勒频移为

$$f_{d1} = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \left[\left(t_0 - \frac{L_s}{2v_a} - t_0 \right) \right] = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{L_s}{2v_a} = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{T_s}{2} \quad (10-33)$$

在 $t = t_0$ 时刻以后, $t - t_0$ 为正, f_d 为负值, 其最大负值发生在

$$t = t_0 + \frac{L_s/2}{v_a} = t_0 + \frac{T_s}{2} \quad (10-34)$$

这时, 多普勒频移为

$$f_{d2} = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \left(t_0 + \frac{L_s}{2v_a} - t_0 \right) = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{L_s}{2v_a} = -\frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{T_s}{2} \quad (10-35)$$

从式(10-33) 和式(10-35), 也可直接从图 10.18 得到点目标 p 的回波多普勒频移的带宽为

$$\Delta f_d = f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s = \frac{2v_a}{\lambda} L_s \quad (10-36)$$

由于 T_s 可以表示为

$$T_s = \frac{L_s}{v_a} = \frac{\theta_a R_0}{v_a} \quad (10-37)$$

故多普勒带宽也可写成

$$\Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} \frac{\theta_a R_0}{v_a} = \frac{2v_a}{\lambda} \theta_a \quad (10-38)$$

式(10-36) 和式(10-38) 表明, 回波信号的多普勒带宽与飞机航速 v_a 、合成孔径长度 L_s 或航向波束宽度 θ_a 成正比。

下面我们从线性调频信号的频谱来考察回波信号的特点。

我们把式(10-26) 中的载频项和常数相位项略去后, 得到回波信号为

$$S_r(t) = e^{j \frac{2\pi v_a^2 (t-t_0)^2}{\lambda R_0}}$$

把式(10-31) 的调频斜率 k_a 代入, 得

$$S_r(t) = e^{j\pi k_a (t-t_0)^2} \quad (10-39)$$

为计算回波信号的频谱, 规定回波信号的包络为幅度归一化的矩形脉冲, 其包络函数为

$$a(t) = \text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

并假设 $t_0 = 0$, 这不失其一般性, 只不过表示点目标的坐标为 $x_p = 0$ 。于是可写出回波信号为

$$S_r(t) = a(t) e^{j\pi k_a t^2} \quad (10-40)$$

其频谱为

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{j\pi k_a t^2} e^{-j\omega t} dt \quad (10-41)$$

用解析法直接计算出这个积分过程比较复杂,用驻定相位原理可较容易地计算出它的近似值。在这个式子中,被积函数中的相位为

$$\phi_i = \omega t - \pi k_a t^2 \quad (10-42)$$

把这个相位项对时间求导数就得瞬时频率。如果这个频率比较高,则这个被积函数在正负之间的振荡比较快,结果使它的积分值往往趋向于 0(即正负相消,对积分值无实际贡献)。如果这个相位对时间的导数在某一点(即在某一时刻)为 0,表示这一点的瞬时频率为 0,也就是相位曲线在这一点的切线的斜率为 0,这时切线与时间轴平行,在该切点附近相位曲线的变化很小,即相位值是平稳的或驻定的。在这一相位驻定点附近,被积函数变化的频率为 0,即不作正负的起伏,积分值主要由这段函数曲线值决定。这就是驻定相位原理。

我们求被积函数的相位 ϕ_i 的导数,并使之等于 0,由式(10-42)得

$$\frac{d}{dt}\phi_i = \omega - 2\pi k_a t = 0 \quad (10-43)$$

或

$$\omega = 2\pi k_a t = \phi'(t) \quad (10-44)$$

式中, $\phi'(t)$ 表示回波信号相位 $\pi k_a t^2$, 驻定相位点的时刻 t_k 表达式为

$$t_k = \frac{\omega}{2\pi k_a} \quad (10-45)$$

于是可以把式(10-41)的积分近似地写成

$$S(\omega) = \int_{t_k - \Delta}^{t_k + \Delta} a(t) e^{j(\omega t - \pi k_a t^2)} dt \quad (10-46)$$

此处 $\pm \Delta$ 表示驻定相位点 t_k 附近的时刻。

我们再把相位项 $\omega t - \pi k_a t^2$ 在驻定相位点 t_k 展成幂级数,并用 $\phi(t)$ 表示回波信号的相位 $\pi k_a t^2$, 得

$$\omega t - \phi(t) = \omega t_k - \phi(t_k) + [\omega - \phi'(t_k)](t - t_k) - \frac{\phi''(t_k)}{2!}(t - t_k)^2 + \dots \quad (10-47)$$

在 $t - t_k$ 很小的条件下,取前三项即可,略去 $t - t_k$ 二次项以上的高次项,由于 $\omega - \phi'(t_k) = 0$,则式(10-47)变为

$$\omega t - \phi(t) = \omega t_k - \phi(t_k) - \frac{\phi''(t_k)}{2}(t - t_k)^2 \quad (10-48)$$

把式(10-48)代入式(10-46)得

$$S(\omega) = a(t_k) e^{j[\omega t_k - \phi(t_k)]} \int_{t_k - \Delta}^{t_k + \Delta} e^{-j\frac{\phi''(t_k)}{2}(t - t_k)^2} dt \quad (10-49)$$

作变量置换,令

$$t - t_k = \mu, \quad \frac{\phi''(t_k)}{2} \mu^2 = \frac{\pi y^2}{2}$$

则有

$$d\mu = \sqrt{\pi[\phi''(t_k)]}^{-1/2} dy$$

代入式(10-49),可得

$$S(\omega) = 2\sqrt{\pi} \frac{a(t_k)}{\sqrt{|\phi''(t_k)|}} e^{-j[\omega t_k - \phi(t_k)]} \int_0^{[\phi''(t_k)/\pi]^{1/2} \Delta} e^{j\frac{y^2}{2}} dy \quad (10-50)$$

上式中的积分项为非涅耳积分的一种形式,有专用数学表可查。如果积分上限较大,则这一积

分趋于 $e^{\pi/4}/2$, 把这个结果代入式(10-50) 得

$$S(\omega) = \sqrt{\pi} \frac{a(t_k)}{\sqrt{|\phi''(t_k)|}} e^{-j[\omega t_k - \phi(t_k) - \pi/4]} \quad (10-51)$$

由于

$$\phi(t) = \pi k_a t^2, \phi'(t) = 2\pi k_a t$$

则

$$\phi''(t_k) = 2\pi k_a$$

将此值代入式(10-51) 得

$$S(\omega) = \frac{a(t_k)}{\sqrt{k_a}} e^{-j(\omega t_k - \pi k_a t_k^2 - \pi/4)} \quad (10-52)$$

如果对所有 t_k 值式(10-52) 都成立, 则得

$$|S(\omega_t)|^2 = \frac{a^2(t)}{k_a} \quad (10-53)$$

或

$$|S(\omega_t)| = \frac{a(t)}{\sqrt{k_a}} \quad (10-54)$$

这是回波信号频域的振幅谱, ω_t 表示 ω 是随时间而变的量。由于归一化矩形脉冲的振幅 $a(t)$ 为一常数, 则振幅谱显然也是矩形的, 可以写成

$$|S(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{k_a}} \text{rect} \frac{\omega}{\Delta\omega} \quad (10-55)$$

由式(10-54) 可以看出, 频谱的自变量 ω 等于回波的瞬时频率 $\phi'(t)$, 因此式(10-55) 中角频率 ω 的变化范围也一定等于回波瞬时频率的变化范围, 而后者我们已知道它等于多普勒频率的变化范围。由此可见, 回波信号的频谱宽度 $\Delta\omega$ 确实等于回波的多普勒带宽, 如图 10.19(a) 所示。

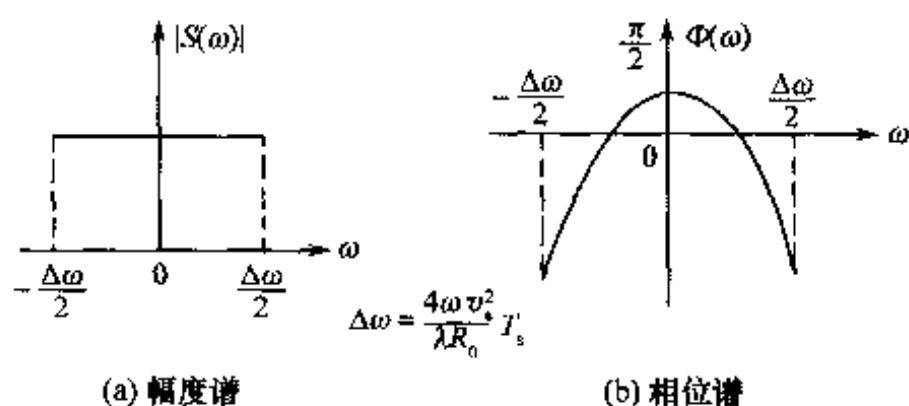


图 10.19 用驻定相位原理得到的回波线性调频信号的近似频谱图

用上述类似概念和方法也可得出回波信号的相位谱, 如图 10.19(b) 所示, 可以表示成

$$\Phi(\omega) = -\frac{\omega^2}{4\pi k_a} + \frac{\pi}{4} \quad (10-56)$$

10.3.2 从频谱分析、相关、匹配滤波角度解释合成孔径原理

设地面两个点目标 p_1 、 p_2 , 它们与飞机航向的垂直斜距相同, 均为 R_0 , 但两者所处的方位不同, 如图 10.20(a) 所示。它们在 x 方向的坐标分别为 x_1 和 x_2 。根据上述, 它们的回波信号都是线性调频信号。这两个线性调频信号的带宽都等于多普勒频移的带宽, 其值为

$$\Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s \quad (10-57)$$

式中, T_s 表示合成孔径时间。两者区别在于多普勒频率变化过程的始点和终点不同。如

图 10.20(b) 所示, 设机载雷达天线从时间起点 $t = 0$ 和位置起点 $x = 0$ 开始向前移动, 并发射第一个脉冲。天线波束在目标 p_1 处的波束宽度, 即合成孔径长度 $L_s = \theta_a R_0$ 。若这时波束前沿刚好照射到目标 p_1 , p_1 回波信号多普勒频率变化的时间起始点 $t_1 = 0$ 。设第二目标 p_2 与 p_1 的直线距离为

$$\Delta x = x_2 - x_1$$

则 p_2 的回波信号多普勒频率变化的起始点显然为 $t_2 = \Delta x / v_a$ 。时间起始点两者的差别为

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \Delta x / v_a$$

由于 v_a 是常数, 如果能分辨 Δt , 也就能分辨 Δx 。

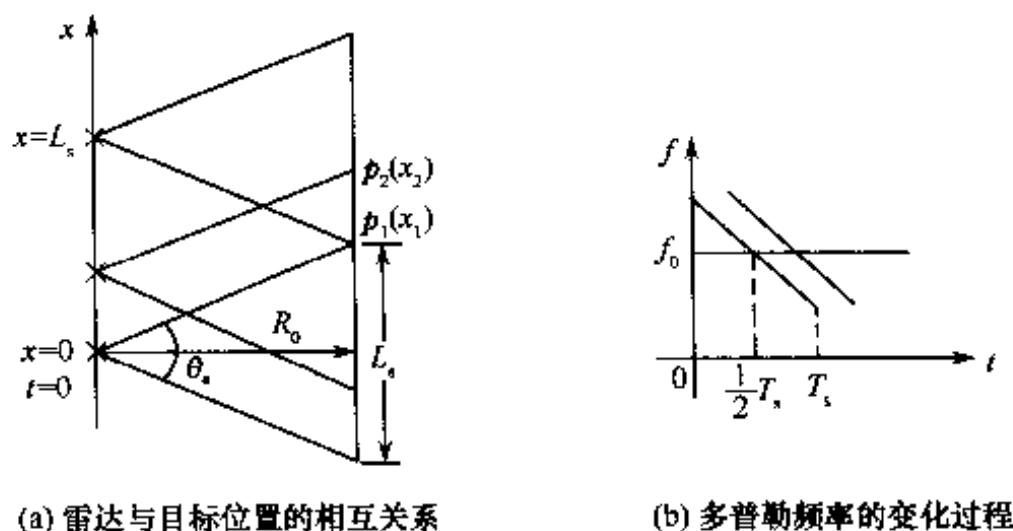


图 10.20 目标的位置与多普勒频率的关系图

我们也可以从频域来看, 在同一时刻, 两个回波信号的瞬时频率不一样。设在时刻 t 飞机的位置在 $x_a = v_a t$, 这时第一个回波的瞬时多普勒频率为

$$f_{d1} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} (x_a - x_1)$$

第二个回波的瞬时多普勒频率为

$$f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} (x_a - x_2)$$

两者的差为

$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} (x_2 - x_1) = \frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x \quad (10-58)$$

如果能分辨这两个频率差, 也就能分辨 Δx 。

在无线电技术里, 分辨频率或分辨时间通常通过混频和相关两条技术途径。

混频技术在超外差接收机里是很普通的。我们这里要对付的是一种线性调频信号。从图 10.20(b) 或图 10.21 很容易想到, 如果用一个具有同样调频斜率的线性调频信号作为本地信号, 和两个回波信号 $S_{d1}(t)$ 及 $S_{d2}(t)$ 进行混频, 即用一个乘法器进行相乘, 在乘法器的输出端就会有和频及差频信号, 在乘法器后面再接一个低通滤波器, 则在滤波器的输出端就会得到两个恒定频率(单频)的信号, 如图 10.21(b) 所示。其中一个对应于点目标 p_1 的回波, 设其频率为 f_1 , 另一个对应于 p_2 的回波, 设其频率为 f_2 。当将这两个单频输出信号的振幅归一化后, 变为矩形振幅的单频脉冲信号, 脉宽均为 T_s (合成孔径时间), 可表示为

$$S_1(t) = \text{rect} \frac{t}{T_s} e^{j\omega_1 t}$$

$$S_2(t) = \text{rect} \frac{t}{T_s} e^{j\omega_2 t}$$

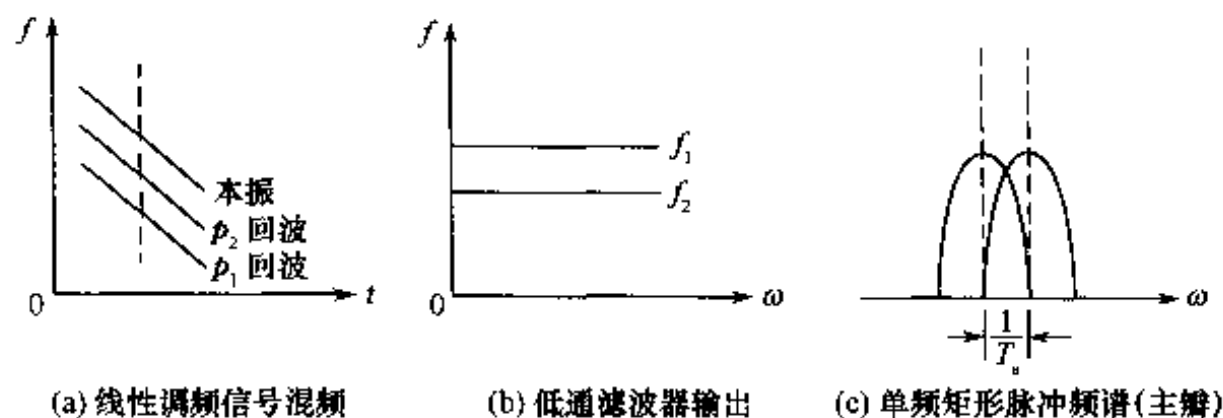


图 10.21 混频技术分辨目标回波例图

这类脉冲信号的频谱是呈 sinc 型($\sin x/x$ 型)的,可通过简单的傅里叶变换得到

$$S_1(\omega) = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j\omega_1 t} e^{-j\omega t} dt = T_s \frac{\sin[(\omega - \omega_1)T_s/2]}{(\omega - \omega_1)T_s/2} \quad (10-59)$$

$$S_2(\omega) = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j\omega_2 t} e^{-j\omega t} dt = T_s \frac{\sin[(\omega - \omega_2)T_s/2]}{(\omega - \omega_2)T_s/2} \quad (10-60)$$

其频谱形状示于图 10.21(c)。它们的半功率点频谱宽度为

$$\Delta f \approx \frac{1}{T_s} \quad (10-61)$$

即带宽与脉冲宽度成反比。

这两个谱线的峰值点距离 $\omega_1 - \omega_2$ 或 $f_1 - f_2$,是由两个目标所产生的回波多普勒频移的起始点决定的,也就是由两个目标的坐标差 Δx 决定的,其关系式(10-58)重写如下

$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x$$

由此可见,如果能分辨这两个谱线的峰值点,也就能分辨相距 Δx 的两个目标。

一般规定,可分辨的极限为两个谱线峰值点之差等于半功率点的频谱宽度,即

$$\Delta f = f_{d1} - f_{d2} \geq \frac{1}{T_s} \quad (10-62)$$

由式(10-58)及式(10-62)得

$$\frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x = \frac{1}{T_s}$$

由此可算出

$$\Delta x = \frac{\lambda R_0}{2v_a} \frac{1}{T_s} = \frac{\lambda R_0}{2L_s}$$

设单个天线方位向孔径为 D_x ,则 $L_s = \lambda R_0/D_x$,代入上式即得方位分辨力的理论值

$$\delta_s = \Delta x = \frac{1}{2} D_x \quad (10-63)$$

与式(10-11)一致。

另一种相关技术也是大家熟悉的。如图 10.22 所示,第一个回波信号 $S_{r1}(t)$ 与另一经过连续可调延时线的具有同样调频斜率的原线性调频信号 f_{t1} 相乘,再取积分。积分器输出端即为原信号的自相关函数 $\mathcal{R}_{11}(\tau)$,它是时延 τ 的函数,用数学式

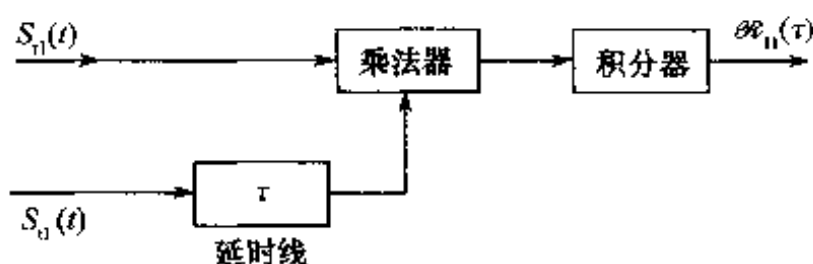


图 10.22 相关技术的原理图

表示为

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} S_{r1}(t) S_{r1}(t + \tau) dt \quad (10-64)$$

式中, T 为信号的持续时间, 在点目标回波的情况下, T 就是合成孔径时间 T_s 。

为简化运算, 通常用复数信号来表示, 这时上式应写成

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} S_{r1}^*(t) S_{r1}(t + \tau) dt \quad (10-65)$$

* 号表示共轭复数。

第一个回波的线性调频信号可写成

$$S_{r1}(t) = e^{j\pi k_a t^2}$$

其自相关函数根据式(10-65)可求出

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{-j\pi k_a t^2} e^{j\pi k_a (t+\tau)^2} dt \quad (10-66)$$

$$\mathcal{R}_{11}(\tau) = e^{j\pi k_a \tau^2} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j2\pi k_a \tau t} dt = T_s \frac{\sin(\pi k_a T_s \tau)}{\pi k_a T_s \tau} \quad (10-67)$$

可见其输出自相关函数也成 sinc 型。其峰值点发生在 $\tau = 0$ 处, 这是一般相关函数的规律。如图 10.23 所示, 其第一个零点发生在式(10-67)中分子等于 0 时, 这时

$$\pi k_a T_s \tau_1 = \pm \pi$$

或

$$\tau_1 = \pm \frac{1}{k_a T_s} \quad (10-68)$$

主瓣宽度为

$$2\tau_1 = \frac{2}{k_a T_s}$$

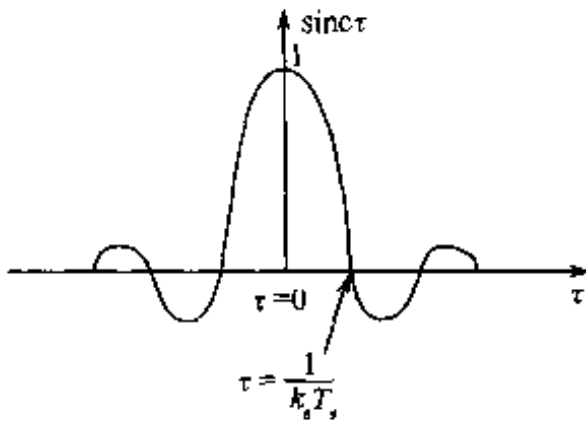


图 10.23 线性调频回波信号的相关函数的示意图

半功率点宽度一般取为主瓣宽度的一半, 即

$$\Delta\tau = \frac{1}{k_a T_s} \quad (10-69)$$

第二个目标 p_2 的回波相关函数的形状与第一个完全相同, 只是峰值出现的时间稍晚, 有一个时延 Δt , 显然 Δt 与目标 p_1 、 p_2 的距离 Δx 有如下关系

$$\Delta t = \frac{\Delta x}{v_a} \quad (10-70)$$

与混频技术中所述的情况相似。一般规定, 两个峰值可分辨的极限是, 第二个峰值的延时 Δt 应不小于主瓣的半功率点宽度, 即

$$\Delta t \geq \frac{1}{k_a T_s} \quad (10-71)$$

于是得到时间分辨力为

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{k_a T_s}$$

用 $k_a = 2v_a^2/\lambda R_0$ 代入上式得

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{2} \frac{\lambda R_0}{v_a^2 T_s} = \frac{1}{2} \frac{\lambda R_0}{v_a L_s}$$

单个天线方位向孔径为 D_x , 则 $L_s = \lambda R_0/D_x$, 代入上式得

$$\delta_t = \Delta t = \frac{1}{2} \frac{D_x}{v_a} \quad (10-72)$$

由式(10-70) 得到空间分辨力为

$$\delta_s = \Delta x = \Delta t v_a = \frac{1}{2} D_x \quad (10-73)$$

我们从相关分析角度又得到聚焦型合成孔径的理论分辨力表达式(10-11)。

熟悉匹配滤波器和相关技术的读者,可能已经注意到,上述聚焦型处理中的自相关过程是等效于匹配滤波处理的。

根据匹配滤波器理论,匹配滤波器的冲激响应 $h(t)$ 应是输入信号 $S_i(t)$ 的延时镜像,即

$$h(t) = K S_i(t_0 - t) \quad (10-74)$$

式中, K 是增益常数。其输出信号为输入信号 $S_i(t)$ 与冲激响应 $h(t)$ 的卷积,即

$$S_o(t) = \int S_i(\tau) h(t - \tau) d\tau$$

或

$$S_o(t) = \int S_i(t - \tau) h(\tau) d\tau \quad (10-75)$$

如果我们对线性调频的回波信号进行匹配滤波,则其输出端的信号频谱呈 sinc 形状,其半功率点带宽是合成孔径时间 T_s 的倒数。

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (10-76)$$

两个点目标 p_1 和 p_2 的多普勒频谱中心的宽度为

$$f_{d1} - f_{d2} = \frac{2v_a}{\lambda R_0} \Delta x \quad (10-77)$$

其方位分辨力的理论值也一定是

$$\delta_s = \frac{1}{2} D_x \quad (10-78)$$

我们曾经说过,聚焦型合成孔径技术中的信号处理实质上包含两个步骤:第一步是对回波信号进行相位加权或相位调整,使每个信号的相位成为同相(这就是“聚焦”过程);第二步是同相信号相加。这里我们介绍的混频、相关和匹配滤波处理,都是包含以上两步内容的。在混频技术中的两个线性调频信号相乘过程以及相关处理中的延时相乘过程,都是对回波信号进行相位加权使之成为同相的过程。相乘以后的低通滤波器实际上与相关器中的积分器的作用是一样的,都是相加过程。匹配滤波器实际上是一个相位校正网络,它与输入信号的卷积过程既包含了相位加权,也包含了同相相加。

10.4 高分辨力的成像技术 —— 信号处理

假如用户提出的使用要求中对方位分辨力要求不是特别高,而对实时成像的要求却很迫切,系统设计者可考虑采用非聚焦型的合成孔径技术,这比聚焦型技术要简单得多,并且可采用模拟电路或模拟与数字相结合的混合型处理技术以达到实时成像的目的。

假如在要求适中的空间分辨力(例如 10m),并不要求实时成像的情况下,可采用光学处理方法。光学处理器的优点是透镜本身就有聚焦作用,自然就得到聚焦型的高分辨率图像。透镜还具有同时进行二维处理的能力,能高速处理大量数据。20 世纪 80 年代前,光学处理在合成孔径雷达成像技术中占有重要地位。

20 世纪 80 年代以来,用电子计算机进行数字信号成像处理已成为 SAR 信号处理的主流。随着计算机软件和硬件技术的高速发展,价格不断降低,它的优越性和现实性越来越为人们所公认。只要条件许可,系统设计者都应考虑采用数字信号处理技术,并在软件上多下工夫,在仿真试验基础上,做出专用成像设备,达到高的空间分辨率和灰度分辨率,取得高质量的有丰富信息内容的雷达图像。

下面我们仅介绍数字式 SAR 成像处理技术。

10.4.1 SAR 成像处理概述

合成孔径雷达信号处理器的数字化设备包括数据存储、运动补偿和数字化雷达视频信号的相关器。相干雷达的数据是利用幅度和相位信息来处理的,所以在雷达接收机内产生同相(I)和正交(Q)通道的雷达视频信号。I和Q信号经数字化处理后存储在处理器的存储器内,存储的时间则根据最大的合成孔径雷达观察时间的需要而定。合成孔径雷达信号相关器完成运动的补偿和相关,最后产生与再现图像灰度成比例的输出信号。

SAR 的高分辨力来源于对回波数据进行距离-方位二维脉冲压缩。通常,采用数字化的电子设备、通用的或专用的电子计算机,对合成孔径雷达回波信号进行处理,以获得高分辨力图像。从原理上看,所谓数字式成像处理就是将回波信号数字化以后,再用各种数字电路的组合来实现二维匹配滤波,或二维相关处理,也称二维脉冲压缩。也就是说,可以把合成孔径时间 T_s 里的 N 个回波脉冲看成是对一个很宽脉冲的 N 个抽样,这个很宽脉冲的宽度显然就是 T_s 。经过合成孔径技术处理后得到的高的方位分辨力相当于把这个宽脉冲压缩成窄脉冲。前面已分析过,在合成孔径技术里,回波信号由于产生了多普勒频移,也是一种具有平方律相位变化的线性调频信号,对这种信号进行处理恰恰也是用匹配滤波或相关技术。而方位分辨力的提高信数也等于时宽-带宽积 $T_s \Delta f_d$ (合成孔径时间 T_s 与多普勒带宽 Δf_d 的乘积)。

由于合成孔径雷达的数据率高,数据量大,存储时间又长,这就要求有很大的存储容量和很高的运算速度,因此无论从硬件实现或软件实施都带来很大的困难。改进的办法之一是充分利用合成孔径雷达信号的特点,在 A/D 变换后,先施以预处理,这样可以大大降低对数字处理器的要求。例如,一般合成孔径雷达,测绘带内回波所占据的时间只占脉冲重复周期的很小一部分。利用这一特点,就可以采用缓冲电路,让回波数据高速存储进入,低速取出,只要取出周期不大于脉冲重复周期即可,这样对存储量和运算速率的要求就可以降低。又如,一般合成孔径雷达的脉冲重复频率比回波多普勒带宽宽得多(在机载情况下,重复频率常常在 1000Hz 左右甚至更高,而多普勒带宽往往只有 200Hz 左右,相差 5 倍)。这种比抽样定理要求高得多的抽样率,从信号处理角度来看是不必要的,它引起处理速率不必要的加大。为了降低这种抽样率,人们就采用了预置滤波电路,也称预求和电路。它的主要功能是低通滤波和再抽样。

运动补偿信息是由机载惯导系统通过参考信号发生器向合成孔径雷达处理器提供的。这些信号用来补偿由于飞机姿态扰动、风速和飞机机动所引起的飞机速度的变化。

改进办法之二是算法的改进。从算法角度看,无论是距离向脉压还是方位向脉压,其算法本质上都是时域的卷积或相关。如果我们直接做数字相关运算,则对每一输出点要求有 N 个存储单元,并进行 N 次复数乘法运算(这里的 N 值,对线性调频信号来说,至少应等于其时宽-带宽积),如果输入的数字信号 $s(n)$ 有 B_s 位,抽样率为 F_s ,则要求的存储单元位数 M 和运算速率 R_c 将分别为

$$M = 2B_s N$$

$$R_c = NF_s$$

这样的要求在许多场合都是大得无法接受的。一个改进的算法是将相关器分组,分组处理后再进行相干叠加。另外一种改进算法就是用快速傅里叶变换技术。其基本思想是:将信号经 FFT 变换到频域,然后乘以匹配滤波所要求的频域加权系数,再经逆 FFT 变换到时域。FFT 算法是高效的,而且在 FFT 技术领域内,也还有各种技术方法值得探索。此外,还有人用沃尔什变换来代替 FFT,将时域卷积运算变换成相乘运算。也有人将合成孔径雷达信号的二维处理表示为二维循环卷积,然后对信号做多项式变换,将一个大尺寸的二维卷积分解成多个小尺寸的互相独立的二维卷积,再用超大规模集成电路处理片组合成处理网络,每一个单片完成一个小尺寸的二维卷积,整个网络就完成了大尺寸的二维卷积等。毫无疑问,算法的改进还会继续向前发展。

经过距离压缩和方位压缩后,就进入数字成像过程,称该过程为后处理和图像输出。这里的后处理主要包括几何失真的校正,以及为了消除相干斑点而必须进行的多视非相干叠加处理等,最后是图像输出。整个处理过程如图 10.24(a) 所示,图 10.24(b) 示出其 A/D 之前的 SAR 框图。

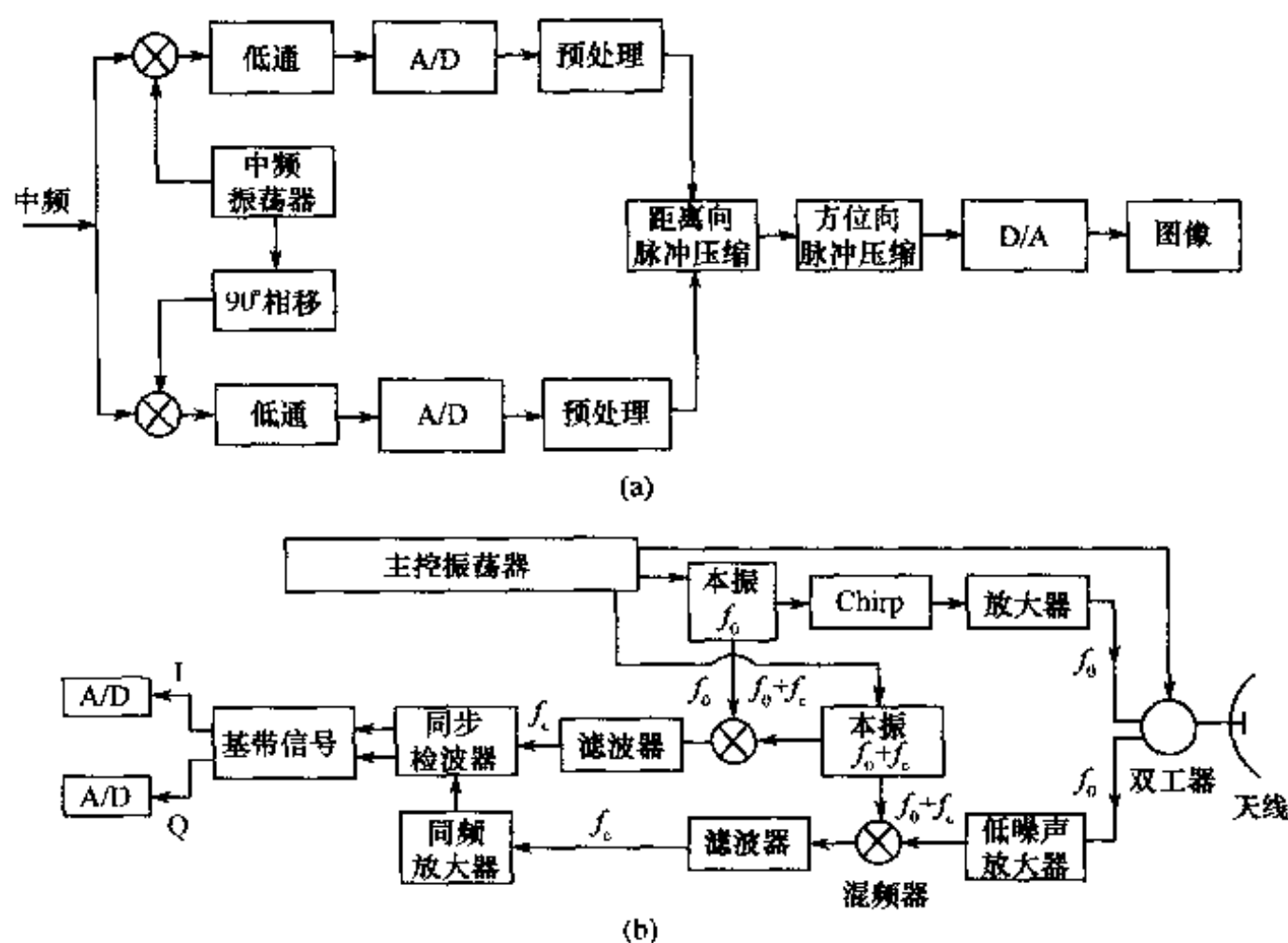


图 10.24 数字化处理的原理框图

值得一提的是,要对距离-方位二维进行正确的脉冲压缩,依赖于高精度的脉冲压缩参数的获取,对固定目标,只需确知发射信号的调频参数、载机运动参数及波束投射角,就可确定所需参数而完成 SAR 的精确成像。对未知的运动目标,其多普勒参数不能被确知而造成错误定位和方位模糊,成像质量下降甚至不能成像。由于载机及雷达系统不能提供对运动目标进行脉冲压缩所需的参数,故必须谋求其他的解决办法,其中,最主要的方法是利用雷达回波数据提取所需的信号处理参数。

根据运动目标的运动方向,可将其分为三类:第一类为运动方向与载机飞行方向平行;第

二类为运动方向与载机飞行方向垂直;第三类为运动方向与载机飞行方向有一定夹角。假设目标运动速度为 v_T ,波束宽度为 θ_0 ,擦地角为 β_0 ,则对第一类目标,目标运动造成的频移为 $\pm \frac{2v_T}{\lambda} \cos\beta_0 \sin \frac{\theta_0}{2}$;对第二类目标,造成的频移为 $\pm \frac{2v_T}{\lambda}$;第三类介于前两类之间。

对不同的运动目标,可采用不同的方法进行运动目标成像处理。

当运动目标频谱可与固定目标频谱分离时,我们可以抑制固定目标频谱,以提取正确的运动目标多普勒参数用于运动目标成像。

当运动目标频谱与固定目标频谱不能分离时,其典型的情形为第一类运动目标,其多普勒带宽的扩展或压缩将造成多普勒斜率的变化。通过检查不同距离门中多普勒斜率的非正常改变,可以发现混杂在固定目标中的运动目标,并对其进行粗略成像。

10.4.2 设计 SAR 数字信号处理器例子^①

实际应用的先进的数字 SAR 成像处理应具有以下特征:① 实时处理能力;② 模块实现;③ 正侧视、斜视两种工作模式;④ 数据量和幅宽的综合能力;⑤ 可变视角的处理能力;⑥ 距离迁移校正系数的可编程能力;⑦ 多普勒参考函数的可编程能力;⑧ 高速储存和高速数据传输;⑨ VLSI 的可行性;⑩ 可靠性。

SAR 实时信号处理机将完成以下功能,它们是:① 输入数据调节;② 距离压缩;③ 方位压缩;④ 幅度检测及多视叠加;⑤ 参数综合及参考函数产生;⑥ 输出数据调节。其处理流程如图 10.25 所示。

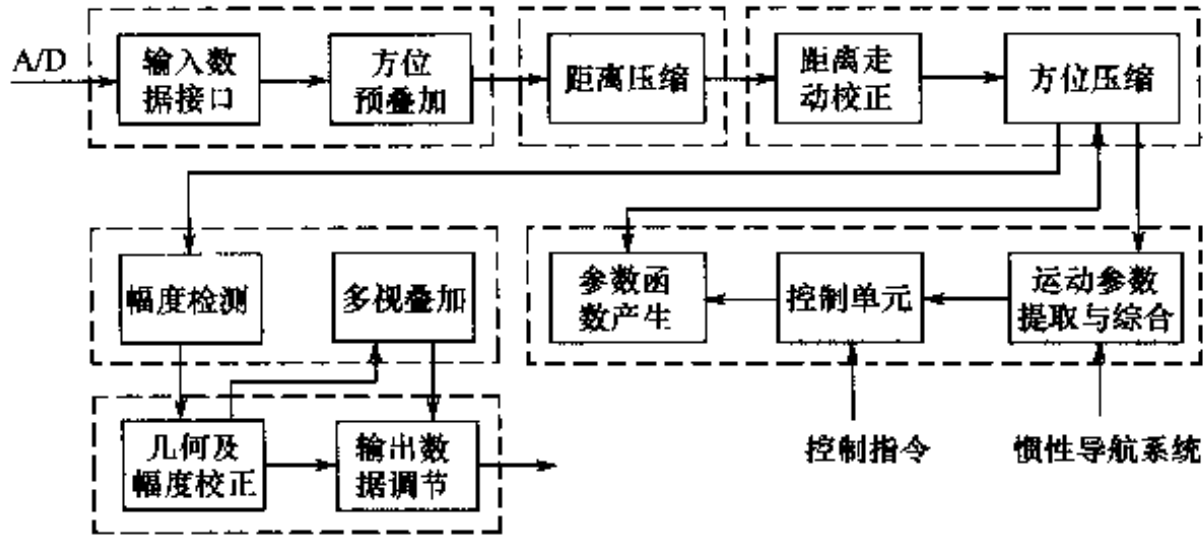


图 10.25 系统处理流程的原理图

1. 输入数据调节单元

输入数据调节单元的输入来自实时数据或高密度数字记录仪(HDDR),输入速率在实时处理时与距离分辨力有关,在非实时处理时,由输入设备的速率决定。

输入数据调节单元完成以下工作:

- ① 根据控制指令选择需要处理的距离段数据;
- ② 根据距离压缩的要求安排数据储存格式;
- ③ 储存多余距离线数据,完成方位预叠加处理。

^① 本例由王建国教授提供。

2. 距离压缩单元

虽然距离压缩比方位压缩的困难要小得多,但仍有巨大计算量的要求。一般选用高效 FFT 算法来完成距离压缩。

3. 方位压缩单元

方位压缩单元应完成距离迁移校正和方位相关两个功能,并向运动参数提取单元提供方位压缩后的成像数据。距离迁移校正去掉载机非理想状态下的距离走动和距离弯曲的影响,并能完成斜视模式下的质心偏移校正及运动补偿。方位相关仍可用 FFT 算法完成,压缩参考函数可根据控制单元提供的运动参数改变。为满足方位向的多视处理能力,方位相关能对处理长度有可编程能力。

4. 幅度检测是计算方位压缩后的复数据的幅度

多视叠加有两种工作状态:一是在未作方位预叠加的条件下,利用 PRF 对方位多普勒带宽的余量,进行方位向的四视叠加。此时,方位压缩也应作相应的四视处理;二是利用斜视 SAR 对某一区域作多次照射,从而将得到的多幅高分辨力单视图像作非相干叠加,以提高图像的分辨力。

5. 输出数据调节单元

输出数据调节单元完成处理器外部接口所要求的功能,对成像数据进行几何校正和幅度校正,以保持恒定的输出像素间隔;对输出数据进行分块或抽样,以满足不同的输出终端的要求。

6. 控制单元

控制单元完成多普勒参数的计算和综合、方位参考函数生成和执行控制功能。多普勒参数由惯性导航系统提供的载机动态数据和回波数据得到,根据现有的多普勒数据生成用于方位压缩的方位参考函数。执行控制包括:① 接收和处理外部指令;② 变换 SAR 成像处理的工作模式;③ 根据接收到的引导数据产生处理系统结构控制信息;④ 根据载机动态飞行数据,改变方位参数函数更新速度。

SAR 实时处理系统的硬件实现是实时处理的核心,下面从假定的机载 SAR 系统指标,讨论其中的技术要求、难点及解决方案。

机载 SAR 系统指标:

分辨力	$5\text{m} \times 5\text{m}$
测绘带宽	30km
作用距离	100km
方位波束宽度	1°
波长	0.03m
脉冲重复频率	1100Hz
飞行速度	230m/s

(1) 系统参数分析

① 系统带宽:对 5m 的距离分辨力,则对应的线性调频信号带宽应为

$$\Delta f_r = \frac{c}{2\delta_x} = 30(\text{MHz}) \quad (10-79)$$

② 压缩比:

$$D_r = 1840$$

匹配滤波器长度

$$N_F = 1840$$

③ 最大合成孔径时间:

$$T_{s \max} = \frac{\theta_a R_{\max}}{v_a} \approx 7.5(\text{s}) \quad (10-80)$$

而对于 SAR 处理来说,必须以两个孔径的数据进行处理得到一个孔径的图像,再加上处理时间延迟,所以,从观察目标区域开始到处理出图像大约需要 30s。

④ 方位多普勒带宽:

$$\Delta f_d = \frac{2\theta_a v_a}{\lambda} \approx 250(\text{Hz}) \quad (10-81)$$

而在方位上的采样率就是脉冲重复频率 $f_r = 1100\text{Hz}$,大大超过多普勒带宽,为了避免不必要的过采样,在方位上预叠加以降低数据率,可采用四线预叠加,以使方位上数据降低四倍。

(2) 数据量分析

① 距离向:其数据量 N_r 为

$$N_r = 8192$$

其中选择 A/D 采样速率为 40MHz,过采样率为 1.3。

② 方位向

$$N_a = 5600 \quad (10-82)$$

所以总的的数据量为

$$N = 4 \times N_a N_r \approx 184(\text{MB}) \quad (10-83)$$

考虑到处理精度的要求,每个复数据由 32bit 表示,再加上图像的缓存,所以总的存储量要求为

$$N = 4 \times 4 \times N \approx 3000(\text{MB})$$

如此大的存储容量在硬件实现上目前还是不现实的,必须采取一定的措施降低存储容量要求。第一个技术途径是采用方位向预叠加,可以降低存储量要求 4 倍,此时要求的存储量为 750MByte 左右;另外一个途径就是距离向上分段处理,例如采取将距离向分成 3 段,每段 10km,在第一阶段,仅对 10km 宽的数据进行方位处理,可以降低存储容量要求 3 倍,则要求的存储容量为 250MByte。

(3) 分系统分析

① A/D 单元:

A/D 单元主要是采样频率和量化位数。

A/D 采样频率为

$$f_{AD} = K \frac{c}{2\delta_x} = 40(\text{MHz}) \quad (10-84)$$

式中, K 是过采样因子,取 1.3。

A/D 量化位数主要考虑到系统动态范围、信噪比的要求,选取 8bit。

A/D 部分框图如图 10.26 所示。其中,延迟计数用来产生 f_r 脉冲起始的延迟时间,以选择

距离向上的成像区域,可以预置。采样窗用来限制成像区域大小,对于 30km 的成像区域,产生的采样窗宽度为

$$\frac{8192}{40} \approx 205(\mu s)$$

② 预叠加和距离压缩:

距离压缩之前应进行预叠加,即将 4 个脉冲重复周期的数据叠加形成一个脉冲周期的数据,以降低方位向数据率。

预叠加公式为

$$y = \sum_{i=0}^3 a_i x_i \tag{10-85}$$

每一个数据要进行 16 次乘法,16 次加法,则总共需进行 1468 兆次实运算,在 T_{max} 内完成,则总的运算速度要求为 196 百万次运算每秒。

可采用通用 DSP 加硬件 FIR 滤波来实现,则要求 FIR 至少 4 节,其数据吞吐率为 $f_r \times$ 采样窗宽度 $\times f_{AD} = 1100 \times 205 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^6 \approx 9\text{MHz}$ 。

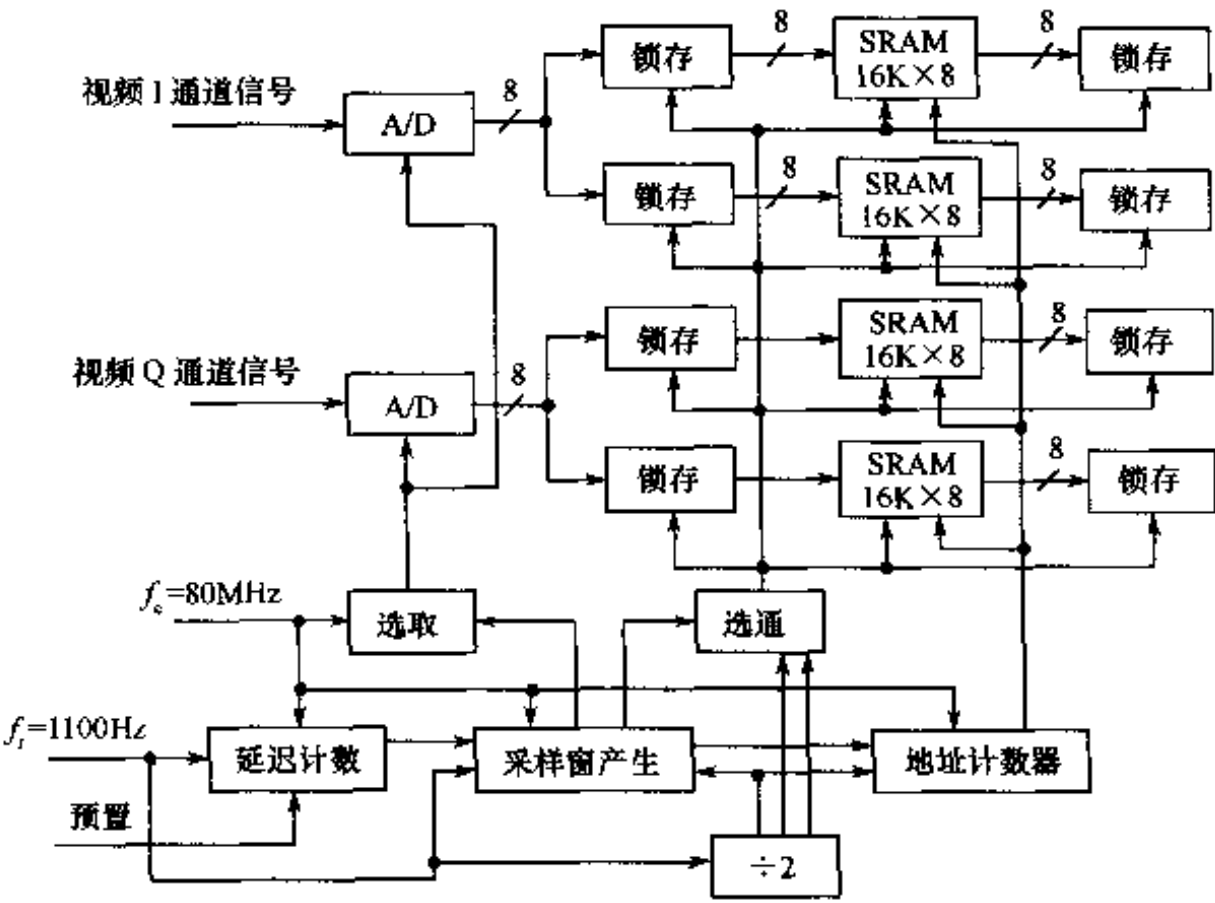


图 10.26 SAR 接收通道 A/D 系统的原理框图

经过预叠加的数据为 8192 点,加上匹配滤波器长度 1840 点,应进行 16000 点 FFT、参考函数相乘和 IFFT,所要求的运算速度为 550 百万次运算每秒。

对于如此高的运算速度要求,可采用硬件 FFT 芯片来实现,对硬件 FFT 数据吞吐率则为 36MHz。

预叠加和距离脉压如图 10.27 所示。其中,参考函数相乘是隐含在 FFT 单元中的。

(4) 方位相关及运动补偿单元

方位处理前,必须将两个孔径的数据进行缓存并经过转置变换才进行方位相关处理。

方位缓存所需要的存储量为

$$\frac{3}{2} \times 8 \times 5600 \times 8192 \approx 550(\text{MB})$$

若选取距离向的 10km 数据进行方位处理,则所需存储量为 180MB。

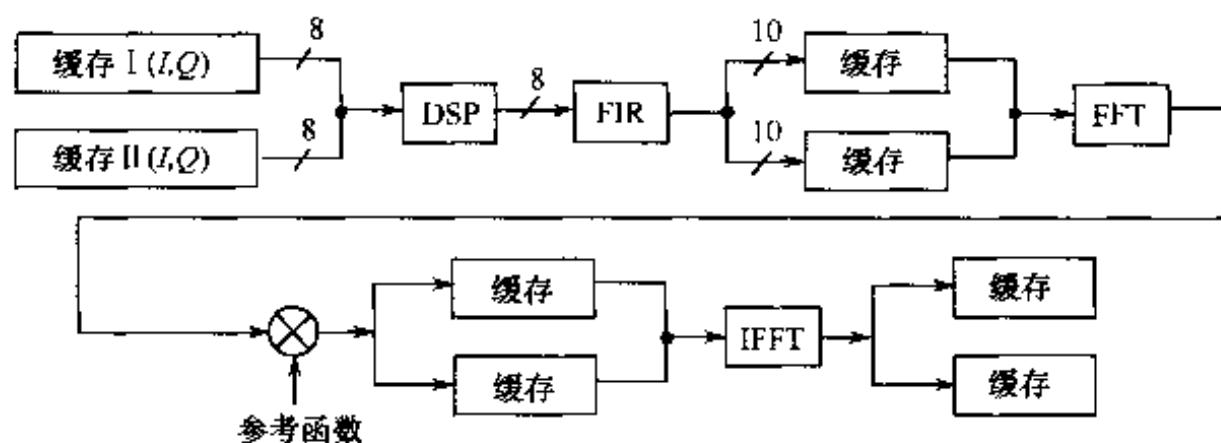


图 10.27 预叠加和距离压缩流程图

方位相关处理主要包括运动补偿、多普勒参数估计、参考函数产生、方位压缩、取模等部分。对于方位压缩,采用FFT法,用硬件FFT实现,可大大提高方位压缩的运算速度。方位相关的主要运算是集中在FFT、多普勒参数 f_d 估计、参考函数产生三部分上。如果再结合惯性导航的参考数据,则可以提高运动补偿多普勒参数提取的速度,也可以降低这三部分的运算量要求,其运算速度为每秒2000百万次运算。对于10km距离带宽需每秒800百万次运算。

方位相关部分的原理框图如图 10.28 所示。

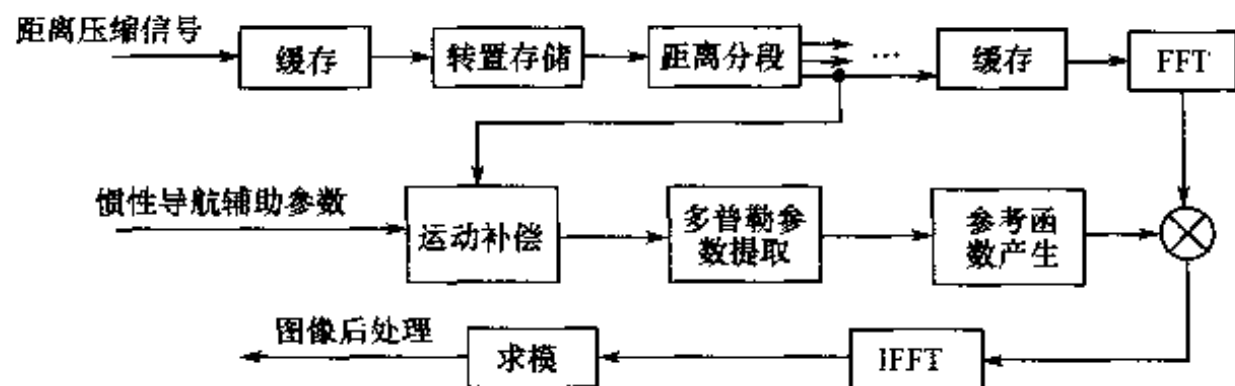


图 10.28 方位相关部分的原理框图

10.5 聚束式 SAR 成像算法

聚束式合成孔径雷达(Spotlight Mode SAR)成像是一种具有超高分辨力的雷达成像模式,利用此种模式的雷达可获得普通 SAR 难以获得的超高分辨率($1\text{m} \times 1\text{m}$ 以下)图像。聚束式 SAR 的特点是在成像处理时间内雷达波束始终跟踪指向像区域。与传统 SAR 不同的是,聚束式 SAR 的方位分辨力不再由其合成天线的长度决定,而是由成像时间内雷达转动的观察角度决定。

聚束式 SAR 成像的关键问题是:(1) 由于成像合成孔径时间长,在此时间内,目标的散射点会同时通过多个距离和方位分辨单元,造成图像的模糊与散焦。(2) 图像分辨率的提高,对雷达发射信号的相干性提出了更为严格的要求。因此,精确的雷达平台运动状态感应测量及实时准确的自聚焦运动补偿都是必不可少的。

在各种聚束式 SAR 成像算法中,距离多普勒(RD)算法由于对距离迁移的补偿性能欠佳,使图像质量难以保证。层析成像(CAT)算法的图像质量会因数学模型上的近似和插值而恶化。极坐标格式(PF)算法是聚束式 SAR 成像的标准算法,线性调频测绘(CS)算法是一种高效的聚束 SAR 成像算法,距离走动(RM)算法的特点是很好地解决了 MTRC 现象,因此本节选取了这三种典型算法进行分析。

10.5.1 聚束式 SAR 的信号模型

图 10.29 为聚束式 SAR 成像的几何关系图。为了分析简单,我们假设雷达平台沿着平行于 X 轴的方向,在固定的高度上作匀速直线运动。取成像区域的中心为坐标原点, R_0 为原点到飞行路径的垂直距离, (X_t, Y_t, Z_t) 为成像区域中的某个点散射体的坐标, (X_a, Y_a, Z_a) 为雷达天线相位中心的坐标, R_a 为原点到雷达天线相位中心的距离, θ_a 为 X 正轴与 R_a 在 XY 二维平面上投影的夹角, Φ_a 为 Z 正轴与 R_a 之间的夹角。

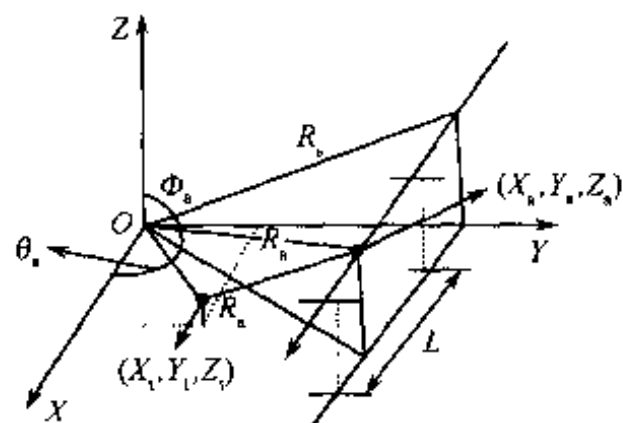


图 10.29 聚束式 SAR 成像几何关系图

雷达发射线性调频信号,其表达式为

$$S_t(n, t) = A_0 \text{rect}(t'/\tau) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \pi \gamma t'^2)] \quad (10-86)$$

式中, $t' = t - nT$, T 是发射信号的脉冲重复周期, τ 是发射信号的时宽, f_c 是信号的载频, γ 是线性调频信号的调频率。对位于 XOY 平面上的单个点散射体,其回波信号为

$$S_r(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp[j2\pi f_c(t - \frac{2R_t(t)}{c})] \cdot \exp[j\pi \gamma(t' - \frac{2R_t(t)}{c})^2] \quad (10-87)$$

式中, $a_t = \sqrt{\sigma_t}$; c 为光速; $R_t(t)$ 为雷达天线相位中心到点目标的瞬时距离。即

$$R_t(t) = \sqrt{(x_a - x_t)^2 + (y_a - y_t)^2 + z_a^2}$$

去掉载频后的回波信号为

$$S_{r1}(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_t(t)] \cdot \exp[j\pi \gamma(t' - \frac{2R_t(t)}{c})^2] \quad (10-88)$$

由上式可以看出回波信号方位向和距离向均存在 Chirp 性。

成像处理中的解调频过程可表示为

$$S_{\text{IF}}(n, t') = S_{r1}(n, t') \cdot S_{\text{ref}}^*(n, t') \quad (10-89)$$

式中

$$S_{\text{ref}}(n, t') = \exp[-j\frac{4\pi}{\lambda}R_0(t)] \cdot \exp[j\pi \gamma(t' - \frac{2R_0(t)}{c})^2] \quad (10-90)$$

参考距离 $R_0(t)$ 对于不同的算法取不同的值。所以

$$\begin{aligned} S_{\text{IF}}(n, t') &= a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \\ &\exp\left\{-j\frac{4\pi\gamma}{c}\left[\frac{f_c}{\gamma} + t' - \frac{2R_0(t)}{c}\right][R_t(t) - R_0(t)]\right\} \cdot \\ &\exp\left\{j\frac{4\pi\gamma}{c^2}[R_t(t) - R_0(t)]^2\right\} \end{aligned} \quad (10-91)$$

图 10.30 为聚束式合成孔径雷达成像的原理框图。系统首先对回波信号进行解线性调频操作,然后再经过 A/D 变换,最后由具体成像算法完成成像。

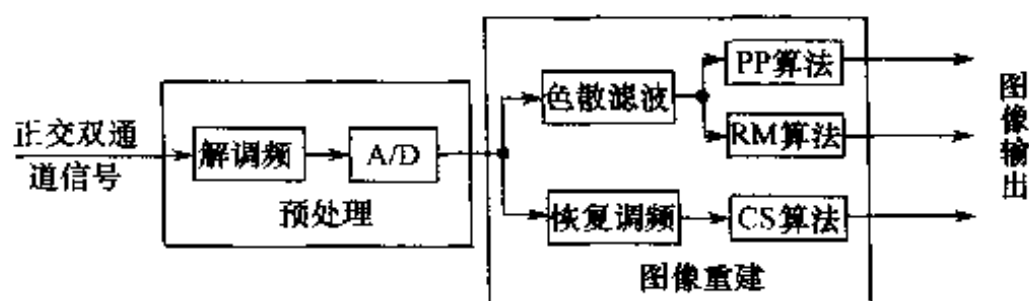


图 10.30 聚束式 SAR 成像的原理框图

10.5.2 典型聚束式 SAR 成像算法分析^[106]

1. 极坐标格式算法

极坐标格式(PF)算法是聚束式 SAR 标准成像算法,它取 $R_0(t) = R_s(t)$ 。对于成像中心, $R_s(t) = R_t(t)$,因此 $R_0(t) = R_t(t)$ 。在整个成像处理时间内此式均成立,即成像中心的距离和多普勒相位均为零,所以在极坐标格式(PF)算法中,预处理完成了解调和对目标区域中心的补偿。式(10-91)中相位项的第二项为残留相位项(Residual video phase),通过色散滤波补偿后成为

$$S_{\text{PFPA}}(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi\gamma}{c} \left[\frac{f_c}{\gamma} + t' - \frac{2R_s(t)}{c}\right] [R_t(t) - R_s(t)]\right\} \quad (10-92)$$

令

$$K_R(n, t') = \frac{4\pi\gamma}{c} \left[\frac{f_c}{\gamma} + t' - \frac{2R_s(t)}{c}\right]$$

则式(10-92)变为

$$S_{\text{PFPA}}(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp[-jK_R R_\Delta(t)] \quad (10-93)$$

式中

$$R_\Delta(t) = R_t(t) - R_s(t) \approx -\sin\Phi_a [X_t \cos\theta_a + Y_t \sin\theta_a]$$

相当于把真实的 $R_\Delta(t)$ 在 $R_s(t)$ 上的投影作为算法中的 $R_\Delta(t)$ 。令

$$\Phi(n, t') \approx K_R [\sin\Phi_a \cos\theta_a X_t + \sin\Phi_a \sin\theta_a Y_t] \triangleq X_t K_X + Y_t K_Y$$

则式(10-93)变为

$$S_{\text{PFPA}}(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp[j(X_t K_X + Y_t K_Y)] \quad (10-94)$$

可见 (K_X, K_Y) 与 (X_t, Y_t) 构成了傅里叶变换关系,对 $S_{\text{PFPA}}(n, t')$ 进行频谱分析即可重建目标图像。未被补偿掉的距离弯曲,容易造成图像畸变,但可以通过对方位向和距离向的再采样来消除。

2. 线性调频测绘算法

线性调频测绘(CS)算法取 $R_0(t) = R_s$,此时式(10-91)变为

$$S_{\text{IFCSA}}(n, t') = a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi\gamma}{c} \left(\frac{f_c}{\gamma} + t' - \frac{2R_s}{c}\right) (R_t(t) - R_s)\right] \cdot \exp\left[j \frac{4\pi\gamma}{c^2} (R_t(t) - R_s)^2\right] \quad (10-95)$$

CS 算法须首先恢复距离向的 Chirp 性,为便于推导,先给回波信号加上载频

$$\begin{aligned} S(n, t') &= S_{\text{IFCSA}}(n, t') \cdot \exp\left[j\pi\gamma \left(t' - \frac{2R_s}{c}\right)^2\right] \\ &= a_t \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi f_c}{c} R_t(t)\right] \cdot \end{aligned}$$

$$\exp\left[j\pi\gamma\left(t' - \frac{2R_t(t)}{c}\right)^2\right] \cdot \exp\left[j\frac{4\pi f_c}{c}R_s\right] \quad (10-96)$$

上式中固定相位项 $\exp\left[j\frac{4\pi f_c}{c}R_s\right]$ 不影响成像质量。

CS 算法具体步骤:

(1) 方位傅里叶变换

通过固定相位原理及泰勒级数近似后得

$$S_1(K_X, Y_s) = a(K_X, Y_s) \cdot \exp[j\Phi_1(K_X, Y_s)] \quad (10-97)$$

$$\Phi_1(K_X, Y_s) = -R_B K_{R_c} A_X + (b_m/2) \cdot (Y_s + R_s - R_B/A_X)^2 - K_X X_t$$

$$A_X = \sqrt{1 - K_X^2/K_{R_c}^2}, K_{R_c} = 4\pi f_c/c$$

$$b_m = b/[1 + bR_B K_X^2/(K_{R_c}^3 A_X^3)], \quad b = 8\pi\gamma/c^2$$

$$Y_s = R_B - R_s, \quad R_B = \sqrt{(Y_s - Y_t)^2 + (Z_s - Z_t)^2}$$

方位傅里叶变换使在距离 - 多普勒平面具有相同的散射点都具有相同的距离徙动轨迹, 为下一步的 Chirp Scaling 处理做准备。

(2) Chirp Scaling 处理

$$S_{ref_1}(K_X, Y_s) = \exp\left[-j\frac{b_m D}{2} Y_s^2\right] \quad (10-98)$$

$$S_2(K_X, Y_s) = S_1(K_X, Y_s) \cdot S_{ref_1}(K_X, Y_s) = a_2(K_X, Y_s) \cdot \exp[j\Phi_2(K_X, Y_s)] \quad (10-99)$$

式中

$$\Phi_2(K_X, Y_s) = \frac{b_m}{2}(1+D)Y_s^2 + b_m Y_s \left(R_s - \frac{R_B}{A_X}\right) + \frac{b_m}{2} \left(R_s - \frac{R_B}{A_X}\right)^2 - R_B K_{R_c} A_X - K_X X_t$$

$$D = 1/A_X - 1$$

由式(10-99)的相位项可以看出经过 Chirp Scaling 处理后距离 - 多普勒平面上所有散射点均具有相同的距离徙动轨迹。再通过下列步骤进行统一的运动补偿处理, 这便是 CS 算法的实质。

(3) 距离傅里叶变换

通过固定相位原理可得

$$S_3(K_X, \Delta K_R) = a_3(K_X, \Delta K_R) \cdot \exp[j\Phi_3(K_X, \Delta K_R)] \quad (10-100)$$

$$\Phi_3(K_X, \Delta K_R) = \Phi_A(K_X, \Delta K_R) + \Phi_B(K_X, \Delta K_R) + \Phi_C[K_X, R_B(Y_t, Z_t)] +$$

$$\Phi_D[K_X, R_B(Y_t, Z_t)] + \Phi_E[R_B(Y_t, Z_t), \Delta K_R] + \Phi_F(X_t, K_X)$$

式中

$$\Phi_A(K_X, \Delta K_R) = -A_X \Delta K_R^2 / (2b_m)$$

$$\Phi_B(K_X, \Delta K_R) = -(1 - A_X) R_s \Delta K_R$$

$$\Phi_C[K_X, R_B(Y_t, Z_t)] = \frac{b_m}{2}(1 - A_X) \left(\frac{R_B}{A_X} - R_s\right)^2$$

$$\Phi_D[K_X, R_B(Y_t, Z_t)] = -R_B K_{R_c} A_X$$

$$\Phi_E[R_B(Y_t, Z_t), \Delta K_R] = (R_s - R_B) \Delta K_R$$

$$\Phi_F(X_t, K_X) = -K_X X_t$$

上述 6 项相位项均具有明确的物理意义, Φ_A 、 Φ_B 对应距离压缩和二次距离压缩; Φ_C 、 Φ_D 对应方

位压缩和剩余相位项; Φ_E, Φ_F 是我们所需要的相位项, 分别定位点目标的距离向和方位向。

(4) 补偿多余相位项

$$S_{\text{ref}_2}(K_X, \Delta K_R) = \exp[j(\Phi_A + \Phi_R + \Phi_C + \Phi_D)] \quad (10-101)$$

$$\begin{aligned} S_4(K_X, \Delta K_R) &= S_3(K_X, \Delta K_R) \cdot S_{\text{ref}_2}^*(K_X, \Delta K_R) \\ &= a_1(K_X, \Delta K_R) \cdot \exp[-j(X_t K_X + (R_s - R_B(Y_t)) \Delta K_R)] \end{aligned} \quad (10-102)$$

可见 $(K_X, \Delta K_R)$ 与 (X_t, Y_t) 构成了傅里叶变换关系。因此最后通过傅里叶变换即可得到最终的图像。

3. 距离走动算法

距离走动(RM) 算法取 $R_0(t) = R$, 这一点与 CS 算法相同, 但两者对式(10-91) 的处理不同。式(10-91) 中相位项的第二项为残留相位项, 通过色散滤波补偿后成为

$$S_{\text{IFRMA}}(n, t') = a_1 \text{rect}[(t' - 2R_t(t)/c)/\tau] \cdot \exp[-jK_R(R_t(t) - R_s)] \quad (10-103)$$

式中

$$K_R = \frac{4\pi\gamma}{c} \left(\frac{f_c}{\gamma} + t' - \frac{2R_s}{c} \right)$$

RM 算法的基本步骤:

(1) 方位向傅里叶变换

通过固定相位原理可得

$$S_1(K_X, K_R) = a_1 \exp[j(-K_X X_t - R_B \sqrt{K_R^2 - K_X^2} + K_R R_s)] \quad (10-104)$$

(2) 乘以相位因子

$$S_{\text{ref}}(K_X, K_R) = a_1 \exp[j(K_R R_s - R_s \sqrt{K_R^2 - K_X^2})] \quad (10-105)$$

得

$$\begin{aligned} S_2(K_X, K_R) &= S_1(K_X, K_R) \cdot S_{\text{ref}}^*(K_X, K_R) \\ &= a_2 \exp[-j(K_X X_t + (R_B - R_s) \sqrt{K_R^2 - K_X^2})] \end{aligned} \quad (10-106)$$

(3) 进行 Stolt 插值

令 $K_Y = \sqrt{K_R^2 - K_X^2}$ 则

$$S_3(K_X, K_Y) = a_2 \exp[-j(X_t K_X + (R_B - R_s) K_Y)] \quad (10-107)$$

可见 (K_X, K_Y) 与 (X_t, Y_t) 构成了傅里叶变换关系, 因此最后通过傅里叶变换即可得到最终的图像。

10.5.3 三种聚束式 SAR 成像算法的比较^[106]

通过对 PF、CS、RM 三种典型的聚束式 SAR 成像算法的分析, 可以看出它们主要在以下四个方面存在差异, 实际中应根据不同特点进行选取。

(1) 对于信号输入形式的要求。PF: 距离上和方位上均经过解调频; CS: 距离上和方位上均不经过解调频; RM: 距离上解调频, 方位上未解调频。

(2) 对于 MTRC 的补偿程度。PF 算法由于存在残留的距离弯曲项, 所以为部分补偿, 并且造成了成像区域不能过大; CS 算法从上面的推导可以看出是通过 FFT 和复数乘法来近似完成 RM 算法中 Stolt 插值的功能, 因此只能是近似完成了对 MTRC 的补偿; RM 算法对 MTRC 进行了完全的补偿, 因此对成像区域的大小无任何限制。

(3) 主要的运算量。PF 算法主要由两次 FFT 和两次插值运算完成;CS 算法主要由四次 FFT 运算完成;RM 算法主要由两次 FFT 和一次 Stolt 插值运算完成。相比较而言,CS 算法的运算量最小。

(4) 在成像区域较小的情况下,MTRC 对成像带来的影响很小,三种算法均可得到高质量的目标二维像。在厘米波段实时性要求较高,但分辨率要求不高的情况下,CS 算法比较适合。

10.6 合成孔径雷达的系统考虑

在一般常规雷达的系统设计过程中,通常总是以雷达方程作为基本出发点。以此为基础,再根据使用要求来选择系统设计中的一些主要参数。这些参数往往是互相制约的,必须进行各种折中以达到优化的目的。

这一设计过程对合成孔径雷达的系统设计来说,也是基本适用的。但是,合成孔径雷达有许多特点。例如,合成孔径雷达的功能不仅是发现目标和定位,它还能获得某些目标的或某一地域的高分辨率图像。用户提出的使用要求不但包括地域内有关地形地物的空间位置的几何信息,而且还要求提供能反映这些地形地物的物理和化学特性的某些信息,甚至要求能提供这些地形地物随时间变化的动态信息。又如,合成孔径雷达要检测和成像的对象往往不是孤立的离散的个别目标,而是分布式目标。这些分布目标的回波在常规雷达系统设计时,常常把它看成是一种地杂波。常规雷达所要排除的这些地杂波,在合成孔径雷达设计时都要把它当作宝贵的信号接收下来,加以处理,从中提取有用的信息。

因此,合成孔径雷达的总体设计和各分系统的技术设计是比较复杂的。我们打算从基本概念上介绍系统设计过程中应注意的一些问题。

10.6.1 信号强度考虑

天线接收的功率 P_r 是由大家熟悉的雷达距离方程给出(单基地应用时)

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (10-108)$$

式中, P_t 为发射功率(峰值), G 为收发天线增益, σ 为照射目标区域的雷达有效散射面积。

现在来推导合成孔径雷达系统所需要的发射功率表示式。因为合成孔径雷达系统都倾向于采用线性调频脉冲压缩来改善距离分辨力,所以与此过程有关的处理增益也应包括在内。

采用线性调频脉冲压缩和合成孔径处理的雷达系统经处理后的信噪比为

$$\frac{S}{N} = \tau \Delta f T \Delta f_d \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B F_n} \quad (10-109)$$

式中,采用线性调频脉冲压缩而获得的处理增益用 $\tau \Delta f$ 表示,由合成孔径处理获得的处理增益用 $T \Delta f_d$ 表示, k 为玻耳兹曼常数, T_0 为绝对温度, B 为接收机带宽, F_n 为接收机噪声系数。

因为目标被真实天线波束照射的时间 T 等于 $R\lambda/v_s D_x$,而雷达的脉冲重复频率 f_r 至少应为最大多普勒频率的两倍,经处理后的信噪比可以表示为

$$\frac{S}{N} = \frac{\tau \Delta f f_r P_t G^2 \sigma \lambda^3}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 B F_n D_x v_s} \quad (10-110)$$

乘积 $P_{\text{av}}\tau f_r$ 表示平均发射功率 P_{av} , 接收机带宽 B 通常选择得与调频带宽相匹配。将这些代入信噪比的表达式便有

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{\text{av}} G^2 \sigma \lambda^3}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F_n D_x v_a} \quad (10-111)$$

将天线增益 G 用有效孔径 A_e 来表示

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (10-112)$$

此有效孔径便可用天线尺寸表示。假定雷达天线为椭圆形, 其半轴尺寸为 D_x 和 D_y , 且利用系数为 50%, 于是

$$A_e = \frac{\pi}{8} D_x D_y \quad (10-113)$$

代入式(10-111), 可得

$$\frac{S}{N} = \frac{\pi P_{\text{av}} D_x D_y^2 \sigma}{512 R^3 k T_0 F_n v_a \lambda} \quad (10-114)$$

上式便表示采用了脉冲压缩和合成孔径雷达技术的雷达接收机所输出的信噪比。

可以做出以下结论: 雷达散射截面为 σ 的目标的信噪比 ① 与天线“尺寸”的三次方成正比; ② 与距离 R 的三次方成反比; ③ 与波长 λ 成反比; ④ 与飞机平台速度 v_a 成反比。

对于分散的杂乱回波, 雷达散射截面由下式表示

$$\sigma = \sigma_0 \delta_R \delta_x \sec \beta \quad (10-115)$$

式中, σ_0 为单位面积的雷达截面; δ_R 为距离分辨力; δ_x 为横向距离分辨力; β 为雷达波束与水平面之间的入射角。

于是, 分散杂乱回波的信噪比表示式为

$$\frac{S}{N} = \frac{\pi P_{\text{av}} \sigma_0 \delta_R \sec \beta D_x^2 D_y^2}{1024 R^3 k T_0 F_n v_a \lambda} \quad (10-116)$$

目标和分散杂乱回波信噪比的表示式之间的显著差别是后者包含有与天线尺寸的四次方有关的项。

10.6.2 主要参数间的互相制约关系

我们假定飞机的高度 h 和速度 v_a 已经确定, 波长 λ 或频率 f_0 已经选定, 则系统设计时往往首先要解决空间分辨力、测绘带和脉冲重复频率之间的关系问题, 因为它们是互相制约的, 不能割裂开来单独作任意选择。

我们先从避免或减小距离模糊和方位模糊的概念说起。

在常规雷达里, 如果脉冲重复频率 f_r 选得太高, 就会引起距离模糊。如图 10.31 所示, 脉冲重复频率为 f_r , 即重复周期为

$$T_r = \frac{1}{f_r}$$

离雷达天线距离较近为 R_1 的第一个目标 p_1 的回波到达天线的时间为

$$t_1 = \frac{2R_1}{c}$$

并设 $t_1 < T_r$ 。第二个目标 p_2 , 距离较远为 R_2 , 它的回波到达的时间为

$$t_2 = \frac{2R_2}{c}$$

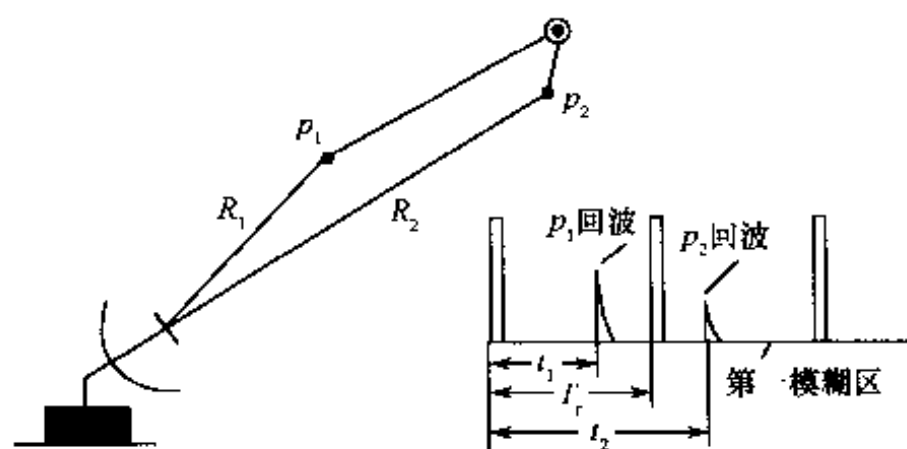


图 10.31 常规雷达距离模糊的示意图

如果脉冲重复频率太高,即重复周期太小,则可能发生 $t_2 - t_1 > T_r$ 的情况,这就会引起距离模糊。在显示器上, p_2 回波会出现在

$$R_2 = \frac{1}{2}(t_2 - T_r)c$$

处。因此,在一般脉冲雷达设计时,重复频率的选择必须考虑最大作用距离 $R_{\max}$ 的要求, f_r 必须满足下列关系

$$f_r \leq \frac{c}{2R_{\max}}$$

$$T_r \geq \frac{2R_{\max}}{c}$$

这表示,最大距离处目标回波的到达时刻应该在第一个重复周期之内。

在合成孔径雷达中,距离模糊要比上述情况复杂得多。天线波束照射的目标是大地,不但距离向主波束要照射全测绘带,它的旁瓣也要照射到大地,也要产生回波,这就对脉冲重复频率有更严格的要求。首先,要求从测绘带范围内来的目标回波应在同一重复周期内到达。设测绘带两端最短和最长距离分别为 R_1 和 R_2 ,则 f_r 应满足下列关系

$$\frac{(n-1)c}{2R_1} \leq f_r \leq \frac{nc}{2R_2} \quad (10 \cdot 117)$$

即使 f_r 满足这一条件,但由于天线旁瓣发射的能量也照射地面,因而总有一些地面回波与测绘带来的回波在某一周期内同时到达天线,引起距离模糊。为了定量地研究这类距离模糊的严重程度,通常用距离模糊比来表达,其定义为

$$R_r = \frac{\text{从所有模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从规定的测绘带来的回波输出总功率}}$$

在通常情况下,天线第一旁瓣引起的模糊最主要,称为第一模糊区;第二旁瓣发射的能量已经很小,再加上模糊区的距离已经很远,可以忽略不计,上述定义可近似为

$$R_r = \frac{\text{从第一旁瓣引起的模糊区来的回波输出功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

根据上述雷达方程,可求得

$$R_r = \frac{G_s^2 R_s^4 \delta_s}{G^2 R_s^4 \delta_{\theta}} \quad (10 \cdot 118)$$

式中, G_s 表示第一模糊区的天线增益,亦即天线第一旁瓣的增益, R_s 表示模糊区的斜距, δ_s 表示模糊区的方位分辨力。

从式(10-118)可以看出降低模糊比的办法是:压低天线距离向的第一旁瓣以得到较小的

G_s/G 的值,选择较低的重复频率以得到较小的 R^4/R_s^4 ,这样 R_r 值就能减小很多(平方和四次方的关系)。此外,模糊区的分辨力 δ_m 一定比测绘区的分辨力 δ_s 差($\delta_m < \delta_s$),这是因为雷达系统中的处理器总是调到与测绘带来的回波信号相匹配,而模糊区来的回波信号,由于斜距 $R_m > R$,多普勒信号的调频斜率与斜距有关,肯定与处理器是失配的,因而引起模糊区分辨力 δ_m 变坏。这也有利于降低模糊比 R_r 。

f_r 不但有一个上限,如上所述,它也有一个下限,这个下限由方位多普勒信号的带宽决定,亦即由方位分辨力 δ_s 的要求决定。

上面已经提到过,重复频率为 f_r 的脉冲串等效于对一个线性调频连续波信号的抽样。 f_r 就是抽样频率。根据抽样定理, f_r 应不小于信号最高频率的两倍,而方位向线性调频信号的带宽正好等于多普勒频移中最高频率的两倍。于是得 f_r 的下限为

$$f_r \geq \Delta f_d = \frac{2v_a^2}{\lambda R_0} T_s \quad (10-119a)$$

由于 $L_s = v_a T_s$, $L_s/R_0 = \theta_a$, 上式也可写成

$$f_r \geq \frac{2v_a}{\lambda} \theta_a \quad (10-119b)$$

θ_a 为天线方位向波束角。如果我们引入方位分辨力参数 δ_s , 由于 $\theta_a = \lambda/D_x$, $\delta_s = D_x/2$, 式(10-119b)可写成

$$f_r \geq \frac{v_a}{\delta_s} \quad (10-120)$$

式(10-120)说明,如果飞机航速固定,则方位分辨力要求越高, f_r 的下限越大,这是合理的。因为 δ_s 要求越高,多普勒带宽要求越宽,抽样频率也相应要求越高。

从式(10-120)还可得到一个重要结论,将式(10-120)改写成

$$\delta_s \geq \frac{v_a}{f_r} = v_a T_r \quad (10-121)$$

式(10-121)右边表示飞机在一个重复周期内的前进距离,这个距离不得大于一个分辨单元 δ_s 。这个结论也是合理的、重要的。如果 f_r 太低, T_r 太大,飞机在一个重复周期时间前进的距离大于一个分辨单元,则有些分辨单元得不到微波照射,这显然是不允许的。

合成孔径雷达的脉冲工作方式也会带来方位模糊。我们用合成天线的概念来分析这一现象。

在合成孔径长度 L_s 内,由于真实小天线脉冲工作的结果,形成一种类似于双程相移的线阵天线。这种天线的方向图呈栅瓣型,如图 10.32 所示。其数学表达式为

$$E_s = \left| \frac{\sin \left[(2N+1) \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \theta \right]}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} \Delta x \theta} \right| \quad (10-122)$$

式中, $2N+1$ 表示合成孔径时间内雷达发射的脉冲个数, Δx 为真实小天线发射脉冲的间距

$$\Delta x = v_a T_r = \frac{v_a}{f_r} \quad (10-123)$$

这种方向图有许多幅值相同的峰值,峰值点的位置可从式(10-122)求出

$$\theta_n = \frac{n\lambda}{2\Delta x} (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (10-124)$$

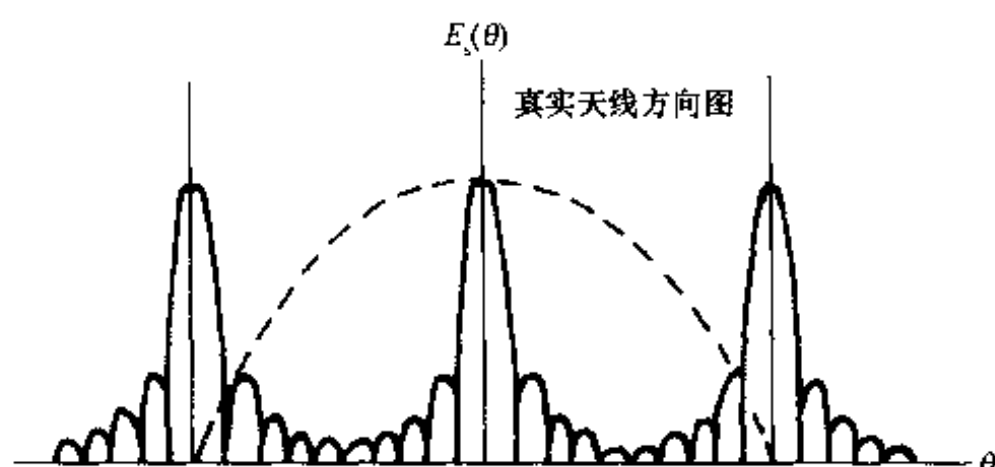


图 10.32 合成天线的栅瓣型波瓣的示意图

相互间隔为 $\lambda/2\Delta x$ 。方位模糊就是由这种栅瓣型多峰值造成的。这种方位模糊的严重程度也可用方位模糊比来定义

$$R_a = \frac{\text{从所有方位模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

我们也可以着重于只考虑第一模糊区,忽略远区旁瓣的影响,则上式可近似为

$$R_a = \frac{\text{从第一模糊区来的回波输出总功率}}{\text{从测绘带来的回波输出功率}}$$

可以想到,抑制方位模糊的办法是对真实天线的方向图加权,使其对合成方向图产生影响。

若真实天线的方位向孔径为 D ,设其孔径处场强为均匀分布,则其方向图为

$$E_r = \left| \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\theta]}{\pi(D/\lambda)\theta} \right| \quad (10-125)$$

其第一零点位置在

$$\theta = \frac{\lambda}{D} \quad (10-126)$$

于是合成天线的实际方向图为

$$E_{so} = E_r E_s = \left| \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\theta]}{\pi(D/\lambda)\theta} \right| \left| \frac{\sin[(2N+1)\frac{2\pi}{\lambda}\Delta x\theta]}{\sin\frac{2\pi}{\lambda}\Delta x\theta} \right| \quad (10-127)$$

为了抑制栅瓣,尽量减小方位模糊,就必须使真实天线方向图的第一零点与第一栅瓣的位置重合,或者使第一零点的位置小于第一栅瓣所在的位置,从式(10-124)和式(10-126)得

$$\theta = \frac{\lambda}{D} \leq \frac{\lambda}{2\Delta x} \quad (10-128)$$

$$\frac{2}{D} \leq \frac{1}{\Delta x} \quad (10-129)$$

由于 $\delta_s = D/2$,代入上式后,两边再各乘以 v_a ,得

$$\frac{v_a}{\delta_s} \leq \frac{v_a}{\Delta x} = f_r \quad (10-130)$$

这一结果与式(10-120)完全一致,也得出了 f_r 的下限,以及 f_r 与 δ_s 、 v_a 的制约关系。

这一分析还表明,要降低方位模糊比,真实天线的方位向主瓣不能太宽,即不能超过 E_r 的第一个栅瓣,这就限制了合成孔径长度 L_s ,从而限制了多普勒频带和方位向理论分辨力 δ_s 。此

外,真实天线的旁瓣也必须压低,这也是为了抑制合成天线栅瓣。

综上所述,从抑制距离模糊和方位模糊的要求出发,可以总结出脉冲重复频率 f_r 、方位分辨力 δ_s 和测绘带 W 之间的制约关系如下:

① 为了抑制方位模糊,也为了满足方位向理论分辨力的要求, f_r 有一个下限

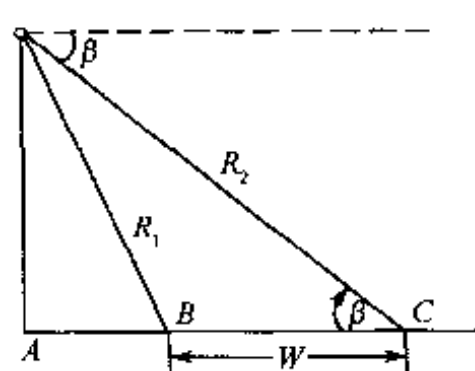


图 10.33 测绘带、斜距与天线俯角关系的示意图

$$f_r \geq \frac{v_a}{\delta_s} = \Delta f_d$$

如果 f_r 选择得太低,这相当于抽样频率太低,就会丢失信息,使方位分辨力变坏。

② 为了抑制距离向模糊,测绘带必须全部位于同一重复周期之内,测绘带与 f_r 有一定的制约关系,从图 10.33 所示的几何关系以及上述 f_r 与斜距 R_1 和 R_2 的关系,可得

$$W \leq \frac{c}{2\cos\beta} \frac{1}{f_r}$$

这表明测绘带的最大值为

$$W_{\max} = \frac{c}{2\cos\beta} \frac{1}{f_r}$$

如果把关系式 $f_r = v_a/\delta_s$ 代入,则得

$$W_{\max} = \frac{c}{2\cos\beta} \frac{\delta_s}{v_a}$$

这表明,测绘带也受理论分辨力 δ_s 的制约, δ_s 越好(即 δ_s 值趋小),测绘带就不能太宽。

③ 为了降低距离和方位的模糊比,关键的措施有两条:一是适当压缩真实天线在距离向和方位向的主瓣宽度;二是压低真实天线的旁瓣。第一条措施当然要影响测绘带宽度和合成孔径长度,使方位分辨力变坏。第二条措施看来是最重要的,但这会增加天线设计的难度。从国内外已经达到的水平看,把天线旁瓣压低到 $-30 \sim -35\text{dB}$ 是可能的。

10.6.3 相位误差

合成孔径雷达是 20 世纪 50 年代发展起来的一种相干雷达。它的主要特点就是充分利用信号之间的相干性来提高空间分辨力。

回波多普勒相位信息叠加在一起,造成干扰,轻则使分辨力降低,重则不可能获得图像。因此,必须采取措施,保证相干性。这就要使发射信号、接收机本振信号以及相位检波器基准信号都有良好的中心频率稳定度。通常的办法是用一稳定的石英晶体振荡器产生的信号经不同的倍频后供给各部分需要的信号。由于晶振提供全系统的基本信号,对它的频率稳定性的要求是严格的。

系统设计时,要考虑制定全系统相位误差的容许限度以及各分系统相位误差的分配方案。

我们知道,与距离无关的横向距离分辨力为

$$\delta_x = \frac{1}{2} D_x \quad (10-131)$$

因为在系统里存在着相位误差,所以它实际上不可能实现。产生这些相位误差还有两个原因:大气现象和飞机速度矢量的随机变化。

我们已知回波信号的多普勒频率是正比于航速 $|v_a|$,同时也与 v_a 矢量和目标所在位置的

径向矢量 $\mathbf{R}$ 的夹角的余弦成比例。

$$f_d = -\frac{2v_a}{\lambda} \cos(\mathbf{v}_a, \mathbf{R})$$

式中, $(\mathbf{v}_a, \mathbf{R})$ 表示 $\mathbf{v}_a$ 与 $\mathbf{R}$ 两个矢量的夹角。因此, 无论是 v_a 的数值起了变化(飞机的地速起了变化), 或是 $\mathbf{v}_a$ 的方向起了变化(如飞机偏航), 都将使回波多普勒频率失真, 这就必须加以补偿。具体说来, 应该补偿的因素以及补偿的技术措施主要包括:

① 飞机的偏流角变化、俯仰角变化以及横滚的变化通常可用三轴稳定的天线平台进行补偿。这个平台的控制系统, 在飞机遇到高空风或其他原因引起偏流角变化超过一定限度时, 它能控制平台保持稳定, 补偿飞机偏流角引起的变化到一定限度。当飞机发生俯仰和横滚运动时, 它也能使天线平台保持水平。

② 由于天线平台机械转动的精度有一定限度, 要依靠它来完全补偿飞机偏流角引起的回波多普勒频率的变化到允许范围内是不可能的, 因此还必须用电路技术来进行补偿, 这是很重要的一个环节, 通常称为杂波锁定(或杂波跟踪)技术, 就是要把多普勒频谱的中心频率锁住。

③ v_a 的数值变化(方向不变)称为地速变化, 也必须进行补偿。最普通的地速补偿方法之一是使记录胶片(光学成像时)或记录磁带(数字成像时)的走速 v_t 和飞机的地速 v_a 同步。

④ 飞机的侧向移动和上下移动(即高度变化)会影响飞机与目标之间的斜距 R 变化。从公式

$$f_d = -\frac{2v_a}{\lambda R} \Delta x = -\frac{2v_a^2}{\lambda R} (t - t_0) \quad (10-132)$$

可以看出, R 的变化会影响回波多普勒信号的调频斜率。

$$k_a = \frac{-2v_a^2}{\lambda R} \quad (10-133)$$

如果不加补偿就会引起匹配滤波处理过程的失配, 影响分辨力和图像质量, 因而斜距补偿电路也是一个不可忽视的环节。

⑤ 高精度的飞机导航设备能提供飞行过程中的各项姿态数据(偏流角、地速和航速等)。这些具有足够精度的姿态数据是运动补偿系统各个环节所不可少的。因而导航设备是机载合成孔径雷达的一个重要组成部分。目前, 国内外的机载合成孔径雷达上一般都采用高精度的惯导系统。

当考虑到与飞机运动有关的这些补偿校正时, 横向距离分辨力的表达式就将跟径向加速度的标准偏差、斜距 R 和飞机速度 v_a 以及波长 λ 有关。

$$\delta_s = \frac{R}{2v_a} \left(\frac{\lambda \Delta a}{\pi} \right)^{1/2} \quad (10-134)$$

式中, Δa 是径向加速度未经补偿的均方根值偏差。

10.7 SAR 全系统组成

我们以丹麦的 SAR 系统为例来说明 SAR 全系统组成。丹麦的 KRAS(相参雷达和先进的信号处理系统)是一种实验雷达。KRAS SAR 系统参数列于表 10.1 中。

表 10.1 KRAS SAR 系统参数

频 率		5.3GHz
发射机峰值功率		2kW
接收机噪声系数		2.5dB
系统损耗估值		3dB
脉冲宽度		0.64 ~ 20 μ s
最大带宽		100MHz
天线增益		26.8dB
方位 3dB 波束宽度		2.7°
仰角方向图宽度		30°
极化		VV
分辨率	距 离	2m, 4m 或 8m
	方 位	2m, 4m 或 8m
斜距测绘带宽(原始数据)		12km, 24km 或 48km
最大距离		80km

10.7.1 系统概述^[135]

图 10.34 示出该 KRAS SAR 框图。图中,运用 300MHz 的中频和 5GHz 的射频本机振荡器,该系统是根据常规的外差方法来实现的。雷达前端的所有定时信号都锁相至中频。

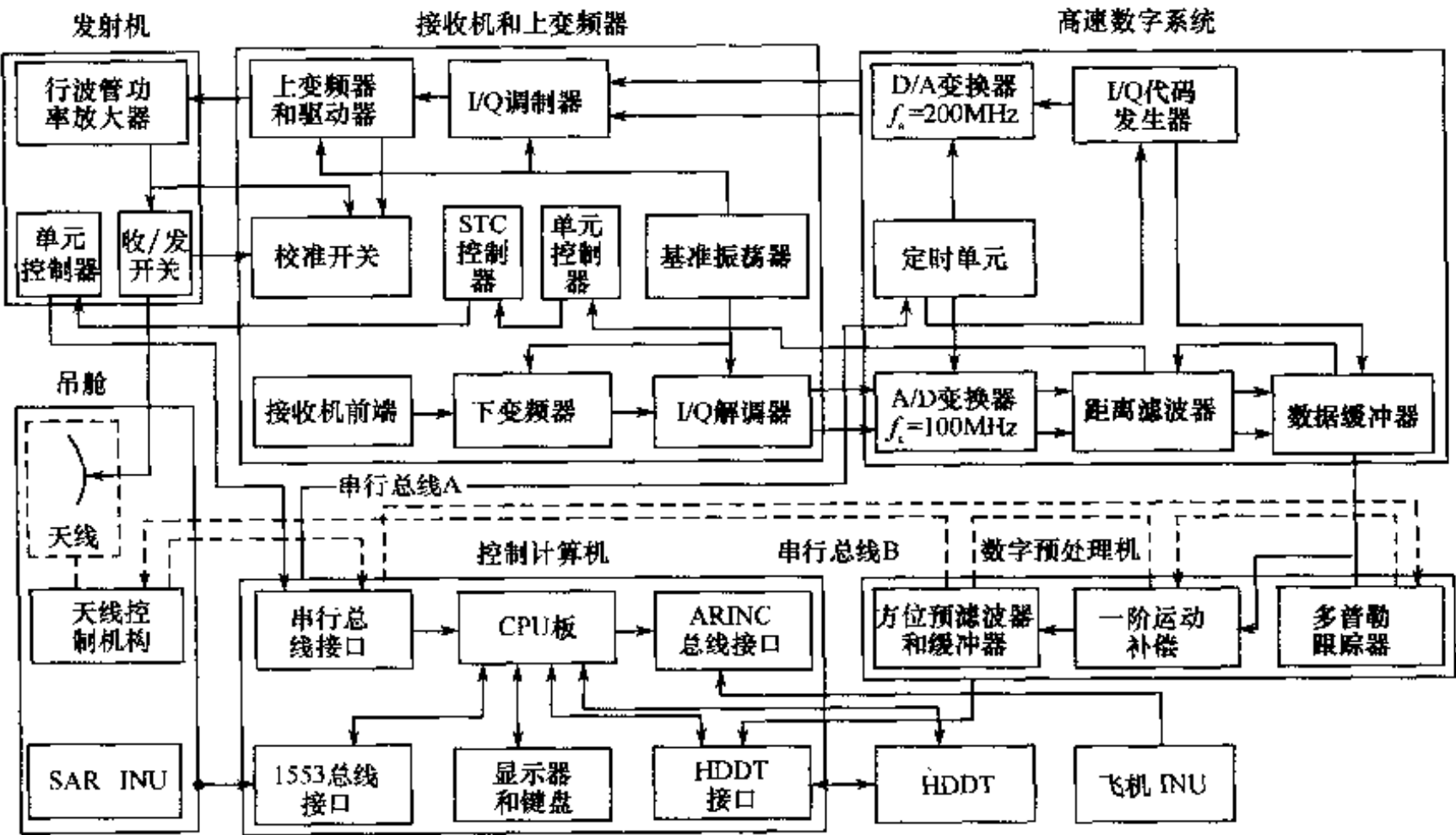


图 10.34 丹麦的 SAR 的原理框图

对于分辨力和测绘带来说,其所需的灵活性是通过在发射机里产生数字信号并在接收机里进行数字预处理而获得的。发射波形是根据操作者选择的带宽、脉冲宽度和编码类型,由飞机中的控制计算机产生的。它从控制计算机下载到一个非常快速的缓冲存储器。该方法具有最大的灵活性,允许信号预失真,使系统误差如调制器中缺乏正交或平衡、转移函数误差等得到校正,这样便改善了距离旁瓣。不过为此灵活性所需付出的代价是需要一个大的、快速的缓冲存储器;4096个复合码字存储于RAM缓冲器,支持脉冲宽度达 $20.48\mu\text{s}$ 。信号读出后传递给两部其采样率为200MHz的数字/模拟变换器,以150MHz的截止频率进行低通滤波,然后经同相/正交调制到300MHz。

同相/正交调制器和上变频器把基带信号转换成5.3GHz的射频信号(可变量),它被固态驱动器放大到+23dBm,然后输入到行波管(TWT)。系统中,驱动器和TWT信号都同校正系统相连。2kW的TWT输出通过收/发转换开关送到天线。接收到的回波经收/发转换开关从天线送到低噪声放大器(LNA),然后经校正开关组件进入接收机。通过运用可变射频衰减器(40dB的变化范围)而使系统的动态范围最佳。该衰减器不仅用于固定增益设备,而且用于灵敏度时间控制(STC)。接收到有限带宽的中频信号,运用正交解调器便可转换到基带。运用两部8位、100MHz的模/数变换器便可把同相和正交基带信号变换成数字信号。

10.7.2 数字联机预处理

模/数变换器的输出经过一系列实时组件如距离滤波器、数据缓冲器、第一次运动补偿和方位预滤波器。距离滤波器(同相/正交)是100MHz的有限脉冲响应滤波器,它们可编程为低通滤波器并对接收到的信号进行二次采样。在低分辨力模式下,通过在对同相和正交分量进行二次采样之前对它们进行低通滤波便可提高信噪比。距离滤波器能够由因数1,2或4进行二次采样,因此在相同的因数条件下降低了数据率且加宽了测绘带。距离滤波器之后是一缓冲存储器,该缓冲存储器能以它最简单的模式把高数据率、低占空比转换成更低的数据率、80%~95%的占空比。一次运动补偿组件运用了一次运动补偿(与距离无关的相位漂移)。该运动补偿还把信号的方位频谱下变频到零多普勒补偿,而且以可编程方位预滤波器的信号进行预处理,即进行信号的方位低通滤波和二次采样。KRAS SAR工作的脉冲重复频率高于进行正确的信号采样并获得所希望的分辨力所必需的脉冲重复频率。对多普勒频谱的过度采样和方位预滤波结合起来便能提高信噪比。二次采样因数为1,2,4,8和16。方位预滤波器之后是另一部缓冲存储器,它通过二次采样来实现数据率的降低/占空比的增大。

除了信号路径中的有源系统以外,还包括了一个基于符号多普勒算法的多普勒估计系统。该系统板既可组装于一次运动补偿组件的前面,也可位于其后面。

10.7.3 天线

天线是长1.2m、有缝有波导相控阵天线,它的仰角方向图同修正的余割平方图很相似($G(\Psi) \sim \text{cosec}^2 \Psi \sqrt{\cos \Psi}$)。天线由四块分离的权组成,这样便能使可用带宽最大。

天线安装在Draken战斗机经改进的燃料吊舱内。

10.7.4 控制计算机

整部雷达由一台基于VME总线的多处理机控制计算机系统(CC)控制。SAR是由“自动成像”软件协助工作的。通过结合巨大的环形航线(从INU测量值得知)和操作者进入场景中

心,自动成像软件就能计算出斜距补偿和天线俯仰角。同样,它会根据飞机位置和场景大小自动地起始和停止成像。CC启动和自动控制所有的雷达部件,或者通过操作者的输入来完成。操作者可通过由菜单驱动的触摸屏或键盘进行通信。它为数字脉冲发生器产生代码,并且计算灵敏度时间控制(STC)表以及为距离滤波器和方位预滤波器计算滤波系数。CC和雷达惯性导航装置通信,而且根据惯性导航装置测量值来控制脉冲重复频率和天线指向。CC将惯性导航装置和多普勒跟踪器的测量结果结合起来,而且提供实时运动补偿参数。它还包括许多BITE(机内测试设备)设施和软件,以分析所获的数据。

10.7.5 数据处理机

在成像过程中,来自数字处理机的数据记录在高密度数字磁带(HDDT)上。随后,数据是在实验室的阿波罗(Apollo)DN 1000[(扩充的RISC)、装备有16兆的主存储器、一个330兆的系统盘和两个660兆的数据磁盘]上处理的。数据通过IEEE 488总线从高密度数字磁带传输到阿波罗(Apollo)。

SAR处理软件是以距离多普勒算法为基础的,该算法通过在距离-多普勒域中内插距离变换便可对距离弯曲进行校正。快速傅里叶变换的性能对该算法很重要,因此研究了运用其他快速变换或卷积算法的潜在优势之后,认为快速傅里叶变换是最合适的,主要是由于其他一些方法要求有专用硬件。

第一种型号的脱机处理机旨在支持雷达实时处理的研究和设计。因此,灵活性,而不是处理速度就成了主要的考虑方面。由于改进后有了更好的人机接口,所以该处理机现在更适合于军事应用。

该处理机分为三个处理模块。距离模块按距离长短顺序来处理数据。它提供一种或多种可选功能:多普勒矩心估计、一阶运动补偿、方位预滤波、距离移动校正、距离压缩、二阶运动补偿和非聚焦SAR处理。这些功能的顺序可根据需要选择。距离模块的输出通常(但不是必须)经过计算后转换到16位I通道和16位Q通道,然后储存在磁盘上。在角转动模块之后的方位模块提供以下功能:方位压缩(包括距离弯曲校正)、斜距/地面距离再采样、检测、多次查看和强度转换。

处理机还有一个分析模块,包括直方图分析仪、频谱分析仪、多普勒速率估计器(自动聚焦模块)和惯性导航装置数据分析师。

脱机处理机大约需要3小时把 $9\text{km} \times 6\text{km}$ 的图像处理成分辨力为2m的图像。现在,对磁盘结构作了改变,可处理 $9\text{km} \times 24\text{km}$ 的场景。运用机载实时方位预滤波器,最大的场景可达 $9\text{km} \times 48\text{km}$,分辨力为2m或 $36\text{km} \times 48\text{km}$,分辨力为8m。

10.8 SAR的应用和发展趋势

近年来,机载和空载SAR越来越显示出其在许多方面的作用。不同学科的科学家和生态学家们正对地球遥感数据产生浓厚的兴趣,军事上在侦察、测绘方面也已得到应用。由于SAR能够透过云层,所以只有SAR系统才能保证对地球的持续观测。另外,SAR还有一些优点:它具有全天候工作能力,低频段的这类雷达甚至能渗透到地下。

一般来说,用户需要获得他所想观测、识别和分类目标的特殊物理或地理参数。这些需求则要求特殊的SAR系统参数,比如几何和辐射测量分辨力、成像带宽度、特殊目标的类型

和特性、检测精度（探测、辨别、识别和描述）及特殊的精度、校准和重复率等（参见表 10.2）。

表 10.2 特殊物体的不同检测精度所需的分辨率以及信号带宽(BW)

目 标	探 测		识 别		辨 别		描 述	
	分辨率 (m)	带宽 (MHz)	分辨率 (m)	带宽 (MHz)	分辨率 (m)	带宽 (MHz)	分辨率 (m)	带宽 (MHz)
桥	6	25	4.5	33	1.5	100	0.9	170
物资仓库	1.5	100	0.6	250	0.3	500	0.25	600
军事驻地	6	25	2.1	71	1.2	125	0.30	500
机场设备	6	25	4.5	33	3	50	0.30	500
飞 机	4.5	33	1.5	100	0.9	170	0.15	1000
中等舰船	7.5	20	4.5	33	0.6	250	0.30	500
车 辆	1.5	100	0.6	250	0.3	500	0.05	3000
港 口	30	5	15	10	6	25	1.5	100
庭院和火车 车厢	30	5	15	10	5	25	1.5	100
道 路	9	17	6	25	1.8	83	0.6	250
城 区	60	10	30	5	3	50	3	50
矿 区	9	17	6	25	0.9	170	0.025	6000

10.8.1 SAR 技术现状

1. 频率选择限制

一般来说,应用目的会影响到频率的选择。例如,微波的渗入深度随着频率的升高而降低。大气会引起与频率有关的衰减,所以设立一频率上限,机载雷达大约为 90GHz,空载雷达大约为 15GHz。国际协议也对频段的使用作了限制。

2. 硬件主要考虑因素

发射机功率和天线是雷达设计中的关键。目前,对射频功率发生器效率的技术限制是极其重要的设计因素。

3. 数据库

SAR 系统的数据量非常惊人,如在 SIR-C/X-SAR 系统中,每个通道的数据率为 45Mb/s,7 个通道总的数据率为 315Mb/s。若要求更高分辨率和更大的成像带,则数据率更大,因此处理一幅画面的时间较长。

10.8.2 SAR 的应用例子^[108~136]

SAR 系统具有广泛的应用范围,包括高分辨率地质 / 地形测绘、对海运所关心的海况与冰情的定时监测以及可见光 / 红外遥感技术所探测不到的热带地区森林 / 草木的详细估测。军事应用 SAR 系统分为机载和航天器载两种,并能定期或根据需要进行区域或全球覆盖。

1. 早期空载 SAR 系统例子

1991 ~ 1995 年,在 11 个国家有 18 个不同的机载 SAR 系统已投入民用。表 10.3 列出了 1991 ~ 1995 年发射升空的 5 部空载 SAR 系统。

表 10.3 1991~1995 年的 5 部空载 SAR 系统

	ERS 1(1991)/ ERS-2(1994) ESA	J-ERS-1 (1992) 日本	ALMAZ 1 (1991) 俄罗斯	SIR-C/X-SAR (1994) 美国/意大利/德国	RADARSAT (1995) 加拿大
频率/极化	5.3GHz/VV	1.2GHz/HH	3.1GHz/HH	1.3GHz;5.3GHz 9.6GHz/VV	5.3GHz/HH
平均功率/ 峰值功率	300W/4.8kW	50W/744W	4800W 峰值	L:240W/3.4kW C:200W/2.7kW X:240W/3.3kW	1200W 峰值
天线	10m×1m	12m×2.2m	2m×15m×1.5m	12m×2.9m(L) 12m×0.75m(C) 有源阵列 12m×0.4m(X) 波导	15m×1.5m 阵列
带宽	15.6MHz	15MHz	15MHz	10MHz,20MHz	11.2MHz
数据率	105Mbs ⁻¹	60Mbs ⁻¹	10Mbs ⁻¹	45Mbs ⁻¹ /通道	110Mbs ⁻¹
最高分辨率 方位距离	30m×30m (4 视)	20m×20m (3 视)	10~15m	20m×13m(L,C) 20m×10m(X) (4 视)	9m×9m (1 视)
成像地带	80km	75km	2km×40km 350km	10~70km 15~45km	50~500km 450km
高度	777km	570km	270~380km	250km	789km
入射角	23°	35°	30°~60°	20°~55°	10°~60°
主要目标	海洋和冰、 天气、陆地	海洋、冰、 陆地、植物	陆地和海洋	环球地面 试验	海洋、冰、 南极冰

表 10.4 列出美国航天飞机成像雷达——Seasat SAR 的技术特性。

表 10.4 Seasat-A 合成孔径雷达的技术特性

天线	类型	平面相控阵(10.74m×2.16m)
	波束宽度	方位 1.1°,仰角 6°(1dB 点处)
	视角	20°俯仰角,与速度矢量成 90°
	增益	34.7dB
	极化	水平
	重量	113kg
发射机	类型	固态发射机
	效率	38%
	RF 载波	1275MHz
	峰值功率	800W(标称值),1125W(最大值)
	脉冲宽度	33.8μs
	PRF	1463pps,1540pps,1645pps
	占空比	0.05(最大值)
	平均功率	44.5W(标称值),62.6W(最大值)
	波形	脉冲,LFM,19MHz 带宽
接收机	噪声温度	550K
	带宽	22MHz
	系统输入噪声	-127.42dBw
	AGC 时间常数	5s
	STC 增益变化	9dB
	稳定本振稳定度	3×10 ⁻¹⁰ /5ms
记录仪		25Kb/s 数字式
系统重量		110kg(不含天线)
总主电源功率		624W(最大值)
分辨力		25m
条形区宽度		100km
条形区长度		每次扫描 2000km
条形区方向		轨道路径的右侧
信噪比		9dB(标称值)

Seasat—A 是由 5 个子系统构成的聚焦型 SAR,即:(1) 航天器雷达天线;(2) 航天器雷达传感器;(3) 航天器至地面的数据链路;(4) 地面数据记录器和格式化;(5) 地面数据处理器。天线是 8 块由合成馈电网络馈电的微带阵列,工作于 1275MHz。固态雷达发射机从稳定本振获取线性调频(LFM)信号,产生 800W 的额定峰值功率。当天线偏离天底 20°、仰角波束宽为 6°时,天线在地球表面的辐射范围是一条 100km 宽的条形区域。一旦雷达传感器中的接收机收到反射信号,灵敏度时间控制 RF 放大器就将回波放大。该信号和部分稳定本振信号混合通过模拟数据链路发送到地面站。在地面站,数据解调器将雷达传感器的本振信号和回波还原,还原后的同步解调视频雷达信号被雷达数据记录仪和格式化处理后分机子系统转换成数字

形式。通过转换,信号被缓存且被一个高密度磁带记录仪记录下来。然后,雷达信号处理机将记录下来的数字信号转换成一个二维的天线观测区域雷达截面图。在仰角上(与航迹垂直)用时间波门选通压缩后的回波信号得到的分辨力为 25m,在方位上(沿航迹)通过地面信号处理器在数据处理间隔期间对相参回波信号进行聚焦(亦可得到分辨力为 25m 的雷达图)。

2. 机载 SAR 侦察雷达系统例子^[107]

目前世界上有美国、法国、德国、加拿大、澳大利亚、荷兰、俄罗斯、英国、丹麦、以色列、瑞典、中国等 13 个国家研制了近三十余种型号的机载 SAR 侦察雷达系统,表 10.5 所列为目前世界上主要的机载 SAR 侦察雷达系统。

表 10.5 主要的机载 SAR 侦察雷达系统

国 别	美 国	美 国	美 国	加拿大	以色列	美 国	美 国
型号	LAIRS	ASARS-2	APY-3	STAR-2 IRIS	EL/M2055	HiSAR	LynxSAR
波段	X、C、L	X		X	Ku	X	Ku
工作方式	条带 聚束式 MTI	聚束式 MTI	MTI SAR/MTI- 地图测绘	大区覆盖转 小区覆盖	条带 聚束式 MTI	条带 聚束式 MTI	条带 聚束式
方位 分辨率	1m	18.3m		5m	条带:1m 聚束式:3m	条带:1m 聚束式:0.3m	0.1~3m
距离 分辨率	1.5m	18.3m		8m	条带:1m 聚束式:3m	条带:1m 聚束式:0.3m	0.1~3m
测绘带宽	4.9~48km	32km	覆盖范围 50000km ²	16km/6m 63km/16m	12km(3m)	10km/1m 2km/0.3m	935m GMT1:10km
成像距离	185km	165km	200km	100km	40km	200km	60km
机上实时 处理	有	有	有	有	有	有	有
数据传输	有	有	有	有	有	有	有
制造商	洛克希德- 马丁公司	休斯公司	诺斯罗普-格 鲁门	MDA	ELTA	休斯公司	Sandia 实验室
研 制、装 备时间	1998 年	1997 ~2000 年	1990 年	1988 年		1993 ~1997 年	1998 年
载机	P 3 警戒飞机	U-2S 侦察机	E-8C		无人机	全球鹰 Tier II *	“捕食者” “徘徊者”
现状	生产、服役 中	服役中	服役中		研制成功	服役	研制成功
备注	由 ASARS-1 改进研制		JSTARS 的 机载雷达				

3. 机载攻击型 SAR 火控雷达例子

机载 SAR 全天时、全天候、远距离成像的特点,不但在机载警戒侦察雷达系统中得到发展和应用,而且在战斗机、轰炸机对地探测和攻击中起到了至关重要的作用。

表 10.6 所列为世界上 20 世纪主要的攻击型机载 SAR 雷达系统。

表 10.6 世界上主要的攻击型机载 SAR 雷达系统

国 别	美 国	美 国	美 国	俄罗斯	俄罗斯	美 国	法 国
型号	APG-65	APG-70	APG-76 (MMRS)	Kornet (标枪)	Zhuk (甲虫)	Blue-Vixen	RDY
工作方式	DBS	DBS SAR	DBS SAR patch SAR/MTI	DBS	DBS SAR MTI	DBS	聚束式
分辨率	67 : 1 (锐化比)	2.5m 3m 18m	0.3m, 3m, 9m, 18m	260m/8km	12 : 1 (锐化比) 10m	64m	1m
研究完成 装备时间	1983 年	1984 年	1993 年	1990 年	1988 年	1993 年	1994 年
配装机种	F/A-18	F-15E	F-4	Mig-21	Mig-29	Sea Harrier FRS-2	幻影 2000-5

下面,我们再对另外 10 部机载 SAR 分别进行简介。

(1) AIRSAR

美国 NASA/TPL AIRSAR 是由 JPL (Jet Propulsion Laboratory) 为 NASA (National Aeronautics and Space Administration) 研制的。

AIRSAR 能同时工作在三个波段: C 波段、L 波段和 P 波段。它有三种工作模式: 在 C 波段、L 波段和 P 波段全极化模式; 在 C 波段和 L 波段, 沿航线的干涉模式; 在 C 波段和 L 波段, 垂直航线的干涉模式; 这些模式均是条带照射。三个频段发射机交替发射水平极化和垂直极化电磁波, 在全极化模式, 有 6 个通道同时接收水平极化和垂直极化电磁波。AIRSAR 包括天线子系统、RF (Radio Frequency) 子系统、数字系统、校准子系统、导航系统和 Hewlett-Packard 9000 计算机, 9000 计算机控制整个系统的工作。AIRSAR 主要参数见表 10.7。

表 10.7 AIRSAR 主要参数

波段	P	L	C
载频	438.75(427.5)MHz	1248.75(1237.5)MHz	5298.75(5287.5)MHz
信号带宽	20(40)MHz	20(40)MHz	20(40)MHz
脉宽	10 μ s 或 5 μ s		
发射机峰值功率	62dBm	67dBm	60dBm
天线极化	H/V		
天线增益	14dB	18dB	24dB
方位向波束宽度	19°	8°	2.5°
俯仰向波束宽度	38°	44°	50°
接收机增益	58(59)dB	50(52)dB	62(63)dB
A/D 采样率	45(90)MHz		
PRF	(17/25) $\times$ 飞机速度, 或 (34/25) $\times$ 飞机速度		
距离向条带宽度	10~15km		
距离向分辨力	7.5m, 3.75m		
方位向分辨力	1m		

(2) P3/SAR

美国 ERIM 公司(ERIM International, Inc.)研制的 P3/SAR 具有 X、L、C 和 UHF 波段,安装在海军 P3 飞机上,UHF 波段是超宽带,能够穿透丛林。

P3/SAR 具有条带照射模式、聚束照射模式、扫描照射模式、DPCA(Displaced Phase Center Antenna)(X 和 C 波段)、圆周模式。UHF 波段只有全极化条带照射模式。数据记录在 HDDT 磁带上。运动补偿数据由 LN51 IMU 和差分 GPS(Differential GPS, DGPS)测量。在条带照射模式时,X、L 和 C 波段可以实时成像。P3/SAR 的基本参数见表 10.8。

表 10.8 P3/SAR 的基本参数

波段	X	C	L	UHF
载频	9.35GHz	5.30GHz	1.28GHz	550MHz(200~900)
极化	VV,VH,HH,HV			
发射机峰值功率	1.5kW	1.4kW	5.0kW	1.0kW
平均发射功率	4.534W	2.735W	16.47W	26.3W
脉冲宽度	4 μ s			26.34 μ s
PRF	1429Hz(标称)			2kHz
天线增益	27dB	24dB	16.5dB	8dB
波束方位向宽度	1.8°	3.9°	10°	42°~114.2°
波束俯仰向宽度	8.5°	15°	100°	23.4°~82.5°
信号处理带宽	120/60MHz			515/177/117/58MHz
距离向条带宽度	4.9/9.8km			929/1965/2457/3276m
采样数	4096(每个脉冲)			
飞机速度	130m/s(标称)			
飞机高度	5km(标称)			

(3) TESAR

TESAR(Tactical Endurance Synthetic Aperture Radar)是美国陆军专用的战场侦察、警戒、发现目标的战术 SAR,是战术 C⁴I 系统的组成部分,安装在 Predator 无人飞机上。TESAR 包括两大部分:机载分系统和 SAR 地面工作站分系统。机载分系统由接收机/发射单元、天线单元及处理器单元组成。

TESAR 工作在 Ku 波段(16.4GHz),它有三种工作模式:典型条带照射模式(成像条带的中心是一条直线)、非典型条带照射模式(成像条带的中心不是一条直线,而是随着飞机的运动变化)、聚束照射模式。条带照射模式的距离向条带宽度为 800~2400m,其分辨力从 1~0.3m 连续可变。聚束照射模式的成像范围为 800m×800m~2400m×2400m,其分辨力为 1~0.3m。聚焦成像由机载处理器单元完成并压缩,传送给地面控制站。

(4) YSAR 和 YINSAR

美国 Brigham Young 大学的电力与计算机系研制的 YSAR 和 YINSAR 是小型、低成本 SAR,适合于飞行高度为 600m 的小型飞机。YSAR 和 YINSAR 的系统组成比较简单,YINSAR 采用 GPS 进行运动补偿。它们的基本参数见表 10.9。

表 10.9 YSAR 和 YINSAR 的基本参数

	YSAR	YINSAR	YSAR+YINSAR
载频	2.1GHz	9.9GHz	2.1GHz 和 9.9GHz
带宽	200MHz	200MHz	200MHz
通道数	1	2	3
标准 PRF	400Hz	1kHz	1kHz
最大 PRF	400Hz	6kHz	3kHz
最大方位数据采样时间 (标准 PRF)	74s	64s	43s
距离波束宽度	1024 个像素	1024 个像素	1024 个像素

(5) AER-II

为了验证基于相控阵天线的 SAR,并验证多通道 SAR 的理论研究,德国 FGAN(German Defence Research Establishment)研制了试验型 AER-II,安装在 Transall C-160 飞机上。AER II 采用全极化、子孔径可变的相控阵天线。相控阵天线由 264 个矩形贴片单元(6 行,42 列)组成,与无源分配网络相连。系统有 14 个固态收/发组件,每个收/发组件通过分配网络与 3 列阵元连接。收/发组件包含 1 位收/发移相器,使波束在方位向有 $\pm 8^{\circ}$ 的电扫描。在俯仰向,仍采用机械扫描,范围为 $0\sim 45^{\circ}$ 。

AER-II 发射非线性调频信号,载频为 10GHz(X 波段),带宽为 160MHz,发射功率为 80W,斜距为 20km,距离向条带宽度为 3.5km,分辨力为 $1\text{m}\times 1\text{m}$ 。

(6) E-SAR

德国 DLR(German Aerospace Research Establishment)研制的 E-SAR 是试验型 SAR,用来试验新技术和信号处理算法,E-SAR 具有多个工作频率:P、L、C 和 X 波段,具有可选择的垂直极化或水平极化天线。E-SAR 的主要参数见表 10.10。

表 10.10 E-SAR 的主要参数

波段	X	C	S	L	P
载频	9.6GHz	5.3GHz	3.3GHz	1.3GHz	450MHz
发射功率	2500W	50W	2000W	360W	180W
接收机噪声系数	3.5dB	5.0dB	6.0dB	8.0dB	4.5dB
天线增益	17.5dB	17dB	17dB	17dB	12dB
波束方位宽度	17°	19°	20°	18°	30°
波束俯仰宽度	30°	33°	35°	35°	60°
天线极化	H 和 V	H 和 V	H 和 V	H 和 V	H 和 V
系统带宽	120MHz	120MHz	120MHz	100MHz	25(60)MHz

(7) PHARUS

荷兰的 PHARUS(Phased Array Universal Sar),是一部全极化、C 波段、机载相控阵 SAR。

PHARUS 的特点:现代固态雷达技术、模块化结构、模拟化相控阵天线、可编程、机内校准、能模拟星载 SAR。系统全部程控,包括信号的形式、极化方式、作用距离和分辨力的选择。采用脉间波束扫描,有聚束工作模式、主动零指向和多目标跟踪能力。

PHARUS 的相控阵天线有 48 个双极化单元连接到 20W 的有源固态发射/接收模块,天

线波束可以在空间快速扫描,可以方便地修正载机的偏航、形成聚束工作模式、实现动目标显示。它采用多极化信息,有利于农作物的分类、目标识别、抑制干扰等。其主要参数,见表 10.11。

表 10.11 PHARUS 的一些参数

载频	5.3GHz
脉冲宽度	3.2~25.6μs,参考值:12.8μs
脉冲重复频率	2000~5000Hz
波形	预编程的任意线性调频信号
带宽	可编程,45MHz(高分辨力)、24MHz(中等分辨力)、12MHz(低分辨力),最大:100MHz
分辨力	3m×3m,3m×1m(高分辨力)
极化	发射:H 或 V、接收 H 和 V
峰值发射功率	960W(最大)
方位向波束宽度	2.3°
方位扫描范围	20°~ - 20°(以 0.5°步长)
俯仰向波束宽度	24°
俯仰扫描范围	- 15°~ + 15°(以 0.5°步长)
A/D	100MHz,8b/s
作用距离	26km
距离向条带宽度	20km

(8) CARABAS

瑞典 FOA (Defence Research Establishment) 研制的 CARABAS (Coherent All Radio Band Sensing) 是一部高性能的机载 SAR,用于探测隐藏的和伪装的目标,CARABAS 工作在 VHF 频段(20~90MHz),将低频技术和超宽带技术结合起来,采用超宽带线性接收机和先进的信号处理技术,能够抑制无线电广播的干扰,形成高质量的目标图像。

(9) Ingara

澳大利亚 DSTO (Defence Science and Technology Organization) 研制的 Ingara 是一部概念技术验证 SAR,具有多种模式:条带照射模式、聚束照射模式、地面动目标显示,已用于科学研究和军事指挥与控制。

(10) 我国哈尔滨工业大学、国防科技大学、北京理工大学和电子科技大学等高校与有关研究所合作也分别研究出多部机载实验验证 SAR,并获得了较高质量的目标图像。

最后我们列出德国正在研制的一部有源相控阵 X 波段的空载 SAR 雷达,从中可了解未来 SAR 雷达的发展方向。这种新型 SAR 系统总的设计要求:

- 几个能同时工作的 SAR 频(L、S、C、X 波段中的 2~3 个);
- 需要水平(HH)和垂直(VV)两种极化方式,有时甚至需要交叉极化(HV、VH);
- 系统灵敏度必须在 - 20dBσ° 范围内,最终图像的信噪比要求 ≥ 5dB;
- 干涉测量数据评估对系统稳定度、飞行操作以及 SAR 处理还提出了其他要求。

一般来说,根据监视类型的不同(比如说海洋、农业/林业、灾害监测等),几何分辨率和成像范围存在着相互关系。这种关系大致上可用下面的分辨率等级来概括:

- 低分辨率系统(1~5km)用于全球覆盖→大观测地带宽度(>500km);
- 中等分辨率等(50~500m)用于地区覆盖→中等观测地带宽度(100km);
- 高分辨率系统(5~30m)用于局部覆盖→小观测地带宽度(50km);
- 点分辨率系统(1~3m)用于小范围覆盖→小观测地带宽度(10km)。

为了满足以上要求,德国航天局与道尼尔卫星系统公司等制订了 SAR 系统的设计方案。图 10.35 示出了一部空间 SAR 系统的主要框图,它带有有源阵列天线、中央电子单元和航天飞机界面(这里描述为地面电子支援设备,缩写为 EGSE)。中央电子单元包括:数据处理和控制电子设备(DCE)、射频电子设备(RFE)、功率转换器以及天线控制电子设备(ACE)。

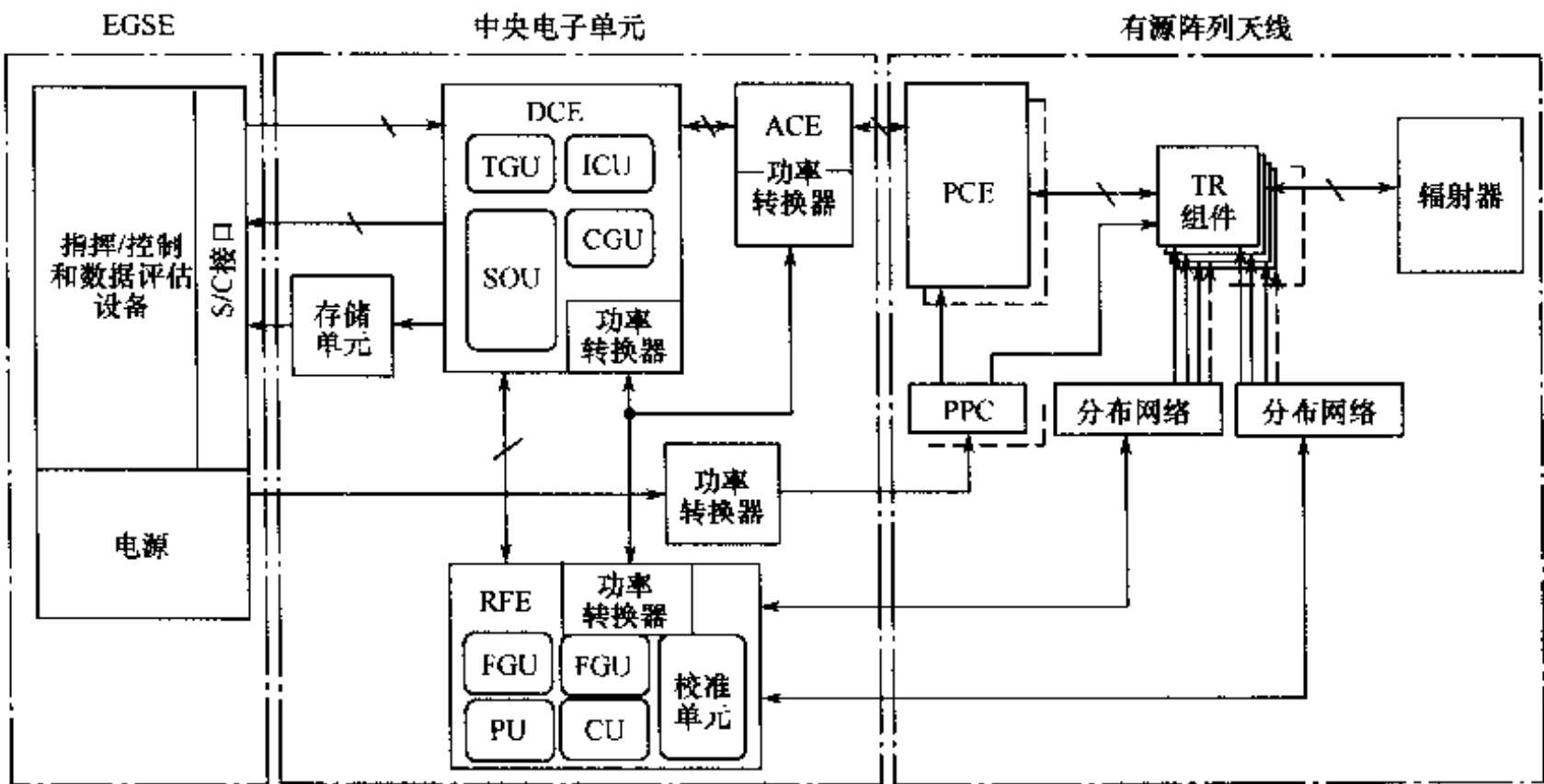


图 10.35 X 波段 SAR 系统的原理框图

总之,在未来的监视侦察任务中,机载及星载成像雷达系统必须满足越来越严格的要求。下一代最高水平的 SAR 系统将具有高灵敏度地面动目标指示能力和多种复杂工作模式,其中包括高分辨率和原距离成像能力。要具备上述能力并完成未来的各种雷达任务还必须解决许多技术问题和方法问题。只有通过运用可重构相控阵天线连同综合宽带系统设计以及多通道能力才能完成各种任务。所需的空分辨率需要大约 1.8GHz 的发射及接收带宽。天线为电控且可重构的相控阵天线,它具有精确的量化真实时延馈电网络和多接收通道。宽带多通道数据获取导致了超高的数据率和数据容量。就图像分辨率和动态范围而论,载体运动的精确校准过程及准确测量是必不可少的。此外,宽带及宽角情况需要根据运动补偿和聚焦对图像形成过程进行非常精确的建模。因为采用了波束合成、多子孔径、多通道和多基地结构,所以空时资源管理需要开发出空时阵列处理的各种新方法新算法。

根据估算的这种雷达系统可达到的性能要求,FGAN-FHR 已经决定建造一个新的实验雷达平台:PAMIR 即多功能相控阵成像雷达。表 10.12 列出了 PAMIR 最重要的设计参数。

表 10.12 PAMIR 的设计参数

载体	Transall C-160
中心频率	9.45GHz
带宽	1820MHz
分辨率	0.1m×0.1m
距离	100km
通道	5 个并行接收通道
主天线	有源相控阵,与辐射器圆柱连接的 256 个 T/R 组件
发射功率	峰值功率为 1280W
最大距离处的噪声等效值 σ_0	-40dB
方位扫描	±45°
极化	VV,HH
基本工作模式	偏斜条带测绘 SAR 聚束式 滑动聚束式 扫描 MTI(STAP) ISAR

10.8.3 SAR 系统性能比较

SAR 系统特性影响着各种目标的信号回波特性,因此也影响着系统对某一应用的适用性。系统工作参数(如入射角和视线角、工作频率和极化)影响着雷达回波的幅度和目标的反向散射特征。为了支持广泛的应用,采用不同的系统结构。有些系统具有多频率、多极化能力,这可表征多种目标和表面。有些系统工作在较长波长[如 P 波段(75cm)和 L 波段(24cm)],主要用于对较大的目标和表面特征提供强的回波信号,这些波段也可穿透雪、草木冠,并在一定条件下穿透沙和土壤。有些系统工作在较短波长[C 波段(5.6cm)和 X 波段(3cm)],这对于较小的地形特征的描述是有用的。而且,C 波段和 X 波段辐射趋向于更多的反射草木冠、积雪场和泥土,这可表征这些目标的表面。

在每个波段里,进一步的地形描述由各种极化组合提供。同极化[水平发射/水平接收(HH)或垂直发射/垂直接收(VV)]适用于检测与入射波同一方向的目标的反向散射。交叉极化(水平发射/垂直接收(HV)或垂直发射/水平接收(VH)适于检测对能量去极化的多个散射体产生的回波信号,如漫射森林树冠,或检测多次发射产生的回波信号,如地面-树杆的回波信号。同极化往往具有最强的反向散射回波信号,而交叉极化往往受人射角和斜度变化的影响较小。全极化方式可合成任何极化组合,包括圆极化。这样,具有多频率和多次极化能力的系统可处理这些参数结构,并能产生增强给定场景中的几种表面特性和特征的图像。

表 10.13 示出前面介绍过的以及未介绍过的一些系统的工作参数及其数值,以作系统选择参考。系统参数和目标特征是需要系统在系统与应用之间很好地协调的重要因素。其他要考虑的因素包括回访(重复观测)频率、覆盖范围和确定对某一应用的最佳解决方案时所需要的图像类型。总之,没有一种 SAR 设计或数据对所有的应用是普遍适用的。

表 10.13 SAR 系统比较

参数/系统	频率波段	极化	测绘地带	入射角	分辨率	平台	高度	轨道条件	偏差	数据搜集	重复周期
AIRSAR/ TOPSAR	P(0.4GHz) L(1.25GHz) C(4.6GHz)	HH, VV HV, VH	宽 12km 长 60km	0°~70° 供选择	距离: 4~8m 方位: 4~8m	机载 DC-8	8~12km	N/A	N/A	每次飞行 6 小时	根据要求
DCS	X(9.66GHz) Ku(14.28GHz)	X 波段全极 化 Ku, VV	225~1500m	大约为 2°~85°	距离: 1m, 方位: 1m 高度精度: 1.5m	机载 CV-580	0.5~7.6km	N/A	N/A	每次飞行 3~7 小时	根据要求
IFSARE	X(9.6GHz)	HH	5~16km (额定为 10km)	30°~60° (额定为 45°)	距离: 3m, 方位: 3m 高度精度: 1~3m	机载 Learjet36	6.1~12.2km	N/A	N/A	每次飞行 3 小时	根据要求
P-3/SAR	L(1.28GHz) C(5.3GHz) X(9.35GHz) UWB(350MHz)	HH, VV HV, VH	4.9~9.8km	20°~70°	距离: 1.5~3.0m	机载 P-3AOrion	无现存数据	N/A	N/A	7~10 小时	根据要求
C/X-SAR	C(5.30GHz) X(9.25GHz)	HH, VV HV, VH	18~65km	0°~74°	距离: 6~20m 方位: 6~10m	机载 CV-580	6.5km	N/A	N/A	每次飞行 5 小时	根据要求
STAR-1	X(9.4GHz)	HH	方式 1: 24km 方式 2: 48km	55°~85°	方式 2: 距离 16m 方位: 6m, 视看 7 次	机载 Cessna 征服号	9.5km	N/A	N/A	每次飞行 6 小时	根据要求
STAR-2	X(9.4GHz)	HH	方式 1: 65km×2 方式 2: 100km×2	60°~85°	方位: 25m 视看低于 20 次	机载 挑战者号 600	12km	N/A	N/A	每次飞行 6 小时	根据要求
ALMAZ-1	S(3.125GHz)	HH	25km	30°~35°	距离: 15~30m 方位: 15m	卫星	270km 380km	N/A	73°	N/A (已不使用)	5~7 天
ERS-1	C(5.3GHz)	VV	100km	19.35° 26.5°	距离: <33m 方位: <30m	卫星	785km	极地、 太阳同步	98.5°	每个轨道 12 分钟	35 天
JERS-1	L(1.275GHz)	HH	75km	38.5°	距离: 18m 方位: 18m	卫星	568km	极地、 太阳同步	97.7°	每个轨道(96 分钟)20 分钟	44 天
RADARSAT	C(5.3GHz)	HH	45~500km	10°~60°	距离: 11~100m 方位: 9~100m	卫星	798km	巡回、 太阳同步	98.6°	每个 100 弧分的 轨道 28 分钟	24 天
SIR-C	L(1.28GHz) C(5.3GHz)	HH, VV VH, HV	15~90km	17°~63°	距离: 8~30m 方位: 30m	宇航飞船	225km	低地球 轨道	57°	每次飞行 50 小时	N/A
X-SAR	X(9.6GHz)	VV	15~40km	17°~63°	距离: 30m 方位: 30m	宇航飞船	225km	低地球 轨道	57°	每次飞行 50 小时	N/A

10.8.4 机载 SAR 的发展趋势

目前的机载 SAR 大都有两大功用:一是用于民用或军事应用,二是验证 SAR 的新技术。从目前机载 SAR 试验的新技术看,机载 SAR 有以下几个主要发展趋势。

1. 多波段、共极化、多模式

不同波长的 SAR 测量可以区分不同大小的物体。例如,森林对波长为 24cm 电磁波的散射主要来自树干和树枝,对波长为 3cm 或 6cm 电磁波的散射主要来自树冠上部。尤其是 VHF、UHF 波段,更是引起人们的重视,因为这些波段的电磁波具有很好的丛林穿透能力。不同类型的物体对水平极化和垂直极化电磁波的影响不同。因此,机载 SAR 一般采用多极化,并且也都由单一波段逐步改进为多波段,甚至可以在几个波段同时多极化工作。机载 SAR 为了适应不同的分辨力需要、不同的地理环境,采用多模式,例如条带照射模式、聚束照射模式、InSAR、动目标成像等。

2. 采用相控阵天线

机载 SAR 采用相控阵天线是其发展趋势之一。相控阵天线固定在载机上,不需要稳定旋转支架,可以方便地瞬时补偿载机偏航,减小误差。由于相控阵天线波束扫描的灵活性,能够对成像区域精确选择,也为灵活的工作方式提供了基础。在相控阵天线的基础上,利用子孔径技术,能够实现动目标显示和无模糊干涉处理。

3. 干涉 SAS(InSAR)

几乎所有的机载 SAR 正逐渐实现 InSAR 模式,以对目标区域立体成像和检测目标区域的变化。对于 InSAR,有单航过 InSAR 和多航过 InSAR。多航过 InSAR 必须具有精确的运动测量装置和飞行控制系统。一般是将 IMU 和 GPS 结合测量载机的运动参数,此参数送到飞行控制系统,计算下一次航过的飞行路线。单航过 InSAR 将成为机载 SAR 的必备工作模式。

4. 动目标成像

动目标成像是机载 SAR 军事应用必须解决的问题。作为战术侦察的一部分,需要对战场地面进行连续、及时与清晰的监视,为态势评估、指挥与控制提供更多的信息,并且战场上会存在大量的动目标。不对动目标专门成像,SAR 的成像就会失真。因此,机载 SAR 实现动目标成像将成为重要研究对象。

5. 实时成像

在载机上实现 SAR 实时成像或无人机上 SAR 的数据传送给地面控制站的近似实时成像,也是机载 SAR 正在发展的项目。由于 SAR 的数据量非常大,需要存储容量大、速度快、满足精度要求的数据处理系统。目前一般采用多处理器系统与功能强的 PC 组成,并只能对一个信号通道实时成像。实时成像有利于机载 SAR 操纵员实施掌握、调整成像区域,对军事应用是非常必要的。

6. 与 SAR 相关的技术

发展 SAR 成像算法,提高分辨力,一直是机载 SAR 发展的一个方向。提高成像分辨力,有利于目标识别。例如,TESAR 能够对停机坪上的飞机类型进行识别,甚至能对架设的电缆线清晰成像。与 SAR 关系密切的超宽带技术,开始引起人们的广泛研究。针对 SAR 的目标识别技术、空时自适应处理也均是机载 SAR 的发展方向。

7. 低成本机载 SAR

目前限制机载 SAR 大规模发展的障碍是机载 SAR 系统过于复杂,成本过高。不同的应用对机载 SAR 的要求也就不同。因此,研究满足要求的低成本机载 SAR,使机载 SAR 大规模应用,自然成为机载 SAR 发展的一个方向。YINSAR 就是降低成本的一个例子,它大量采用市场的成品,减少功能块的专用研制。目前的机载 SAR 大多是验证型,是逐步完成的,追求功能的完善和试验新技术,缺乏系统整体性设计,这也是造成机载 SAR 成本过高的一个原因。丹麦 DCRS 正在研究的“下一代 SAR”项目,主要解决 SAR 的整体设计、专用于 SAR 的技术及器件和降低成本等问题。

8. 在机载 SAR 系统中大量采用商用货架产品(COTS)

机载 SAR 目前还存在费用高昂、寿命周期费用较光电和红外系统高的问题。随着先进的 COTS 的发展和应用,开发商正越来越多地将高性能的 COTS 处理器和商用微波元件及其他元器件应用于 SAR 系统,以取代专门开发的大型的、价格昂贵且性能不十分先进的专用处理器,有助于提高产品的性能,并减少体积重量,降低成本,提高效费比。

9. 多传感器信息融合技术

为了最大程度地发挥 SAR 的优势,SAR 将作为多传感器系统的一个组成部分与其他传感器配合使用,如光电传感器,并将各种不同的传感器信息融合起来,使指挥人员能够看到一幅有关战场情况的更为完整和准确的图像。

10. 提高 SAR 机上处理能力

随着数字处理技术的迅速发展,高速处理器(如 10MCOPS 运算速率)的运用,使 SAR 机上处理能力提高,先进的机上处理与数据链和卫星通信结合在一起时,在世界上任何地点的决策者都可以及时地获取侦察信息。有了机上处理能力,指挥人员就可以灵活地把飞机分派到世界任何地方,由这些飞机来处理所侦察地区的图像,然后通过卫星将处理过的世界上任何地区的图像发送回指挥人员处。

11. 发展具有穿透性的观察视场

具有树叶穿透能力的较低频率的 SAR 也在发展之列,目前大多数 SAR 都工作于 X 和 Ku 波段,这种频率不能穿透树叶进行探测,UHF 波段的雷达能够穿透树叶并能提供比 X 波段更好的全天候覆盖区域,但一个重大的挑战是要开发尺寸足够小的 UHF 天线,使它能够安装在飞机平台上。

12. 自动目标识别(ATR)

机载 SAR 覆盖范围大,其数据量之大已远远超过了人工做出判断的极限,因此开展从 SAR 回波数据中识别目标特征的各种算法是 ATR 的一个主要技术问题。

10.9 逆合成孔径雷达的基本原理简介

逆合成孔径雷达(ISAR)是一种高分辨率的微波成像雷达,它用于取得空中目标、海上目标、外空目标以及月亮和行星等天体的雷达图像。这是一种相参雷达,它利用距离和多普勒分辨技术来得到目标的图像。也就是说,一方面利用宽频带的脉冲信号来得到很高的径向分辨率;另一方面,利用由于目标相对于雷达的姿态转动所产生的多普勒频率变化梯度来得到很高的横向分辨率;然后将采集到的信号进行相应的处理,就可以获得目标的二维雷达图像。由于目标的运动,使成像技术的复杂性和难度大为增加,因为必须对目标进行探测跟踪和参数测量,并进行复杂的信号处理后,才能获得目标的二维图像。

我们知道,目标被雷达辐射的电磁波所激励,形成电磁波的二次散射源,其中一部分能量重新返回雷达站,这就构成雷达检测目标的物理依据。雷达接收机收到的回波应是目标各部分散射能量的综合。若雷达所提供的分辨单元过大,则在雷达接收机与其信号处理机的输出,只能获得目标上各部分散射的总向量和,分辨力不可能很高。实际上雷达目标各部分的散射强度不尽相同,若雷达能给出很小的分辨单元,则就可能得到高分辨力的雷达图像——即雷达目标各部分散射强度的分布图。显然,这种高分辨力的雷达图像提供了识别目标的最强有力的依据。图 10.36 示出了低分辨力雷达和高分辨力雷达所得到的雷达图像。

与 SAR 成像类似,雷达不动而目标移动的 ISAR 成像必须是纵向和横向二维高分辨力的。分辨力的要求取决于目标的大小及成像的清晰要求。ISAR 成像的基本原理也是利用距离-多普勒原理来获得需要的目标图像,即发射大带宽信号获得好的距离分辨力,利用目标相对于雷达的转动产生多普勒频率梯度来获得好的方位向分辨力。

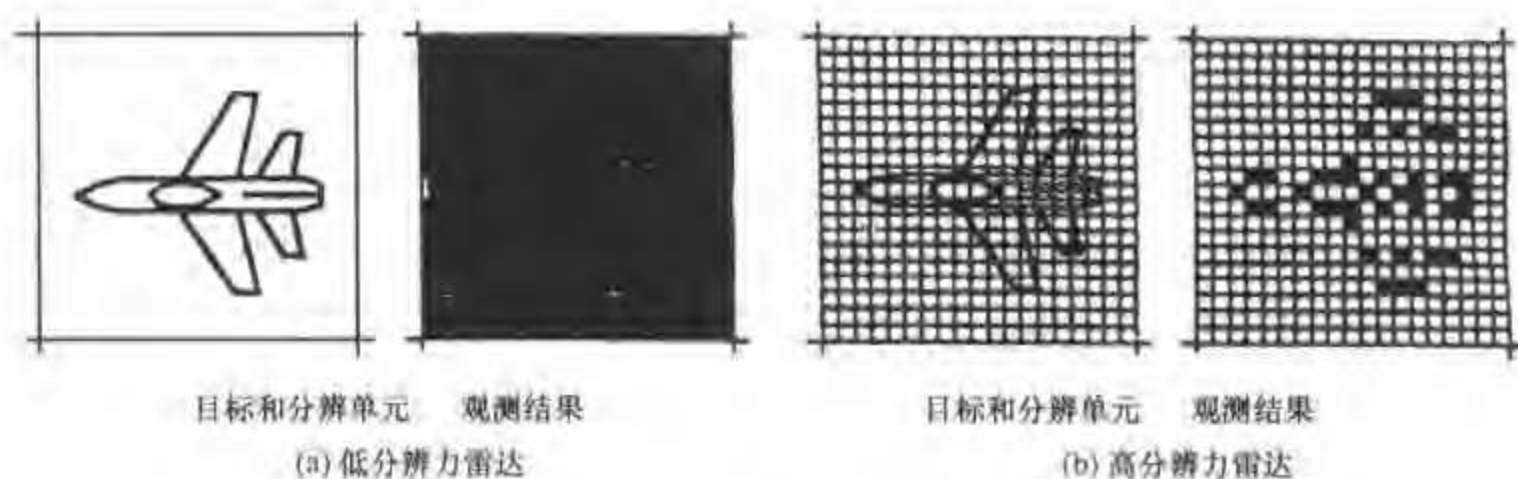


图 10.36 高和低分辨力雷达的图像

10.9.1 ISAR 成像的机理

首先将目标和雷达的相对运动分解成目标上某个参考点相对于雷达的轨道运动和目标绕参考点的转动两部分,如图 10.37(a)所示,雷达目标从 A 移到 B,等效为 A 移动到 C 并旋转 θ 角(至于从 C~B 的那一段圆周运动,由于切向速度对于多普勒频率没有贡献,此段运动对方

位分辨不起任何作用)。在从 A~C 的平移运动中,由于目标所有的散射点都作相同的径向运动,因此它们产生的多普勒频率是相等的,对于区分不同的散射点不起作用。只有目标相对于参考点 O 的旋转运动才会产生所需的能够成像的多普勒频率。可见,首先要通过运动补偿去掉雷达回波中的目标参考点的轨道运动成分,然后才可用各种 ISAR 成像算法进行成像处理。

ISAR 成像处理的基本任务是以散射点模型为依据,对雷达回波进行相干积累,重建目标散射点的空间分布。雷达成像可以理解为由许多散射点构成“目标的图像”。

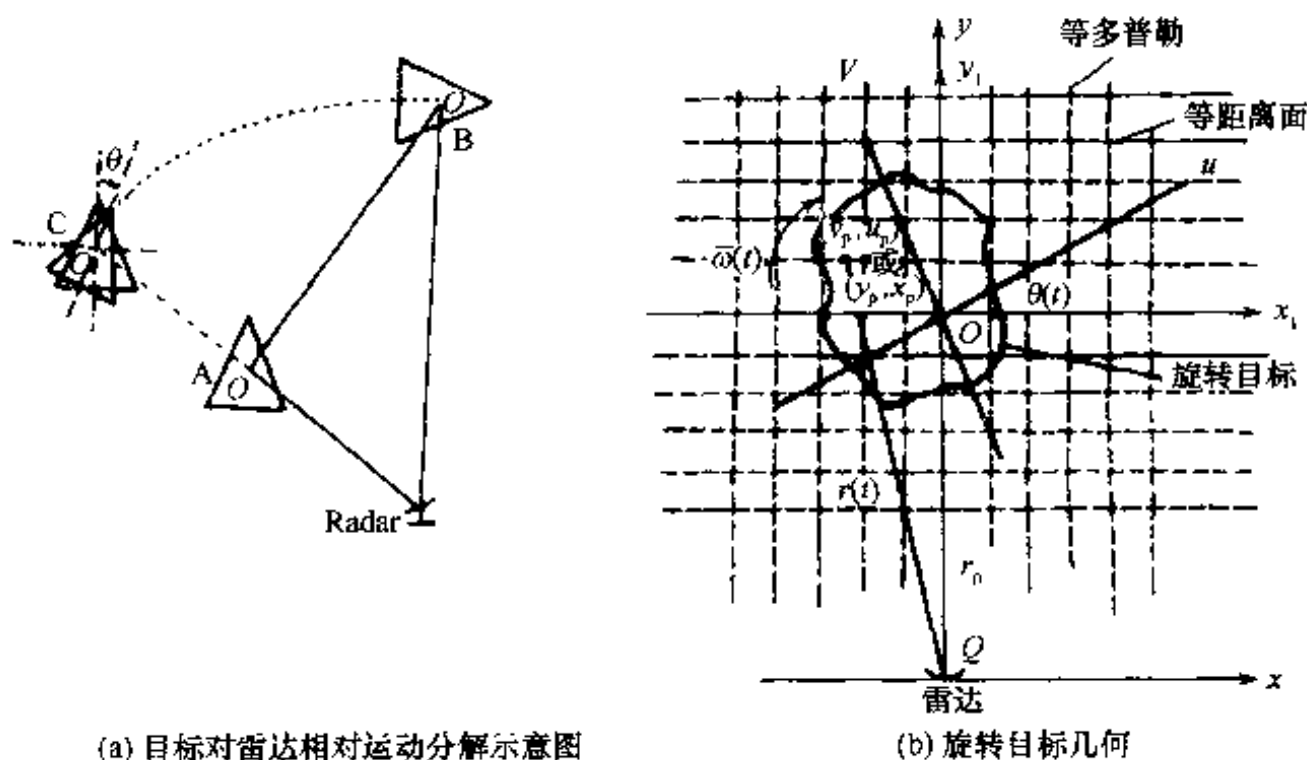


图 10.37 旋转目标成像的示意图

如图 10.37(b) 所示,目标绕某点 O 转动,角速度是 $\omega(t)$,雷达处于 $x-y$ 坐标系的原点 Q。 x_1-y_1 是以 O 为原点的坐标系,其中 y_1 轴与 y 轴重合且同向,它是雷达的视线轴,因此它是距离轴(纵向轴), x_1 是方向轴(横向轴)。 $u-v$ 坐标系固定在目标上,并随目标旋转,其原点仍为 O, $u-v, x-y, x_1-y_1$ 坐标系共面。在 t 时刻, u 轴与 x_1 轴夹角为 $\theta(t)$, 即

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (10-135)$$

O 点在 $x-y$ 坐标系上坐标为 $(0, r_0)$, 则有如下坐标变换关系

$$\begin{cases} x = x_1 \\ y = y_1 + r_0 \end{cases} \quad (10-136)$$

$$\begin{cases} x_1 = u \cos \theta(t) - v \sin \theta(t) \\ y_1 = u \sin \theta(t) + v \cos \theta(t) \end{cases} \quad (10-137)$$

$$\begin{cases} u = x_1 \cos \theta(t) + y_1 \sin \theta(t) \\ v = -x_1 \sin \theta(t) + y_1 \cos \theta(t) \end{cases} \quad (10-138)$$

p 是目标上任意一点, $p-Q = r(t)$, p 点在 x_1-y_1 坐标系中坐标为 $(x_{1p}(t), y_{1p}(t))$, 在 $x-y$ 坐标系中坐标则为 $(x_p(t), y_p(t))$, 在 $u-v$ 坐标系中坐标是 (u_p, v_p) , 故

$$r(t) = [x_p^2(t) + y_p^2(t)]^{1/2} \quad (10-139)$$

依据式(10-136)的关系,上式变为

$$r(t) = [x_{1p}^2(t) + (y_{1p}(t) + r_0)^2]^{1/2} \quad (10-140)$$

由式(10-137)的关系,上式可进一步变成

$$r(t) = \{[u_p \cos \theta(t) - v_p \sin \theta(t)]^2 + [u_p \sin \theta(t) + v_p \cos \theta(t) + r_0]^2\}^{1/2}$$

$$\Rightarrow r(t) = [r_0^2 + u_p^2 + v_p^2 + 2u_p r_0 \sin \theta(t) + 2v_p r_0 \cos \theta(t)]^{1/2} \quad (10-141)$$

D_r 是目标的最大径向尺寸, D_s 是目标的最大横向尺寸, 若 r_0 远远大于目标尺寸, 即 $r_0 \gg D_r, r_0 \gg D_s$ 时, 式(10-141) 可以近似为

$$r(t) \approx r_0 + \frac{u_p^2 + v_p^2}{2r_0} + u_p \sin \theta(t) + v_p \cos \theta(t) \quad (10-142)$$

忽略其二次项, 有

$$r(t) \approx r_0 + u_p \sin \theta(t) + v_p \cos \theta(t) \quad (10-143)$$

假定目标作匀速旋转运动, 即 $\omega(t) = \omega$ 是常数, 则由式(10-135) 有

$$\theta(t) = \omega \cdot t \quad (10-144)$$

代入式(10-143) 有

$$r(t) \approx r_0 + u_p \sin \omega t + v_p \cos \omega t \quad (10-145)$$

雷达工作波长是 λ , 则 p 点相对于雷达的多普勒频率是

$$f_{dp} = \frac{1}{\lambda} \frac{d[2r(t)]}{dt} = \frac{2}{\lambda} \frac{dr(t)}{dt}$$

$$\Rightarrow f_{dp} \approx \frac{2u_p \omega}{\lambda} \cos \omega t - \frac{2v_p \omega}{\lambda} \sin \omega t$$

$$= \frac{2u_p \omega}{\lambda} \cos \theta(t) - \frac{2v_p \omega}{\lambda} \sin \theta(t) \quad (10-146)$$

若雷达仅在 $t = 0$ 附近极小的范围内 ($\theta(t) \ll 1 \text{ rad}$) 处理回波信号 (此区间称信号处理区间), 这样

$$\begin{cases} \sin \theta(t) \approx 0 \\ \cos \theta(t) \approx 1 \end{cases} \quad (10-147)$$

则式(10-146) 变为

$$f_{dp} \approx \frac{2u_p \omega}{\lambda} \quad (10-148)$$

式(10-143) 变为

$$r(t) \approx r_0 + v_p \quad (10-149)$$

由于 p 点是目标上任意一点, 故可以消去式(10-148)、式(10-149) 中 v_p 和 u_p 的下标, 从而得到:

$$f_d = \frac{2u\omega}{\lambda} \quad (10-150)$$

$$r(t) = r_0 + v \quad (10-151)$$

从式(10-150) 中可以看出, 在 ω, λ 不变的情况下, 不同的 u 值, 即不同方位 (横向) 上的点对应着不同的多普勒频率 (在方位上存在着多普勒频率梯度), 同一方位, 即等 u 值上的点对应着相同的多普勒频率, 故在目标上的等 u 值线即等多普勒线。

从式(10-151) 中可以看出, 不同的 v 值 (距离) 对应着不同的距离, 相同的 v 值对应着相同的距离, 故在目标上的等 v 值线即为等距离线。

因此可以通过对回波的多普勒频率滤波, 得到目标的方位向信息, 通过对回波进行距离上的选通即可得到目标距离向的信息, 这两个方向上的信息组合起来就可构成目标的二维图像。

归纳起来, 如果: ① r_0 远远大于目标尺寸; ② 信号的处理区间 (相干处理时间) 很短 ($\theta(t)$

$\ll 1\text{rad}$), 即小转角成像; ③ r_0, ω, λ 参数已知的情况下, 目标的散射函数 $\sigma(u, v)$ 可以从接收到的回波中的不同距离和不同多普勒频率值所对应的回波幅值和相位中获得。把目标上所有的点 $\sigma(u, v)$ 都求得后, 就获得了目标的微波图像。

雷达的距离分辨力 δ_r 是由单个脉冲信号具有的带宽决定的, 即

$$\delta_r = \frac{c}{2B} \quad (10-152)$$

式中, c 是电磁波传播速度, B 是信号带宽。

由式(10-152)可见, 要获得高的距离分辨力, 必须使发射信号具有大带宽。雷达的方位分辨力 δ_a 是由对回波信号的多普勒频率的分辨力 Δf_d 决定的, 由式(10-150)有

$$\begin{aligned} \Delta f_d &= \frac{2\omega}{\lambda} \cdot \Delta u \\ \Rightarrow \Delta f_d &= \frac{2\omega}{\lambda} \cdot \delta_a \end{aligned} \quad (10-153)$$

则

$$\delta_a = \frac{\lambda}{2\omega} \cdot \Delta f_d$$

要达到 Δf_d 的多普勒频率分辨力, 则要求相干积累时间 ΔT 必须满足

$$\Delta T = \frac{1}{\Delta f_d} \quad (10-154)$$

故

$$\delta_a = \frac{\lambda}{2\omega} \cdot \frac{1}{\Delta T} \quad (10-155)$$

由式(10-144)得

$$\theta(\Delta T) = \omega \cdot \Delta T = \theta \quad (10-156)$$

代入式(10-155)得

$$\delta_a = \frac{\lambda}{2\theta} \quad (10-157)$$

这里 θ 是转角, 从式(10-157)可见, 方位分辨力与转角 θ 有直接的关系, 在 λ 不变的情况下, 要提高方位分辨力, 必须增大 θ 值(即处理区间)。但当 θ 值增大时, $r(t)$ 值和 f_d 值均会发生变化, 其变化值可能超过式(10-152)的 δ_r 值和式(10-153)的 Δf_d 值(即可能使等距线的变动超过一个距离分辨单元, 使等多普勒线的变动超过一个多普勒分辨单元, 这就是走动现象), 使式(10-150)和式(10-151)的简单近似关系不成立。因此若想按式(10-150)和式(10-151)的简单表达式作为成像依据, 必须限制转角 θ 或相干积累时间 ΔT , 使目标上的散射点的走动不超过一个距离分辨单元 δ_r 和一个横向分辨单元 δ_a 。

没有走动现象出现的条件是

$$\begin{cases} \theta \cdot \frac{D_a}{2} < \delta_r \\ \theta \cdot \frac{D_r}{2} < \delta_a \end{cases} \quad (10-158)$$

由式(10-157)得到

$$\theta = \lambda / 2\delta_a \quad (10-159)$$

代入式(10-158)得

$$\begin{cases} \delta_a \delta_r > \lambda D_a / 4 \\ \delta_a^2 > \lambda D_r / 4 \end{cases} \quad (10-160)$$

式(10-160)即是目标最大径向尺寸和最大横向尺寸分别为 D_r, D_a 的条件下,没有走动时可能达到的分辨力条件。

假定 $\delta_a = \delta_r = \delta$,即距离分辨力值等于方位分辨力值,则有

$$\begin{cases} \delta^2 > \lambda D_a / 4 \\ \delta^2 > \lambda D_r / 4 \end{cases} \quad (10-161)$$

即

$$\begin{cases} \delta > \sqrt{\lambda D_a} / 2 \\ \delta > \sqrt{\lambda D_r} / 2 \end{cases} \quad (10-162)$$

式(10-162)表明,当要成像的目标尺寸 D_r, D_a 很大时,不可能要求 δ 值很小,否则就会出现走动现象,造成图像模糊。此时,可以通过校正方法克服距离走动的影响。以上仅介绍 ISAR 成像的基本概念,进一步的知识请参考相关文献。

图 10.38 是引用 1989 年 IEEE 文献中提供的在飞行中一架 Lockheed L-1011 飞机[图 10.38(b)]的雷达 ISAR 图像[图 10.38(a)]。

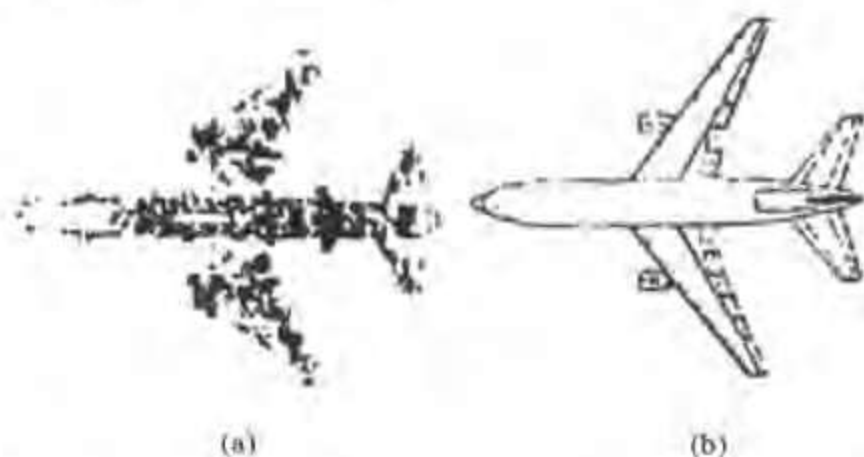


图 10.38 在飞行中 Lockheed L-1011 飞机的雷达图像

10.9.2 ISAR 成像关键技术简述

ISAR 技术是在 SAR 技术的基础上发展起来的,虽然 ISAR 成像和 SAR 成像从基本原理上讲是一样的,它们同样要依靠成像物体与雷达之间的相对运动实现横向高分辨,利用大带宽信号实现纵向高分辨,但各具有其技术特点。ISAR 成像关键的问题是由于目标为非合作目标,我们很难得到目标的精确运动轨迹,这给精确地进行运动补偿带来很大困难。其次,我们很难得到目标本身在成像期间姿态的变化信息,这些变化导致成像质量下降。而且在 ISAR 中成像物体主要是飞机、舰船等较小的目标,为了获得可辨认的雷达图像以达到识别的目的,其分辨率要求一般比 SAR 高。故高要求的分辨力与难以精确实现的运动补偿使得 ISAR 成像技术难度增加。

利用 ISAR 成像技术对运动目标成像主要包括运动补偿、成像处理两个方面的研究。运动补偿将目标相对于雷达的运动中的平移分量精确地补偿掉,使之等效为转台运动的模式。成像处理就是利用这种等效的转台回波数据进行图像重建,勾画出散射点对电磁波反射的空间分布。下面简要对一些主要的运动补偿和成像方法进行介绍,并讨论其特点和存在的问题。

要实现二维高分辨力成像,就要减小距离单元宽度和增加相干处理时间,这两种情形都会增大脉冲回波出现距离走动的可能性。在相干处理时间内,距离在脉冲间存在较大变化,回波包络函数可能出现数倍于发射脉宽的变化,因此在运动补偿之前,应先对回波采样信号进行距

离校正。

在雷达系统中,通常采用卡尔曼滤波器将每个波形的第一个强回波置于特定距离门,这样实现距离跟踪。例如,飞机目标上最强点可能是机翼,那么就将机翼对不同脉冲的回波锁定在同一距离门,从而使不同距离门的回波分别作相干处理。但由于多个反射点的闪烁效应,这种方法不一定有效,即可能出现数据对不准现象,因此就应该采用自动算法重新校正,这就是所谓的距离校正。

目前,常用的距离校正方法有两种,一是频域校正法,另一种是空域校正法。国外对未知航迹运动目标回波的处理大都采用空域校正法,然后再进行运动补偿。

1. 运动补偿技术^[138]

由于运动目标的非合作性,ISAR 中的运动补偿相对于 SAR 中的运动补偿难度增加很多,为此人们做了大量研究工作。运动补偿技术是 ISAR 成像技术中的一个关键问题,它是后面进行成像处理和图像分析的基础,在此仅作概念性介绍。

ISAR 运动补偿过程可分为距离对准和相位对准两步,也称为径向距离运动补偿和横向距离运动补偿。距离对准使相邻重复周期的回波信号在距离上对齐;相位对准则把目标距离走动造成的多普勒相移补偿掉。

(1) 距离对准

平动的一个结果是使得来自相同散射体的信号在相邻回波中位于不同的距离单元内。因此,需要使回波移位,从而使得来自相同散射体的不同回波信号聚焦在相同的距离单元,这就被称为距离对准(见图 10. 39。出于清晰度的考虑,只显示信号的振幅)。如果事先没有平动的相关信息,则距离对准通常基于回波包络的相似性。常见的方法包括峰值法、最大相关法、频域法、Hough 变换法以及最小熵法等。

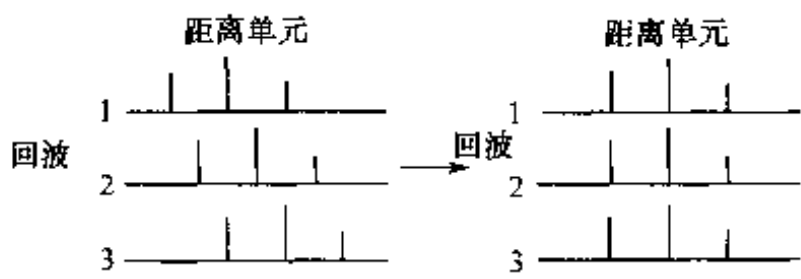


图 10. 39 距离对准的示意图

(2) 相位调整

平动的另一个结果是信号相位中包含了一个与时间变化相关的平动多普勒相位。通常,由于平动多普勒相位的缘故,对应于一个散射体的多普勒频率已经不再是一个常数了。这意味着方位成像时,如果直接采用傅里叶变换,则所成的图像会比较模糊。

因此,在进行傅里叶变换前,必须消除平动多普勒相位,将之转换为一个常数。这就被称为相位调整。相位调整常用方法包括主散射体法、散射重心法、相位梯度法、时频法、最大对比法以及最小熵法等。但上述各种方法大多数仅适用于平稳飞行目标。下面,我们仅对运动补偿技术进行简述:

设某次回波信号为

$$s(t) = f(t)e^{j\omega_0 t} \tag{10-163}$$

式中, $f(t)$ 为回波复包络, ω_0 为载波角频率。设回波延迟一个时间 τ , 则时延信号为

$$s(t - \tau) = f(t - \tau)e^{-j\omega_0 \tau}e^{j\omega_0 t} \tag{10-164}$$

通常信号处理在基频进行,时延后的复包络为

$$s(t-\tau)e^{-j\omega_0 t} = f(t-\tau)e^{-j\omega_0 \tau} \quad (10-165)$$

由此可见,根据目标回波的特征,运动补偿可分为两步进行:第一步对复包络 $s(t-\tau)$ 做时延平移对准(粗补偿),即包络对齐,其对准误差一般要求小于半个距离单元(通常为几十厘米);第二步对复包络对准后的回波做初相 $\omega_0 \tau$ 的进一步校准(精补偿),不过精补偿要求的精度比粗补偿高得多,以波长 $\lambda = 3\text{cm}$ 为例,若距离对准误差为 1.5mm ,则初相误差达 36° ,故允许的误差精度应是亚毫米级的。

第一步包络对齐:由于观察目标的视角变化很小,ISAR 回波信号相邻两次回波之间的相关性很强,包络幅度相关法就是利用相邻两次回波的距离像平移相关处理,并以相关系数最大为对齐的准则。两次回波的复包络 $f_1(t), f_2(t)$ 的幅度相关函数定义如下:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} (|f_1(t)| |f_2(t+\tau)|) dt \quad (10-166)$$

求 $R(\tau)$ 的最大值,用这个最大值所在的位置 τ_0 作为运动轨迹的估计值。一般来说,包络幅度相关法的对齐精度可以满足成像要求。但只采用相邻两次回波相关对准,会因误差积累而产生漂移,使总的对齐误差超过一个或几个距离单元。而且在干扰和模型突变等情况下,相邻两次回波的相关性会变得很差,从而产生突跳误差。

为减少包络相关法的误差积累和突跳误差,可采取多回波相关的办法,将一次回波与前面的几次回波相关,然后进行综合处理,减少因逐次相关而导致误差积累的漂移。而利用指数加权法、卡尔曼滤波法、超分辨法、最大熵法也可减少漂移和突跳误差。

频域法是利用相邻两次回波的相位变化来估计包络的位移量,若相邻两次回波中,由于转动引起的相位变化相对于平移引起的相位变化来说很小,经处理后可以较好地估计出包络的位移量。但在实际中转动引起的相位变化可能较大,会给估计带来误差。

散射重心借助物理学中物体重心的概念,定义雷达回波的时延重心为

$$\tau_0 = \frac{\sum_i \sigma_i \tau_i}{\sum_i \sigma_i} \quad (10-167)$$

式中, σ_i 为第 i 个单元的回波功率, τ_i 为该距离单元的时延。用重心 τ_0 的位置作为实际目标运动轨迹的估计。由于 τ_0 是各次回波独立计算的,不存在误差积累的问题,但每次估计的误差可能较大,需要进行平滑或卡尔曼滤波。

第二步初相校准:初相校准的方法有很多,归纳起来主要有以下几类:

① 散射点跟踪的补偿方法:它包括特显点法、多特显点综合法、散射重心法以及改进的散射重心法等。其基本思想都是设法从回波中找出一个参考点,以其作为初相调整的基准。

② 参数估计的补偿方法:它利用最大似然估计的原理,通过回波的相位关系,估计出目标的运动参数,以完成初相校准。

2. 成像处理

在运动补偿完成后,就可进行成像处理,也就是对转台目标成像。

(1) 距离——多普勒成像法

图 10.40 示出了常规的距离多普勒(R-D)ISAR 成像处理图。首先把雷达接收机接收的相位历史数据(去斜坡后的或解调的步进频率信号)进行距离压缩,再经过粗略的距离对准后

进行精细的横向相位校准使径向运动得以补偿。最后,可用傅里叶变换成其他超分辨率频谱分析法来生成感兴趣的目标 ISAR 图像。

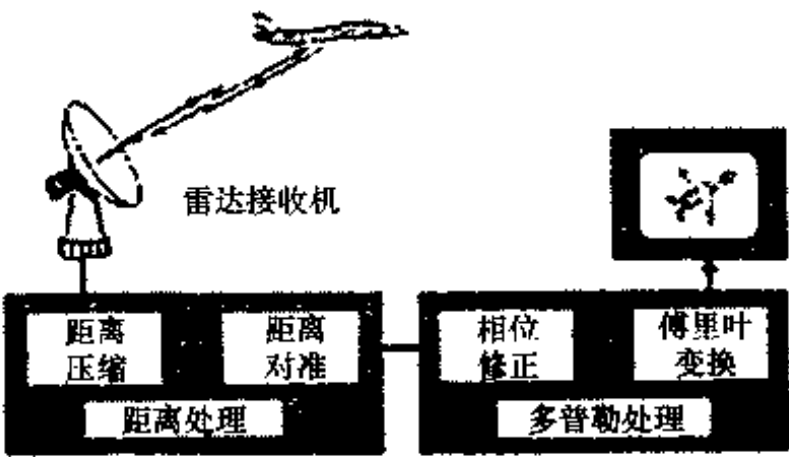


图 10.40 常规的 ISAR 成像系统的原理框图

该 D-R 方法采用 FFT 进行谱分析得到多普勒信息,具有速度快的优点,对于平稳飞行目标成像时,往往可以得到较为清晰的目标 ISAR 图像。但当目标机动飞行时,运动过程就很复杂,这时各个散射点的多普勒频率变化差异很大,而且是时变的,此外目标散射点还会产生距离单元游动,目标图像就会变得模糊。下面介绍几种 R-D 法。

① 直角坐标距离-多普勒成像(R-D 方法):适用于小转角($3^{\circ}\sim5^{\circ}$)成像,在观测时间内散射点的走动不超过一个分辨单元的情况下,所获得的频率域目标信号的极坐标数据可近似被认为是直角坐标网格上的数据,对距离和方位向的数据分别进行傅里叶变换就可获得目标的雷达图像。这种方法的优点是运算量小,适合于实时处理。

② 子孔径距离-多普勒成像:在长的相干积累时间内,目标散射点出现走动,可采用子孔径 R-D 成像法将获得数据分成若干个小的子孔径,使得每个子孔径满足 R-D 方法的处理条件。每个子孔径按 R-D 方法处理可得到一个低分辨的目标像,最后将这些低分辨目标像进行相干叠加而得到高分辨的目标像。

③ 极坐标距离-多普勒成像:实际情况中,尤其是在大转角成像时,接收的回波数据更接近极坐标格式,这时需要将极坐标网格上的回波数据经插值变换成直角坐标网格上的数据,然后进行二次傅里叶变换得到目标像。插值变换的质量直接关系到图像的清晰度,插值不当可能产生虚假目标,而过高的插值精度使得运算量大大增加。需要在要求的插值精度和运算量之间进行折中。

④ 子区距离-多普勒成像:如果目标较大,可以在距离和方位方向上进行分割,将目标分成若干个子区,使得每个子区满足 R-D 方法的条件,对每个子区进行 R-D 成像,最后将得到的各个子区图像拼接起来,即可得到一幅完整的目标图像。

(2) 时频变换替代傅里叶变换

近年来,将时-频分析或小波分析应用机动目标 ISAR 成像,也取得了重要进展。

由于由傅里叶变换谱分析得到的是某一段时间内信号所包含的频率,并且目标机动飞行时各散射体点回波多普勒是时变的,为了对机动目标进行 ISAR 成像,可以用在时间和频域同时具有高分辨率的时频变换代替傅里叶变换,分析信号不同时刻的频率,从而得到目标的距离-瞬时多普勒像,用时频方法可以得到较为清晰的目标图像且已经过实测数据检验。用时频方法不仅可以得到清晰的目标图像,而且不需要对各个散射点进行复杂的运动补偿。原则上任何在时间和频域同时具有高分辨率的时频变换都可以用来替换傅里叶变换进行谱分析。

(3) 超分辨 ISAR 成像算法

超分辨 ISAR 成像技术,实质上是将高分辨最佳估计应用于该领域,具体算法很多。该类算法以空间谱估计技术为基础,其基本思想是基于正交子空间概念,求解过程就是找到信号子空间或噪声子空间。该类算法的分辨精度克服了 FFT 算法受照射角度和照射频率带宽的限制,其分辨力较 FFT 提高了近 1 个数量级,它主要适用于短数据或飞机机动性较强的情况。它的缺点是对 SNR 比较敏感,且运算量较大。超分辨 ISAR 成像的主要算法有:

① 矩阵束法

为了提高成像分辨率,可以采用现代谱估计中的外推技术,利用观测数据估计出测量范围之外的一部分空间谱数据。结合目标回波为谐波的特点,将用于谐波恢复的矩阵束法(MP)在谱域对数据进行外推,同时仍然采用高效的傅里叶变换(FFT)算法对外推后的谱域数据进行处理。在二维成像过程中,采用 FFT 进行距离向分辨,横向分辨采用 FFT 和矩阵束方法,实测数据处理结果表明了该方法的有效性。

② 线性调频脉冲估计方法

在对机动目标进行 ISAR 成像时,雷达回波信号通常为线性调频脉冲,包括了运动目标的许多重要的信息。在 ISAR 成像中需要线性调频信号去斜率,这也需要进行线性调频脉冲估计。现已提出了一种新的应用于 ISAR 成像的线性调频脉冲估计算法,这种新的算法是对基于正弦信号幅度和相位估计(APES)的自适应 FIR 滤波方法的扩展,是对正弦信号参数估计算法的概括和综合。其中对于滤波器的设计思想是:首先对具有最大能量的脉冲估计,然后将其从信号中减去。再对剩下的信号重复这个过程,直至剩下的信号的能量极小为止。

(4) 用 RAT 法进行转角估计

在对目标进行 ISAR 成像时,需要知道目标与雷达之间的相对总转角变化 $\Delta\theta$ 。因为在已知总转角后,才能完成对目标的横向定标,否则,横向尺寸仅为多普勒频率信息,无法真实反映目标的横向维大小;对于较大转角和大目标情况,传统 R-D 方法会产生散射点距离单元走动现象,从而影响成像质量。而当已知总转角后,就可采用极坐标内插技术很好地解决这一问题。在实际的 ISAR 成像中,目标通常为非合作运动,相对转角只能是近似知道或根本未知,因此通过目标的回波准确估计出未知的转角是很必要的。现已提出了一种新的方法来对转角进行估计。这种方法是根据目标转动时,在不同的纵向距离单元中引入不同调制率的线性调频信号的特点,采用 RAT(Radon-Ambiguity Transform)法估计线性调频分量的调制率,进而得到目标相对雷达的总转角,从而达到横向定标和改善成像质量。在实际应用中通常需要对多个纵向距离单元进行计算,然后对各估计值统计平均以便使估计值合理有效。该方法不需要目标的轨迹信息,且估计精度较高。同时,它无须隔离孤立散射点,具有较好的稳健性。

(5) 幅度和相位压缩方法

大量的用于 ISAR 成像的数据需要进行压缩。随着雷达成像技术的发展,近年来雷达图像数据的有损压缩已引起了相当的关注。ISAR 是一个有源、高分辨力及相干微波成像系统,且其图像的相干特性将其和不相干的光学图像区分开来,因此将光学图像的先进的压缩方法用于 ISAR 图像的压缩是不现实的。雷达图像的压缩是面向目标的,它即可在时变的相位领域也可在图像领域进行。已提出了一种在时变的相位领域进行的方法,因为幅度矩阵和相位矩阵具有不同的特性,提出一种幅度和相位分别压缩的方法用于对 ISAR 相位数据压缩,它包含了两步:对于幅度数据的有损压缩及对于相位数据的无损压缩。相位分量的无损压缩和光学图像的压缩是一样的,可以用哈夫曼编码来实现。因此可以将重点放在幅度矩阵的压缩上,

幅度矩阵的压缩可以用 DPCM 方法或建立在 DCT 基础上的方法来实现。

(6) ISAR 图像重建算法

① 建立在小角方法基础上的视线图像重建。其中图像是将极坐标用小角方法通过逆傅里叶转换重新得到的。

② 采用德朗奈三角测量法以最临近值内插为基础通过极坐标与直角坐标之间的转换来对固定点的图像进行重建。在坐标转换中,再取样这一标准的过程得到了广泛的应用。

③ 一种非常规的方法已提出,即不进行坐标转换直接从极坐标对图像进行重建,实验证明这是比较好的一种方法。随着计算机技术的发展,这种方法将是可行的。

④ 傅里叶变换在 ISAR 图像重建中应用十分广泛,但是为了获得一个清晰的图像需要进行运动补偿。当目标平稳运动时,运动补偿只需进行距离对准和相位对准;但是当目标运动较为复杂如旋转和机动运动时,运动补偿也就较为复杂,如极坐标的重排也是需要的。为了进行极坐标的重排,还需要目标的初始动态数据。通过使用空间相关 ISAR 图像重建,可以将这种限制去掉。在重建过程中,要从复杂轨迹的 ISAR 返回信号提取目标的几何反射函数;并且需要预先知道速度矢量分量及特定时刻物体质量中心的坐标。

有关成像处理算法可参阅有关文献,目前仍属于探讨阶段。

10.9.3 ISAR 成像技术的优缺点

1. ISAR 成像技术的主要优点

- ① 当目标姿态转角速度较大时,目标图像质量较好。
- ② 横向分辨能力与目标距离无关,故成像作用距离较远。
- ③ 适用于对空中或海面目标进行监视和识别。
- ④ 雷达的二维分辨能力是相互独立的,横向分辨能力不依赖于径向分辨能力。

2. ISAR 成像技术的主要缺点

① 横向分辨能力是建立在目标姿态转动的基础上,因此,对于姿态不转动或转速极低的目标成像极为困难。

② 由于从雷达信号中不能直接确定目标姿态旋转的方向,所以 ISAR 图像较难表示出目标的真实姿态。

③ 当目标姿态转速较低时,产生每幅图像所需时间太长,往往达到几秒或十几秒的时间。

综上所述,ISAR 动目标成像在军事和民用的许多方面都非常重要,包括非合作飞机的 ATR(自动目标识别),战场观察,低可观察飞机的开发及维修和目标特性识别,在射电天文学研究中对月球和行星成像,以及机场的地面交通监视。与通常的低分辨率大范围监视雷达相比,ISAR 能改善探测和跟踪性能并提供现代雷达需要的专有的目标识别能力。鉴于这种情况,世界许多国家现在尽力将实验室的这种技术转入实际应用。

在转台成像框架中可以将 ISAR 和 SAR 的基本原理加以统一。当今,实时产生固定目标高分辨率的图和图像的 SAR 技术是一种成熟的技术,而且近 30 种空载和机载 SAR 系统目前正在军事和民用中广泛使用,并且世界上正在研制更多的 SAR 系统。另一方面,ISAR 成像仍处于开发和研制阶段,只建立了很少几个实验系统。这种不平衡发展的原因在于雷达和目标的相对运动在 SAR 中是合作的,因此相比 ISAR 的非合作相对运动更容易被补偿。在固定

目标的 SAR 成像中,从机载雷达的运动平台得到的导航数据可用来确定运动参数的预先估算。对 SAR 成像而言已提出了许多复杂的运动补偿算法,剩下的问题是如何在图像质量和计算成本之间做出一种较好的折中选择。然而,ISAR 成像的运动补偿比固定目标 SAR 成像的情况复杂得多,因为雷达跟踪数据不能达到产生可辨别图像所需要的精度,而且运动参数只能通过基于数据的自聚焦算法来获得。因此,如何设计鲁棒且高效的自聚焦算法成了 ISAR 成像的主要问题,因为一旦聚焦后,就可使用成熟的 SAR 成像技术形成 ISAR 图像。

第 11 章 双基地雷达

11.1 概 述

我们把收 / 发共用天线或收 / 发天线分开距离不大的雷达称为单基地雷达。如果用一部发射机发射信号,而用远离发射机的多部接收机接收信号,就称多基地雷达。图 11.1(a)示出多基地雷达系统的配置几何图形,图 11.1(b)示出其系统框图。

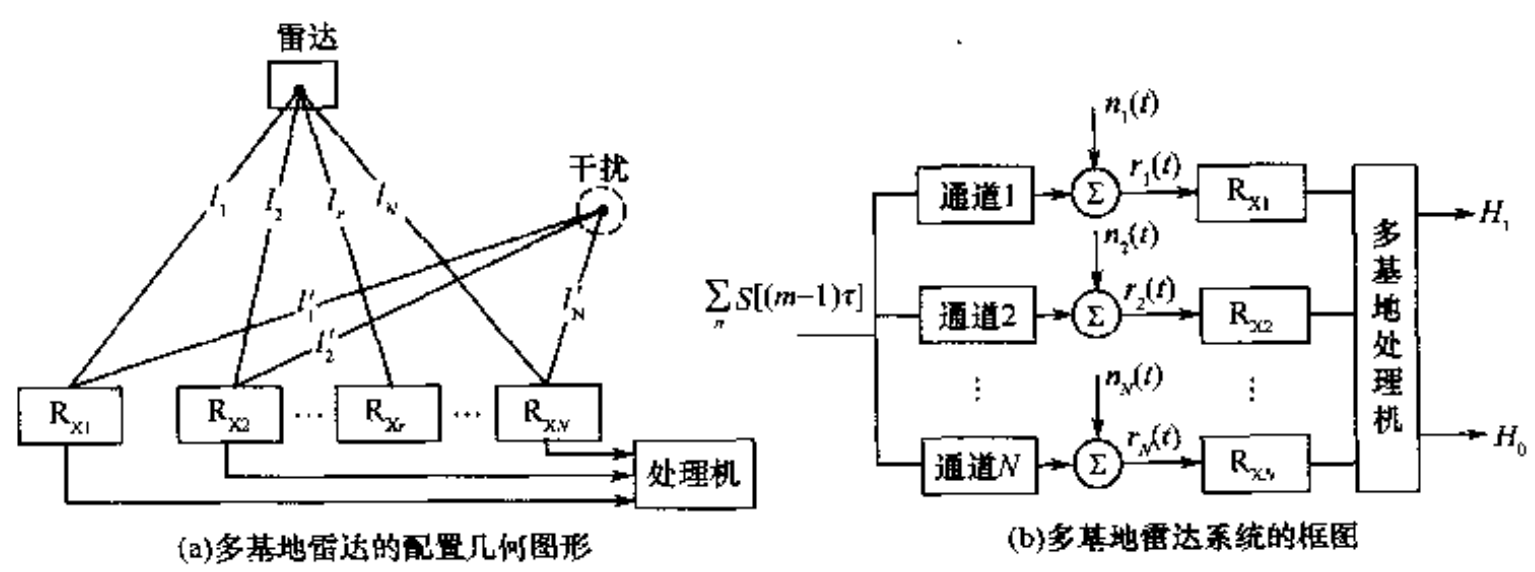


图 11.1 多基地雷达系统配置几何图形及系统的原理框图

我们仅讨论双基地雷达。双基地雷达定义为使用相隔甚远的天线进行发射和接收的雷达。图 11.2 分别示出单基地雷达和双基地雷达的配置几何关系以及双基地雷达的简化框图。

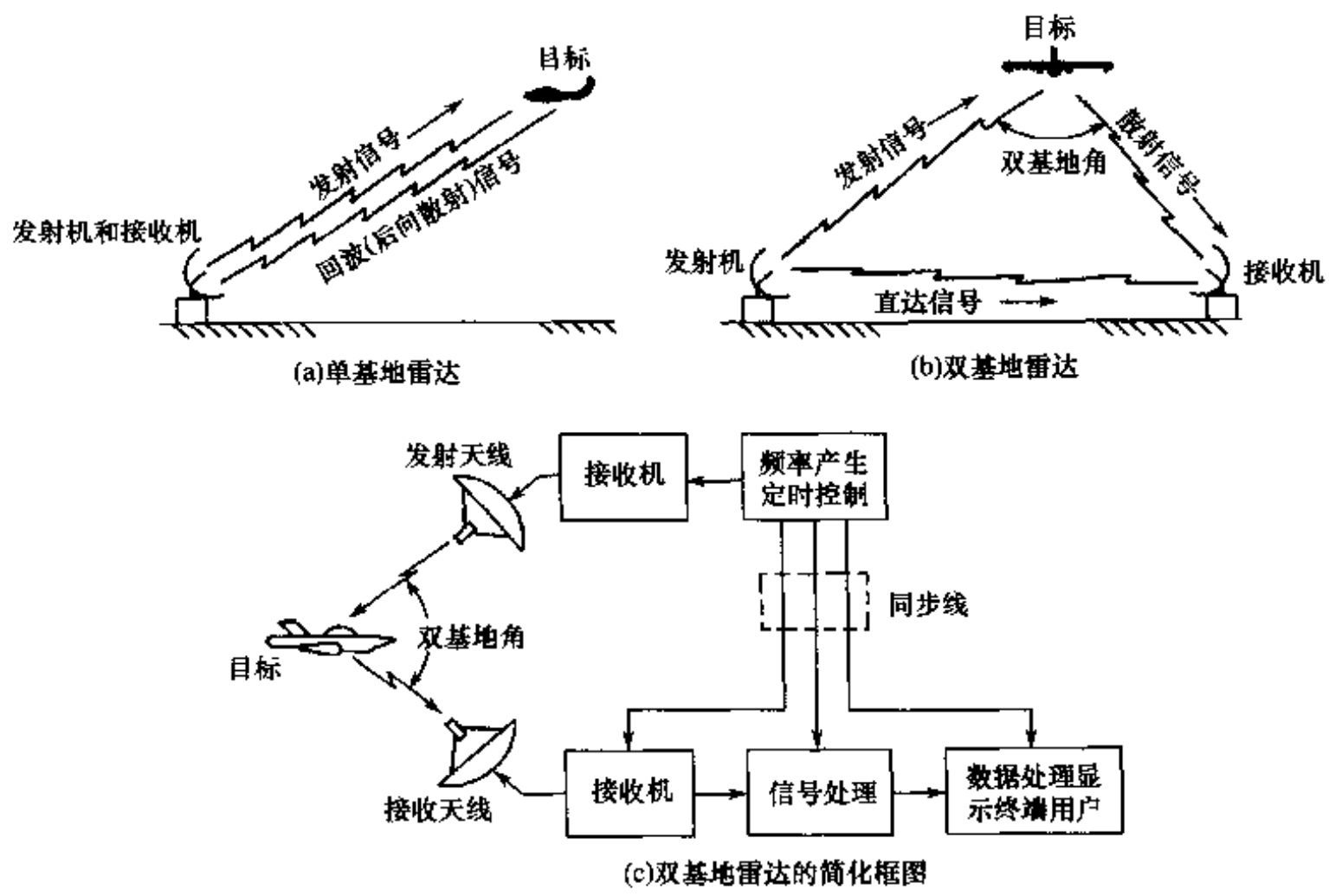


图 11.2 单基地雷达和双基地雷达配置的几何关系图

双基地雷达发射天线位于某处,常采用扇形波束,接收天线位于另一处,两者相隔距离称为基线距离或简称基线。目标则位于第三处。三者所处位置可在地面、机上或空间,相对于地球而言可以是静止的,也可以是运动的。以目标位置为顶点,发射站和接收站之间的角度叫做双基地角,也称为相交散射角。发射信号经过两条途径到达接收机:一条是从发射机到接收机的直接途径;另一条是通过目标的散射途径。双基地雷达接收机能够测量的数据是:①总路径长度(R_T+R_R)或散射信号的总传播时间;②散射信号的到达角;③直接信号与散射信号的频率(目标运动时这两者是不同的)。

现在通过坐标系数来定义图 11.2(b)中若干参数的术语。本章采用的坐标是以正北为基准方向的两维坐标系。在如图 11.3 所示的 x - y 平面上给出了双基地雷达的坐标系和参数的定义。该平面有时也称为双基地平面。双基地三角形处在双基地平面内。发射机和接收机间的距离 L 称为基线距离或简称基线。 θ_T 和 θ_R 分别是发射机和接收机的视角,它们也被称做到达角(AOA)或视线角(LOS)。双基地角 $\beta=\theta_T-\theta_R$,也称交角或散射角。用 β 来计算与目标相关的参数及用 θ_T 或 θ_R 来计算与发射机或接收机相关的参数是很方便的。

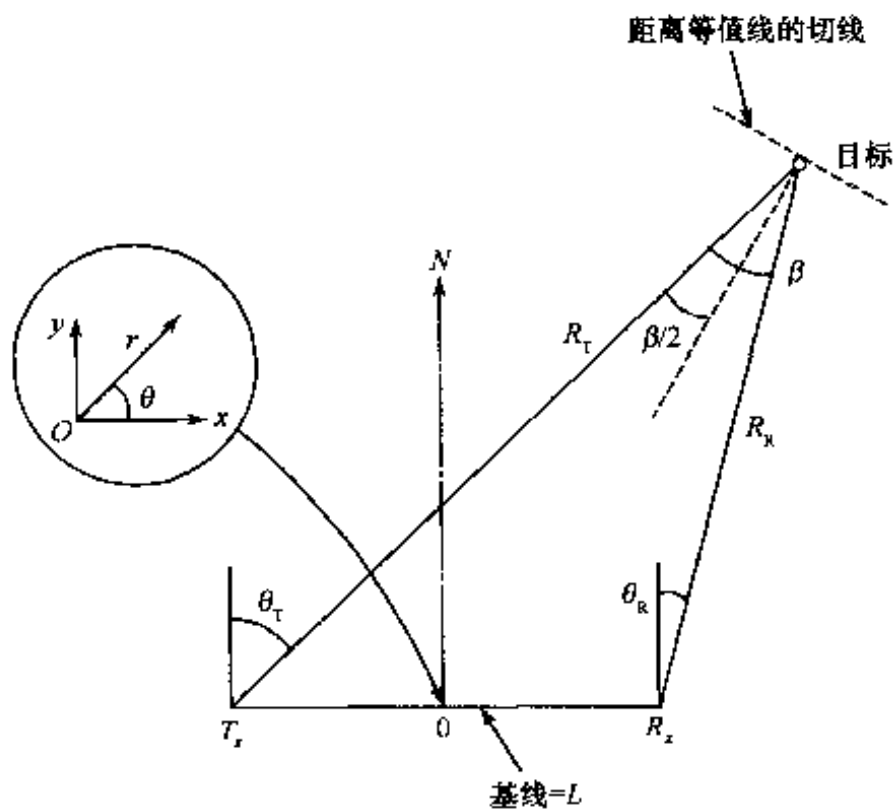


图 11.3 两维的双基地雷达正北坐标系的示意图

若以发射基地和接收基地为焦点做椭圆,那么椭圆在目标处的切线和双基地角的平分线垂直,这是一个很有用的关系。该椭圆就是距离等值线。在双基地“足迹”内,即在发射波束和接收波束的交叠区内,该切线是距离等值线的一个好的近似。

单基地雷达和双基地雷达可以从几何关系上加以区分。若设定 $L=0$ 或 $R_T=R_R$ 和 $\beta=0$,则可等效为单基地雷达。

11.2 双基地雷达的若干基本关系^[2]

11.2.1 基本要求

双基地雷达的目标检测和定位与单基地雷达的目标检测和定位相似,但更为复杂。为检测目标,与单基地雷达一样,目标首先被发射站照射,后由接收站检测和处理目标回波,对于匹配滤波工作方式,接收站必须得到发射波形,而对相干接收方式,接收站还要得到发射波形的相位。

像单基地雷达那样,为进行目标定位,双基地接收站通常估计目标回波的距离并测量其到达角(AOA)。双基地 AOA 的测量一般是在以接收站为中心的方位和俯仰平面上进行。双基地距离估值可由发射站经目标到接收站的信号传输总时间的测量结果导出。因此,接收机必须获得信号传输时间。该时间测量值被变换成距离和的估值($R_T + R_R$),这里 R_T 是发射站到目标的距离, R_R 为目标到接收站的距离。在单基地雷达中, $R_T = R_R$;而在双基地雷达中,几乎在所有情况下 $R_T \neq R_R$ 。因此,要求出 R_T 和 R_R 的估值,双基地雷达必须求解发射站—目标—接收站组成的三角形,即双基地三角形。求解中通常要求已知发射站相对于接收站的位置估值。

接收站可按两种方法求得所需的时间和相位同步数据。

(1) 直接法。如接收站与发射站在视线范围内,则接收并解调沿基线(“直射路径”)传输的发射信号。

(2) 间接法。在接收站和发射站中采用完全一样的稳定时钟,并在工作开始前使之同步。发射机波形和位置数据可由数据通信链得到,也可以由双基地接收站的截获接收机和发射机定位系统得到。

有时,发射机的直接路径信号太强以致使双基地接收机饱和,特别是当发射天线的主波束指向接收站时。在这种情况下,接收站必须采取措施来衰减发射信号。这些措施包括:① 时间选通;② 多普勒滤波;③ 空间(方向)零化,例如通过地形遮挡或旁瓣抵消。第一种手段适用于脉冲信号,第二种和第三种方法则适用于脉冲或连续波信号。

可见,双基地雷达突出的特点是:① 要求发射站和接收站之间数据互相联系;② 由双基地三角形决定的几何结构;③ 双基地雷达所采取的用以消除几何配置引起的有害影响的手段,以及有时利用几何配置带来的有益影响的手段。

11.2.2 距离关系

双基地距离方程形式上与单基地距离方程相似,可用类似的方法导出。两方程主要差别在于: $R_T R_R$ 取代了 R_M^2 ,其中 R_T 为双基地发射机至目标的距离; R_R 为双基地接收机到目标的距离; R_M 为单基地发射机和接收机到目标的距离。这一简单差别导致单基地和双基地工作有显著不同。一个主要差别是:双基地热噪声限制的检测性能等值线为下面将讨论的卡西尼卵形线,而不是单基地情况下的圆。这些卵形线在确定双基地雷达工作区域时是十分有用的。第二个差别是:双基地距离和 $R_T + R_R$ 等值线为一椭圆,它不与双基地检测性能等值线卡西尼卵形线共线。而在单基地情况下,两者皆为圆。这一差别限制了双基地雷达的工作范围,并导致目标的 S/N 随其在距离和等值线上位置的不同而变化,这一点与单基地情况不同。第三个差别是:双基地距离单元宽度随距离和等值线(或椭圆)上目标位置的不同而改变,而单基地情况下,它是个不变量。第四个差别是:双基地发射方向图和接收方向图传播因子分别为 F_T 和 F_R ,可能会显著不同,而对于单基地,它们通常相等,只是在单基地雷达采用分别为发射和接收天线方向图或工作于不可逆传播介质时才有所不同。

可以用与单基地雷达完全相似的方法,推导双基地雷达的距离方程。基于这种相似性,双基地雷达的最大距离方程可以写成

$$(R_T R_R)_{\max} = \left[\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 k T_e B_n (S/N)_{\min} L_T L_R} \right]^{1/2} \quad (11-1)$$

或

$$(R_T R_R)_{\max} = \kappa \quad (11-2)$$

式中, R_T 为发射机到目标的距离; R_R 为接收机到目标的距离; P_T 为发射机输出功率; G_T 为发射天线的功率增益; G_R 为接收天线的功率增益; λ 为波长; σ_B 为双基地雷达的目标截面积; F_T 为发射机至目标路径的方向图传播因子; F_R 为目标至接收机路径的方向图传播因子; k 为玻耳兹曼常数; T_e 为接收系统的噪声温度; B_n 为接收机检波前滤波器的噪声带宽, 足以通过发射信号的全部频谱分量; $(S/N)_{\min}$ 为检测所需的信号噪声功率比; L_T 为未包括在其他参数中的发射系统损耗 (>1); L_R 为未包括在其他参数中的接收系统损耗 (>1); κ 为双基地最大距离积。

方程式(11-1)与相应的单基地最大距离方程有如下关系

$$\sigma_M = \sigma_B, \quad L_T L_R = L_M$$

以及

$$R_T^2 R_R^2 = R_M^4$$

式(11-1)适用于所有波形形式, 诸如 CW 波、AM 波、FM 波或脉冲波等。同样, 式(11-2)与相应的单基地最大距离方程的关系是 $(R_M)_{\max} = (\kappa)^{1/2}$, $(\kappa)^{1/2}$ 项有时称为等效的单基地距离, 当发射站与接收站配置在一起时出现这种情况。

本章采用式(11-1)是因为它更清晰地阐明了信噪比等值曲线(卡西尼卵形线)的通用性和其他一些几何关系。式(11-1)的右边就是双基地最大作用距离常数 κ 。

1. 卡西尼卵形线

取 $(R_T R_R)_{\max} = \kappa$, 式(11-1)就是最大距离卡西尼卵形线。只需简单地去掉 $(R_T R_R)$ 和 (S/N) 的下标 $\max$ 和 $\min$, 就可估算在任意 R_T 和 R_R 距离上的信噪功率比。由式(11-1)得到的 (S/N) 为

$$S/N = K / R_T^2 R_R^2 \quad (11-3)$$

式中, S/N 为距离 R_T 、 R_R 处的信噪功率比, 且有

$$K = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 k T_e B_n L_T L_R} \quad (11-4)$$

式中, K 为双基地雷达常数。 K 和 κ 的关系是

$$K = \kappa^2 (S/N)_{\min} \quad (11-5)$$

式(11-3)表示一种卡西尼卵形线。若将 R_T 和 R_R 转化为极坐标 (r, θ) , 则卡西尼卵形线就可画在双基地平面上, 如图 11.3 所示。

$$R_T^2 R_R^2 = (r^2 + L^2/4)^2 - r^2 L^2 \cos^2 \theta \quad (11-6)$$

式中, L 为基线长。当 $K = 30L^4$ 时, 任意 K 值的卡西尼卵形线如图 11.4 所示。

图 11.4 中的卵形线是任意双基地平面上的信噪比等值线。这些曲线假定发射机-目标路径和接收机-目标路径存在合适的视线, 以及 σ_B 、 F_T 和 F_R 不随 r 和 θ 变化。虽然事实上并非如此, 但这种简化假设对于理解双基地的基本关系和限制是很有用的。随着 S/N 或 L 的增大, 卵形线逐渐收缩, 最终断裂为围绕发射站和接收站的两个部分。卵形线断裂在基线上的点称为尖点。信噪比等于尖点信噪比的卵形线称为双纽线(两部分), 当 $L=0$, $R_T R_R = r^2$ 时, 即为单基地情况, 卵形线变成圆。

2. 工作区

卡西尼卵形线族确定了双基地雷达的三个不同工作区, 即以接收机为中心的区域、以发射机为中心的区域及以发射机和接收机为中心的区域(简称共基地区)。选择这些工作区域的准

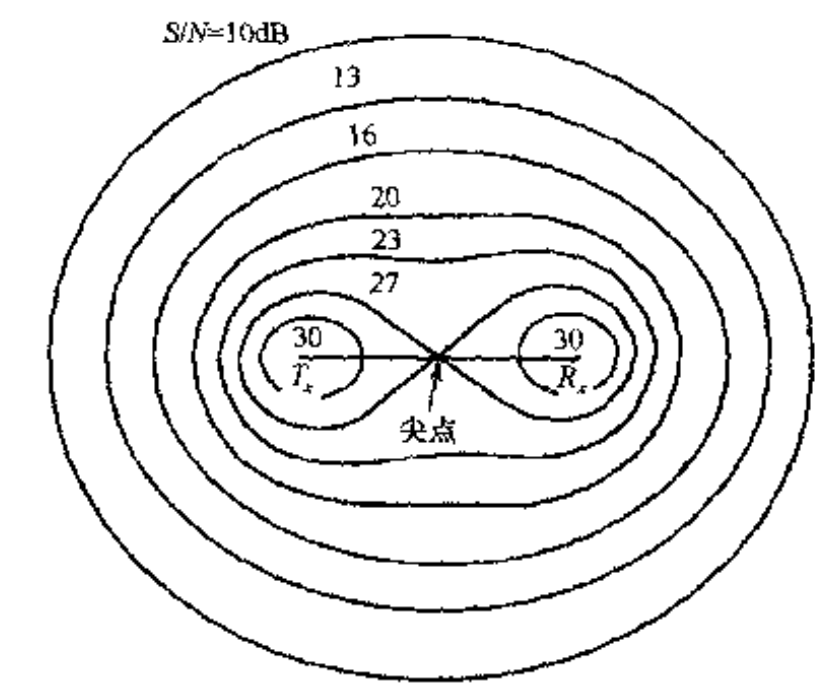


图 11.4 信噪比等值线或卡西尼卵形线(基线= L , $K=30L^4$)

则是双基地雷达常数 K 。式(11-4)中的许多项都是由发射机控制的,因此用控制 K 值来定义三种发射机配置是很便利的,即专用的、合作的和非合作的发射机配置。专用发射机是指发射机的设计和操作均从属于双基地雷达系统。合作式发射机是指为其他功能服务而设计的,但又可适当地支持双基地工作并受其控制。非合作式发射机尽管适宜双基地工作,但不受控。有时称双基地接收机是“搭乘”合作式或非合作式发射机,被搭乘的通常是单基地雷达。

表 11.1 以工作区和发射机的配置分类综述了双基地雷达的一些用途。“以发射机为中心的区域”一行省略的两项是雷达工作的限制,即专用或合作式发射机以单基地方式工作比远处双基地接收机更容易收集近距离目标数据。“共基地区”一行省略的两项是技术的限制,即为了产生足够大的双基地雷达常数,发射机的设计和工作必须对双基地工作最优化,因此,专用式发射机常常只能用于共基地区。例外情况是利用高频地波传播和偶发大气波导。

表 11.1 双基地雷达的应用

双基地雷达工作区	距离关系	发射机配置		
		专 用	合作式	非合作式
以接收机为中心的区域	$R_T \gg R_R$ K 小	1. 空对地袭击(静默渗透) 2. 半主动寻的导弹(发射后锁定)	1. 近程防空 2. 地面监视 3. 无源位置识别	1. 无源位置识别
以发射机为中心的区域	$R_T \gg R_R$ K 小			1. 智能数据采集 2. 导弹发射告警
共基地区	$R_T \sim R_R$ K 较大	1. 中程防空 2. 卫星跟踪 3. 距离测量 4. 半主动寻的导弹(发射前锁定) 5. 入侵检测		

3. 距离等值线

双基地雷达测量的发射机—目标—接收机距离是 R_T 与 R_R 之和。这个和将目标定位在一个焦点为发射站和接收站的椭球面上。双基地平面与该椭球面相交构成等距离和椭圆,或者距离等值线。

由于距离等值线(等距离和)和卡西尼卵形线(等 S/N)不共线,所以距离等值线上的每个目标位置的信噪比是变化的。在一个双基地距离单元处理目标回波时,这个变化很重要。双

基地距离单元由间距 $\Delta R_B \approx c\tau/2\cos(\beta/2)$ 的两条距离等值线决定。式中, τ 为压缩后的脉冲宽度。距离等值线上的 S/N , 即 $(S/N)_i$ 为

$$(S/N)_i = \frac{4K(1+\cos\beta)^2}{[(R_T+R_R)^2-L^2]^2} \quad (11-7)$$

式中, 分母确定距离等值线, 而双基地角 β 确定目标在距离等值线上的位置。

距离等值线上的最大双基地角 $\beta_{\max} = 2\sin^{-1}[L/(R_T+R_R)]$ 。式中, $L/(R_T+R_R)$ 为距离等值线的离心率。所有距离等值线上的最小双基地角 $\beta_{\min}$ 均为零。例如, 当 $L/(R_T+R_R) = 0.95$ 时, $\beta_{\max} = 143.6^\circ$, $(S/N)_i$ 在 $\beta_{\max}$ 时的值比在 $\beta_{\min}$ 时低 20dB。

11.2.3 面积关系

1. 定位

双基地雷达通常需要测量目标相对于接收基地的位置 (θ_R, R_R) 。接收机视角 θ_R 可以被直接测量, 也可由目标方位角和仰角直接转化。波束分裂技术可用来提高测量精度。

接收机到目标的距离 R_R 不能直接测量, 但可通过求解双基地三角形来获得, 如图 11-3 所示。椭圆坐标系中的典型解为

$$R_R = \frac{(R_T+R_R)^2-L^2}{2(R_T+R_R+L\sin\theta_R)} \quad (11-8)$$

通过专用式发射机提供的坐标或由发射定位系统测量出的坐标可计算出基线长 L 。距离和 (R_T+R_R) 有两种估算方法。直接法是由接收机测量接收到发射脉冲和目标回波的时间间隔 ΔT_n 后, 再由 $R_T+R_R = c\Delta T_n + L$ 来计算距离和。这种方法可用于任意发射机配置, 只要发射机和接收机之间有合适的视线。间接法在接收机和(专用)发射机间安装稳定的同步时钟。接收机测量发射脉冲与接收到回波的时间间隔 ΔT_n , 再用公式 $R_T+R_R = c\Delta T_n$ 来计算距离和。如果收/发的时间同步不是由直接路径来实现的, 则间接法对视线就没有要求。

当在特殊情况下双基地雷达采用直接法计算距离和时, 且有 $L \geq c\Delta T_n$ 时, 式(11-8)可近似地被写为

$$R_R \approx \frac{c\Delta T_n}{1+\sin\theta_R} \quad (11-9)$$

这种近似不需要估算 L , 当 $0^\circ < \theta < 180^\circ$ 和 $L > 4.6c\Delta T_n$ 时, 式(11-9)的误差小于 10%。

其他目标定位方法也是可行的。发射波束指向角 θ_T 可用来代换 θ_R 。由于牺牲了波束分裂, 因此除非发射机也是一部跟踪目标的单基地雷达, 否则目标定位精度将降低。也可采用双曲线测量系统, 它用接收机测量两个分立发射机的传播时间差。目标位置的轨迹是一双曲线, 与接收机到达角(AOA)的交点可确定目标的位置。使用第三个发射机可对目标提供完整的双曲线的定位。而角度-角度定位技术可使用 θ_T 、 θ_R 和 L 的估值。其中 θ_T 常用扮演合作式双基发射机的单基地雷达提供。

对于椭圆定位系统, 如果忽略信噪比的变化, 则目标定位误差通常随其临近基线而增大。误差主要来源于式(11-8)的固有几何关系。当直接采用距离和估计方法时, 还会产生其他误差, 包括直接路径信号干扰(类似日月蚀)、脉冲不稳定度和多径效应。当发射机采用脉冲压缩技术时, 日月蚀问题是来自距离旁瓣的干扰。如果采用线性调频脉冲压缩技术, 则采用汉明或余弦平方时域加权和采用同类型的频域加权相比, 接收机的近距离旁瓣抑制能改善 5dB。

在双曲线定位系统中, 目标定位误差随目标接近两发射机的连线而下降。在角度-角度定

位系统中,当目标位于基线的垂直平分线上且 $\beta=45^\circ$ 时,误差最小。在其他位置上,误差则相应增大。当测量数据(或冗余数据)持续提供给双基地或多基地雷达时,可以由卡尔曼滤波器或其他类型的滤波器来估计目标的状态。

2. 覆盖范围

和单基地雷达类似,双基地雷达的覆盖范围也是由灵敏度和电磁波传播情况决定的。双基地雷达的灵敏度由 $(S/N)_{\min}$ 等值曲线和卡西尼卵形线确定。双基地雷达传播要求目标和两个基地间有适当的路径,而且必须包括多径效应、绕射、遮蔽、吸收及几何关系。前 5 个方面的影响通常包含在式(11-1)的方向图传播因子和损耗因子中。

如果目标、发射机和接收机高度给定,则目标必须同时处在发射基地和接收基地的视线内。对于平坦地面而言,这些视线要求可以由各基地为圆心的覆盖范围圆来确定。落在两圆的公共区域内的目标满足上述要求,如图 11.5 所示。但对于 4/3 的地面模型而言,这些覆盖范围圆的半径(以 km 计)近似为

$$r_R = 130(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_R}) \quad (11-10a)$$

和

$$r_T = 130(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_T}) \quad (11-10b)$$

式中, h_t 为目标高度(km); h_R 为接收天线高度(km); h_T 为发射天线高度(km)。

若接收机通过直接链路建立同步关系,那么发射机和接收机间也必须有适当的视线。在这种情况下, $h_t=0$, $r_R + r_T \geq L$ 。式中, L 为基线长,因此有

$$L \leq 130(\sqrt{h_R} + \sqrt{h_T}) \quad (11-11)$$

若通过稳定时钟来建立同步关系,则没有发射机和接收机间视线的要求,系统只需满足式(11-10a)和式(11-10b)的要求即可。

如图 11.5 所示,公共覆盖范围区域 A_C 是两个覆盖范围圆的相交部分,且有

$$A_C = \frac{1}{2} [r_R^2 (\phi_R - \sin \phi_R) + r_T^2 (\phi_T - \sin \phi_T)] \quad (11-12)$$

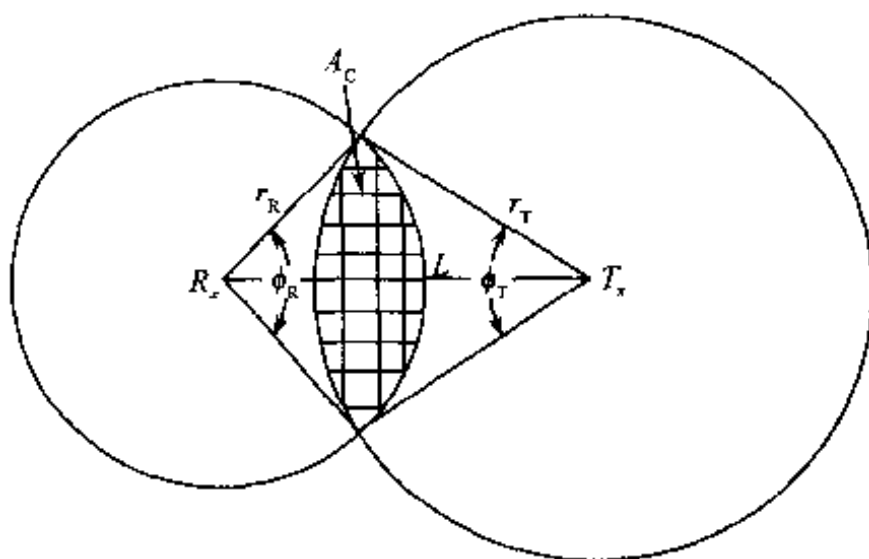


图 11.5 公共覆盖范围区域 A_C 的几何关系的示意图

式中的 ϕ_R 和 ϕ_T 如图 11.5 所示,并且

$$\phi_R = 2\cos^{-1} \left(\frac{r_R^2 - r_T^2 + L^2}{2r_R L} \right) \quad (11-13)$$

$$\phi_T = 2\cos^{-1} \left(\frac{r_T^2 - r_R^2 + L^2}{2r_T L} \right) \quad (11-14)$$

地形和其他类型的阻挡或遮蔽会降低单基地和双基地雷达的覆盖范围,陆基双基地发射机和接收机则降得更为严重。由于这个原因,因此一些防空双基地雷达使用高架的发射机或机载的发射机。无论是双基地雷达还是双基地雷达网,其覆盖范围都比单基地雷达小,这是一条基本规律。

11.2.4 多普勒关系

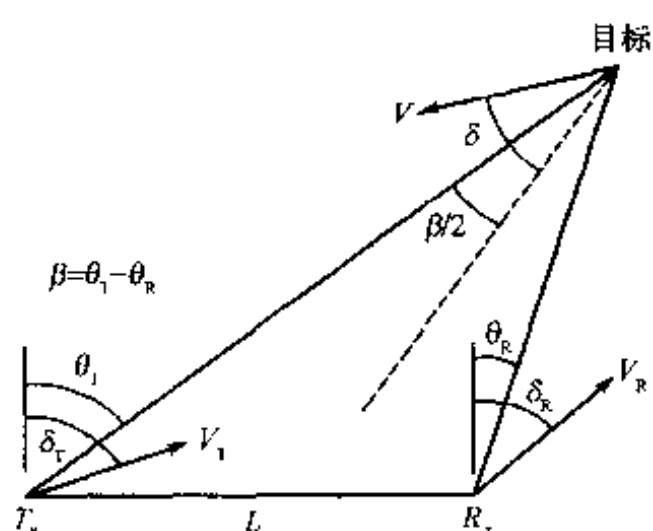


图 11.6 双基地多普勒的几何图

当目标、发射机和接收机均在运动时,可用如图 11.6 所示定义双基地多普勒的几何位置关系和运动关系。目标速度矢量的大小为 V , 相对于双基地角平分线的视角为 δ 。发射机和接收机速度矢量的大小分别为 V_T 和 V_R , 以正北坐标系(如图 11.3 所示)为参考的视角分别为 δ_T 和 δ_R 。

1. 目标多普勒

当发射机和接收机静止($V_T = V_R = 0$)时,目标在接收基地的双基地多普勒频移 f_B 为:

$$f_B = (2V/\lambda) \cos \delta \cos(\beta/2) \quad (11-15)$$

当 $\beta = 0^\circ$ 时,式(11-15)变成单基地多普勒频移。 δ 是速度矢量和雷达-目标视线的夹角,并且视线和双基地角平分线共线。当 $\beta = 180^\circ$ 时,即前向散射情况,对任意的 δ , $f_B = 0$ 。式(11-15)表明:

(1) 对于给定的 δ ,双基地目标多普勒频移永远不会大于双基地角平分线上的单基地雷达所检测到的目标多普勒频移;

(2) 对所有 β ,当 $-90^\circ < \delta < 90^\circ$ 时,双基地多普勒频移为正;在此界定下,以双基地角平分线为参考的趋近目标将产生一个正的或上升的多普勒频移;

(3) 对所有的 β ,当目标速度矢量垂直于双基地角平分线($\delta = \pm 90^\circ$)时,双基地目标多普勒频移为 0,该矢量与通过目标位置(目标零多普勒频移曲线)的距离和画出的椭圆相切;

(4) 对所有的 β ($\beta < 180^\circ$),当目标速度矢量和双基地角平分线共线时,双基地多普勒频移的绝对值最大;该矢量也和通过目标位置画出的正交双曲线相切;该双曲线是目标的最大多普勒频移曲线。

2. 多普勒等值线

当目标不动、发射机和接收机在运动时(如机载),接收站的双基地多普勒频移 f_{TR} 为

$$f_{TR} = (V_T/\lambda) \cos(\delta_T - \theta_T) + (V_R/\lambda) \cos(\delta_R - \theta_R) \quad (11-16)$$

式中,各项的定义同图 11.6 所示。

地球表面上具有恒定多普勒频移的点的轨迹称为多普勒等值线。对于单基地雷达和平坦地面而言,三维多普勒等值线是圆锥面,二维的是以雷达为原点的射线。双基地多普勒等值线却是扭曲的,这与几何位置关系和相对运动有关。对于平坦地面和二维的情况,令式(11-16)中的 f_{TR} 为常数,然后求解 θ_R (或相应的 θ_T),即可解析地推导出这些曲线。

图 11.7 是二维双基地平面上的双基地多普勒等值线。图中,取发射机和接收机的高度为零或接近于零,且假设

$$\begin{aligned} V_T = V_R &= 250(\text{m/s}) \quad \delta_T = 0^\circ \\ \delta_R &= 45^\circ \quad \lambda = 0.03(\text{m}) \end{aligned}$$

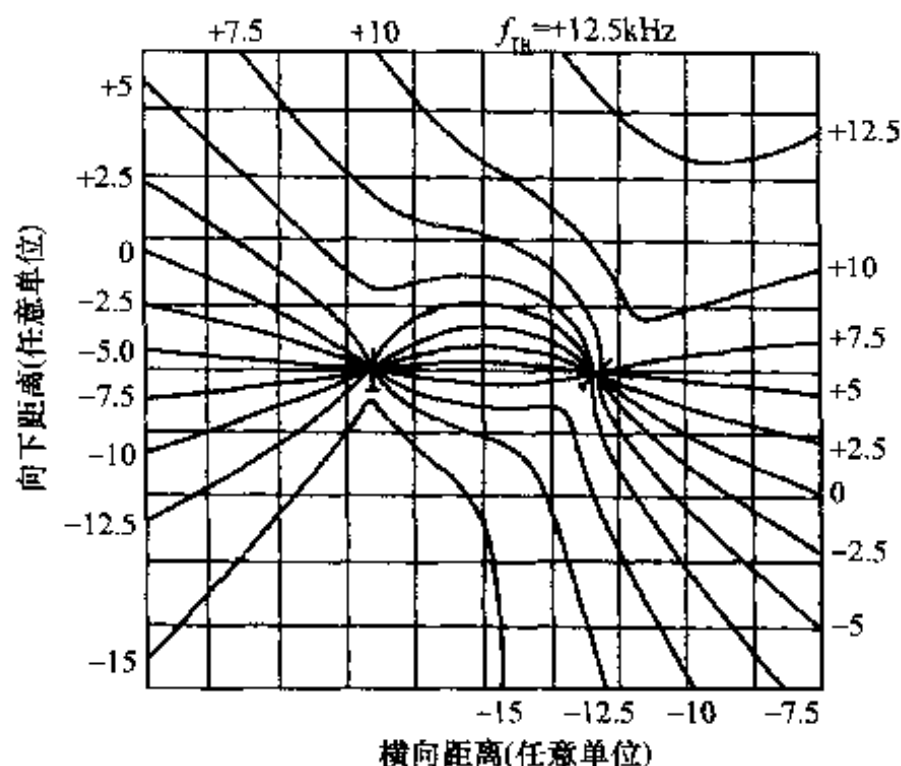


图 11.7 平坦地面二维双基地的多普勒等值线

则双基地平面上栅格的大小是任意的,即多普勒等值线不随标尺的改变而改变。在如图 11.7 所示左、右两边的多普勒等值线接近于射线,对应于伪单基地工作点。

11.3 双基地雷达的应用

11.3.1 概述

二次世界大战爆发之前,美、英、法、德、日、苏便同时开始了收 / 发天线分离的雷达(或其他类型雷达)的研制,以满足远距离全天候情况下检测和定位敌机的要求。

1936 年,雷达双工器发明后,这就允许雷达采用同一天线交替地发射和接收,且提供了必要的发射机和接收机的隔离。至此之后不久,单基地雷达系统便完全取代了双基地雷达系统,直到 20 世纪 50 年代末期,才重新恢复对双基地系统的研究兴趣。

目前,在许多应用领域中,已有多种双基地雷达被提出、分析、研制和试验。其中:

(1) 反隐身和抗反辐射导弹方面有独特的优点。采用双基地或多基地雷达反隐身和抗反辐射导弹,是目前双基地雷达重新被重视的主要原因。因此,目前最重要的工作是取得隐身飞机的单基地 RCS 与双基地 RCS 的对比数据,这是决定双基地雷达是否有实用价值的关键。

(2) 半主动导弹寻的(其发射站通常在导弹发射架上,而接收站装在导弹上)。图 11.8 示出半主动导弹寻的系统的简化框图。

20 世纪 50 年代,半主动导弹寻的双基地系统被采用。它们利用地基发射机照射目标,而导弹载接收机处理反射信号。所需的发射机照射信号,是由导弹中一个单独的面向背后的接收天线提供。这种利用半主动寻的系统的导弹有美国的鹰(Hawk)、爱国者(Patriot)、标准导弹(Standard missile)、黄铜骑士(Talos)、鞑靼人(Tartar)、小猎犬(Terrier)、海麻雀(Sea Sparrow)和英国的侦探(Bloodhound)等。

(3) 前向散射栅栏,它利用间隔很大的发射站-接收站,采用波束指向沿着或接近基线的固定发射和接收波束来检测基线附近的运动目标。

(4) 利用外辐射源的双基地雷达,它利用(可能是敌方的,也可能是我方或友方的雷达,甚

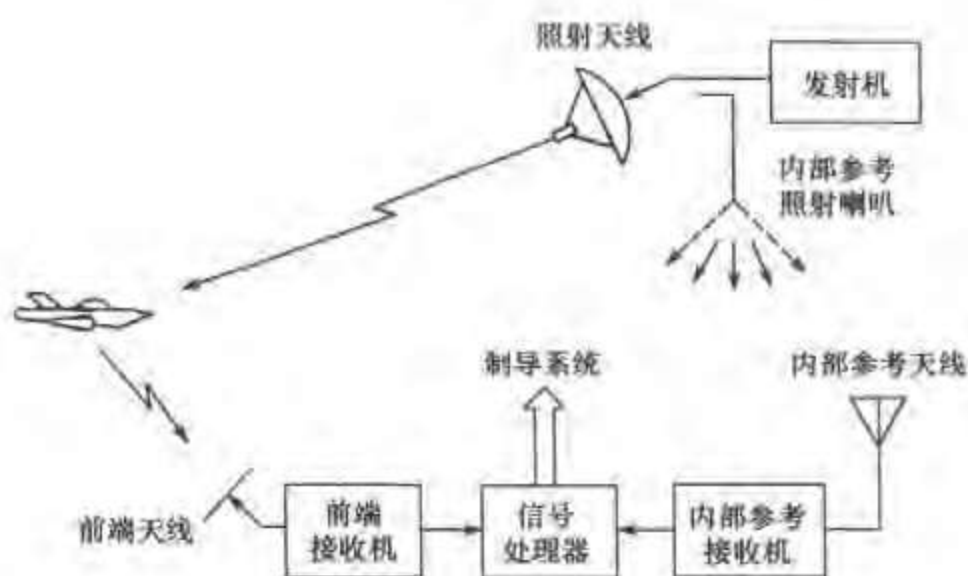


图 11.8 半主动导弹寻的系统简化的原理框图

至于电视台等)随意发射机来检测和定位发射站或接收站一定距离上的目标。

战术双基体制系统的代表是美国 TSC 公司研制的“圣殿”雷达。它使用地面相干雷达接收站与机载发射机协同工作,担负对空监视和目标跟踪任务。1980 年 8 月,该系统在太平洋导弹测试中心完成了试飞,探测到了 100km 外的目标。它主要包括防空双基地和空地双基系统等。

双基地雷达检测目标和测定目标的坐标比较复杂,成本高,而且不像单基地雷达那样方便地实现半球面覆盖,一般双基地雷达只覆盖一个扇面,要实现半球面覆盖要求发射天线与接收天线同步扫描。

关于多基雷达系统,目前,美国已经建成了 SPASUR 和 MMS 两个多基雷达系统。其中 SPASUR 是为海军研制的对空监视和警戒系统,它有 3 个发射站和 6 个接收站,作用距离为 1000~1600km,测角精度 0.02° 。MMS 则服务于陆军,用于对大气层内目标进行高精度跟踪和测量,其精度比单基地雷达高出好几倍,同时还能测出目标的速度和加速度。对于小尺寸目标,MMS 的作用距离为 500~700km,在 75km 高度上,测量目标位置的精度为 3m,测量速度精度为 0.05m/s ,对加速度的测量精度大约为 0.1m/s^2 。

11.3.2 地面和空间动目标监视用空间双基地雷达

现在举一个美国计划实施的由天基卫星载发射机和无人机载(或低轨卫星载)多波束接收机构成的双基地雷达的例子,如图 11.9 所示。

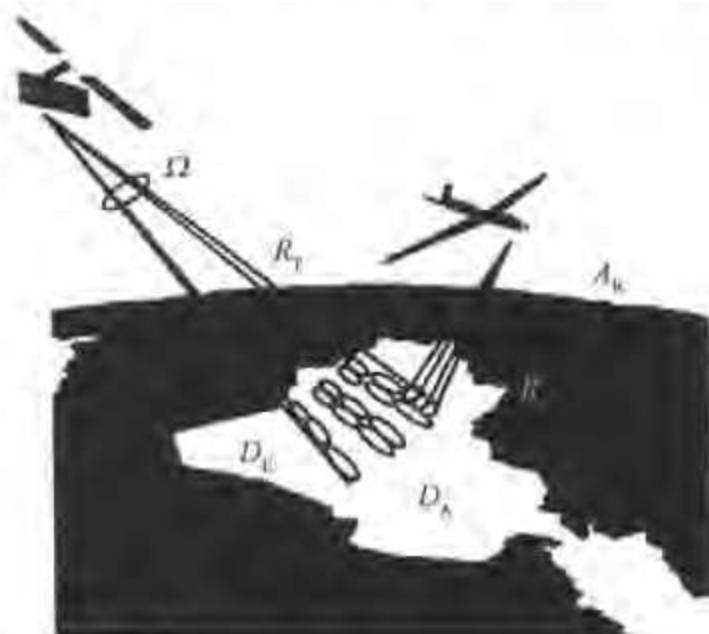


图 11.9 双基地雷达区域监视几何视图

1. 单基地雷达区域监视

在单基地雷达情况下,雷达设计主要根据保持在 $D_E \times D_A$ 感兴趣的瞬间范围内,确定卫星数目和卫星轨道高度,并根据可靠的检测给定尺寸目标的要求,确定功率孔径积(PA)。根据目标的机动性和可观察战术区域的大小来确定其区域覆盖率的要求。

功率孔径积(PA)设计要求取决于目标截面系数 σ ,到目标的距离 $R_T = R_R$ 和区域覆盖率 Ω/t (rad^2/s),用方程表示为

$$P_T A_R = \frac{4\pi k T_0 F_0 L (S/N)_{\min} \Omega}{\sigma} \frac{\Omega}{t_s} R_T^2 R_R^2 \quad (11-17)$$

对于单基地雷达,发射孔径和接收孔径通常为同一尺寸,并观察同一角空域。因此,由给出的几个区域覆盖率上雷达的功率孔径积要求与卫星轨道高度的一阶关系曲线如图 11.10 (a)和(b)所示。图 11.10(a)为检测一个 0dBsm 目标情况,图 11.10(b)为检测一个 10dBsm 目标情况。显然,雷达的尺寸很大,且成本也很高。由此提出了双基地雷达设计的构想,以便在检测小目标或改善跟踪精度时使所要求的孔径尺寸得到降低。

一旦雷达的功率孔径积确定,就可从式(11-17)确定最大距离方程为

$$(R_T R_R)_{\max} = \kappa \quad (11-18)$$

式中, κ 是一个常数。

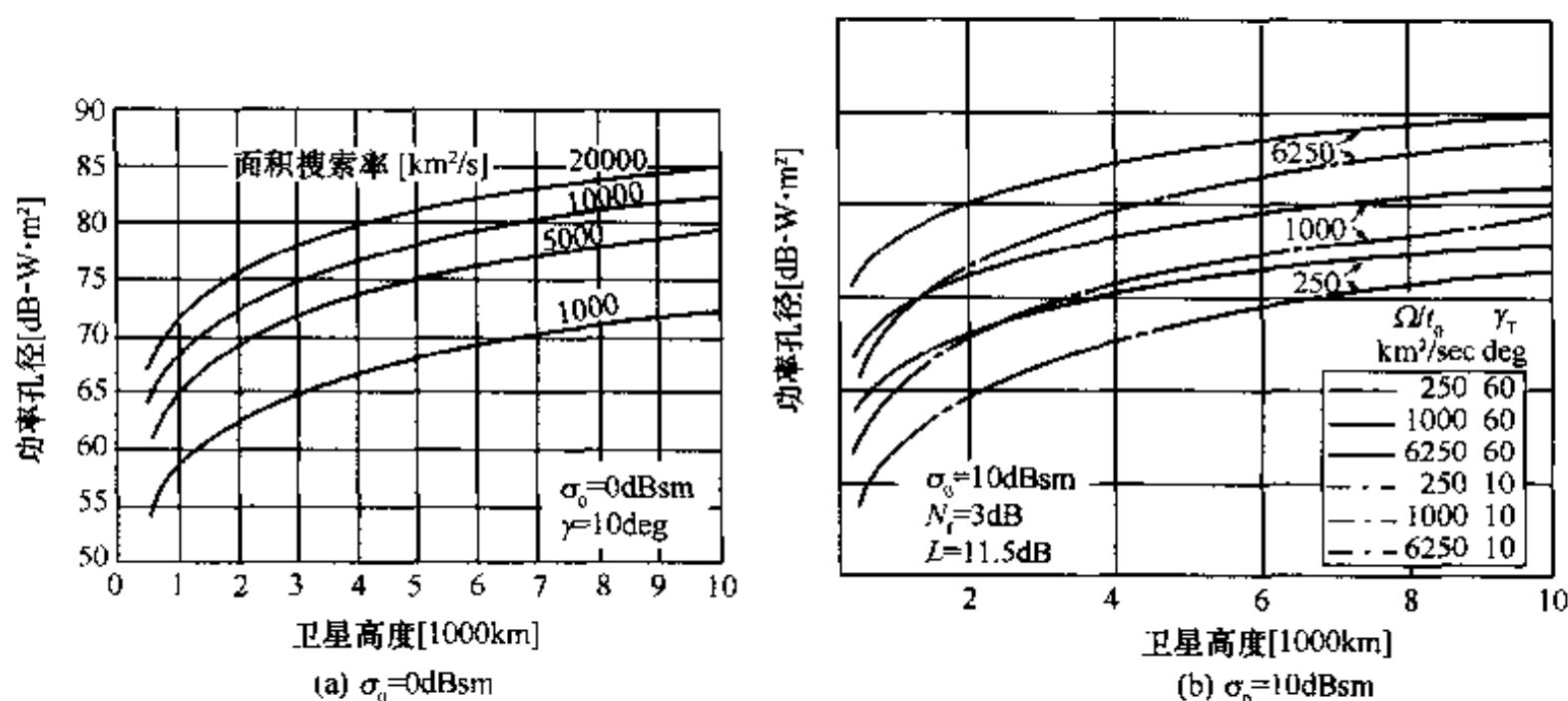


图 11.10 空间雷达的功率孔径积与卫星轨道高度的关系曲线

2. 双基地雷达区域监视

双基监视与单基监视有若干重要区别。由图 11.9 可见,这些区别包括:

- ① 发射和接收孔径尺寸不同,带宽也不同。
- ② 发射距离(R_T)和接收距离(R_R)不同。

③ 视域的几何图形不同,为确保接收足够的发射能量,要求发射和接收波束方向图对准。由双基几何图可见,由于接收机离目标的距离较近,可获得一个双基改善因子 I_B ,它与接收天线的孔径尺寸 A_R 和距离 R_R 有关,即

$$I_B = \left[\frac{A_R}{A_T} \right] \cdot \left[\frac{R_T^2}{R_R^2} \right] L_B \quad (11-19)$$

式中, L_B 是由波束失匹引起的损耗,因子 I_B 将定性估算孔径设计的效果和判定双基地雷达对单基地雷达的工作距离。

类似于单基地雷达的最大距离方程(11-18),双基地雷达最大距离方程为

$$(R_T R_R)_{\max} = \kappa \left(\frac{G_{Tv} G_{Rv}}{G_T G_R} \right)^{1/2} \quad (11-20)$$

式中, G_{Tv} 和 G_{Rv} 是可调的发射机和接收机的增益, G_T 和 G_R 是正好与卫星天线波束搜索所射到地面覆盖区相应的理想功率增益。 (G_{Tv}/G_T) 与 (G_{Rv}/G_R) 之比总是小于 1;并用于度量扫描空域处理的效果。

双基的改善已由若干卫星轨道高度和接收机的配置的组合估算。图 11.11 示出 LEO 和 MEO 卫星高度和一部 UAV 接收机的结果。由此可预计到它比单基卫星设计有明显的改善，有利于增大区域覆盖率或目标检测精度更好。

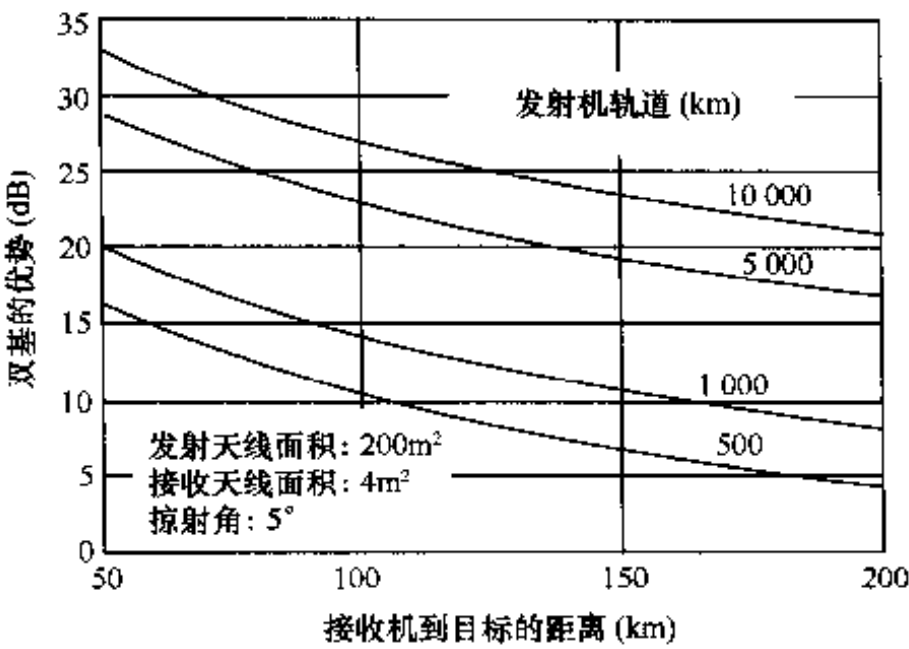


图 11.11 空间雷达(SBR)发射机和无人机(UAV)接收机的双基地雷达的改善关系曲线

因此,接收机孔径需设计成能同步地接收与照射的范围相匹配的有效区域的能量。若不能达到这一点,则监视距离无效。由于发射机的照射区域通常比接收天线的波束宽度所覆盖的区域大,所以必须采用多波束天线,以最佳地处理接收的能量。

对地目标检测的功率孔径积要求比对空中监视要低一个量级,由于目标较大,且较长的重访时间要求之故。

3. 双基监视设计参数

在此采用第 9 章中低成本 SBR 的例子,选择一组参数,作为研究中空基 MTI 设计的监视系统的代表,这些参数列在表 11.2 中。这些参数用于分析发射机的区域覆盖,接收机和多波束覆盖的设计。

表 11.2 双基监视设计参数

频 率	10GHz
目标截面	10dBsm
监视区域(DA,DE)	250km,250km
访问时间(t_s)	10s
(PRF)	5kHz
发射机	
高度(h_T)	800km
天线(A_T)	10m(宽),5m(高)
地擦角(γ_T)	10°(min), 60°(max)
接收机	
高度(h_R)	20km
天线(A_R)	4m(宽),1m(高)
噪声系数(N_f)	3dB
损耗(L)	11.5dB
带宽(B)	10MHz

4. 雷达的照射要求

监视的几何图形取决于发射机的高度(h_T)和接收机的高度(h_R),以及对地球上公共点的地擦角(γ_T 和 γ_R),如图 11.12 所示。或从发射机,或从接收机到地球表面的距离惟一,可由地擦角确定,并给出为

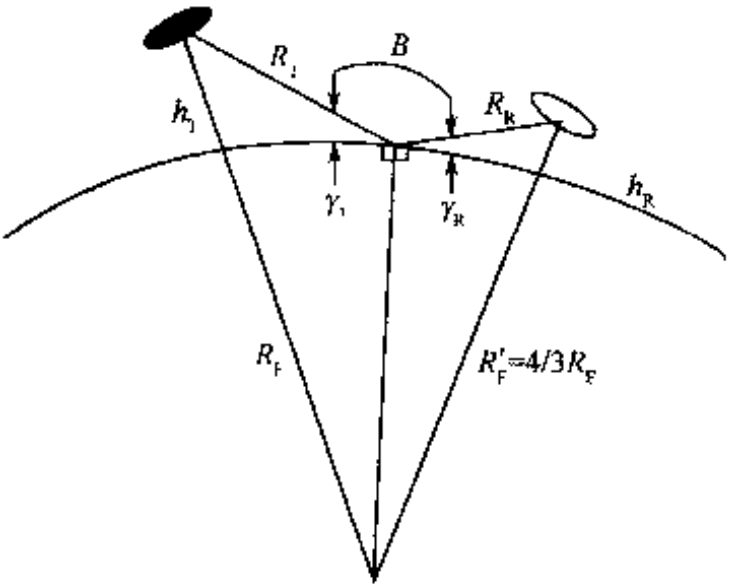


图 11.12 计算从发射机或接收机到由地擦角 γ_T 和 γ_R 给出的地表目标的距离的几何图

$$R_i = R_E \cos(\gamma_i + \pi/2) + [(R_E \cos(\gamma_i + \pi/2))^2 - R_E^2 + (h_i + R_E)^2]^{1/2} \quad (11-21)$$

式中, i 或是 R(接收机),或是 T(发射机), R_E 是地球的半径。由于大气折射,对于低于 10km 高度的机载接收机,常取 $4/3R_E$ 来计算。

发射的俯仰波束数目由方位×俯仰搜索区域的角宽度决定。图 11.13 示出 $250\text{km}(D_E) \times 250\text{km}(D_A)$ 所定搜索区域所要求的发射波束数目。

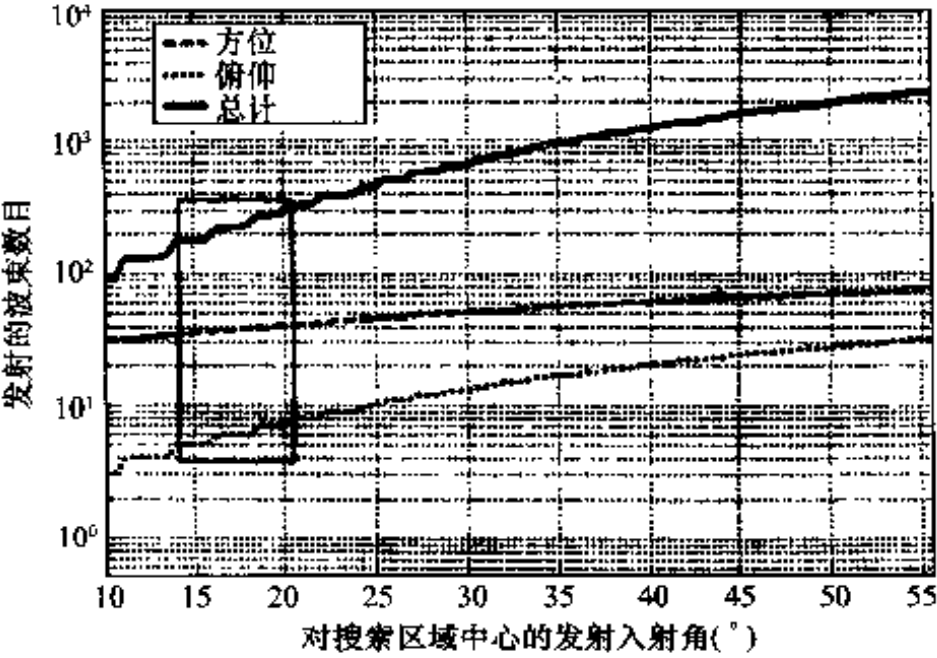


图 11.13 覆盖 $250\text{km} \times 250\text{km}$ 的卫星照射的波束位置关系图

对于区域监视的卫星覆盖范围是由地面覆盖的大小和对地面上任一位置重访率建立的。这对单基或双基雷达的工作均有效。由于卫星天线波束射到地面的覆盖区按 $\csc \gamma$ 变化,所以较长距离比较短的距离可覆盖更大的面积,如图 11.14 所示。利用这些波束的大小和密集度,抑制在监视区域上的发射波束的栅格是可能的,如图 11.15 所示。图中还示出机载接收机的候选位置(图中示出飞行器侧面上天线的近似场),标 A 的飞行器在观察的几何图中是伪单基

的,而那些标 B 的飞行器是 90° 双基几何图。这些飞行器的数目将由观察域和双基接收机检测距离来决定。对此,不再进一步讨论了。

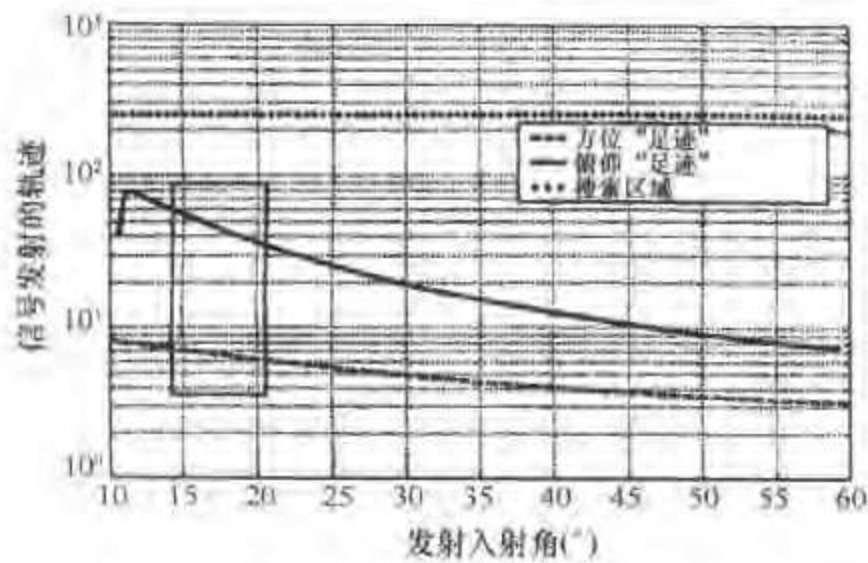


图 11.14 发射的轨迹维数与地擦角的关系图

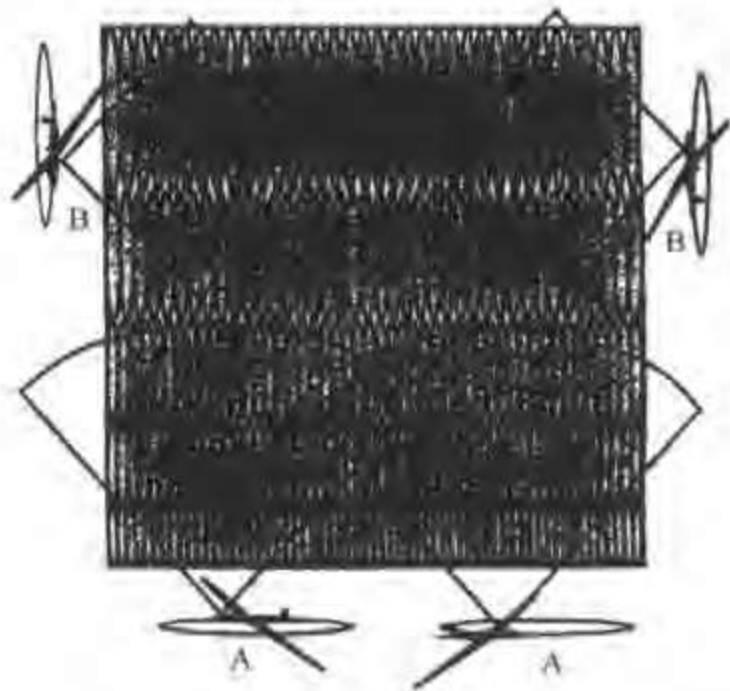


图 11.15 在沿机载接收机的地擦角 17.5° 上,在监视区域中的发射的轨迹栅格的示意图

5. 雷达接收机的要求

在设计一个卫星到 UAV 工作的双基接收机中,需考虑两个因素:第一个是覆盖地球表面上的每个发射机轨迹所要求的波束数目,它随投射的距离或地擦角而变。第二个是为取得目标检测所需信号—噪声电平,以及在每个位置上所要求的相干驻留时间。对此,也不再深入讨论了。

6. 工作波段的选择

工作波段的选择主要取决于雷达截面对频率的灵敏度和传播效应。高轨和中轨天基雷达的传播效应限制其工作在 C 波段或以下;电离层的闪烁以及临近赤道和极地的限制,其工作在 L 波段或以上。对于检测小物理尺寸目标,宜选 L 波段和 C 波段之间的低频段。

表 11.2 所列的参数,适用于第 9 章中所列举的低轨的低成本 SBR 的情况。

一般双基雷达用于对空中动目标和地面动目标的检测。对机载动目标显示(AMTI)雷达和地面动目标显示(GMTI)雷达的参数选择上有所不同。因为地面目标速度较慢,而空中目标速度较快,加上重访的时间不同。因此,AMTI 雷达常选 L 波段,GMTI 雷达可选 S 波段。

例如 AMTI 卫星和 UAV 双基系统的参数如表 11.3 所示。而 GMTI 卫星和 UAV 双基系统的参数如表 11.4 所示。下面分别进行简要介绍它们的例子。

表 11.3 AMTI 卫星系统参数

功 率	20kW
发射孔径	100m
频 率	800MHz
接收孔径	35m

表 11.4 GMTI 卫星系统参数

功 率	2kW
发射孔径	25m
频 率	3.2GHz
接收阵列	100m×10m

7. AMTI 和 GMTI 卫星系统的例子

(1) AMTI 例子简介

我们考察一卫星载雷达工作在 800MHz 上的 AMTI 系统。在天底上其照射部位是直径约为 150km 的一个圆周。

若检测一个 0.5m^2 目标,接收卫星偏离 5° 擦地角(4 700km 距离),且需有 12dB 的信噪比,则需要 36m 的接收天线。在 L 波段上,36m 天线的增益约为 50dB。主要系统参数见表 11.3。要在天底覆盖 150km 直径的圆周,波束数需从几个变到一百个,而且还与双基几何图有关。

图 11-16 示出 150km 宽照射部位和一架在 100km 外 UAV 的示意图。一个 $6\text{m} \times 1\text{m}$ 的多波束天线提供的灵敏度等于在距离为 300km 上的卫星接收机的灵敏度。由于其有效的波束赋形,所以长的积累时间有助于降低杂波,且还要采取旁瓣抑制措施。

(2) GMTI 例子简介

GMTI 系统工作在 S 波段而不是 L 波段是因为其带宽的可获得性,且可保持积累时间适当地短。

覆盖一个最小 150km 直径的部位需要高达 100 个接收波束。

因为积累时间在 3s 范围内,所以需考虑目标的加速度。这就需加若干加速滤波器。

如果要在 S 波段(3.2GHz)上照射 150km GMTI 监视部位,则需 25m 孔径的天线,其参数见表 11.4。

图 11.17 示出 UAV GMTI 照射的示意图。对于 200km 距离,孔径要求约为 $1\text{m} \times 0.25\text{m}$ 的阵列。

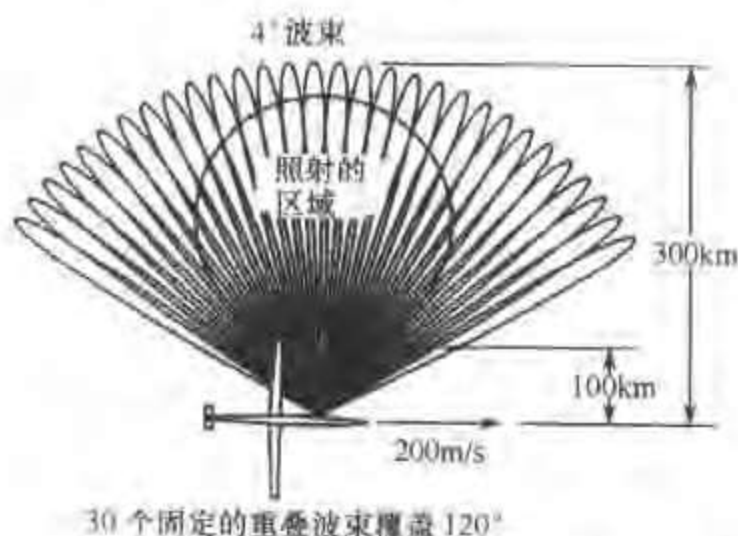
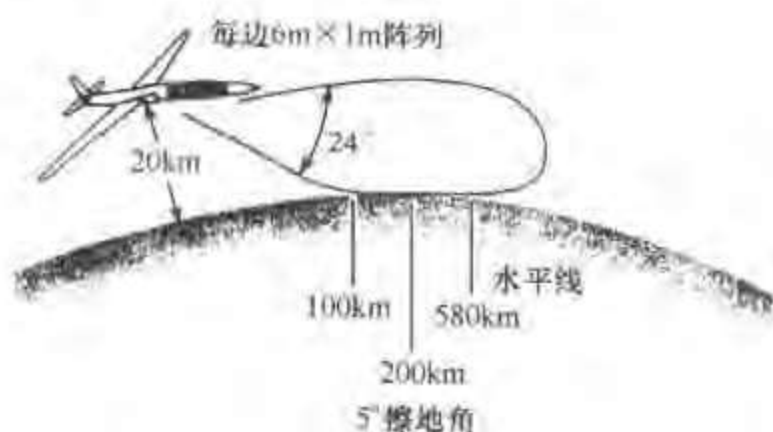


图 11.6 UAV 与 AMTI 卫星系统的示意图

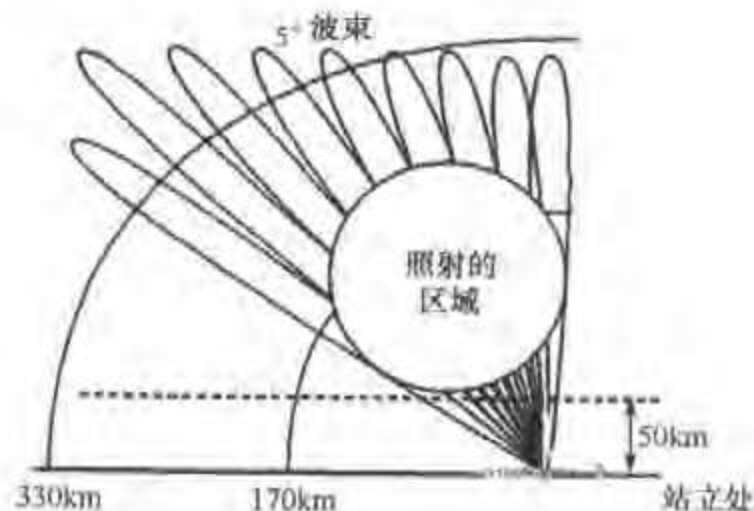
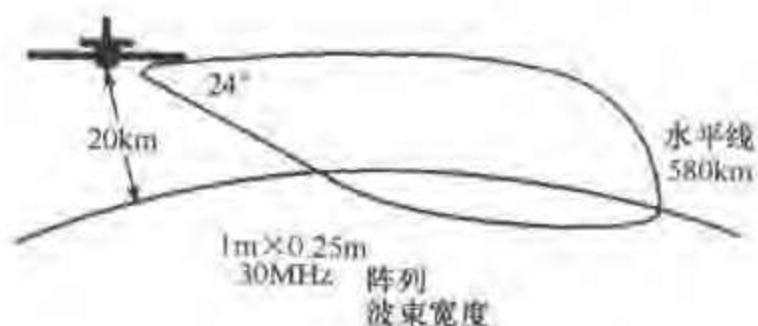


图 11.7 UAV 与 GMTI 卫星系统的示意图

综上所述,地基双/多基地雷达由于收发分置,从体制上具有反侦察、反干扰和反隐身等方

面的优势。但是它需要解决时间同步、相位同步和空间同步等关键技术。

天地双/多基地雷达指发射站置于卫星上,然后利用位于卫星、地面、飞机或舰船上的接收站探测空中目标的系统。由于接收站离目标近(相对于卫星接收站),所以从目标到接收站的信号使输出衰减要小一些。天地双/多基地雷达具有以下一些明显的优点:

- 天地双基地雷达其发射站在卫星上,可以自上往下照射很大的区域,故探测范围广,而且可全天时、全天候工作。
- 目前对卫星安全构成的威胁尚少,发射站相对安全。而接收站不发射信号,是寂静的,不易被侦察定位,也不易被干扰。
- 天地双基地雷达发射信号自上往下照射,接收站接收侧向散射信号,目标的散射面积比常规的后向散射面积要大,对检测小目标或改善跟踪精度有好处。故有利于探测隐身目标。
- 发射站自上往下照射,无低空盲区,适当布置接收站就可以探测低空飞行目标。
- 它也同样需要解决时间同步、相位同步和空间同步等关键技术。

11.3.3 潜艇上部署双基地雷达

最后,我们介绍另一个双基地雷达的概念。

在攻击潜艇上装备双基地雷达的接收和处理阵元,使其在入水时能转为监视方式工作。

该装备利用来自于非合作平台上的“施主”雷达的发射信号,它将连同一个现有的装在桅杆上的低剖面(20cm×15cm)全向天线一起工作。其中施主雷达为导航设备等。

第 12 章 超视距雷达

12.1 概 述

超视距雷达工作在短波波段,它利用电磁波在电离层与地面之间的反射和电磁波沿地球表面的绕射作用传输高频能量,从而探测到常规雷达无法探测到的地平线以下的超远距离目标,其作用距离不受地球曲率限制。

美国空军和海军在 20 世纪 50 年代研制的“梯皮”(Tepee)后向散射超视距雷达成为美国后来发展的许多超视距雷达的基础。到了 60 年代,美国海军研究实验室研制成作用距离达 900~4000km 的“麦德雷”(Madre)高频超视距雷达,首先向人们证明了超视距雷达的能力,其中包括对低空飞机、弹道导弹和水面舰艇的探测能力。

随着世界反雷达技术的日益进步和发展,超视距雷达在现代防空体系中的作用就显得越来越突出。超视距雷达作为对地—地导弹、轨道武器和战略轰炸机的早期预警手段之一,可在洲际导弹发射后 1 分钟发现目标,3 分钟提供预警信息,预警时间为 30 分钟。超视距雷达在警戒低空、超低空突防的飞机,巡航导弹和水面舰艇时,可在 200~400km 的距离内捕获目标。与微波雷达相比,对空中目标的预警时间提高了 5~10 倍,对水面目标的预警时间提高了 30~50 倍。

12.2 超视距雷达的工作原理

电波传播的主要方式有如下四种。

(1) 表面波传播。表面波传播时电波沿地球表面传播,传播路径是弯曲的,因而无视距的限制,雷达可以利用这种传播方式观测视距以外的目标,常称为地波超视距雷达。

(2) 对流层传播。对流层的高度通常在 100km 以下,电波在对流层中传播路径是直线,因而观测低空目标时有视距限制,常规微波雷达主要采用对流层传播方式。

(3) 电离层传播。超视距雷达一般工作在短波波段,而短波一般是难以穿过电离层的,往往碰到电离层,就会折回地面,遇到目标时,经散射后的一部分能量沿原路径返回,且被设在同一处或相隔不远的接收机所接收。这种利用电离层折射效应观测视距以外目标的雷达,常称为天波超视距雷达。

(4) 散射传播。由于大气或电离层的不均匀性,电磁波被散射,散射效应可用于通信或气象雷达中。

由于天波超视距雷达是靠电波在电离层折射的方法观测目标的,因而其性能取决于电离层的性质(电离层中电子集聚的密度)、雷达频率以及雷达方程中的标准参数。电离层一般包含三个折射区,最高的折射区称为 F_2 区,它的高度为 230~400km,这个区域折射时单次折射距离最远,对应于高频段最高的工作频率(频率越高折射能力越弱,穿过的深度越深);第二个折射区称为 F_1 区,它的高度为 180~240km, F_1 区只在白天出现,而且夏季比冬季更显著;第三个折射区是 E 区,其高度为 100~140km,在这个高度上有时会产生高密度电离斑,称为散射 E 层。如果利用 E 层折射,散射 E 层会影响传播稳定性。由于多折射区的存在,同一目标

的反射回波经过不同的途径反射回来,就有不同的延迟时间,从而产生了多路径效应,使雷达性能变坏。为了减小多路径效应的影响,应适当地选择雷达频率且采用比较窄的仰角波束,从而使只有一个途径的信号能量可到达目标。

在电离层,折射率 n 与电子密度 N 、工作频率 $f(\text{kHz})$ 的关系为

$$n=\sqrt{1-80.8\frac{N}{f^2}} \tag{12-1}$$

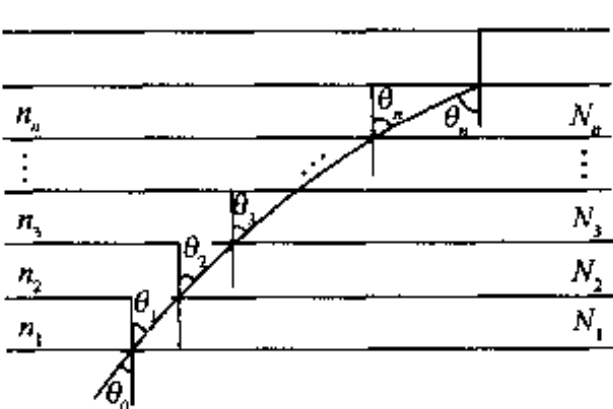
式中, N 是高度的函数。上式表明, f 一定, N 愈大, 则 n 愈小; 而当 N 一定时, f 愈低, 则 n 愈小(n 的最大值为 1)。

电离层电子密度的分布是不均匀的, 愈往上电子密度愈大, 见图 12.1。当某一频率的电波以入射角 θ_0 由大气空间进入电离层时, 由于各层电子密度是自下而上依次增大, 故折射率依次减小, 即

$$N_1 < N_2 < N_3 < \cdots < N_n$$

$$n_1 > n_2 > n_3 > \cdots > n_n$$

因此, 电波在通过每一层时都要折射一次。按折射定律



得

$$\frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_1}=n_1 \tag{12-2}$$

$$\sin\theta_1=\frac{1}{n}\sin\theta_0>\sin\theta_0 \tag{12-3}$$

由此可知折射角 $\theta_1 > \theta_0$, 依次类推, 其折射角是依次加大的, 即 $\theta_0 < \theta_1 < \theta_2 < \cdots < \theta_n$, 结果电波的传播方向逐渐向下偏, 如图 12.1 所示。

图 12.1 电波在电离层内连续折射的示意图

如果电波在到达电子密度最大层以前, 电子密度之值大到使折射角 $\theta_n=90^\circ$, 这时电波的路径到达最高点, 满足全

“反射”条件, 于是电离层对电波产生全反射, 并使之返回地面, 这就是平常所说的电波在电离层中的“反射”现象, 如图 12.2(a) 所示。超视距雷达正是利用电波在电离层中可以产生“反射”, 而且反射后的电波能够到达雷达视线以下的特性, 探测刚发射的弹道导弹和刚起飞的轰炸机群。有时候, 电波从电离层返回地面后, 又从地面反射到电离层, 再从电离层反射回来, 这就是电离层电波传播的跳跃现象, 如图 12.2(b) 所示。若雷达发射功率足够大, 天线定向性好, 接收机灵敏度高, 可以利用电波的“二跳”、“三跳”探测更远距离的目标。通常情况下, 超视距雷达利用“一跳”可探测 1000~5000km 的远距离目标, 若利用“二跳”、“三跳”其探测距离可达上万千米。因此, 超视距雷达是一种有效的超远程预警雷达。

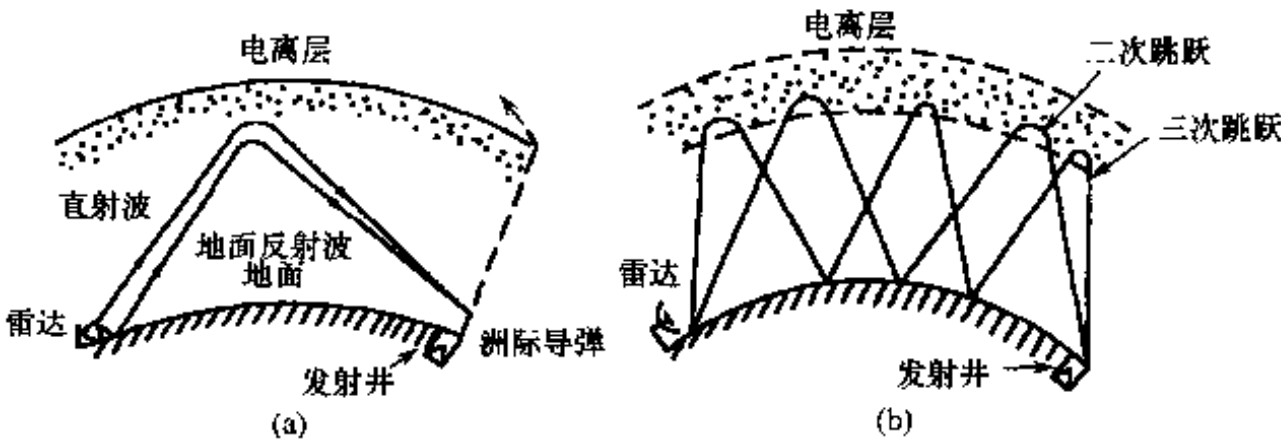


图 12.2 天波超视距雷达的电波传播的示意图

还应指出,并不是所有频段的电磁波射向电离层都会发生上述的“反射”现象,而是有一定条件的,如图 12.1 所示。根据折射定律得出

$$\frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_1}=n_1, \frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_2}=n_2, \dots, \frac{\sin\theta_0}{\sin\theta_n}=n_n \quad (12-4)$$

则

$$\sin\theta_0 = n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 = \dots = n_n \sin\theta_n \quad (12-5)$$

我们知道,随着电波深入电离层,电子密度 N 增加,折射率 n 减小,折射角 θ 逐渐增大,当电波深入到某一高度时,电子密度 N 的值大到使 $\theta_n = 90^\circ$,这时电波的轨迹到达最高点,电波产生反射。将式(12-1)代入式(12-5)得出电波在电离层中反射的条件为

$$\sin\theta_0 = n_n \sin\theta_n = n_n \sin 90^\circ = n_n = \sqrt{1 - 80.8 \frac{N}{f^2}} \quad (12-6)$$

式(12-6)表示电波由电离层反射下来时,电波频率、入射角和电波反射点的电子密度之间应有的关系。由式(12-6)可以看出:

(1)当频率为 f 的电波以一定的入射角 θ_0 进入电离层时,一直要深入到电离层的电子密度 N 能满足式(12-6)所要求的数值时,才能由该点反射下来,若电离层的最大电子密度 $N_{\max}$ 尚不能满足式中要求的数值,则电波将穿出电离层而不能反射。

(2)当电波以一定的入射角 θ_0 进入电离层时,频率 f 愈高,使电波反射所需的电子密度 N 愈大,换句话说,电波进入电离层就愈深。当频率高至某一值时,电波将深入到电离层电子密度最大值处。若频率高于此值,则电波将会穿出该电离层直到更高一层电离层的较大电子密度处才能反射下来,若最高的一层电离层也不能反射,则电波将穿出电离层。电离层对不同频率的反射作用如图 12.3 所示。

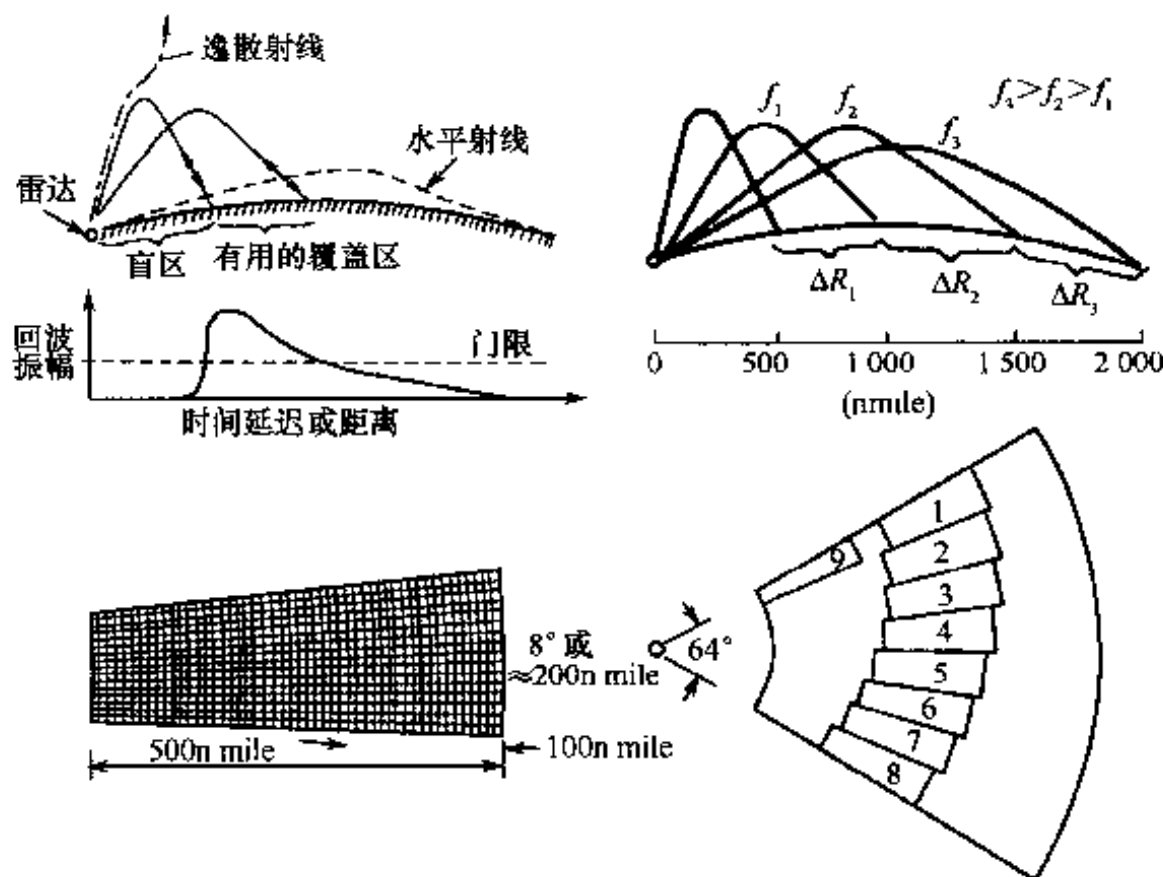


图 12.3 左上为单跳天波传播与用距离表示的覆盖范围的关系示意图;右上是用 3 个频率使覆盖范围得以延伸;右下为方位扫描平面图;左下给出一个发射机覆盖区中的接收分辨单元

图 12.3 是适用于飞机和舰船目标的雷达探测范围和空间分辨力的举例。图 12.3 的左上部是射线路径示意图。其辐射角仰角较大的射线是逸散的,用来形成覆盖范围的跳距盲区,其他的射线直至反射高度水平的射线均能够返回地面,且有用的覆盖范围处于两种极端情况之

间。虽然图中只画了一跳,但多跳是存在的,且能量可以多次周期性地返回地面。图 12.3 右上部是射线路径图,表示可以通过采用不同的工作频率来照射到不同的距离范围,较远的距离需要较高的频率。在这个例子中,一种工作频率可照射到 500n mile 的距离范围。其后沿可以变化,是雷达参数和目标尺寸的函数,但是前沿只取决于频率选择并且紧邻跳距盲区。图 12.3 中右下是覆盖面积平面图,表示 9 个不同区域分别被波束宽度为 8° 的单个发射波束所照射。由于进行 64° 方位扫描时电离层可能会变化,因此如果只用单个频率工作,则发射机的覆盖区将随方位角而变化,然而,常常对每一个 8° 选用不同的工作频率以保证获得所需要的照射区。采用 16 个相邻接收波束来覆盖一部发射机的覆盖区,使每个波束的宽度均为 0.5° 。图 12.3 中左下是一个照射扇区,被分成接收分辨单元,每个单元的宽度约 10n mile。

由上述讨论可知,要使电波从电离层反射下来,雷达的工作频率应小于最高反射频率 $f_{\max}$ 。其值可利用式(12-6)中的 N_n 用 $N_{\max}$ 代替求得,即

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{80.8N_{\max}}{1 - \sin^2 \theta_0}} = \frac{\sqrt{80.8N_{\max}}}{\cos \theta_0} \quad (12-7)$$

例如, F_2 层中最大电子密度 $N=2 \times 10^6$, 在入射角 $\theta_0=78^\circ$ 时,求得 $f_{\max}=60\text{MHz}$ 。

当入射角 $\theta_0=0$ (即电波垂直投射到电离层) 时,这时最高可用频率最低,通常称其为临界频率,此频率为:

$$f_{\text{cr}} = \sqrt{80.8N_{\max}} \quad (12-8)$$

所以,超视距雷达的工作频率应合适选择。若选用的频率太高,超过 $f_{\max}$, 则电波将不能折回;若选得太低,则电波将受到强烈吸收。一般工作频率范围为 $2 \sim 60\text{MHz}$ 。

此外,超视距雷达的作用距离可通过改变发射角(应小于 25° , 通常低于 5°) 和发射波束的频率来控制。图 12.3 为可以选择 3 个不同的频率 f_1 、 f_2 和 f_3 及不同的发射角来实现 $500 \sim 2\,000$ n mile 之间覆盖的示意图。

应该指出,电离层的特性在一天的不同时间和一年的不同季度都是不同的,而且电离层对超视距雷达的正常工作有直接影响。因此,超视距雷达应具有在很宽频率范围(随时调整最佳工作频率)内工作的能力,例如能在 3 个倍频程($4 \sim 32\text{MHz}$) 内变化的工作频率。另一方面,需有一个专门对雷达实施频率管理的电离层探测分系统,不断监测电离层(也可监测敌方干扰频谱)的变化,保证超视距雷达有效地工作。

对于地波超视距雷达来说,由于电磁波绕地球表面传播,不受电离层的影响,因而更容易探测目标,工作也较稳定。但由于地表面对电磁波的衰减较大,其探测距离较近,对低空飞机的探测距离为 $200 \sim 400\text{km}$ 。

12.3 (天波)超视距雷达的优缺点及基本类型

超视距雷达最本质的优点有两条:一是作用距离远(“一跳”可达到 $900 \sim 5\,000\text{km}$), 覆盖范围大(对于 $300 \sim 3\,000\text{km}$ 、 60° 扇形区的覆盖域,其面积为 $4 \times 10^6\text{km}^2$);二是工作频率处于高频频段($2 \sim 60\text{MHz}$), 这是区别于其他体制雷达的本质特征。在该频段,大部分飞行器的散射波都处在瑞利区和谐振区。在瑞利区,目标散射面积(RCS)同形状无关(或影响甚小),而同其体积有关。在谐振区,则 RCS 明显增强,因此任何形状的飞行器设计都会在这个波段产生某种谐振。另一方面,隐身用的吸收材料对较长波长(相对于物体外形尺寸)是无效或效能较低的,加上由于超视距雷达的波束经电离层反射,因而入射波自上面下照射目标,这也是隐身飞

行器设计的弱点,因此它将可望成为探测隐身飞行器的一种手段。当然,在高频频段工作会带来天线规模庞大等问题,欲形成较窄的水平波束,天线阵面口径需 1~2km。因此,为了节省造价,通常采用收、发分置的天线系统,发射天线可小于接收天线,而在接收端常采用多路并行接收通道设计来形成等效的窄波束。

另外,在超视距雷达中,确定目标的高度比较困难,主要原因是电波在电离层中的轨道是曲线,而且轨道的形状又受电离层参数变化的影响。因此,在目标参数测量中,超视距雷达的精度较常规视距雷达为低。

必须指出,尽管超视距雷达可以为防空系统提供更多的预警时间,但仅能探测导弹弹道的初段,却无法探测在电离层之上的中段弹道,而且它不能确定导弹的飞行轨道,测量的精度有限,因此超视距雷达还必须和其他警戒、跟踪雷达相配合,才能组成完整的预警系统。

超视距雷达分为两种基本类型:前向散射超视距雷达和后向散射超视距雷达。

前向散射超视距雷达按“双基地”方式工作,即发射机和接收机分设在相距很远的两地,一般相隔为 10 000km 左右。电波自发射机发射后在电离层与地面之间跳跃传播,当遇到地平线以下目标后,目标前向散射的电波为另一地点的接收机所接收,从而可发现目标。这种雷达的优点是比较简单,可由一般的雷达设备改装而成,但性能有限,只能判断来袭导弹的大致方向,不能用来测定目标的距离和其他参数。

前向散射超视距雷达的例子是美国 20 世纪 80 年代出产的 AN/FPS-118 雷达,它是一部双基地调频连续波雷达,其收/发功能完全由计算机控制,收/发间通信由宽/窄带对流层散射无线电通信和光纤链路实现。有关该雷达的技术和性能参数见表 12.1。

表 12.1 AN/FPS-118 雷达技术和性能参数

项 目	技 术 参 数
工作频率	5~28MHz
作用距离	800~2 880km
覆盖范围	180°(方位;3 个 60°扇形区)
分辨力	8~30km(距离),1°~3°(方位)
峰值功率	100kW
信号	FMCW
波束宽度	2.75°(接收)
天线尺寸	发射:1 106m(长) 10.67~41.15m(高) 接收:1 518m(长) 19.5m(高)

该雷达两站间同步工作时延小于 1μs,它对亚声速威胁的预警时间达 3.3h,对超声速威胁的预警时间为 1~1.5h,对洲际导弹的预警时间为 30 分钟。目前,该雷达有一个 180°的东海岸系统和一个 180°的西海岸系统,在 20 世纪 90 年代初就具备工作能力。另外,还有 4 个 60°扇形区的中央系统和两个 60°扇形区。这就满足了美国军方 1984 年 2 月提出的部署 12 部覆盖 60°扇形区的超视距雷达,全高度监视美国本土的东、西和南方向的要求。

后向散射超视距雷达的发射机和接收机放在同一地点或较近的地点,电波自发射机发射后,就在电离层和地面之间跳跃传播,在遇到目标时,便由目标向后散射的电波经电离层反射回到同一地点,为接收机接收。这种雷达的性能比较优越,它不仅能指出目标的存在及其方位,而且可以测量发射信号到接收回波信号之间的时间,获得目标的距离。后向散射超视距雷达的缺点是设备比较复杂,但因其性能好,所以目前主要研制和使用这种超视距雷达。

OTHR 是前苏联研制的后向散射超视距雷达,发射波形为强功率脉冲串,即每秒 10.5 个脉冲串,每个脉冲串内含有 20 个不同的方波脉冲,宽度不足 2ms。工作频率为 4~30MHz,作

用距离为 800~3 000km,可覆盖西欧、北大西洋、斯堪的纳维亚和地中海区域的大部分。

由于超视距雷达的工作在很大程度上取决于电离层的状态,而电离层的状态又在时刻变化中,所以给超视距雷达带来了下列一些特殊的技术问题:

(1) 要求超视距雷达具有电离层实时预测设备,并能自动选择工作频率和电波入射角;

(2) 要求有很大的输出功率并能快速跳频的发射机。由于超视距雷达作用距离远,电波传播途中衰减很大,因此,要求发射机的输出功率很大,同时发射频率要随计算机的控制信号而变化。

(3) 应具备在噪声电平中提取微弱信号的能力。由于电波能量经电离层和地面传播衰减很大,且有大气噪声、地物干扰、天电干扰、电台干扰等存在,通常地球表面的后向散射要比希望检测到的运动目标回波的幅度大许多量级,因此高频超视距雷达必须采用某种多普勒信号处理的形式,以便从杂波背景中提取希望检测到的目标信号。

(4) 要求超视距雷达的大型天线阵列能在宽带内扫描。超视距雷达由于工作在短波波段,天线阵列一般十分庞大,天线有 10 层楼那么高,这样的天线阵列只能用电扫描来完成波束的灵活指向。

12.4 超视距雷达方程和主要分系统简介^[2]

12.4.1 HF 频段的雷达方程

HF 频段的雷达与使用较高频率的雷达在许多方面有明显不同。这些方面包括环境的自适应、频率、波形选择、雷达截面积、路径损耗、多径效应、噪声、干扰、天线增益、空间分辨力及天波杂波等。雷达方程仍可表示为

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{av} G_t G_r T \lambda^2 \sigma F_p}{N_F L (4\pi)^3 R^4} \quad (12-9)$$

式中, S/N 为输出信噪比; P_{av} 为平均发射功率(单位为 W); G_t 为发射天线增益; G_r 为接收天线增益; T 为有效处理时间(单位为 s); λ 为波长; σ 为目标的雷达截面积; F_p 为传播路径因子; N_F 为每赫兹噪声功率; L 为传播路径和系统损耗; R 为目标与雷达间的距离。

对上述参量分别说明如下。

1. 天线增益 G_t 和 G_r

按高频雷达通常的习惯,天线增益应包含地面对天线性能的影响。例如,自由空间中的半波偶极子的最大增益比各向同性天线高 2.15dB。若将半波偶极子紧贴地面垂直放置但不接触地面,则在 0° 仰角方向其最大增益将由 4~6dB 增加到 8.15dB。由于地面不是理想导体,因此其电导率与介电常数成为决定天线性能的因素之一。虽然地球的电性质对垂直极化的影响比对水平极化要大些,但是地貌特征和表面粗糙度对两种极化的情形都是重要的因素。

2. 处理时间 T

通常, HF 频段的雷达是下视型的,在与目标等距离处存在地面的后向散射,用多普勒处理能够把目标和地面后向散射分开。

3. 波长 λ

为使能量被电离层折射后照射到指定的区域,必须选择波长或工作频率,限制发射频谱并

使之不与其他用户发生干扰。由于无论是电离层还是 HF 频段业务点分布都是时变的,因此要求雷达具有自适应管理能力。

4. 雷达截面积 σ

通常,常规目标的雷达截面积(RCS)是频率、极化及姿态角的函数,在分析时经常用某种方式的平均值。由于杂波电平相对于大多数目标来说都比较大,因此这一点在雷达设计中十分重要。地面杂波的 RCS 等于表面散射系数 σ^0 、分辨单元面积 A 和人射角余弦的乘积。一些重要的参量,如分辨单元面积因子、接收天线波束宽度及谱宽等都没有含于式(12-9)中。

5. 传播路径因子 F_p

几种传播现象,如法拉第极化旋转、多径效应和电离层聚焦等均需包含在方程中。对线极化辐射、法拉第旋转会导致随时间和距离而变化的极化失配,也就是说,目标入射波的极化将随距离的变化而发生旋转。因为许多目标具有随极化而变化的 RCS,所以这将导致一个重要的结论,即在电波照射目标的过程中会经常发生具有较大 RCS 的电极极化、变化。

6. 噪声系数 N_F

对于工作在 HF 频段的雷达,设计具有足够低噪声系数的天线和接收机是可能的,这是由于环境噪声起主要作用的缘故。

7. 损耗 L

损耗项含双路径损耗,包括电离层损耗、地面反射损耗及雷达系统损耗。尽管电离层损耗已有统计预估,但在雷达实时工作中它仍然是主要的不确定因素。

8. 距离 R

方程式(12-9)的距离是目标与雷达间沿虚路径的距离。还需要用到电离层反射高度,以便将这一距离(即虚距)变换成地面大致距离。由于多径的存在,因此至指定目标的视在距离可能不只一个值。

12.4.2 发射机

大多数雷达的设计和任务需求都要求发射机平均功率在 10kW~1MW 之间。由于天线通常是由单元组成的阵列,一般趋向于一个单元用一个放大器驱动,这样,就可以在放大链中实现波束的低电平控制。功率控制和振幅赋形还要求设计一种线性放大器。由于这种雷达采用多普勒滤波的信号处理方法将目标与杂波分开,因此由发射机辐射引起杂波的相位和振幅噪声边带电平应低于预期的目标回波谱电平,这就给发射机的发射信噪比提出了苛刻的条件。前级信号合成器的信噪比必须满足要求。在低功率电平上的放大器通常能设计得较好,即放大时不增加噪声。由于高功率放大器中的机械振动会增加噪声,因此在设计气冷或液冷系统时必须小心。

每个发射机末级的有源单元可能是传统的真空管,也可能是固态器件。如果雷达要监视大范围的空域,就要求频繁地改变频率以覆盖不同的距离,另外也要求在每一个放大链中有相应的相位或者时延变化以实现方位控制。对于大范围对空监视雷达,要求具有宽带性能并能与驻波比可变的负载相容。由于天线单元是宽带的,因此需要使用谐波滤波器。例如,一个发射机与谐

波滤波器的组合可得到 5~9MHz 的通带和阻带截点为 10MHz 以上的阻带,使用另一个放大器和谐波滤波器组合,通常可达 17MHz,阻带可达 18MHz 以上,如此继续可以达到最高的工作频率。

12.4.3 天线

单部天线能以双工方式工作,即可用于发射也可用于接收。美国海军研究实验室(NRL)的磁鼓记录装置(MADRE)的天线就是一个例子。这个宽为 100m、高为 40m 的孔径在 HF 频段的高端为在白天跟踪飞机提供了足够的增益和角分辨力。2 倍宽度的水平孔径在夜间可以提供类似的分辨力,只是应工作在 HF 频段的低端。然而,为了保证定位精度,可能需要更好的方位分辨力和降低杂波振幅,这时,3km 乃至更宽的水平孔径也许是有用的。通常采用分离的发射天线和接收天线,使发射机泛光照射并同时形成许多的接收波束。在垂直面要求辐射角在 $0^{\circ}\sim 40^{\circ}$ 之间,具体值与距离和反射高度有关。提高天线仰角的方向性而获得雷达灵敏度会直接改善雷达的性能,但是这与发射时的方位指向要求是矛盾的,因为随着增益的增大,覆盖面积将减小。例如,AN/FPS-118 超视距(OTH)雷达在垂直面的方向性不可控,且用宽仰角波束来覆盖所有必须的辐射角,这种选择使天线的垂直尺寸相当小。AN/FPS-118 雷达组件采用标称为 7.5° 的发射阵列,对应 5 个接收波束,用这种组合作为对空监视屏障可形成距离为 500~1800n mile、宽为 60° 的潜在覆盖区域。

图 12.4 和图 12.5 分别示出位于英国的一部 49 个单元宽为 300m 的收-发可控天线阵列和一部地波雷达采用的有源垂直环路/单极阵元的多波束接收阵列。



图 12.4 位于英国的一部 49 个单元宽为 300m 的收-发可控天线阵列的照片



图 12.5 地波雷达采用的有源垂直环路/单极阵元的多波束接收阵列(英国)的照片

12.4.4 接收机-处理器

基于垂直探测数据、可用预估法来判断所测路径的损耗和观测噪声的长期中值,但是统计描述只对月或季节的每一天的几个特定小时。这类统计对定义检测和跟踪的要求来说是不充分

的。这里给出用固定频率长时间驻留一个目标的例子,所用数据是为了说明所要求的动态范围和处理器大小,并且说明检测和跟踪过程的输入。图 12.6 给出了用分贝数表示的幅度电平。分贝数是相对于任意基准的。图 12.6(a)是在一个距离门内相对于多普勒频率的接收功率电平的短时段记录。波形重复频率(f_{wr})为 20Hz。图 12.6(b)标出了在波形重复频率的一半处的噪声(N)取样、在目标峰值处对目标的采样(T),以及朝向雷达的海浪谐振峰值 A 和背向雷达的海浪谐振峰值 R。当相参积累时间(CIT)为 12.8s 时,多普勒滤波器带宽的标称值为 0.08Hz,并且至少必须用 256 个多普勒滤波器。为了看到小目标所要求的动态范围,最小噪声点与最大杂波点在幅度上相差 100dB 的量级。为了进行数字处理,A/D 在数量级上至少要 16 位精度。如果对接如图 12.3 所示工作的雷达进行数据处理,在 10kHz 分辨带宽的情况下,500n mile 的距离范围要求大约 60 个距离门。为了在 $\pm f_{wr}/2$ 之间显示不模糊的目标多普勒频率,I/Q 通道处理要求的抽样率应为 40kHz。以图 12.3 为例,对多波束接收需要 16 路同时接收处理的通道。图 12.6(c)给出了相应的功率电平分布。这些分布近似于典型的对数正态分布,用于大范围监视非常需要自动检测和跟踪。图 12.3 所示的单部发射机覆盖区有 800 个距离方位接收单元。对跟踪器的要求不同于其他传感器,此时可通过需要设置一个门限。该门限允许许多非目标响应通过。其常用的办法是当一个航迹被确认后再确认该目标的存在,从而降低了虚警率。

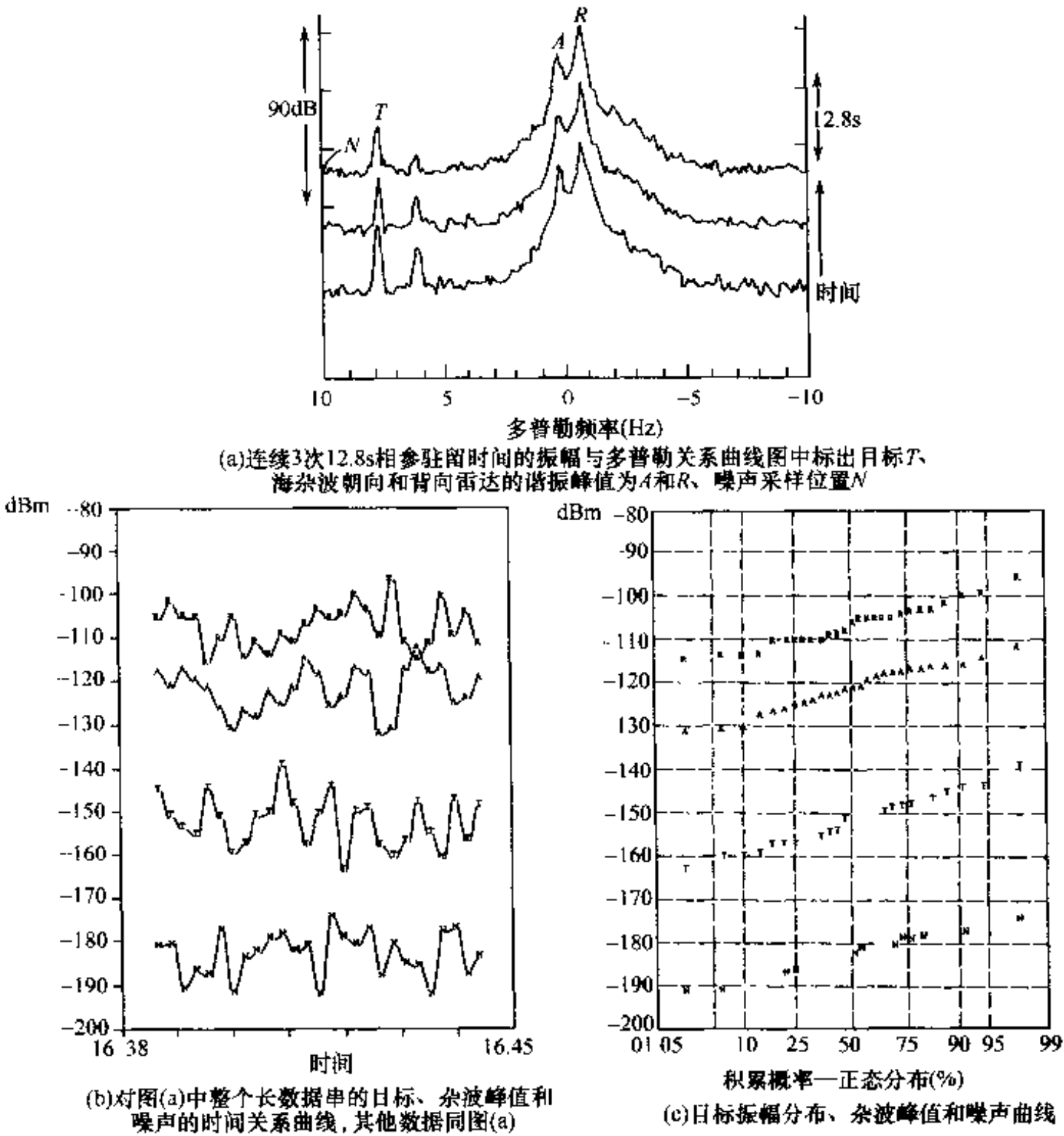


图 12.6 长驻留时间目标实例图

12.5 一部可重定位短波超视距雷达

本例介绍的可重定位超视距雷达(ROTHR)原是雷声公司专为美国海军研制用来为美国舰队提供大范围的警戒,以防止海上和空中目标的袭击,如今的 ROTHR 主要用于缉毒。下面我们简要介绍 ROTHR 的系统组成及基本性能,并讨论了它的应用和发展前景。

12.5.1 简述

超视距雷达一般是固定式的,一旦建立便无法再移动。雷声公司为美国海军研制的可重定位超视距雷达(Relocatable Over-The-Horizon Radar, ROTHR, 型号 AN/TPS—71)却可以从一个地方挪动到另一个地方。然而,ROTHR 并不是一个真正意义上的“可移动的机动系统”。据雷声公司称,它的可搬移性仅限于能把弗吉尼亚的电子设备如发射机、接收机和工作控制中心通过陆地、海洋和空中搬运到阿拉斯加重建,其收/发天线是不搬迁的,阿拉斯加还需另建一座新的天线阵,不过这种天线阵可以设计成可拆卸重装式。

ROTHR 是一部高频战术陆基双基地天波后向散射超视距雷达系统。该系统可在其覆盖区域内对飞机和艇船进行全面监视和跟踪,通过局部照射某一区域来对付感兴趣的目标或评估进攻部队的规模。该雷达系统的工作频率为 $5\sim 28\text{MHz}$,作用距离 $500\sim 1600$ 海里,覆盖范围为 64° 扇形区发射功率 200kW ,只有通用电气公司为空军研制的 OTH-B 系统(型号 AN/FPS—118)发射功率的 $1/6$ 。扫描范围可达 163 万平方海里,相当于地球表面积的 1.1% ,需要 12 架预警机才能覆盖。ROTHR 利用宽口径接收天线阵(长 2.5km)和先进的数字信号处理技术来补偿它相对较小的发射功率,其数字信号处理技术是采用计算机最新技术来实现从噪声中检测出信号,具有比其他 OTH-B 雷达更高的自动化。ROTHR 系统简化框图见图 12.7。

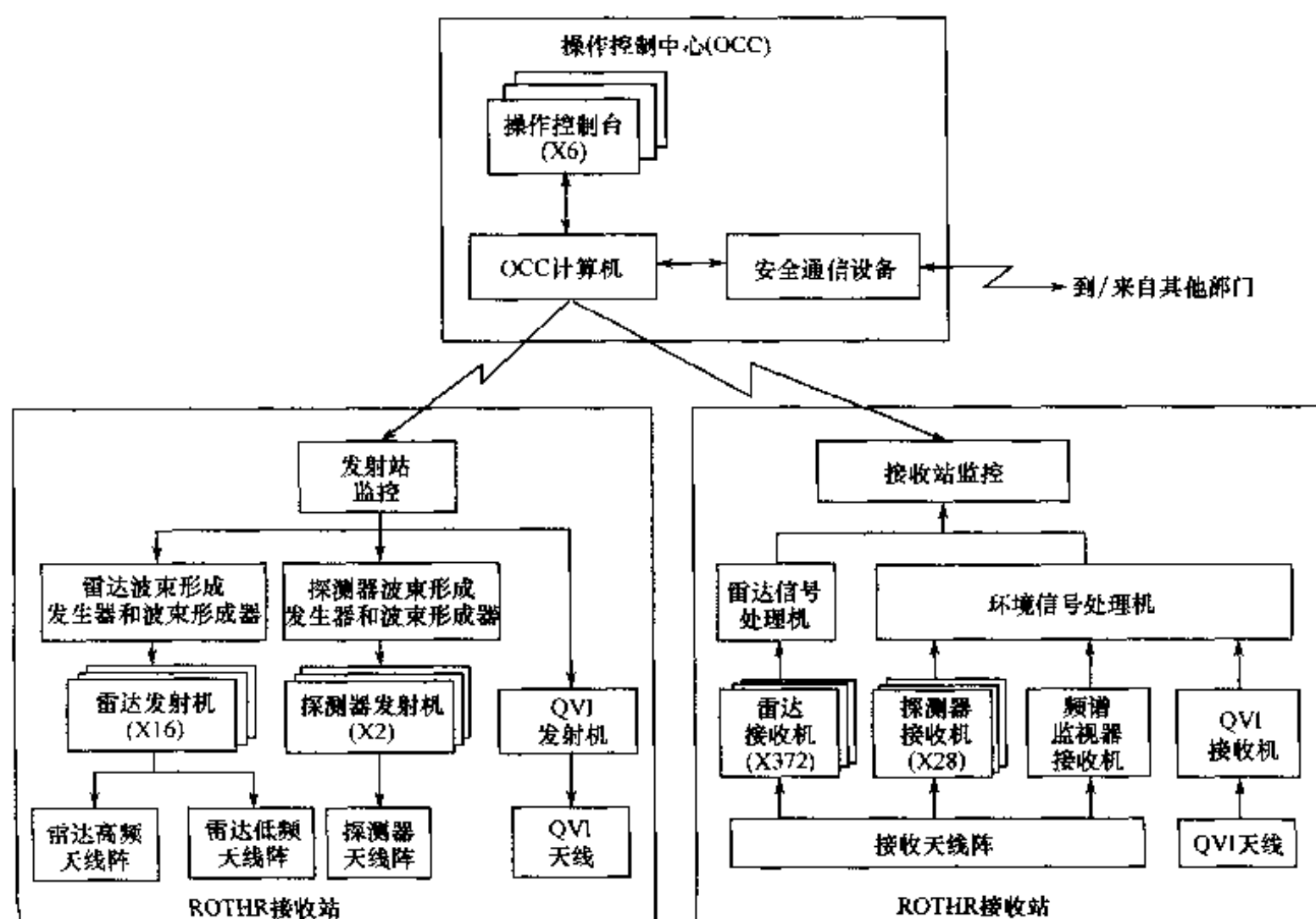


图 12.7 ROTHR 系统简化的原理框图

12.5.2 ROTHF 系统组成及其基本性能

1. 发射系统

发射系统由两副对数周期天线和 10 个方舱组成,每副发射天线由 16 个垂直极化对数周期天线阵元组成。发射天线口径为 365m,约为 OTH-B 的发射天线阵的口径(1.1km)的三分之一。发射机采用许多个 5kW 固态放大器,每个舱内由 4 个固态放大器进行功率合成输出到一个额定阵元上。天线阵中心单元固态发射机输出功率达 20kW,10 个方舱合成功率达 200kW,边上的阵元相应要低些,为 10kW 或 5kW。阵列边沿功率逐步减小可获得低旁瓣,从而减小后向散射回波中的杂波以利于目标检测。

ROTHF 发射机工作频率覆盖整个 5~28MHz,用一个选定的点频发射以达到要求距离的下靶区,但必须有两套发射天线,一套工作在高频段(10~28MHz),另一套工作在低频段(5~12MHz)。每个天线阵由一组不同长度的偶极子辐射阵元组成,全部悬挂在一个塔上,每个偶极子调谐到一个特定频率上。ROTHF 可以控制送到辐射阵元上的信号相位,通过控制相位,可以把波束最大值调到指定方向。

2. 接收系统

接收天线阵是一个庞大的高增益天线系统,其阵面长度为 2.58km,由 372 对 6m 高的单极子组成,与空军新建的 OTH-B 接收天线阵列长度差不多。每部接收机接一对单元,输入信号由其数字化,信号由光纤线路送到雷声公司开发的信号处理机。信号处理采用数字波束形成(Digital Beam Former)技术,以形成 18 个接收波束。通过对接收波束的多普勒处理,从地杂波中分离出活动目标。一旦数字信号处理机检测到目标,4 台 DEC 公司的 VAX8600 的计算机同时进行数据处理以保持跟踪。美海军将改用新的 6400 数字计算机。ROTHF 的数据处理分系统采用的 Fortran 计算机语言,程序共有 429 000 行。

ROTHF 系统具有自动传播管理和诊断功能,因此它不需要依赖外部的探测数据就能判定电离层和选定适当的频率以满足目前的环境要求。这个自动系统采用了一台准垂直入射探测器以测出发射站和接收站附近的电离层高度,并采用一台后向散射仪以测出 150~3 300km 目标区的电离层高度。从这些探测器输入的实时数据和存储在计算机内的数据进行比较,一旦这些数据与某个电离层模型相匹配,就用这些模型操作 ROTHF。这些电离层模型的数据占有 200MB 的计算机磁盘存储容量。

3. 操作控制中心

操作控制中心(OCC)是整个系统的神经中枢,所有复杂的雷达功能在这里都捆绑在一起。这个中心可以远离发射站和接收站,或者与接收站设在一起。通过大型彩色显示器,操作员可以监视雷达覆盖区域内的所有目标,每个目标的位置、航向和速度都有助于操作员判断此目标是否是贩毒工具。

4. 基本性能

ROTHF 并不能同时覆盖 163 万平方海里的区域,而是将此区域分成 176 个扇形区进行监视和跟踪,扇形区的大小视其离发射站的远近而异。该系统采用相控阵波束锐化技术,能在 1~49s 内使能量集中到任何一个要求的扇形区。对于飞机目标只需在一个扇形区中停留几

秒,若是检测舰船则要在一个扇形区停留 35s 或更长一些。但它不能同时在一个扇形区检测飞机和舰船,因为检测飞机和舰船所使用的算法是不相同的。ROTHR 可以同时搜索 12 个扇形区,在其覆盖范围内从左到右形成一道屏障,作用距离 500~1 600 海里。

图 12.8 示出 ROTHR 发射站照片。图 12.9 示出 ROTHR 接收站照片。

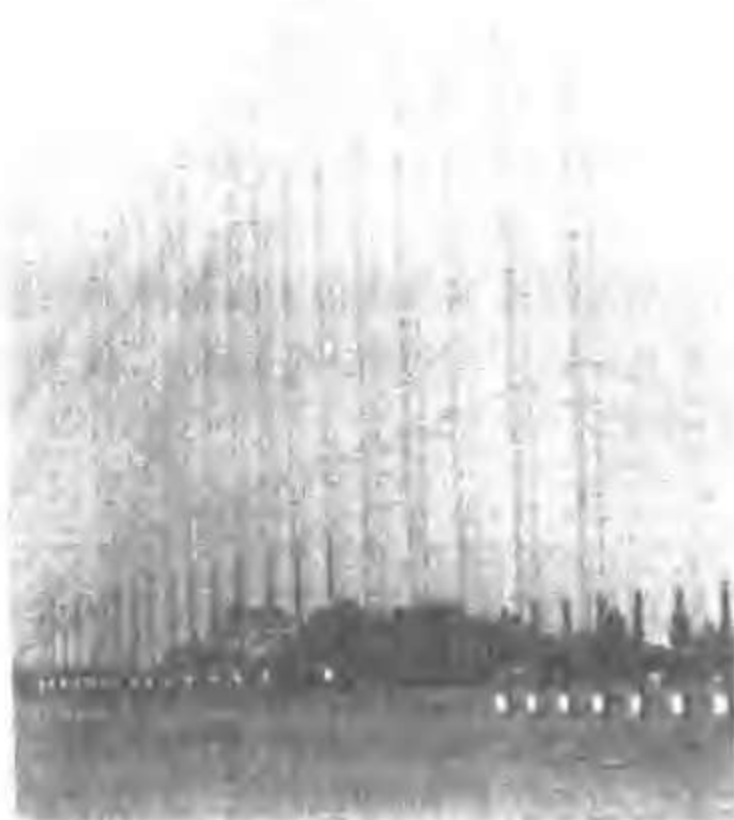


图 12.8 ROTHR 发射站照片(Courtesy of Raytheon Co.)

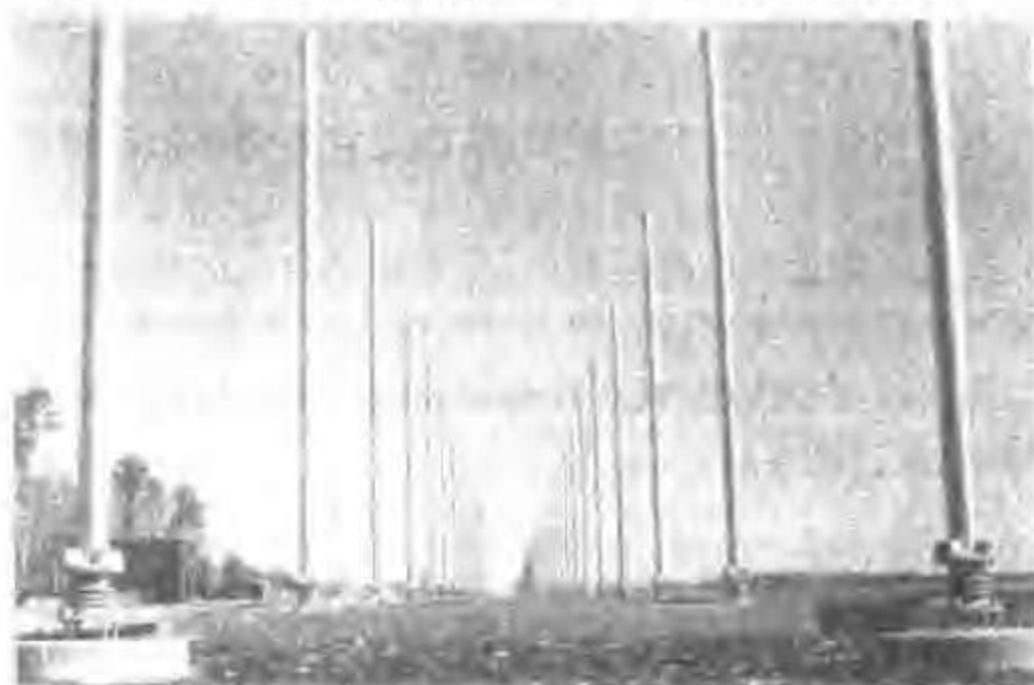


图 12.9 ROTHR 接收站照片(Courtesy of Raytheon Co.)

综上所述,超视距雷达以其覆盖范围广、成本比星载雷达低以及良好的反低空突防、反隐身目标和抗反辐射导弹威胁性能而成为近期各军事大国的重要军用装备。在 1991 年的美国国防部关键技术计划中超视距雷达已被列入高灵敏度雷达项目中,可以看出,超视距雷达仍将作为 21 世纪的重要防空预警雷达,得以继续发展,并将出现众多可以增强其性能的改善措施,提高超视距雷达的可用性、灵敏度、探测精度和分辨力等,使它能够发挥更为广泛的作用,具备多种使用价值。

第 13 章 超宽带雷达技术

13.1 概 述

超宽带(Ultra-Wideband Radar, UWB)雷达的主要特征为具有很宽的带宽和相当好的距离分辨力。它通常的定义是相对带宽 B_{FW} 大于 25% 的雷达。

设雷达的中心频率 f_0 与上端频率 f_h 和下端频率 f_l 的关系为

$$f_0 = \frac{f_h + f_l}{2} \quad (13-1)$$

绝对带宽 B_w 为

$$B_w = f_h - f_l \quad (13-2)$$

因而 B_{FW} 为

$$B_{FW} = \frac{f_h - f_l}{f_0} \times 100\% = \frac{2(f_h - f_l)}{f_h + f_l} \times 100\% \quad (13-3)$$

由于 $B_{FW} > 20\%$ 时, 雷达的角度和时间/频率分辨力将变成一个综合问题, 因此窄带雷达的许多技术和分析难于适用超宽带雷达。

UWB 雷达作为一种新的探测技术, 已引起国内外专家的广泛重视。利用其超宽带特性和高分辨力特性, 可获得复杂目标的精细回波响应, 对目标识别和目标成像极为有利。此外, 超宽带雷达可增强 RCS 和改进对杂波的抑制, 从而提高探测目标的能力。当然, 在 UWB 雷达的数字信号处理方面, 其采样率将随着带宽的增大而提高, 因而对信号处理的能力要求更高; 对 UWB 雷达天线和波形的产生也有特殊的要求。

13.2 超宽带雷达信号及产生方法^[80,81,84,129]

超宽带信号波形具有下列两种时域特性之一: 有极短的持续时间或有复杂的波形(含有许多频率分量)。超宽带波形具有杂波抑制、目标增强的独特优势在于分辨单元尺寸减小, 波长增加以及波形极性鉴别, 其中, 对角度和时间-频率分辨力之间的关系利用是超宽带波形所独有的。

通常 UWB 波形可分为冲激脉冲波形, 脉冲压缩波形和分布频谱波形。下面对前面两种进行简单介绍。

1. 冲激脉冲波形

冲激脉冲波形通常是利用极高速开关产生极高峰值功率(数 GW)的极窄脉冲宽度(0.10ns~数 ns)的波形, 其频谱范围接近直流至数 GHz。

通常采用类似于只有一个或几个周期的正弦波来构成脉冲宽度极短的 UWB 波形, 其脉冲宽度 $\tau = NT$ 或 N/f_0 , 其中 N 为周期数, T 为周期, f_0 为频率。

我们知道, 波形 $f(t)$ 和其频谱 $F(f)$ 的关系为

$$F(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (13-4)$$

因此,频率为 f_0 的正弦信号构成的脉冲宽度为 τ 的信号,其频谱 $F(f)$ 为

$$\begin{aligned} F(f) &= \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \sin(2\pi f_0 t) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \frac{j\tau}{2} \left[\frac{\sin[\pi(f_0 + f)]\tau}{\pi(f_0 + f)\tau} - \frac{\sin[\pi(f_0 - f)]\tau}{\pi(f_0 - f)\tau} \right] \end{aligned} \quad (13-5)$$

用 $\tau = N/f_0$ 代入式(13-5),得

$$|F(f)| = \frac{2}{\pi f_0} \left| \frac{\sin(N\pi f/f_0)}{1 - (f/f_0)^2} \right| \quad (13-6)$$

因此,对于 $N=1$ 的单周正弦波,其能量谱可写成

$$W_\tau(f) = \left[\frac{\tau}{\pi} \frac{\sin(\pi f \tau)}{1 - (f\tau)^2} \right]^2 \quad (13-7)$$

由此可导出 τ 与能量谱峰值及 3dB(半功率)的上端和下端处频率的关系式

$$\begin{aligned} f_M &= 0.84/\tau \\ f_l &= 0.411/\tau \\ f_h &= 1.31/\tau \end{aligned} \quad (13-8)$$

图 13.1(a)和(b)分别示出理想的单周正弦波及其能量谱密度(虚线)和从 f_l 到 f_h 带限下的波形和能量谱密度(实线)。

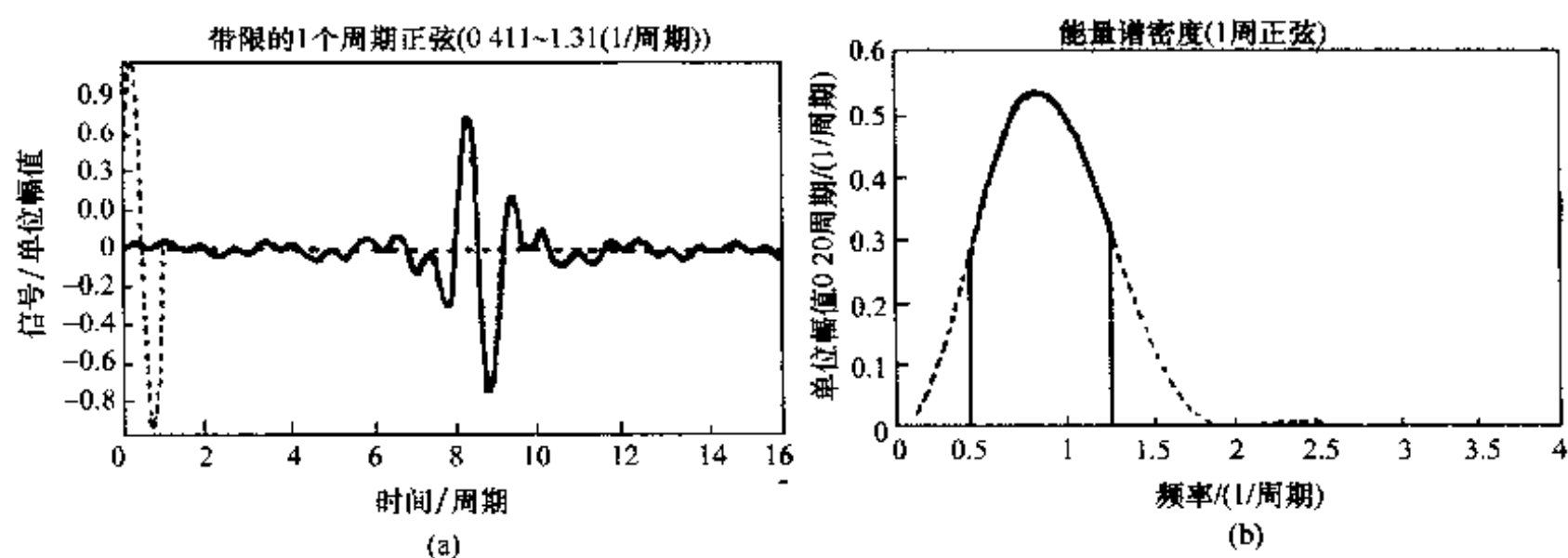


图 13.1 单周正弦波及其能量谱密度(虚线为理想情况,实线为带限情况)例图

图 13.2 示出 N 为 1, 2 和 10 的正弦波脉冲的频谱。由图可见, N 较小时,其频谱对中心频率 f_0 是不对称的。

表 13.1 给出 N 从 1~9 时的 f_M, f_l, f_h 和 B_{FW} 的值。其中 f_M 为频谱峰值的频率,其值由 $F(f_M)$ 确定, f_l 和 f_h 分别为 3dB 处下端和上端处的频率,其值为

$$|F(f)| = \frac{|F(f_M)|}{\sqrt{2}} \quad (13-9)$$

计算而得。式中, $F(f)$ 由式(13-6)给出, $F(f_M)$ 是式(13-6)的最大值。

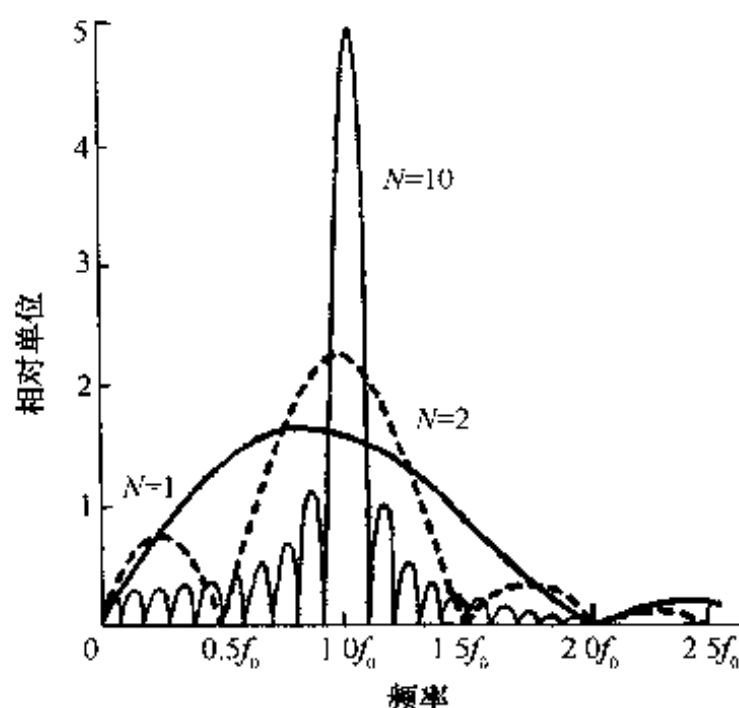


图 13.2 周期数 N 为 1, 2 和 10 的正弦波脉冲频谱例图

表 13.1 周期数 N 从 1~9 的正弦波脉冲的相对带宽

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$	$N=7$	$N=8$	$N=9$
f_M/f_0	0.84	0.96	0.98	0.99	0.99	1.00	1.00	1.00	1.00
f_l/f_0	0.42	0.75	0.84	0.89	0.91	0.93	0.94	0.95	0.95
f_h/f_0	1.30	1.18	1.18	1.10	1.08	1.07	1.06	1.05	1.04
B_{FW}	88%	43%	29%	21%	17%	14%	12%	10%	9%

由表 13.1 可知, $N < 3$ 时的波形才可认为是超宽带信号。

常用的冲激源是某类赫兹发生器, 图 13.3 示出一种冷冻赫兹发生器 (Frozen Hertixidn Generator) 的示意图。这种发生器通过在半导体开关中利用激光脉冲驱动, 将高压直接转变成超宽带电磁波。

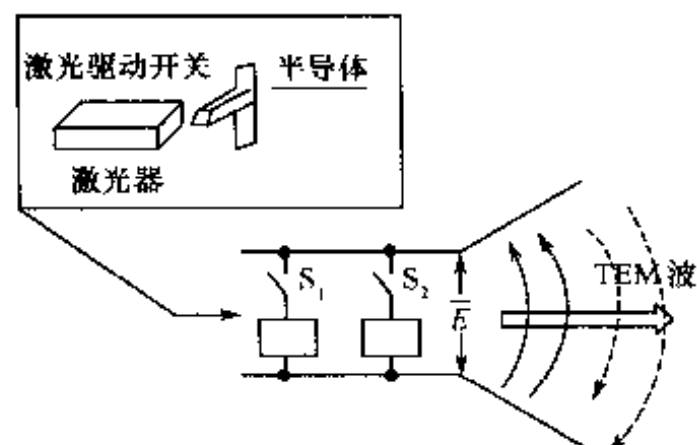


图 13.3 一种冷冻赫兹发生器的示意图

1977 年美国 RADC 研制成峰值功率为 2MW、上升时间为 70ps、脉宽为 100ps 的赫兹发生器。近年来, 大功率光导开关有了新的发展, 1989 年美国 LOS Alamos 国家实验室研制出一种光导开关冲激发生器。同年, 美国 Power Spectra 公司研制出一种极高速固态开关器 BASS——体雪崩半导体开关, 拟用于超宽带雷达。1990 年, 马里兰大学研制成兆瓦级光导开关发生器。除高速开关外, 该系统的关键部件和技术还有能量存储、脉冲形成网络和对负载(高功率微波器件)的耦合。

上述方法是基于利用相当低的功率源来存储能量, 然后利用高速开关将能量突然释放, 从而获取短持续时间的高峰值功率的波形。这种方法存在如下问题: ① 能量效率低; ② 难以控制脉冲形状; ③ 难以保持精确的 PRF; ④ 难以避免对友邻接收机的干扰。

基于上述原因, 下面介绍一种用傅里叶级数系数的合成概念来产生冲激脉冲波形方法。

我们知道, 任一周期信号可用直流项加正弦和余弦项组成的傅里叶级数来表示, 即

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n \times 2\pi}{T} t + b_n \sin \frac{n \times 2\pi}{T} t \right) \quad (13-10)$$

因此, 冲激脉冲信号可用加权的或不加权的正弦波分量合成而得。在实际雷达应用中, 可

采用有限数目的发射源,此时,脉冲串可用 N 个傅里叶分量表示,即

$$f(t)=\alpha_0+\sum_{n=1}^{\infty}\alpha_n\cos(\omega_nt) \tag{13-11}$$

式中, $\omega_n=2\pi f_n$; $f_n=f_1+(n-1)\Delta f(n=1,2,\cdots,N)$ 。所要求的发射源数目 N ,根据脉冲持续时间和脉冲重复频率而定。这类波形产生的原理框图如图 13.4 所示。图 13.5 示出在从 0.5~5.5GHz,相间 $\Delta f=0.5\text{GHz}$ 的 5GHz 频带内,用 11 个等幅频率源合成的一个 $T_r=2\text{ns}$, $\tau=200\text{ps}$ 的脉冲串。还可对上述 11 个频率源赋以不同权值,以控制时间旁瓣。

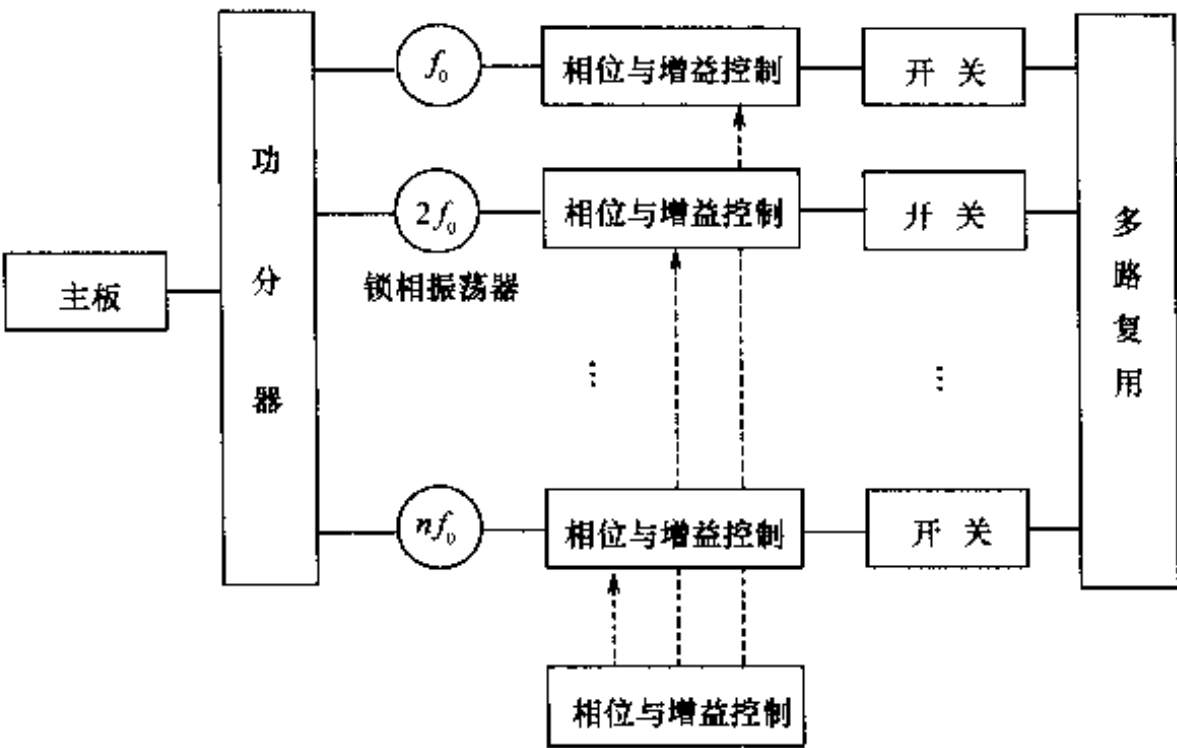


图 13.4 傅里叶合成波形的原理框图

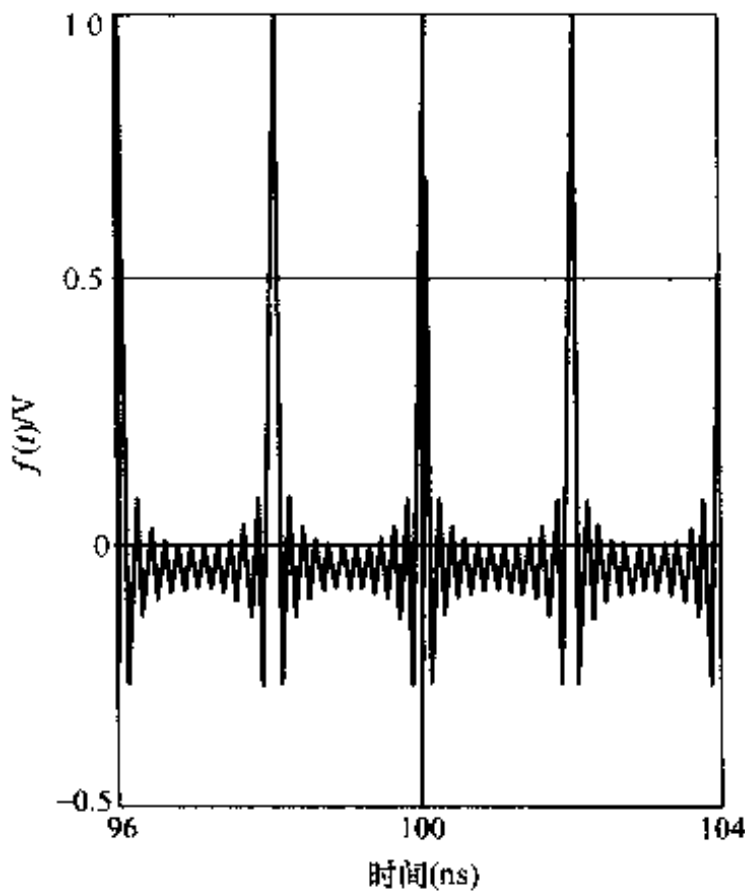


图 13.5 以 $\Delta f=0.5\text{GHz}$,从 0.5~5.5GHz 频带的 11 个等幅频率分量计算而得的 $\tau=200\text{ps}$, $T_r=2\text{ns}$ 的脉冲例图

傅里叶级数的直流分量不能被发射,因此所合成的波形无直流分量。虽然这些因素限制了合成的波形接近于理想的波形。但只要合适地设计天线,使其无色散地发射,仍可达到预定的效果。

不同波形的傅里叶系数可预先计算并加以存储。当希望产生某一特定波形时,从波形系数库中提取相应系数,并对相应的振荡器进行相位与幅度控制即可。

合成波形的脉冲宽度(τ)与谐波的数目和基频的高低有关。脉冲重复频率(PRF)可通过转换开关控制振荡器来完成。

基于上述概念的 UWB 雷达的概念设计框图如图 13.6 所示。在发射时,每个发射源定在所要求形成脉冲串的一个频谱上,公用的主控振荡器用于对锁相振荡器组供电。

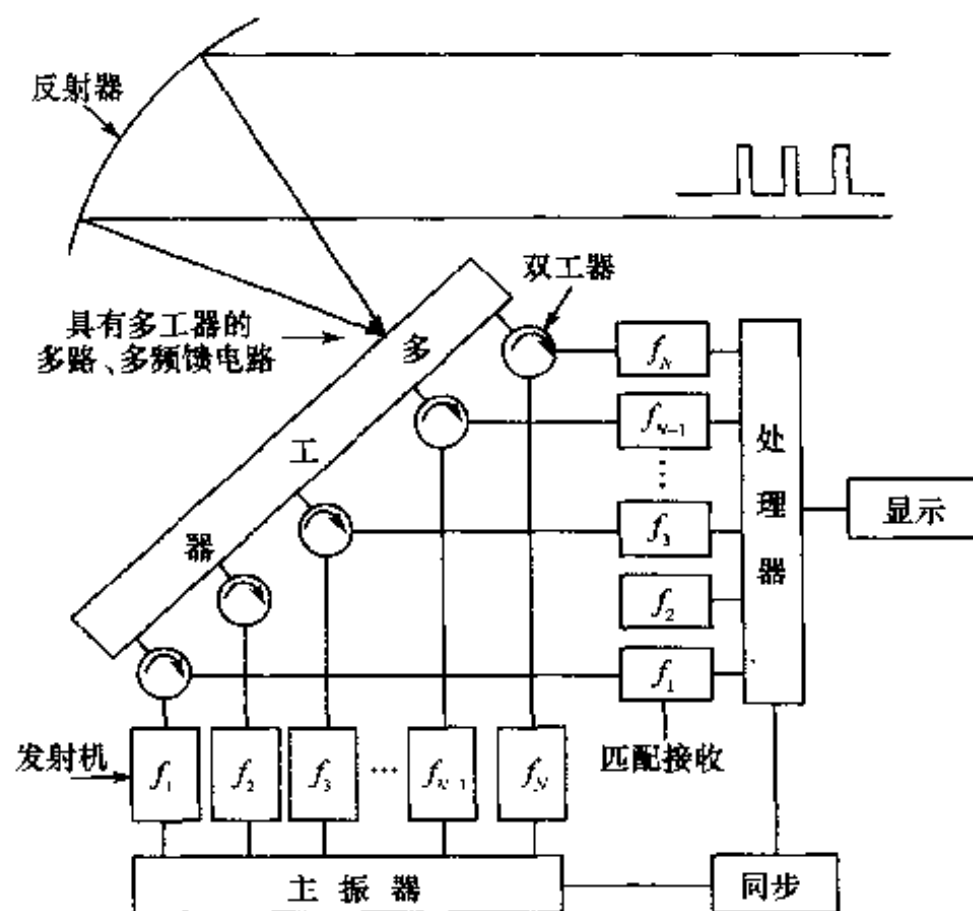


图 13.6 一种 UWB 雷达的概念设计框图

雷达工作时,每个发射机的“接通”时间等于在目标上所要求的积累相对应辐射的脉冲串的总长度。这可通过一组调制器或开关来实现。每个发射机的调制输出具有与所要求脉冲串的一条谱线相对应的 $\sin u/u$ 频率分布。这些发射机的信号经一双工器传送到一个多路、多频段馈源,它们照射一个形成高增益的波束反射器。多路、多频段馈源在其孔径的中心上对所有频谱分量有公共的相位中心。因此所有发射信号相干叠加的结果就构成所要求的短脉冲串。

图 13.7 示出一种发射信道的设计方案。在工作时,多个不同频率 $f_1, f_2, \dots, f_n$ 产生经多路、多频段馈源发射,所辐射的多种频率信号在空间合成,构成时域脉冲串。由图 13.7 可见,11 个相参频率源构成一组相位锁定振荡器,为对 11 个频率源都相位锁定,用一个主控振荡器作为基准源。11 个频率源的频率必须选为基准源频率的整数倍,而且基频必须足够低,以确保振荡器设计所要求的长期稳定性。该基频信号经一功分器馈至 11 个锁相振荡器。所有相位锁定振荡器均应具有良好的频率精度、频率纯度、频率稳定度以及低噪声。

每个频道还加入一个隔离器,一节同轴线以均衡群延迟,一个连续相移器来微调相位,以及一个作为增益控制的可变衰减器。11 个频率分成 4 个频带,如图 13.7 所示。一个多路、多频段馈源用于组合辐射各组频率,此频率组合由多路、多频带馈源的响应确定。

2. 脉冲压缩波形

脉冲压缩主要是为了达到高的发射平均功率,同时又具有短的有效距离分辨单元,并使雷达所接收的杂波量小。其发射波形是宽脉冲,可以是相位或频率调制,在通过雷达接收机的匹

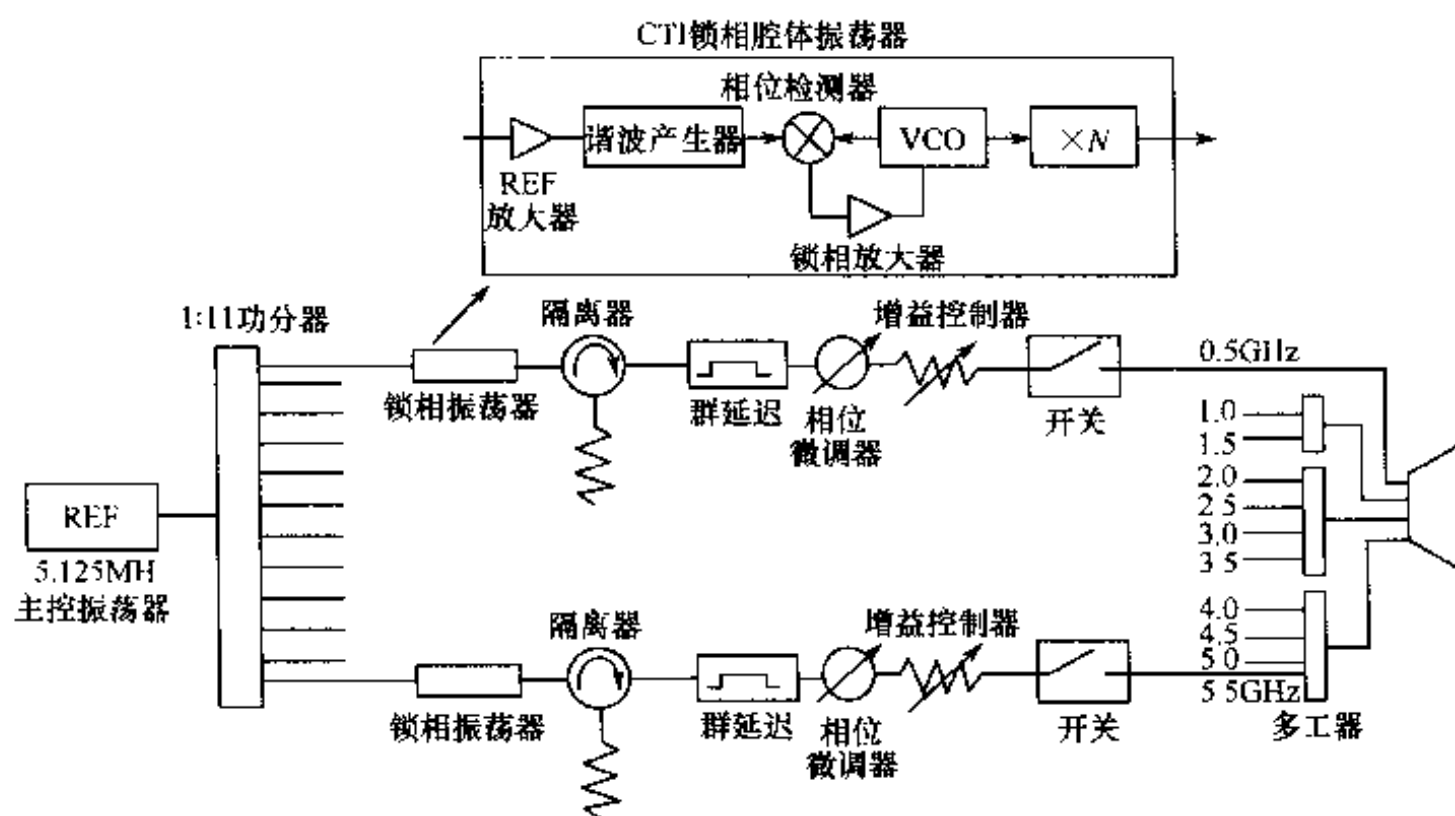


图 13.7 一种发射信道的设计例图

配滤波器(脉冲压缩)压缩后产生所需的窄脉冲;也可将这种宽脉冲分裂成若干个具有不同载波或相位的窄子脉冲方法发射各种编码脉冲,然后再将接收信号与合适的编码信号在数字相关器中进行相关处理实现脉冲压缩。这种方法能保证将那些与发射编码失配的固定编码干扰脉冲抑制掉,最佳情况下,主旁瓣比可达到 40dB。

常用的 UWB 信号脉冲压缩有以下几种方法。这些方法有其各自的优缺点,在实现时技术上的难度也不一样。

第一种方法是宽带脉冲压缩技术。采用线性频率或相位调制压缩技术,数据率高,信号处理实时性好。利用表面声波器件,脉冲线性调频的带宽可以达到 500MHz 或 1 000MHz。但这种波形要求雷达系统有很大的瞬时带宽,并且要求采样速度极高的模数变换器。

第二种方法是时间-带宽转换技术。其基本原理是发射宽带的线性调频宽脉冲信号,而在接收后的信号处理中,用时间-带宽转换技术和窄带信号处理技术,即在接收时,将信号中所含的不同的时间(距离)信息变换成不同频率信息,然后对频率信息作数字 FFT 处理。这种方法可以降低采样和模数变换的速率以及脉冲宽度的要求。但它会引起雷达作用距离减小。

第三种方法是步进跳频波形技术。它在不同的重复周期发射不同载频的脉冲信号,周期间载频按一定规律步进变化,然后对接收信号进行综合处理。这种技术的具体步骤为:

- (1) 发射 N 个短脉冲串(在几毫秒内完成),脉间频率阶跃为 Δf_r ,跳频总带宽 $B_r = N\Delta f_r$;
- (2) 对每个脉冲回波的同相分量和正交分量进行采样和模数变换并存储数据;
- (3) 对每组脉冲串的 N 个复数数值进行离散傅里叶逆变换得出合成的距离分布图,提取高分辨力的距离轮廓,其纵向分辨力是跳频总带宽的倒数。

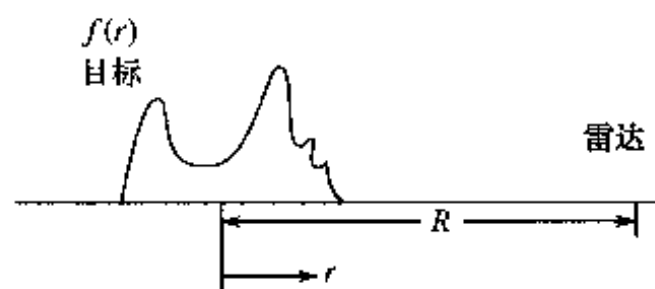


图 13.8 目标距离几何形状的示意图

具体说明如下:

如图 13.8 所示,有一个距离雷达为 R 的目标,设目标的散射函数为 $f(r)$,在一脉冲串中的每个相继脉冲的频率单调增长 Δf_r ,其发射频率为

$$f_k = f_0 + k\Delta f_r \quad (k=0,1,\dots,N-1)$$

来自目标的雷达回波可表示为

$$G(k) = I_k + jQ_k = A \int_{-\infty}^{+\infty} f(r) \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (f_0 + k\Delta f_r)(R-r) \right] dr \quad (13-12)$$

式中, A 为一标度系数, 它取决于发射功率、信号传播等。在此, 假设脉冲宽度能覆盖整个目标区, 积分是沿 r 对整个目标区进行的。式(13-12)可写成

$$G(k) = A \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (f_0 + k\Delta f_r) R \right] \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f(r) \exp \left[+j \frac{4\pi}{c} (f_0 + k\Delta f_r) r \right] dr \quad (13-13)$$

应该注意, $f(r)$ 是距离 r 的连续函数, 而 $G(k)$ 是频率 k 的离散复函数。式(13-13)的积分为 $f(r)$ 的傅里叶逆变换形式, 而积分号之外的项是一个相对于距离的复常数。因此, 目标散射函数 $f(r)$ 可通过对 $G(k)$ 求 DFT 来重构。由于经全部 N 个频率的步进频率 Δf_r 是恒定的, 所以可直接应用 FFT 来重构 $f(r)$ 。

由式(13-13)可知, 若两个散射体的间隔 $\Delta r \leq c/2\Delta f_r$, 则它们将位于同一距离门中。因此, 根据 $G(k)$ 的 DFT 获得的合成距离分布图, 其无模糊距离间隔为

$$\Delta t_s = c/2\Delta f_r \quad (13-14)$$

由于无模糊距离间隔为 Δt_s , 而且在雷达回波范围内通过 N 点 FFT 得到的距离单元数为 N , 所以距离单元宽度或距离分辨力 Δr_s 为

$$\Delta r_s = \Delta t_s / N = c/2B_r \quad (13-15)$$

式中, $B_r = N\Delta f_r$ 是由 N 个脉间的步进频率 Δf_r 合成的有效带宽。

式(13-15)表明, 距离分辨力仅取决于总的有效带宽, 而与各子波形的瞬时带宽无关。

第四种方法是利用傅里叶级数合成法形成脉冲压缩信号。利用图 13.4 中每个频道上加以幅度和相位控制, 就可用傅里叶级数合成法产生编码脉冲压缩波形。

函数 $f(t)$ 的傅里叶级数近似展开式为

$$f(t) = \sum_{n=1}^N \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \quad (13-16)$$

对上式两边取微分, 得

$$\begin{aligned} f'(t) &= \sum_{n=1}^N \left[\frac{2\pi n}{T} a_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) - \frac{2\pi n}{T} b_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \\ &= \sum_{n=1}^N \left[\alpha_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + \beta_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right] \end{aligned} \quad (13-17)$$

式中

$$\alpha_n = -\frac{2\pi n}{T} b_n, \beta_n = \frac{2\pi n}{T} a_n$$

若 $f'(t)$ 可表示成 δ 函数序列, 则可比较式(13-17)的两边来确定 α_n 和 β_n 。系数 a_n 和 b_n 可从 α_n 和 β_n 计算而得, 即

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{T}{2\pi n} \beta_n = \frac{1}{n\omega_0} \beta_n \\ b_n &= \frac{-T}{2\pi n} \alpha_n = \frac{-1}{n\omega_0} \alpha_n \end{aligned}$$

可见, 这类编码序列可利用前述的傅里叶系数合成来近似构成。

13.3 超宽带信号的接收机^[82]

超宽带信号接收机有许多问题需要解决: ① 接收机与发射机隔离问题。目前尚无合适的

超带宽隔离器和环行器,所以只能采用分离的发射和接收天线进行空域滤波。② 提高接收机灵敏度问题。由于接收机是超宽带的,进入接收机的热噪声功率很大,所以接收机灵敏度很低,为此需采用超宽带低噪声放大器。③ 接收机的构成形式问题。冲激雷达接收机输入信号波形是窄脉冲(ns 量级)瞬时信号,具有很宽的频带,要在接收机输出端得到不失真的波形,一般有两种方法:采样接收机和信道化接收机。采样接收机利用采样示波器的核心部件采样头,对周期信号进行逐次延时采样,输出瞬时信号的样本(数字量化)。信道化接收机是将工作频带划分成许多(几百~几千)个通道,每个通道的带宽为十几~几十兆赫,将各通道的输出进行综合得到输出波形。各通道必须相参,频率特性要相同,因而结构复杂,造价极高。

UWB 雷达接收机要求宽的瞬时带宽,通常的接收机难以满足。可满足宽瞬时带宽和合适 PRF 的一种接收机结构是某种形式的信道化接收机,如图 13.9 所示。大多数信道化接收机中的关键部件是多工器或信道截断(带通)滤波器。这类多工器或滤波器是最贵的器件之一,而且往往是支配着最终接收机的性能。

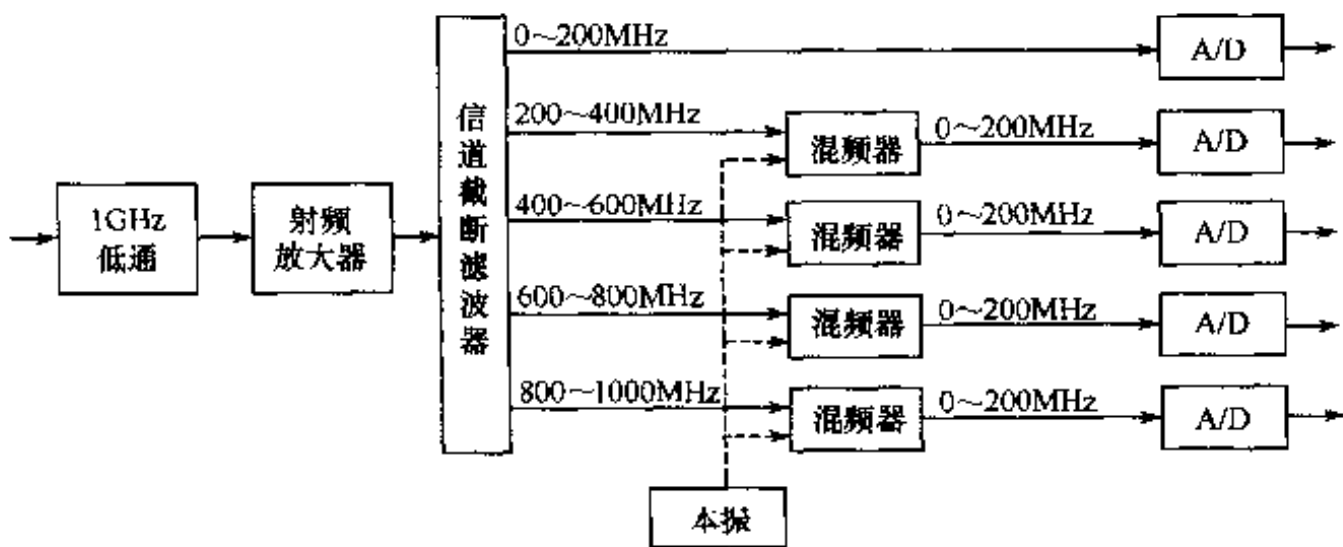


图 13.9 0~1GHz 频域信道化接收机的原理图

若雷达应用中采用数字信号处理,则子信道带宽和子信道的数目由所采用的 A/D 变换器来决定。例如,若 A/D 变换器采用 200MHz 采样率,则覆盖 1GHz 带宽,要求 5 个子信道以及一个 1:5 的功分器或截断滤波器。

由图 13.9 可见,每个子信道包含与特定的 200MHz 带宽频率(0~200MHz, 200~400MHz 等)有关的信息。对于一个包含多重窄带信号的信号,这是一种自然的分解。

若在上述 5 个信道中,每个信道的 I 和 Q 通道采用一个 8 位的 A/D 变换器,并在 200MHz 采样率下工作,在 5 组 A/D 变换器之后再加 5 个“展宽”处理器。每个处理器处理五分之一距离单元。因此,整个波形和全部距离单元都是由 5 个接收信道来处理的。

图 13.10 示出一种时域接收机。它采用了 5 个相同的 200MHz A/D 变换器,而对每个 A/D 的输入需加上时延,这就可提供一个等效的 1GHz 采样率。

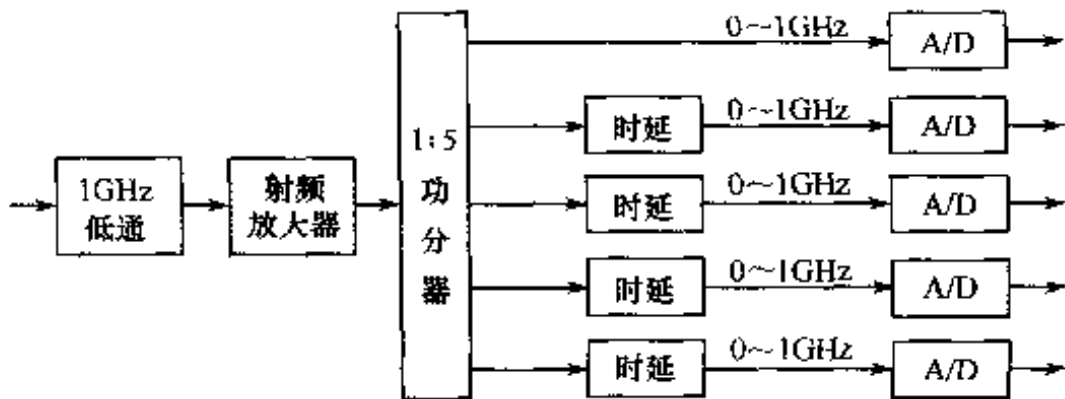


图 13.10 0~1GHz 时延信道化接收机的原理图

13.4 超宽带天线^[84, 120, 129, 131]

UWB 天线是一种工作在宽频带范围内的天线。在理论上,它应无失真地发射和接收很窄的脉冲。一般概念的“宽频带”天线指可将能量从源耦合到空间的频率范围至少 8:1 的天线,对于“超宽带”天线而言,则应大于上述频率范围(一般指 $B_{FW} > 20\% \sim 25\%$)。

对于超宽带雷达天线的要求是极为严格的,它需考虑波形不失真和良好的杂波性能,因此要求天线为低旁瓣的,且在所定的频率范围保持相对恒定的波束宽度和增益。另一方面,为了在所用的最低频率端能提供合适的高角度分辨力和低旁瓣,要求天线的孔径至少为 6 个或 10 个波长。

UWB 天线的设计过程必须紧密与系统设计结合完成,并要考虑来自发射机的可变的脉冲形状,对目标所要求的脉冲形状和可采用的信号处理。此外,发射和接收天线的传输函数必须不使脉冲波形失真到不可接受的程度。

UWB 天线目前用行波天线和阵列天线。在行波天线方面采用 TEM 喇叭做馈源构成孔径为抛物面的反射天线。已有报道的天线还有:喇叭天线(如“神鹰”系统公司的 AS-4861 双极化四脊喇叭天线,它在频率范围为 9:1 内,其增益为 5~18dB,频带宽度为 2~18GHz);双锥天线(适当地选择锥角,这种天线的频带能做得非常宽),尤其是其改进型蝴蝶结形天线和曲折线阵天线,后者在 12:1 的带宽可用数层相距为 1/4 波长左右的印制电路板来实现;频率无关天线,这类天线的特性仅与角度有关,它是以二维螺旋线、曲折线及三维圆锥螺旋线为基础构成的。

目前,采用阵列天线作为 UWB 天线越来越多,因此,下面对冲激阵列的基本原理进行简单介绍。

13.4.1 自由空间中单个阵列单元的辐射

图 13.11 示出在自由空间,由构成传统的微分天线的单个假设阵列单元的示意图。

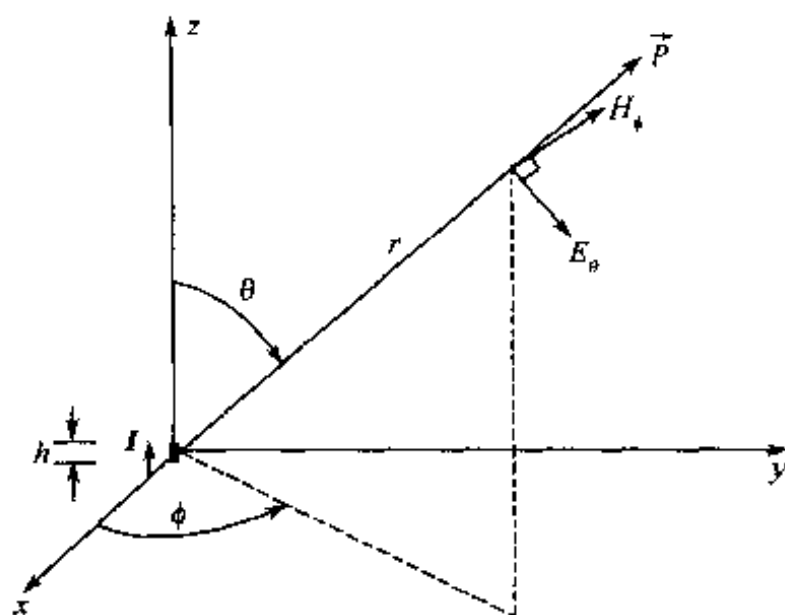


图 13.11 在自由空间中的单元电流偶极子的示意图

在体积 V_0 中,一个时间相关的电流密度 $\mathbf{J}(\mathbf{r}_0, t)$ 在远距离 $\mathbf{r} - \mathbf{r}_0$ 处产生电矢量为

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}_0, t) = \frac{1}{4\pi} \int_{V_0} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0, t^*)}{r - r_0} dV_0 \quad (13-18)$$

式中, t^* 为 $t - (r - r_0)/c$, c 为光速。

对于图 13.11 中沿 z 轴向的单元偶极子,式(13-18)变成

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \frac{h\mathbf{I}(t^*)}{4\pi r} \hat{\mathbf{z}} \quad (13-19)$$

式中, $\mathbf{I}(t^*)$ 为偶极子中的电流, h 为偶极子的长度。

在远场中电矢量为

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\mu \frac{\partial \mathbf{A}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = -\frac{\mu h \mathbf{I}'(t^*)}{4\pi r} \hat{\mathbf{z}} \quad (13-20)$$

电场明显地与电流波形有关。因此, 若电流写成如下形式

$$\mathbf{I}(t) = \mathbf{I}_0 f(t) \quad (13-21)$$

式中, $\mathbf{I}_0$ 为恒定幅值矢量, $f(t)$ 为单位幅值波形系数。于是, 式(13-20) 变成

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu h \mathbf{I}_0}{4\pi r} f'(t^*) \hat{\mathbf{z}} \quad (13-22)$$

在远场中, 传播电场分量为 $\mathbf{E}_\theta$, 给出为

$$\mathbf{E}_\theta = \frac{\mu h \mathbf{I}_0}{4\pi r} \sin\theta f'(t^*) \quad (13-23)$$

而对应的传播磁场矢量分量为

$$\mathbf{H}_\phi = \frac{\mathbf{E}_\theta}{\eta} \quad (13-24)$$

式中, $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ 是自由空间的本征阻抗。

例如, 考虑图 13.12(a) 所示的 $\cos^2$ 形状的电流波形

$$f(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) \right], & |t| \leq \tau/2 \\ 0, & |t| > \tau/2 \end{cases} \quad (13-25)$$

在这种情况下, 根据式(13-23), 远距离电场为

$$\mathbf{E}_\theta = -\frac{\mu h \mathbf{I}_0}{4\pi r} \sin\theta \cdot \frac{\pi}{\tau} \sin\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right), \quad |t| \leq \tau/2 \quad (13-26)$$

如图 13.12(b) 所示, 这是单个正弦周期。

图 13.13(a) 示出另一个典型的可实现的方波, 图 13.13(b) 示出在远场中, 该方波产生的不相连的正和负脉冲。

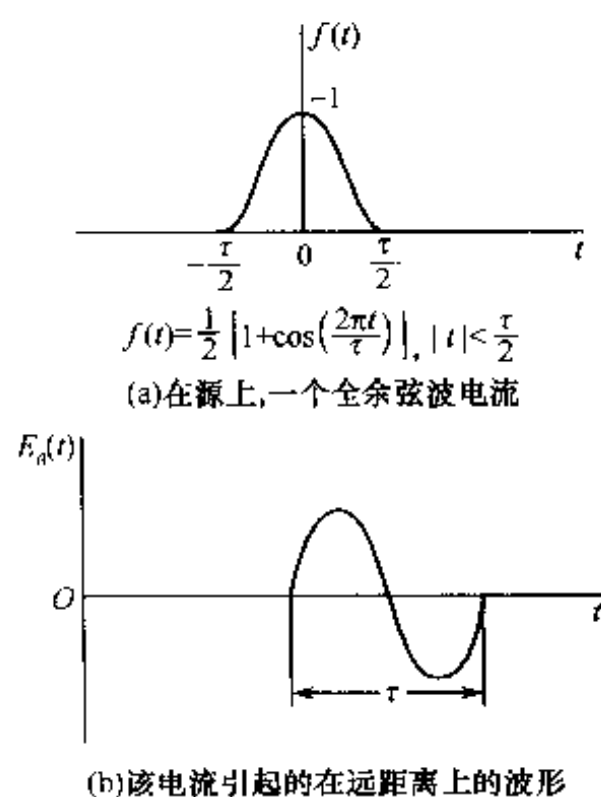


图 13.12 $\cos^2$ 形状电流波形及其远距离电场的示意图

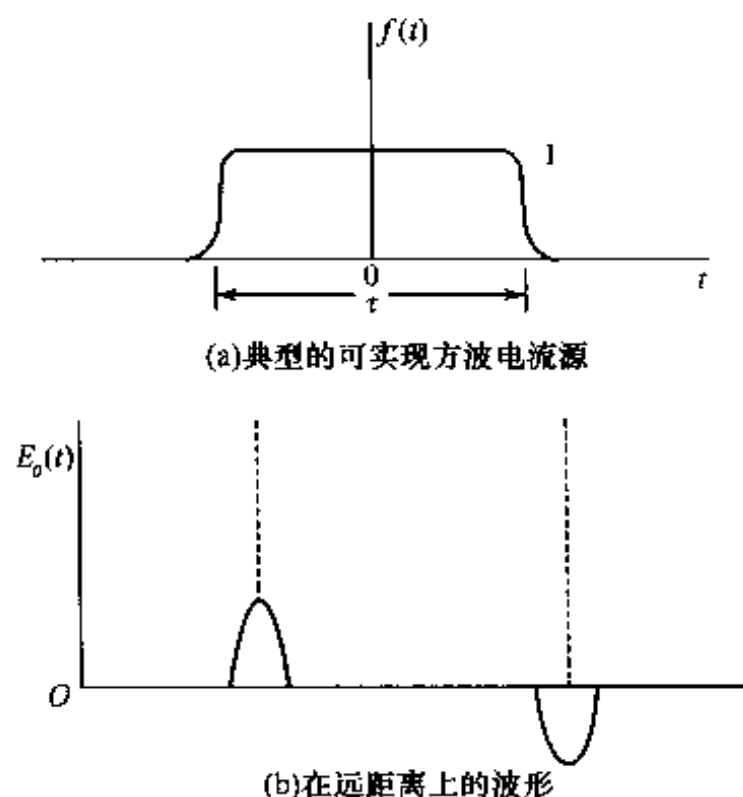


图 13.13 方波电流波形及其远距离电场的示意图

1. 有反射背面的情况

图 13.14 示出由一反射背面及其前放一个单元偶极子组成的实际排列,该电流单元放在平面之前距离为 l 之处,其中

$$l > \frac{c\tau}{2} \quad (13-27)$$

在严格的条件下,可确保所产生和反射的脉冲之间无相互作用。图 13.15 示出 $l = \frac{c\tau}{2}$, $\frac{c\tau}{4}$ 和 $\frac{3c\tau}{4}$ 时辐射的电流脉冲及在远距离处产生的不规则波形。

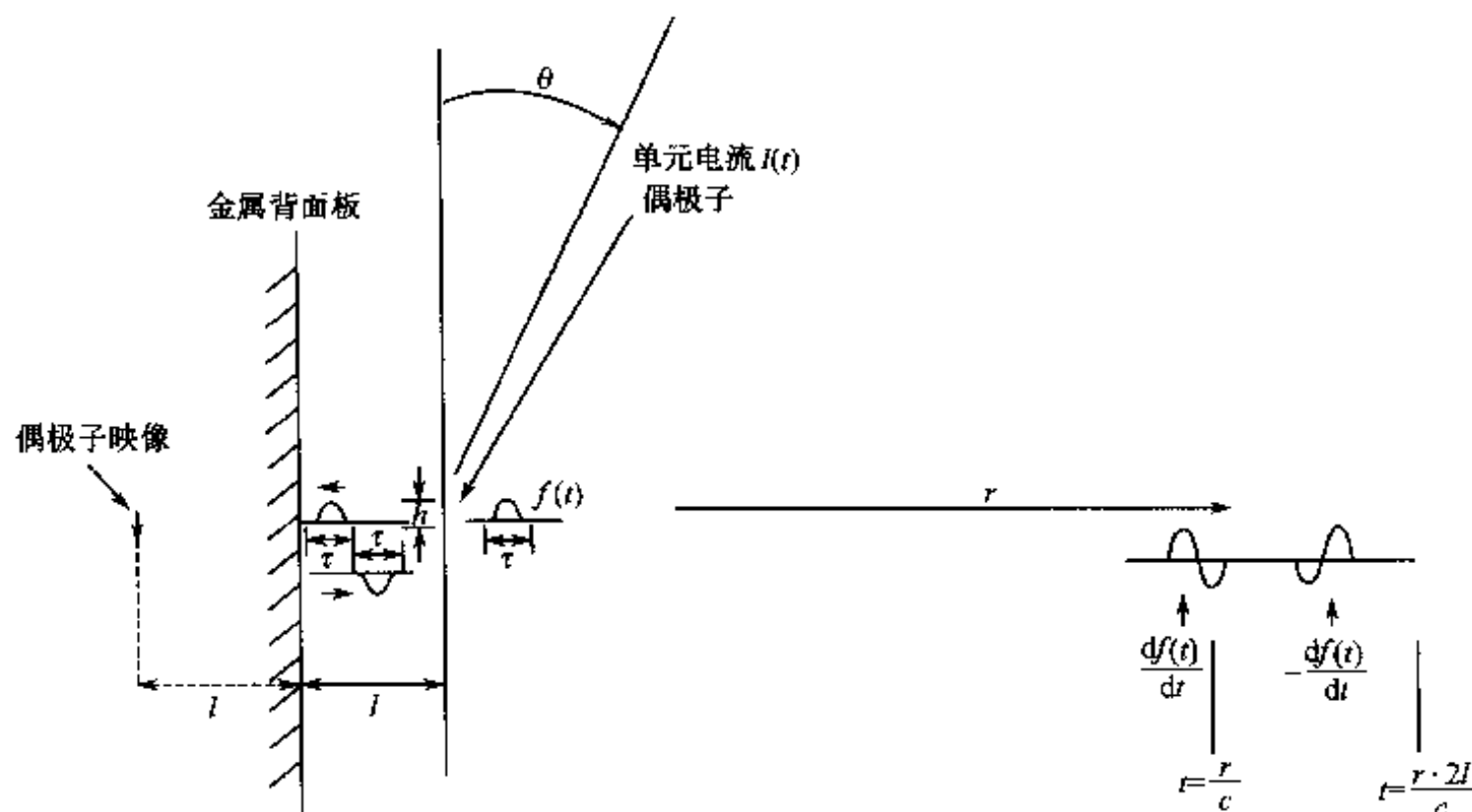


图 13.14 在反射背面之前一个阵列单元所产生的辐射的示意图

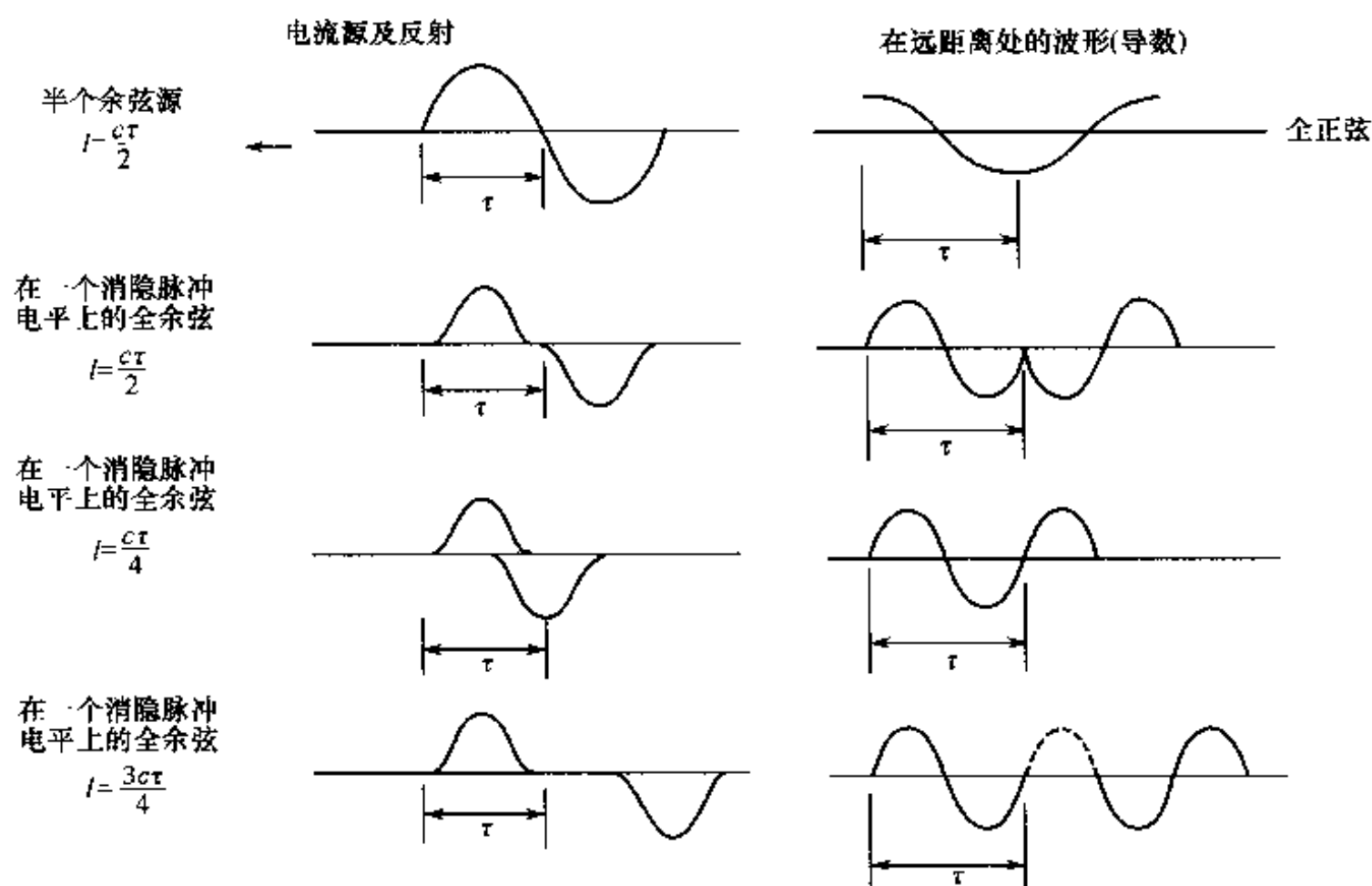


图 13.15 $l = \frac{c\tau}{2}$, $\frac{c\tau}{4}$ 和 $\frac{3c\tau}{4}$ 时,有反射背面的几种波形的示意图

2. 有吸收背面的情况

若有一致的背景吸收装置,则所产生的远距离波形如图 13.16 所示。

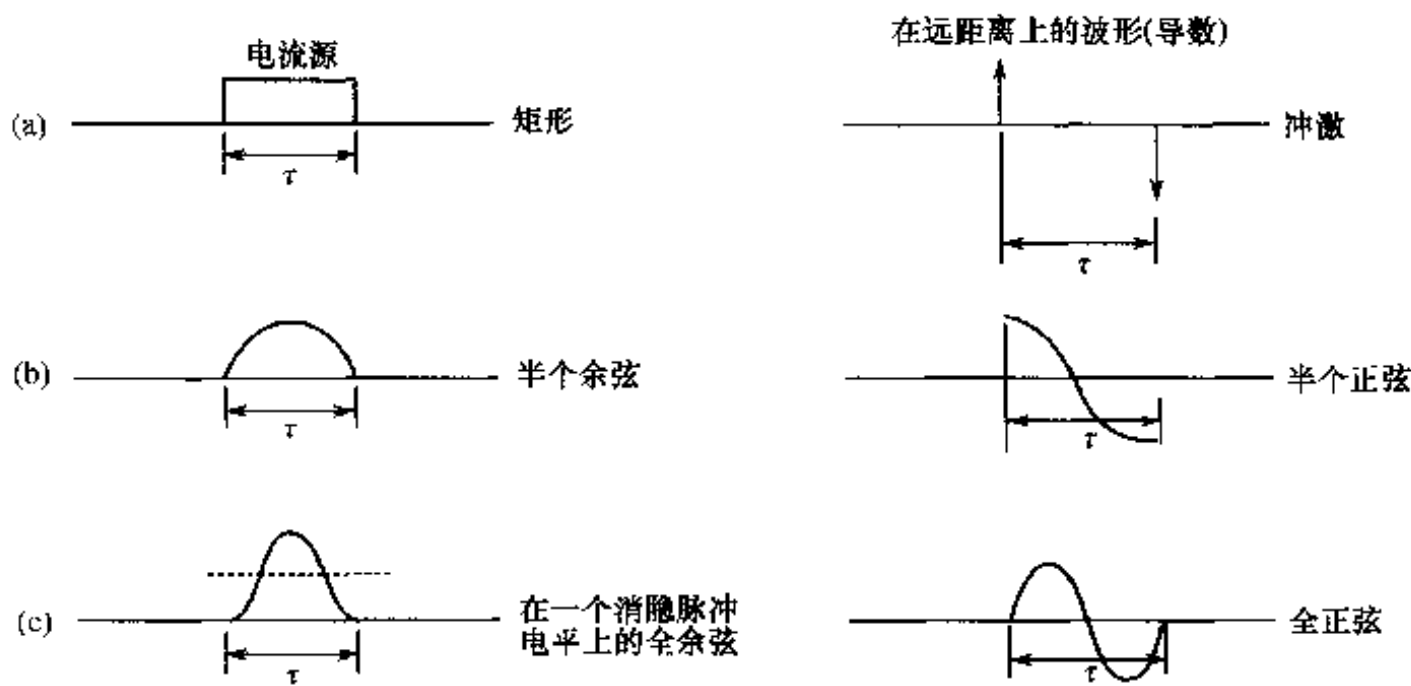


图 13.16 在自由空间或有吸收背面情况下的波形的示意图

13.4.2 自由空间中多个单元的阵列的辐射

图 13.17 示出多个单元电流偶极子的直观线阵。偶极子与 z 轴平行排列。

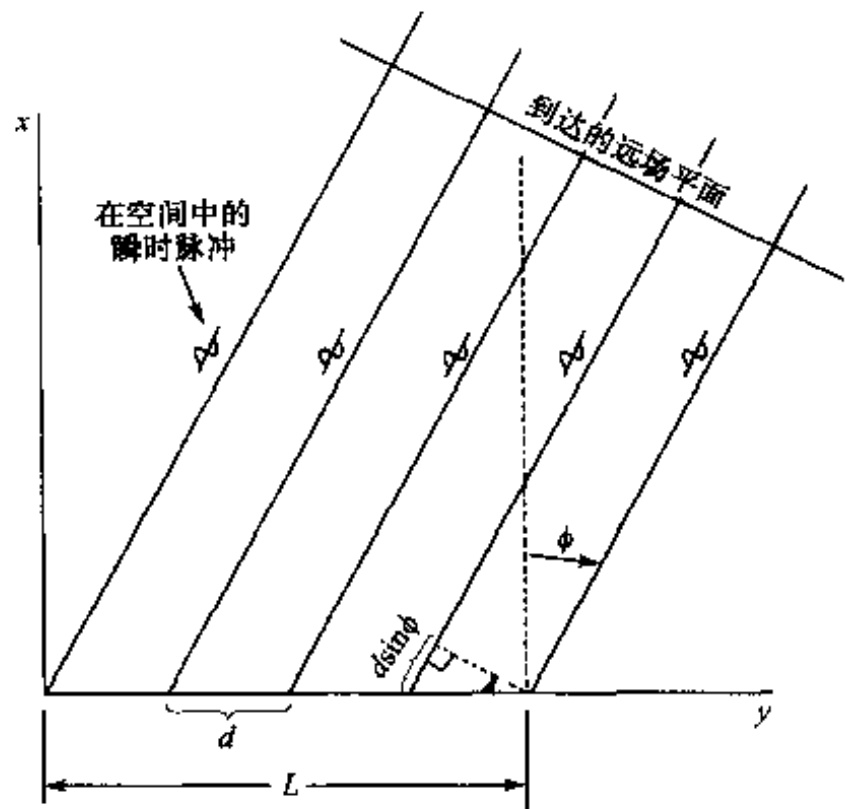


图 13.17 多个单元电流偶极子的直观线阵的示意图

设在每个偶极子中 $I(t)$ 是同时的,在远离原点的点 (r, θ, ϕ) 上,由中心(第零个)单元,得

$$A_z(t) = \frac{hI(t-r/c)}{4\pi r} \quad (13-28)$$

根据式(13-23) 和式(13-22),得

$$E_\theta = \frac{\mu h I'(t-r/c)}{4\pi r} \sin\theta \quad (13-29)$$

对于间距为 d 的 N 个单元线阵,在远距离点 (r, θ, ϕ) 的合成电场为

$$E(t) = \frac{\mu h}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=0}^{N-1} I' \left(t - \frac{r}{c} + \frac{nd \sin\phi}{c} \right) \quad (13-30)$$

当常规阵列在正弦波之间具有相位关系时,此系统显然涉及窄脉冲之间的延时关系,图 13.18 示出 5 个单元阵列分别在 $d/c\tau = 0.5$ 和 1.5 时, τ 为单位幅值的脉冲的远场矩形 E 场脉冲随偏离法线向的角度而展宽的几个图形。

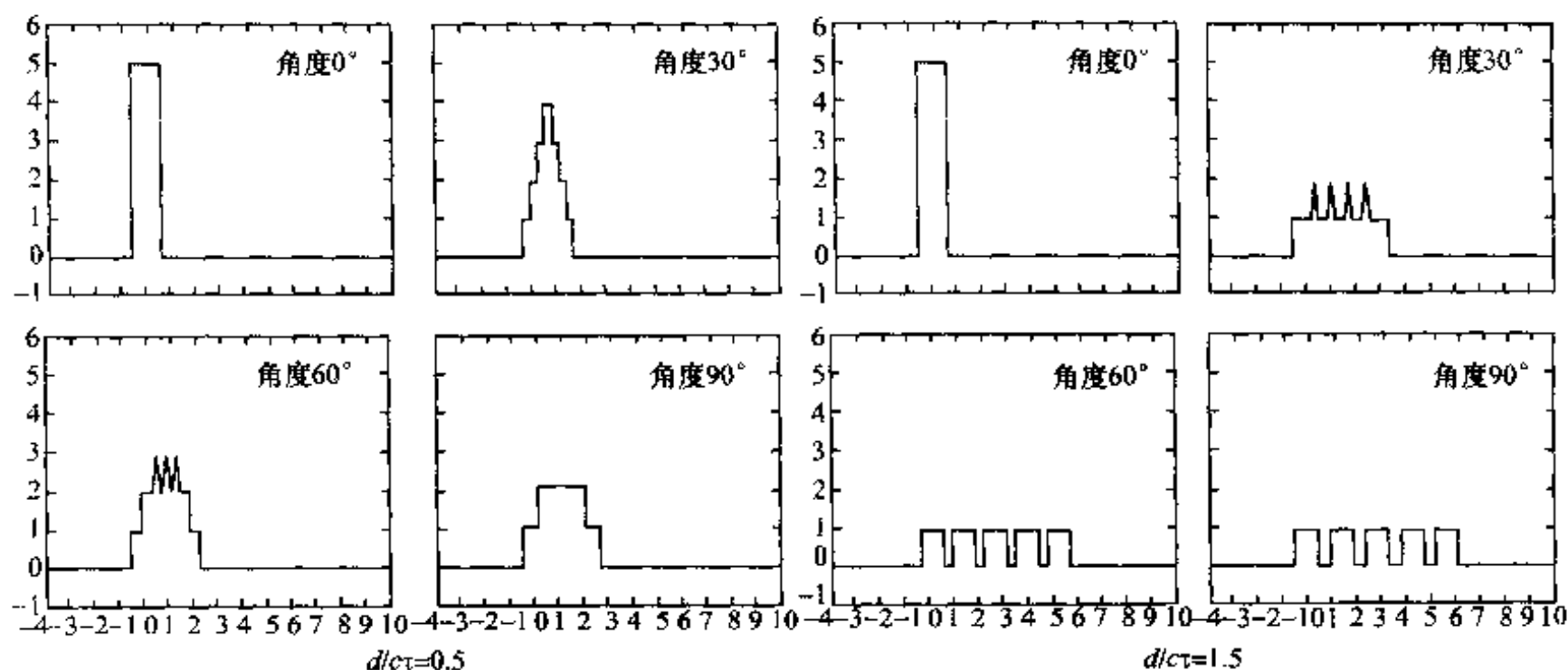


图 13.18 $d/c\tau=0.5, 1.5$ 时矩形脉冲的展宽的示意图

前面曾提到过,由于远场脉冲具有零直流值,所以理想矩形形状是物理不可实现的。但可用一个三角形电流脉冲或一个全正弦波的半周作为源,从而在远场产生半个方波。图 13.18 中的水平标度是归一化的时间 t/τ 。

由此可见,天线的近场和远场中脉冲的形状随角度区域而变。同理,其波束宽度也随角度区域而变。

应用阵列天线可得到合理的方向性,其增益近似地等于阵元总数 N ,阵元间距 $d=cT_r$, c 为光速, T_r 为电流脉冲的上升时间。若要得到 20dB 的增益,需 100 个阵元,各阵元的连接及其时延量的要求均十分严格,实现起来相当复杂。在超宽带阵列天线的理论与实现方面尚有许多问题待研究解决。

13.5 超宽带信号的处理技术^[80,129,131~133]

13.5.1 UWB 雷达信号的相干处理

常规脉冲多普勒雷达是利用目标运动引起的窄带信号的频移,从所观察的环境中将固定目标与运动目标分离,并获取相参信号的增益,这类相参雷达取决于获取从脉冲到脉冲的相位和幅度信息。对于 UWB 雷达来说,这意味着需要有精确的脉冲包络,发射触发和接收采样的控制,这对于冲激雷达是难以实现的。另外,由于 UWB 雷达的脉冲很窄(典型的情况比目标长度还短),也即 UWB 雷达的分辨力远远小于它必须探测的目标长度,因此回波信号是时间分割回波的合成,这些回波信号来自整个大目标的各个散射中心,每个目标都有它自己独特的回波特征,且这些特征随观测点不同而变化。因此,虽然 UWB 雷达通常发射的信号形式是已知的,但接收信号的形式未必完全知道。

另一方面,在常规雷达中,散射体中的 N 个元素是不可解析的,但可以获得 N 个元素振幅的合成信号,这就可产生回波信号波动及“角度跟踪”闪烁。而对 UWB 雷达来说,这 N 个元素是可以解析的,这样就不会产生波动和闪烁。因而,通常散射体 N 个元素中,第 i 次散射的振幅和第 i 次散射的时延全部未知。再加上发射机的色散作用,发射和接收天线,多路径散射以及传播路径的色散作用等。因此常规的匹配滤波和 MTI 方法须作较大修改才可用于 UWB 雷达。

(1) UWB 雷达信号处理的方案之一是利用其高分辨力与区域 MTI 相结合获得的。在这类方案中,通过对相继观察取平均来抑制噪声的影响。首先估计背景回波的波形,然后根据此波形的变化提取目标。

UWB 雷达不是寻求脉冲间的多普勒变化,而是寻求脉冲间的目标位置变化。所以上述方案称它为区域 MTI,也有人称其为非多普勒动目标显示(NMTI)。另外,由于 UWB 雷达的极高距离分辨力,其所需的杂波改善因子要小得多,为采用此法提供了条件。

NMTI 的根据是目标从一个位置分辨单元向另一个位置分辨单元的运动,这归结于其径向速度分量,而杂波在位置上保持固定,因而固定杂波的回波因其维持在一个距离单元上能被对消掉。

PRF 越低,运动目标在脉冲间的位置变化就越大,且在固定目标中的探测越容易。但如果 PRF 太低,就会引起固定回波的幅度调制,这是由于天线增益在脉冲间的变化引起的,因而 PRF 的选择需在良好的杂波抑制和低的天线扫描调制之间做出折中考虑。

图 13.19 示出利用上述概念的一种可探测掠海式导弹的 UWB 雷达简化框图。图 13.20 示出该雷达中 NMTI 的构想。图中设想一种带有抽头的 NMTI 延迟线对消器的 5 个对消时间间隔(CTI),其最小可探测径向速度为 100kn(节)。在图 13.20 之后是一个速度判断滤波器,用于对其他的杂波进行抑制,选择 5 个 CTI(对消时间间隔)是为了增强杂波的对消又减少目标的对消,因此这些目标以相同的速度出现在有效距离范围内。该方法并不能产生很大的杂波衰减,但对在海杂波中检测导弹目标来说已足够了。

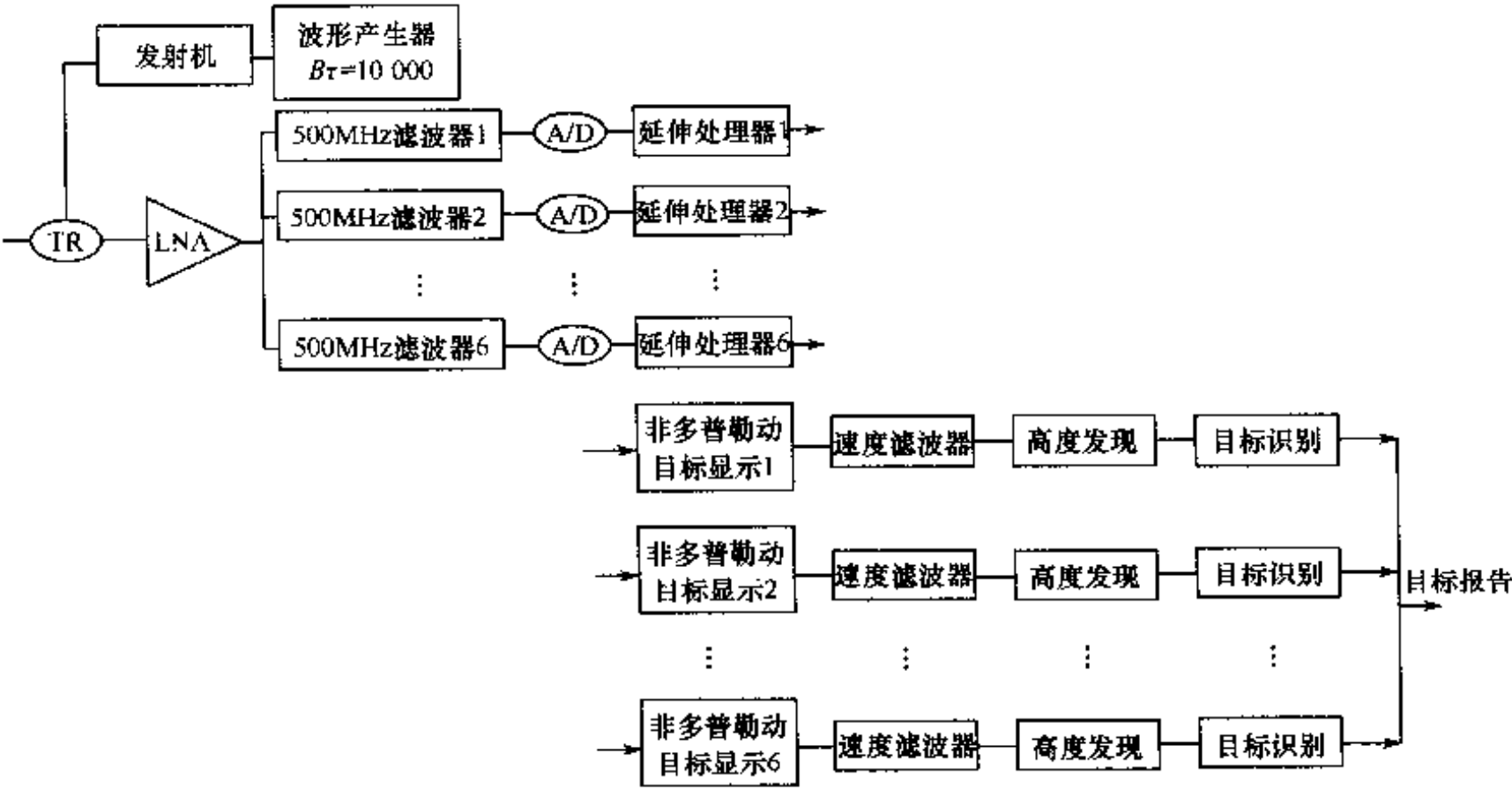


图 13.19 可探测掠海式导弹的 UWB 雷达简化原理框图

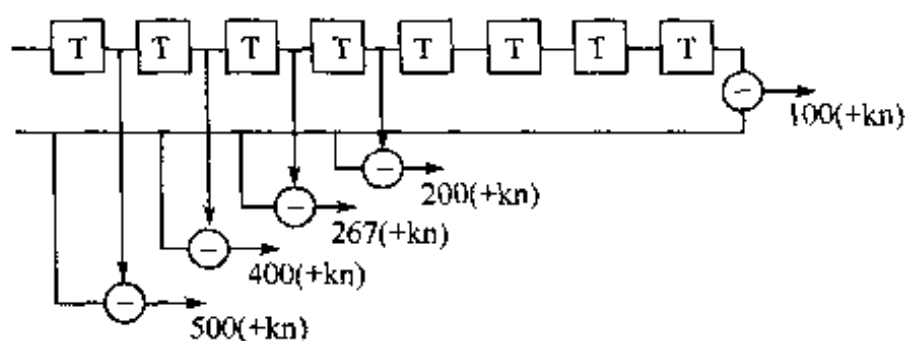


图 13.20 一种 NMTI 构想——降低天线扫描对杂波对消的限制例图

PRF=8kHz, 时延(T)=0.125ms, 距离分辨力 $\Delta r=5\text{cm}$ (注: $1\text{kn}\approx 1.852\text{m}$)

它实际上是一种 UWB 雷达时域相干处理方案。一般而言, 采用一种与常规雷达的多普勒滤波器组等同的称其为延迟求和滤波器组(DSB)。DSB 横跨预期目标速度的区间。每个“滤波器”是按照在跨距中对不同离散速度校直后的已抑制杂波的脉冲回波之和构成的。对于单个滤波器 d_n 的这种处理如图 13.21 所示。图中采用了一个做信号校直用的, 用算子 $\tilde{Z}$ 表示的环形移位。整个 DSB 如图 13.22 所示。图中假设在滤波之前采用了信号内插, 以改善被分辨速度的粒度。

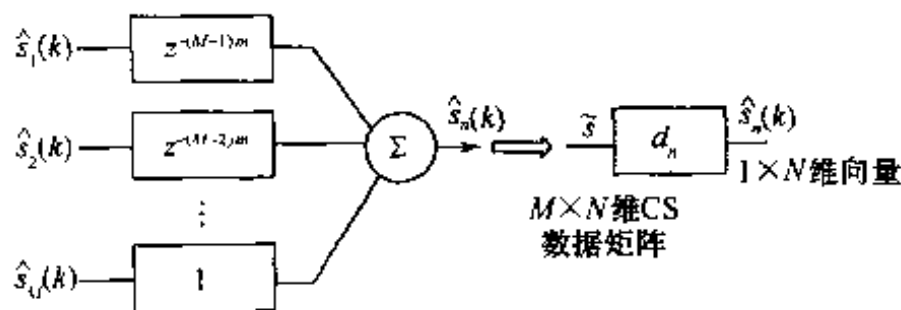


图 13.21 简单的时域目标滤波器的原理图

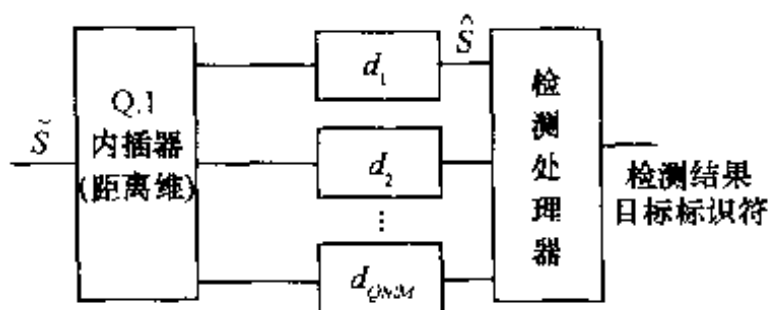


图 13.22 延迟求和滤波器组的概念图

图 13.22 中, 数字杂波抑制滤波器以每次 N 个样本的一批 M 个脉冲方式接收数据, 并产生同等数量的已抑制掉杂波的数据作为输出。随后接一组速度匹配滤波器。每批数据对于以任一 QN/M 速度的运动目标分别加以解析, 检测之前的相干积累。这种时域算法只要求相加和位移运算。当正确的速度匹配时, 每个生成的波形描述一个在随机干扰背景中匹配目标的高分辨剖面。此信号具有目标回波潜在的全部能量。该能量与 $NM\sigma(i)$ 成正比, 其中 N 为横跨信号带宽的滤波器的数目, M 为所积累的脉冲数, 而 $\sigma(i)$ 为目标局部散射体的雷达截面积(RCS)。检测处理与常规雷达检测模式不一样, 虽然也许仍可采用某种形式的 CFAR, 但它已经过一个超分辨的响应, 具有更有利于目标识别的能力。

(2) UWB 雷达信号处理的另一种方案是先利用目标信号的线性变换来完成目标和杂波分量的分离, 再通过线性滤波去掉杂波分量。最后利用线性变换重新形成目标信号。从而避免了上述方法中经减法处理后引起 RCS 和目标形状信息的损失, 具体原理如下。

① 相干杂波抑制

考虑每次 N 个样本的一批 M 个脉冲回波, 为方便起见, 其中 M 和 N 认为是 2 的幂。信号假定由杂波 c 和目标 t 组成。UWB 信号宽度假定比目标更短, 而且考虑到目标运动情况下, 两者的卷积(长度为 D)假定包含在每个脉冲上的 N 个样本之内。目标的响应可加入一个填满序列 $\tilde{t}$ 的新零点, 因而它具有与杂波 c 相同的长度。然后, 将被采样的信号 s 表示成 c 和 $\tilde{t}$ 之和。其中 x 是 $\tilde{t}$ 的第一个非零样本的下标, 也就是目标近端的位置, 而 i 是脉冲的下标

$$t_i = \{t_i(n)\}_{n=x, \dots, x+D-1}; 0 \leq x \leq N-D-1$$

$$\begin{aligned}
c_i &= \{c_i(n)\}_{n=0, \dots, N-1}; \\
\tilde{t}_i(n) &= \begin{cases} \{t_i(n)\}_{n=x, \dots, x+D-1}; & 0 \leq x \leq N-D-1 \\ 0; & \text{其他} \end{cases} \\
s_i &= c_i + \tilde{t}_i
\end{aligned} \tag{13-31}$$

若任一脉冲回波被变换, 则其结果将是两个分量信号的变换之和。式(13-31)的傅里叶变换表示在式(13-32)中, 其中 $T(n)$ 是目标 t 的 D 点变换。应该指出, 目标 t 的变换已根据其理想变换在两方面进行了修正: 它被乘以一个正比于 x 的指数, x 是在样本空间的位置; 以及其变换已按照从 t 构成填满的零 $\tilde{t}$ 所采用的一个系数来标度。

$$S_i(n) = C_i(n) + W_N^m T\left(\frac{nD}{T_r}\right) \tag{13-32}$$

现在设 $x = m_i + x_0$, 因而目标是 x_0 上开始的线性移动且以 m 个样本/脉冲间隔的速度移动。那时脉冲回波谱变成式(13-33)

$$S_i(n) = C_i(n) + W_N^{nm} T\left(\frac{nD}{T_r}\right) W_N^m \tag{13-33}$$

注意, 左乘 T 的项在从脉冲到脉冲的 i 中是相位线性的 (T 的右乘项是可忽略的常数项)。因此, 为了从目标中分离杂波, 需在每个频率样本点上执行类似于常规多普勒滤波的附加变换。这种附加变换称为横向距离变换, 以便与称之为距离变换的式(13-32)之变换对比。杂波将全部落入横向距离变换的零频滤波器中, 反之, 目标回波将主要落入除零频之外的滤波器中。完成这种变换后, 可利用给包含杂波的滤波器开槽来滤除变换系数 (即可将任一距离单元中横向距离变换的输出乘一个加权函数来完成, 该加权函数选在常规雷达领域中对于合适的中心频率可最佳地分离杂波和信号)。在执行变换序列的逆变换时, 先在每个频率单元上执行横向距离的逆变换, 然后在被变换的脉冲数据序列上执行逆距离变换, 从而重新形成杂波抑制后的信号回波。频域带通滤波器 (沿距离维) 可顺利地加到处理链上, 以降低噪声。图 12.23 示出这种处理的概况。利用这种杂波相干抑制算法和下面将讨论的能量积累的算法, 可有效地从固定杂波分离出运动目标。

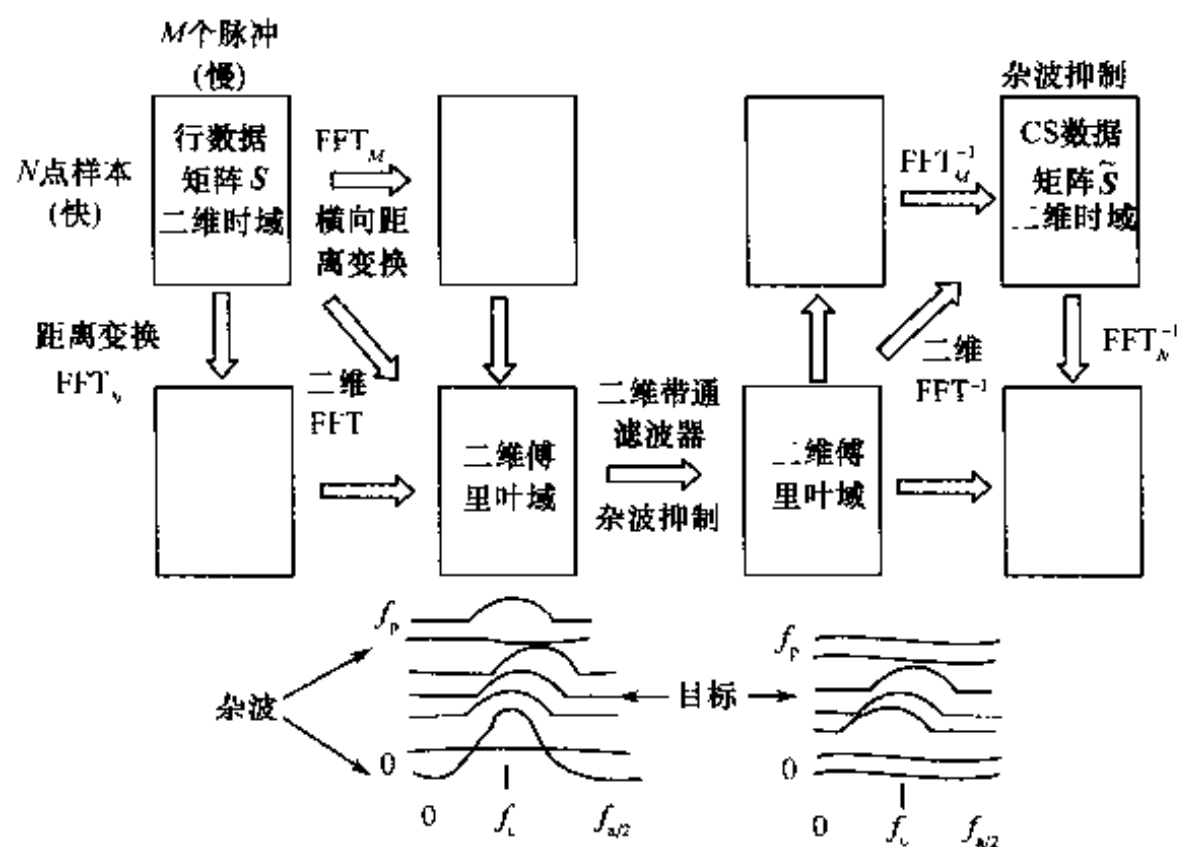


图 13.23 频域杂波抑制算法的原理图

也有人仅用雷达数据的横向距离变换来完成上述杂波的抑制,如图 13.24 所示。其工作过程可用式(13-34)来描述

$$\widetilde{S}_i(k) = S_i(k) - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^M S_j(k) \quad (k \in N, i \in N) \tag{13-34}$$

因此,对于 UWB 雷达的杂波抑制就十分方便了。在此不再深入讨论。

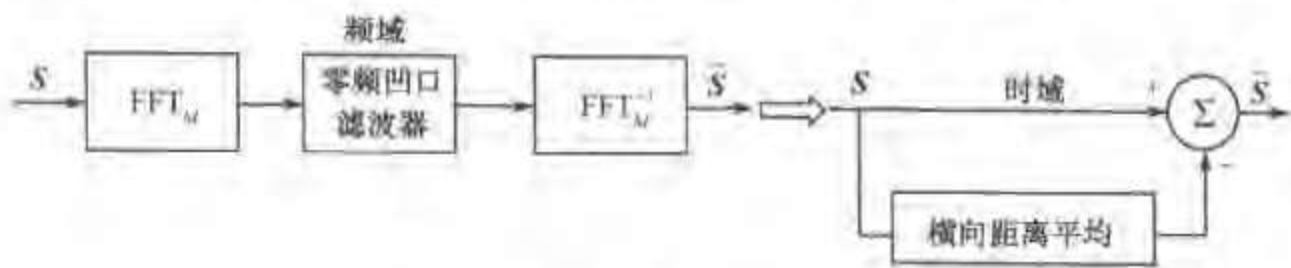


图 13.24 简化的时域杂波抑制算法的示意图

② 相干积累

在窄带(NB)情况中,常用相位概念来说明相干积累,而在 UWB 情况下,用时移概念来说明更方便。因为根据傅里叶变换特性,时移可变换成谱分量的相移,两种观点实际上是一致的。通常在常规雷达中需估计单个谱分量的幅值,而在 UWB 雷达中,需估计时间的平滑函数。若能控制采样,就可估计与时间函数上相同点对应的相同下标的相继样本。因而每个下标上样本的问题就变成一个估计噪声中常量的问题。在这种情况下,最终的相干积累变成简单的相加。

参照式(13-31)的数学模型,在适当地补偿反射目标回波的运动下,目标的响应可在每个抑制了杂波的脉冲中被复制。若目标响应作适当地去掉目标运动影响的校直,并逐点脉冲相加,则就可获得相干积累。采用这种方法,一直到杂波被抑制后,不必为校直和积累而确定信号的位置。根据这种假设,去掉真实目标的速度时,已校直响应之和为最大。

图 13.25 示出一种采用希尔伯特变换完成上述相干处理的模拟结果。

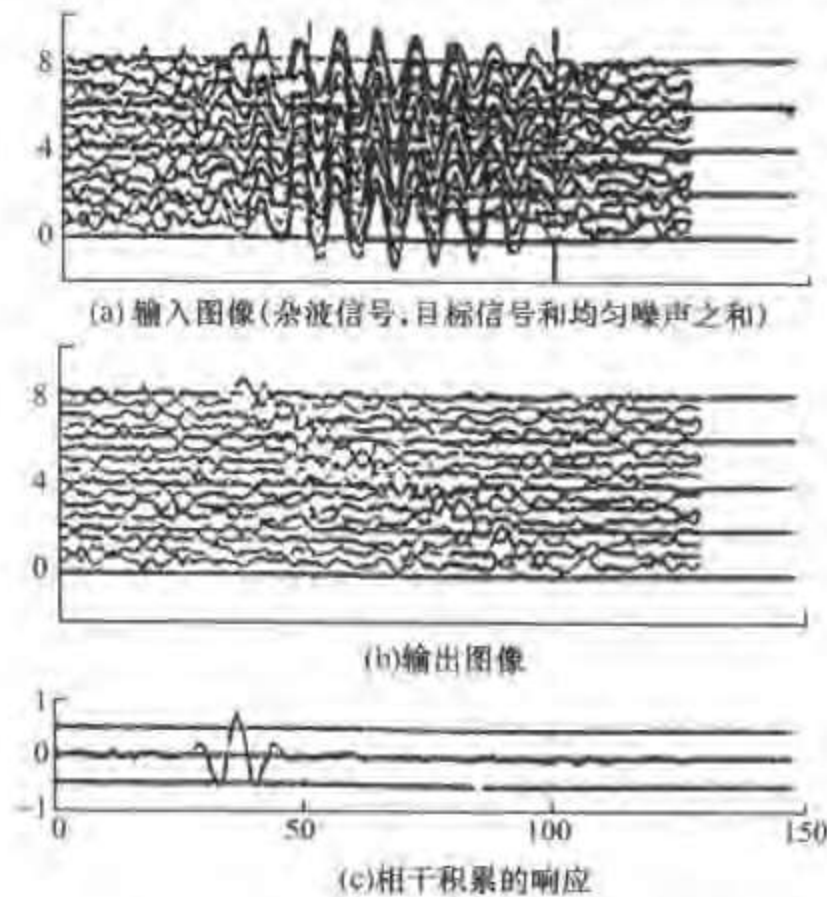


图 13.25 一种相干处理概念的模拟结果

除了上述两种信号处理方案外,还有其他一些方案,诸如小波处理等。因为 UWB 的单周

波形与小波相似,小波变换的频率分辨力是变化的,非常适于检测冲激雷达的瞬态回波信号。而且宽带信号的模糊函数基本上是一种子波变换,因此存在直接发射不同频率间隔的子波,从而存在利用子波分析目标的可能性。在此不再进一步讨论。

13.5.2 UWB 信号检测

我们知道,信号检测器的基本形式有:① 能量检测器,主要用于目标检测,其积累时间必须大于目标伸展的往返传播时间,故距离分辨力会降低;② 匹配滤波器检测器,其脉冲响应等于单元反射点回波波形的时间倒置,实际上不可能严格地实现,但可以近似构成。匹配滤波器的输出对目标的每个散射区信噪比最大,没有利用回波总能量,因而它较适用于目标识别;③ 互相关检测器,需事先选定参考信号,要检测某一距离范围内的目标,需将该范围划分成许多段,每一段设一互相关检测器,共需相应段数的互相关检测器,硬件实现相当复杂;④ 混合检测器,如将能量检测器和互相关检测器相结合,采用多通道接收机,人工或自动切换可获得高的检测性能,保持高的距离分辨力和目标识别能力。这种混合检测器性能的理论分析与硬件实现问题,尚需进一步研究。

由于 UWB 雷达的接收信号参数的高度不确定性,如匹配检测器和相关检测器等均不适用。

由于 UWB 雷达回波信号存在许多未知参数,如瞬态回波信号波形、到达时间和信号持续时间等参数,使得信号检测非常困难。有人提出用小波变换和高阶谱估计技术在变换域内进行检测的算法,尤其是子波变换在提供回波瞬态信息方面较为有效,这类方法尚在探索之中。下面,我们根据 UWB 信号检测的特点,简单介绍一种在噪声背景中检测未知多点目标的方法。

通常,符合沿目标方向独立分辨间隔的数目 N 大于随机定位的间隔的数目 K 。为获得这种情况中完全已知信号的检测器,有必要考虑从 N 个间隔经 K 个亮点的全部组合。在这种情况下,似然函数的对数(LLF)为

$$l(y) = \ln \frac{P_1(y)}{P_0(y)} = \frac{1}{C_N^K} \left(\frac{V_0}{V_1} \right)^K \sum_{l=1}^{C_N^K} \exp \left[\left(\frac{1}{2V_0} - \frac{1}{2V_1} \sum_{i=1}^K y_i^2 \right) \right] \quad (13-35)$$

式中, $P_0(y)$ 和 $P_1(y)$ 为信号 + 噪声混合和仅噪声样本的分布律; y_i^2 为接收信号 y_i 个样本组成的,除 K 个尖头信号之外的 l 个组合 $C_N^K = \frac{N!}{\{K!(N-K)!\}}$; $V_0/V_1 = 1 + \bar{E}/K$; $\bar{E}$ 是接收信号的总平均能量。

算法式(13-35)的实现要求很大数目的处理通道,难以完成。

1. 秩检测器

为减少通道数,可采用一种秩检测的准最佳算法,在此,在滑窗中获取给定瞬时选取脉冲中最大信号幅值的选择。基于近似目标大小的概念,粗略地选择瞬时选通脉冲。只有具有最大值的被选信号才受到平方处理和线性积累,对于 $K = 3$ 情况的这类 (N, K) 检测器方案如图 13.26 所示。图中还示出三点目标情况的最大信号选择过程。

2. 在非高斯噪声背景中检测

为检测在非高斯噪声和杂波背景中的 UWB 雷达信号,处理单元被合成,且是不变的,对不同分布律的杂波自适应的。对于非高斯杂波的情况,似然函数的对数(LLF)表达式为

$$l(y) = \sum \phi(y_i) x_i \quad (13-36)$$

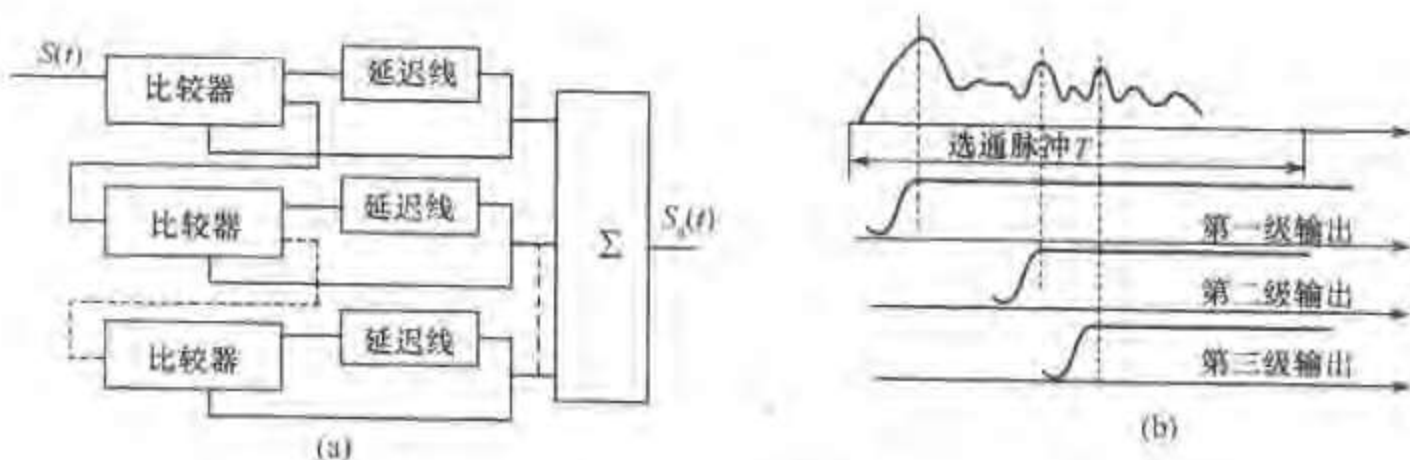


图 13.26 多通道的秩检测器的原理图

式中, $\phi(y_i) = -\frac{d}{dy_i} \ln P_n(y_i)$, 是描述非惯性的非线性变换单元 (NNTU) 幅值特性的函数。
式中

$$y_i = x_i + n_i \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (13-37)$$

x_i 和 n_i 为信号样本和非高斯杂波相应的独立的离散量; $P_n(y_i)$ 为杂波分布的密度。
若杂波服从

$$P(y) = \frac{b\sqrt{n}}{2\Gamma(1/b)} \exp(-|y|^b \eta^{b/2}) \quad (13-38)$$

一类归一化分布。式中 $\Gamma(\cdot)$ 为伽玛函数, η 为 $1/2\sigma^2$; b 为分布参数 (在 $b=2$ 时即为高斯分布)。则式 (13-36) 的算法实现方案如图 13.27 所示。

3. 信息检测器

考虑到基于目标大小的概念选择目标的检测器, 它在宽瞬时窗中完成“粗”的目标检测。这种检测器的分辨力为几米。因而难以实现 UWB 信号在目标上的亮点分辨或在低仰角上亮度的检测等方面的潜在能力。

为此, 就建立了在“粗”目标检测器的瞬时选通脉冲中使用的实时检测器。

该检测器是基于信息准则制成的, 在噪声背景中信号的存在会导致在给定电平的门限范围内噪声过程的短脉冲群速率加快。因为噪声过程是稳态过程, 所以在限定的时间区间中, 穿过门限的平均数是常量。若存在从多点目标反射来的 UWB 信号, 则穿过门限 Λ 的数目就增加了, 图 13.28 清楚地作了图示说明。对于用信号加噪声超过门限的平均数与仅存在噪声时超过门限的平均数之比作为目标检测通常认为是充分满足统计律的。

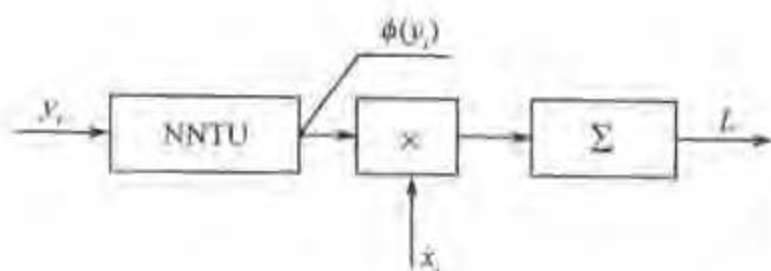


图 13.27 对噪声分布律处理不变的方案的示意图

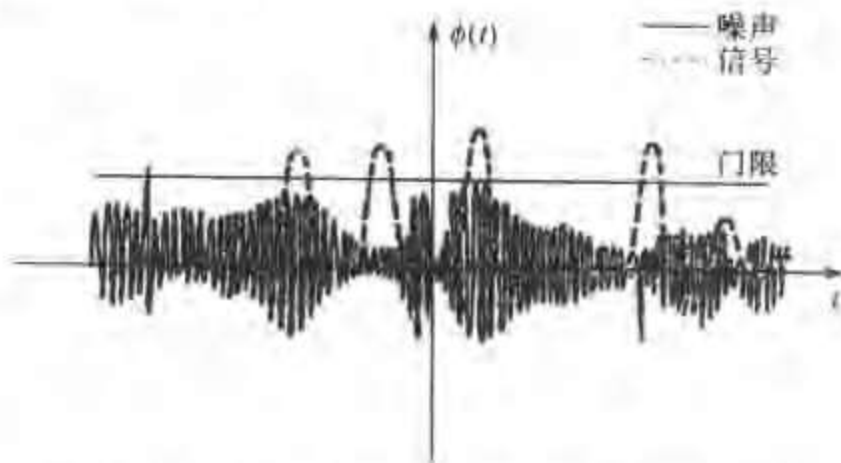


图 13.28 信号加噪声穿过门限的数目的示意图

下面我们引用随机目标的高分辨雷达的接收机设计中的若干内容, 以便结合上面的内容

探讨实现 UWB 信号的检测。

如果发射波形由 M 个子脉冲组成, 回波向量 Z 及其协方差矩阵的维数为 $M+N-1$, 则根据似然比判断准则会使对接收的信号进行平方运算再设置门限为 Λ 的处理器为

$$ZQZ \geq \Lambda \tag{13.39}$$

这种平方形式的系统 $\{q_{ij}; i, j=1, \dots, (M+N-1)\}$, 取决于目标回波的协方差矩阵和噪声系统特性。这一结果与匹配滤波器接收机不同, 后者应用于确定性信号的检测。

最佳处理器的原理框图如图 13.29 所示, 它由一组线性滤波器组成, 对接收到的信号进行相干处理, 然后进行平方律检波和非相干加权积分, 并设置门限 Λ 。滤波器系数和加权因子通过对矩阵 $Q = \{q_{ij}\}$ 的本征分析而导出, 且都取决于波形和目标类别。

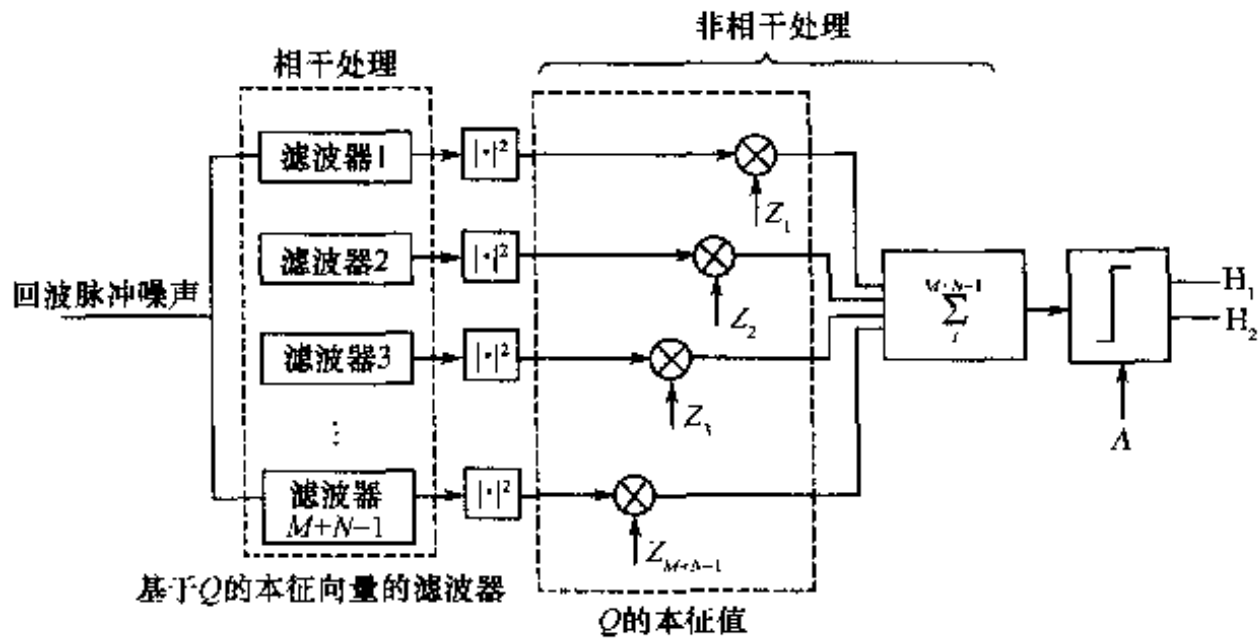


图 13.29 用于高分辨雷达和随机目标模型的最佳接收机原理框图

对于低 S/N 作为最佳接收机受限的情况, 得到了准最佳处理方案, 如图 13.30 所示。在这种情况下, 相干处理器只是发射波形的匹配处理器, 然后再设置一时间波门从 $N+2(M-1)$ 个取样中选取 N 个样本, 然后沿下视距离进行平方律检波和非相干加权积分。

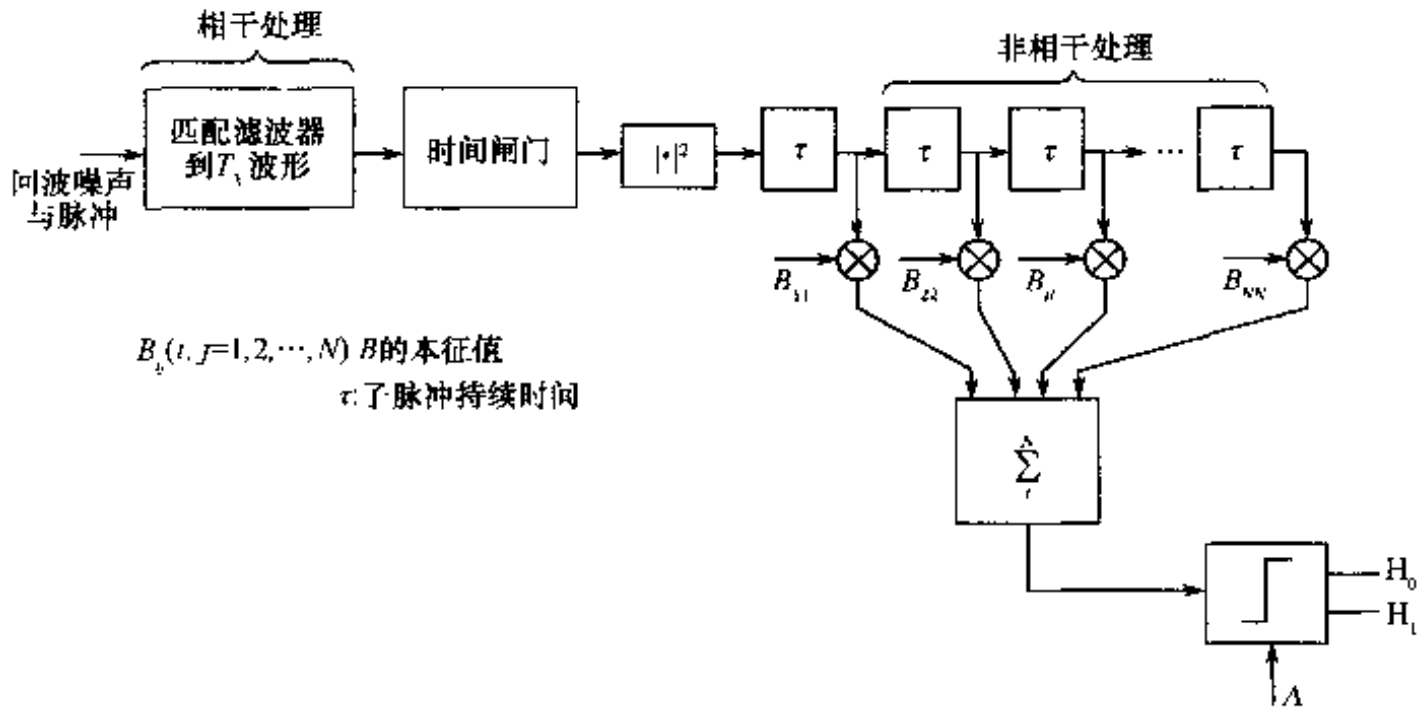


图 13.30 用于高分辨雷达和随机目标模型的准最佳(LEC)接收机的原理框图

在该方案中, 相干部分取决于发射波形, 而非相干部分所具有的加权是由所期望的目标 RCS 沿下视距离分布给定的。这种接收机的 P_d 和 P_{fa} 可表示为 $(N+1)$ 个参数的函数, 即门限 Λ 和矩阵 Q 的 N 个非零本征值 (N 为被分辨的散射体个数), 它们的总和就是等效低分辨雷达的信噪比。

13.6 UWB 雷达应用的几个例子^[83,84,133]

1. 机载地面透视雷达

表 13.2 列出两种直升机载地面透射雷达,表中 EMS-20 是一台中心频率为 503MHz,带宽为 500MHz 的 FM-CW Chirp 雷达;EMS-5 是一台中心频率为 3GHz,带宽为 2GHz 的 FM-CW Chirp 雷达。

表 13.2 机载地面透视雷达的特性

	EMS-20	EMS-5
形 式	FM-CW Chirp	FM-CW Chirp
中心频率	503MHz	3GHz
通 带	500(250~750)MHz	2~4GHz
脉 宽	5ns	500ps
脉冲重复速率	100 个脉冲/秒	100 个脉冲/秒
连续功率	1W	4W
时宽-带宽积	5×10^6	2×10^6
天 线	双极化螺旋形	16 个单元阵列
总有效系统增益	~160dB	~16dB
有效分辨力	~0.7m	~0.4m
透视深度(干沙)	20m	5m

2. 一种探测掠海式导弹的微波 UWB 雷达

由于掠海式导弹的飞行高度极低(它能飞行在两米高度),在这一高度舰载雷达对其观测的范围相当小,大概是 10~12 海里。因此可采用微波 UWB 雷达来探测低空飞行的掠海式反舰导弹。表 13.3 列出了 UWB 海面监视雷达的主要性能。

表 13.3 探测掠海式导弹的 UWB 雷达的主要性能参数

频 率	8.5~11.5GHz(30%带宽)
天线类型	由 TEM 喇叭馈电的抛物面反射体
天线尺寸	直径 2m
波束宽度	正常 1°
发射机类型	行波管或者多个行波管组合
功 率	平均功率 5kW,峰值 2kW
波 形	10000 : 1 脉冲压缩比(线性调频,展宽或 Costas 码)
脉冲宽度	3.2μs,压至 0.33ns
脉冲重复频率	8kHz
接 收 机	6 个并行的 500MHz 频道
噪声系数	5dB
信号处理	数字式,8 位,500MHz A/D
杂波抑制方法	非多普勒动目标显示

采用该 UWB 雷达具有下列吸引人的特性:

杂波抑制是通过探测运动目标在脉冲与脉冲之间的变化实现的,而不是像传统 MTI 雷达和多普勒雷达那样,通过使用多普勒频移来实现。这种探测运动目标的方法之所以可行,应归功于 UWB 雷达极高的距离分辨力(5cm)。非多普勒处理意味着不再有盲速和阻塞脉冲,也不需要发射多重复频率和多波束来消除距离和多普勒频移上出现的模糊现象。极高的距离分辨力可用来确定低空目标的高度,这是通过测量各个路径回波的间隔来实现的。目标高度的精确测量值可用作防御导弹的引导指令。在短暂距离内实现指令引导非常有吸引力,尤其是可以缩短防御掠海式低空导弹 SAM 系统的工作时间。

(1) 发射机

发射机要求几千瓦的平均功率,可采用有源宽带的高峰值功率、短脉冲周期的功率振荡器和由固态器件与真空器件组合的微波功率模块(MPM)。

发射机的选择应考虑器件所获得的平均功率而不是短脉冲时的高峰值功率。另一方面,还必须满足带宽的要求。而该 X 波段短脉冲 HPM 源可以实现满足此类应用要求的功率和带宽,且可单管实现,无须采用诸如 n 只行波管组合等手段来实现。值得注意的是,对军舰而言,发电机是现存的,雷达的重量无关紧要。

(2) 天线

天线的直径应是 2m,它能产生 1° 的正常波束。可选择由宽带馈源(如 TEM 喇叭)馈电的天线。当然,任何一种大的带宽,都必须考虑 UWB 信号由天线所带来的影响。

另外,UWB 所需的收/发开关尚未找到合适的成品,若无合适的收/发开关,权宜之计是发射和接收各采用一个天线。

(3) 接收机

UWB 的接收机,如采用模拟方式(使用光纤延迟线)或者采用一种超宽带信号多通道采集与恢复方法,如图 13.29 所示。

(4) 信号处理

在 UWB 雷达的研制中,信号处理构成了最大的挑战。在 UWB 雷达中发射的信号形式已知,但接收信号的形式通常不完全知道。因为 UWB 雷达的分辨力(5cm 以下)远远小于它必须探测的目标的长度,回波信号是时间分割回波的合成,这些回波信号来自整个大目标的各个散射中心,而每个目标都有它自己独特的回波特性,且这些特性随观测点的不同而变化。

杂波中的信号检测:UWB 雷达不是寻求脉冲间的多普勒变化,而寻求脉冲间的目标位置变化,称做区域动目标显示或非多普勒动目标显示。这方面内容前面已进行了说明。

3. 高功率微波 UWB 防空雷达

高功率微波 UWB 防空雷达有两方面值得注意。最大的探测距离正比于 $P_t^{1/4}$,因此提高雷达功率,将增大其作用距离。而短脉冲可提高距离分辨力,这样就可以对目标进行精确定位,甚至可根据随时间变化的回波信号辨别出目标。俄国在托木斯克地区进行野外演示试验的高功率微波 UWB 雷达就是一例,其主要参数为:频率 f_0 : X 波段;峰值功率 P_t : 1GW;脉冲宽度 τ : 5ns;重复频率 f_r : 100Hz。

演示结果表明,该雷达探测到了 50km 以外的飞机,其距离分辨力小于 10m,该雷达在 1~10km 内具有软杀伤能力。这种雷达的突出优点为,在空防中,即使敌方实施干扰,仍有检测来犯敌机和导弹的能力。

第 14 章 毫米波雷达

近年来,随着对毫米波系统需求的增长,毫米波技术在研制发射机、接收机、天线以及毫米波器件等方面有了重大突破,毫米波雷达进入了各种应用的新阶段。

毫米波雷达的组成及其功能与微波雷达相似,在此不再进行介绍。本章主要介绍毫米波雷达的特性及其若干应用例子。

14.1 毫米波频段划分

迄今,毫米波频段尚无精确的定义,通常将 30~300GHz 的频域称为毫米波(波长为 1~10mm),但是 IEEE(1976 年)所颁布的标准中将 40~300GHz 作为毫米波的标准频率范围,而把 27~40GHz 称为 Ka 频段。其他流行术语还有近毫米波(100~1 000GHz)和亚毫米波(300~3 000GHz)等。毫米波和亚毫米波为介于微波和红外之间的电磁频谱(从光学观点来看,“超远红外”频段为从远红外一直降到 150GHz 频段)。毫米波频段的划分和代号尚无统一精确定义。图 14.11 示出毫米波频段的划分图。

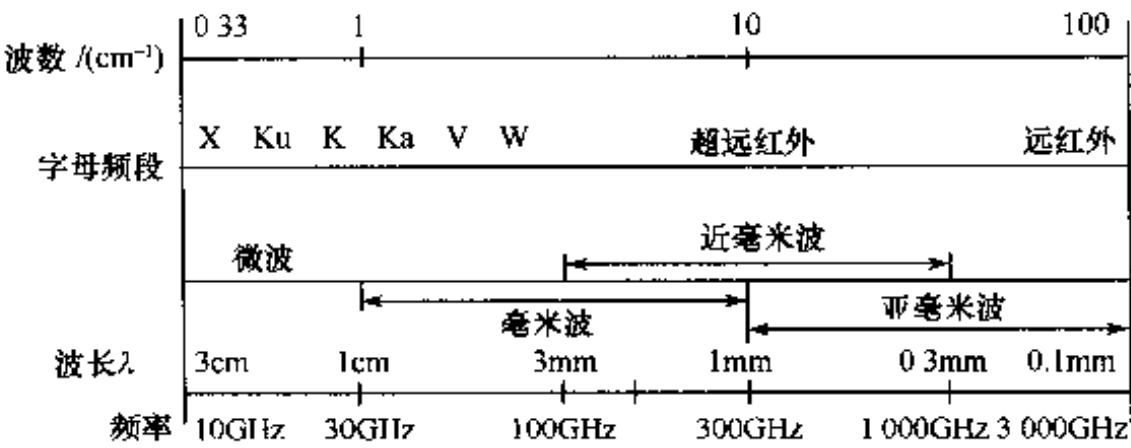


图 14.1 毫米波频段的划分图

14.2 毫米波雷达的特性

20 世纪 80 年代以来由于对毫米波雷达需求的日益增长,从而形成了开发毫米波雷达的热潮,这取决于毫米波雷达具有以下特性。

- (1) 频带极宽,如在 35GHz、94GHz、140GHz 和 220GHz 4 个主要大气窗口中可利用的带宽分别为 16GHz、23GHz、26GHz 和 70GHz,均接近或大于整个厘米波频段的宽度,适用于各种宽带信号处理。
- (2) 可以在小的天线孔径下得到窄波束,方向性好,有极高的空间分辨力,跟踪精度较高。
- (3) 有较宽的多普勒带宽,多普勒效应明显,具有良好的多普勒分辨力,测速精度较高。
- (4) 地面杂波和多径效应影响小,低空跟踪性能好。
- (5) 毫米波散射特性对目标形状的细节敏感,因而,可提高多目标分辨和对目标识别的能力与成像质量。例如:图 14.2 示出了由毫米波线性扫描传感器获得的大型汽车的高分辨力图

像,其主要的成像参数为中心频率 35.3GHz,信号带宽 0.87GHz,目标距离 75m^[126]。

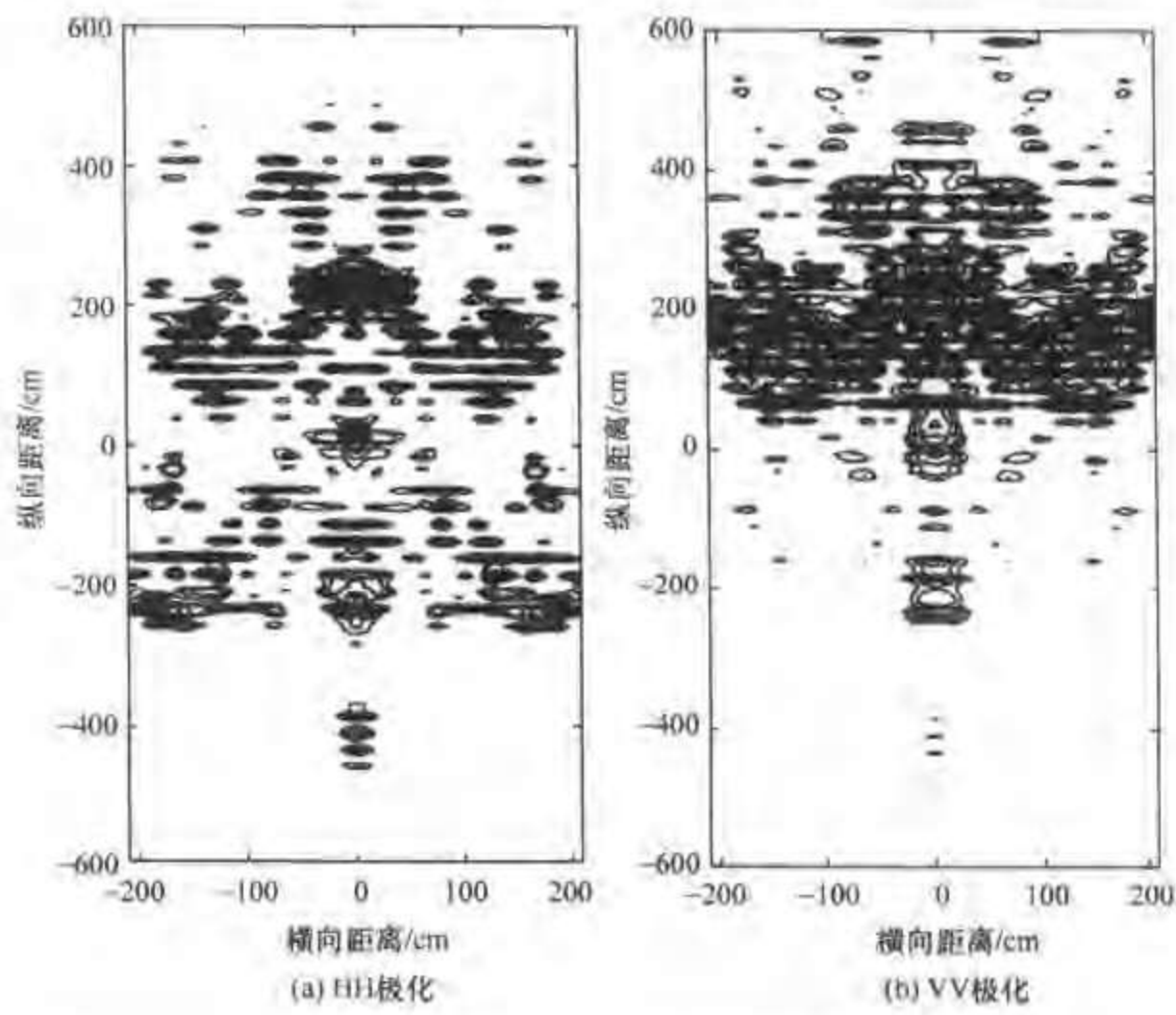


图 14.2 整个大型汽车的 2D 图像

(6) 由于毫米波雷达以窄波束发射,因而使敌方在电子对抗中难以截获。此外,由于毫米波雷达作用距离有限,因而使作用距离之外的敌人探测器难以实现。加上干扰机正确指向毫米波雷达的干扰功率信号比指向微波雷达更困难,所以毫米波雷达易于获得低被截获概率性能,抗电子干扰性能好。

(7) 目前隐身飞行器等目标设计的隐身频率范围局限于 1~20GHz,又因为机体等不平滑部位相对毫米波来说更加明显,这些不平滑部位都会产生角反射,从而增加有效反射面积,所以毫米波雷达具有一定的反隐身功能。

(8) 毫米波与激光和红外相比,虽然它没有后者的分辨力高,但它具有穿透烟、灰尘和雾的能力,可全天候工作。

毫米波雷达的缺点主要是受大气衰减和吸收的影响,目前作用距离大多限于数十公里之内。另外,与微波雷达相比,毫米波雷达的元器件目前批量生产成品率低。加上许多器件在毫米波频段均需涂金或涂银,因此器件的成本较高。

下面,我们对上述若干特性作一简述。

14.2.1 天线的波束宽度窄

雷达角分辨力由天线半功率点波束宽度 θ 决定,天线孔径为 D 的天线方向图的波束宽度 θ 与波长 λ 的关系为

$$\theta = k\lambda/D(\text{rad}) \tag{14-1}$$

式中, k 为常数。对于 -25dB 的旁瓣,取 $k = 4/\pi$ 。

表 14.1 列出了几种天线孔径下波束宽度与雷达频率的关系数据。图 14.3 示出了天线孔

径尺寸、增益和波束宽度与频率的关系曲线。由表 14.1 和图 14.3 可知,所选频率越高,则波束宽度越窄。

表 14.1 天线孔径下波束宽度(°) 与雷达频率的关系

波束宽度(°) \ 天线孔径(m)	雷达频率(GHz)				
	10	35	95	140	220
0.01	—	62.5	23.1	15.6	9.9
0.1	21.9	6.3	2.3	1.6	1.0
1.0	2.2	0.63	0.23	0.16	0.1

由式(14-1)、表 14.1 和图 14.3 均可得知, θ 与 f 成反比。因此,对于一固定天线孔径,在 9.5GHz 工作的雷达比在 95GHz 上工作的雷达发射天线的波束宽度约大 10 倍,即

$$\theta_{95} = \theta_{9.5} / 10 \tag{14-2}$$

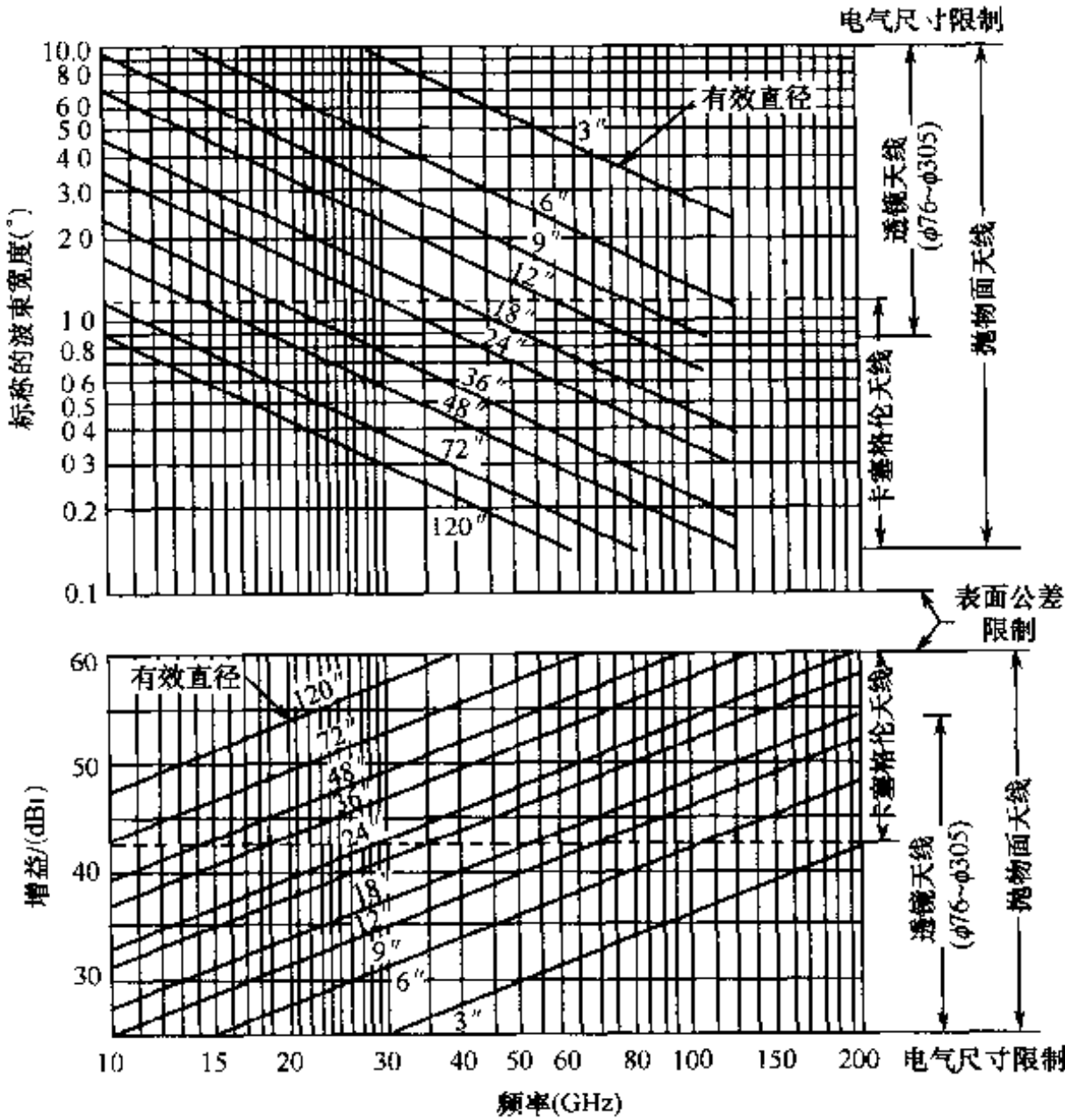


图 14.3 天线孔径尺寸、增益和波束宽度与频率的关系曲线

毫米波雷达提供的窄天线波束具有以下重要优点：

(1) 高天线增益。Skolnik 给出一个各向同性辐射体的天线增益 G 为

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \tag{14-3}$$

式中, A_e 为天线孔的有效面积。显然,天线增益与波长的平方成反比。因此与微波相比,相同天线增益的天线孔径较小。

(2) 高的角跟踪精度。在热噪声限定情况下,雷达的角跟踪精度直接与天线波束宽度 θ 相关,即

$$\sigma_r = (k_r \theta) / [(S/N)_0 n]^{1/2} \quad (14-4)$$

式中, σ_r 为均方根(rms)角跟踪误差; k_r 为取决于跟踪形式的常数; $(S/N)_0$ 为接收机输出信噪比; n 为脉冲积累数。

由式(14-4)可见, 窄的天线波束可获得小的角跟踪均方根误差。

(3) 不易受电子干扰。窄的雷达波束宽度减少了干扰机将能量注入雷达主波束的机会, 因而可降低雷达对干扰的灵敏度。此外, 较高的天线增益降低了经天线旁瓣的干扰。雷达的基本横向分辨力 d_t 定义为

$$d_t = \theta_x R \quad (14-5)$$

式中, θ_x 为横向半功率波束宽度; R 为雷达至目标的距离。

毫米波雷达可获得较高的角分辨力, 在如箔条或云雨之类体杂波背景中可实现目标的空间分辨, 从而增强了目标信号与杂波之比, 且改善了检测性能。

(4) 减少了低仰角上的多径效应和地杂波影响。由于毫米波雷达的窄波束宽度照射截取的地面较小, 所以多径传播状态和地杂波影响就相应减少。

(5) 改善多目标分辨和识别能力。由于毫米波雷达分辨力高, 因此分辨多个空间近距离目标和目标识别能力较高。

14.2.2 多普勒频移宽

雷达动目标回波的多普勒频移 f_d 可表示为

$$f_d = -2v_r/\lambda \quad (14-6)$$

式中, v_r 为径向速度; λ 为波长。由于动目标产生的多普勒频移反比于雷达波长, 因此对于同一目标的径向速度, 毫米波雷达(W频段)产生的多普勒频移约为微波雷达(X频段)的10倍。例如, 一个以960km/h径向速度运动的空中目标, W频段雷达产生的多普勒频移为169.8kHz, 而X频段雷达产生的多普勒只有18kHz左右, 因而应用毫米波可提高对慢速目标的检测能力。还可根据目标表面振动以及二阶或更高阶的速度信号来识别这类目标特性, 这有助于目标的自动分类。表14.2列出了以1m/h径向速度运动的雷达目标的多普勒频移特性的若干数据。

表 14.2 毫米波雷达多普勒频移的若干对比数据

频率(GHz)	多普勒频移(Hz/m/h)
10	30
35	104
95	283
140	418
220	657

注: 1mph = 1.6934km/h。

14.2.3 可用带宽大

任一毫米波窗口频率的可用带宽都大于包括整个微波频段在内的所有较低频率。因此, 可以使用许多单独的频率, 以免多个用户之间互相干扰, 从而使电磁兼容性达到更高水平。由于可用带宽大, 有利于采取扩谱工作方式, 使敌方在不精确知道被扰系统的工作频率时, 更难以进行干扰。对雷达而言, 可用带宽大能提高距离分辨力。

表14.3列出了三种频段雷达性能的综合比较。

表 14.3 三种频段雷达性能的综合比较

雷达的性能	微波	毫米波	红外
识别能力	差	良	优
定位精度	差	良	高
测距、测速能力	有	有	无
覆盖能力	差	良	优
搜索范围	优	良	差
恶劣气象适用性	优	良	极差
烟尘环境适用性	优	优	差
结构尺寸、质量	大	较小	最小
造价	较低	较高	低

由表 14.3 可见,毫米波兼有微波与红外、光波两个区域的特性,因而融合微波和红外、光波传感器的优点。特别是,窄的波束宽度、宽的系统带宽和大的多普勒频移特性,十分有利于增强对电磁干扰的抗干扰能力,有利于系统采取扩谱工作方式,有利于提高系统的距离和速度分辨能力,有利于目标识别处理。这些均为毫米波雷达系统的发展提供了巨大的潜力。

应该说明的是,在此我们论述毫米波雷达的优点,并不是否定其他传感器或其他频段雷达的作用。因为毫米波雷达的大气传播损耗较大,只适用于近距离的场合,在远程和超远程应用中,微波雷达仍然是探测目标的主力军。微波、毫米波、红外、激光等系统的作用应该是互补的、缺一不可的。

14.3 传播效应

14.3.1 衰减和反射(或散射)

一般来说,我们可用图 14.4 概括毫米波频段大气的传播效应,即大气对电磁波传播路径的衰减以及影响雷达接收信号的主要因素。

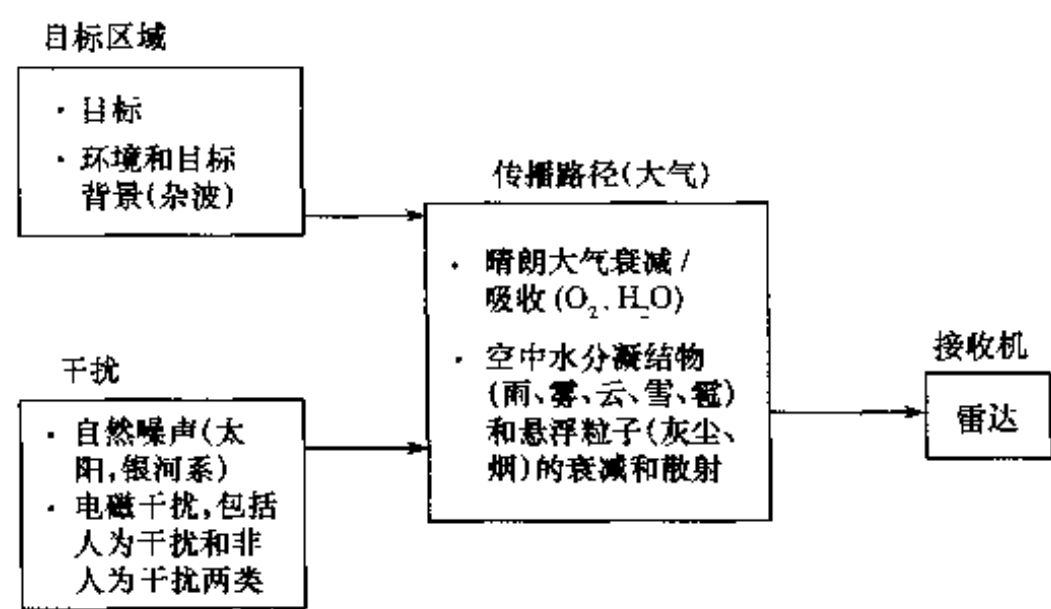


图 14.4 影响雷达接收信号的主要因素示意图

我们最关心传播路径(对于地基雷达主要是大气)上的衰减和反射(或散射)的影响,现在讨论如下。

1. 大气衰减

在毫米波频段,水蒸气和氧气的衰减影响要比微波频段严重得多,水蒸气和氧气之所以造成这么大的影响,是因为它们的分子具有极化结构。水蒸气是电极化分子,氧气是磁极化分子,在毫米波频段,这些极化分子与入射波作用会产生比微波频段更强烈的吸收。吸收的强弱还与入射波的环境的大气压力、温度以及海拔高度等有关。

大气中的悬浮微粒由于散射和吸收作用产生的毫米波衰减,各自取决于微粒的大小、液体水容量、介电常数、温度和湿度。比较低的大气层中的毫米波吸收作用是自由分子与悬浮的粒子所造成的,如凝聚成雾和雨的水珠。在晴天的大气中,氧气和水蒸气是造成吸收的物质。

在毫米波频段,大气成分中的氧和水蒸气造成几个大气吸收的峰值,以及几个称为窗口的大气吸收极小的区域。图 14.5 示出了由于大气中氧气和水蒸气造成的水平传播衰减。由图可知,毫米波频谱可分为传播带和吸收带,其 4 个传输带分别近似在 24 ~ 48GHz(衰减 0.1 ~ 0.3dB/km);70 ~ 110GHz(衰减在 0.3 ~ 1dB/km);120 ~ 155GHz(衰减在 1 ~ 2.5dB/km);190 ~ 300GHz(衰减在 2 ~ 10dB/km)。因此,毫米波的“传播窗口”的标称工作频率为 35GHz,95GHz,140GHz 和 220GHz。大气损耗大的中心频率为 22GHz,60GHz,118GHz 和 183GHz。

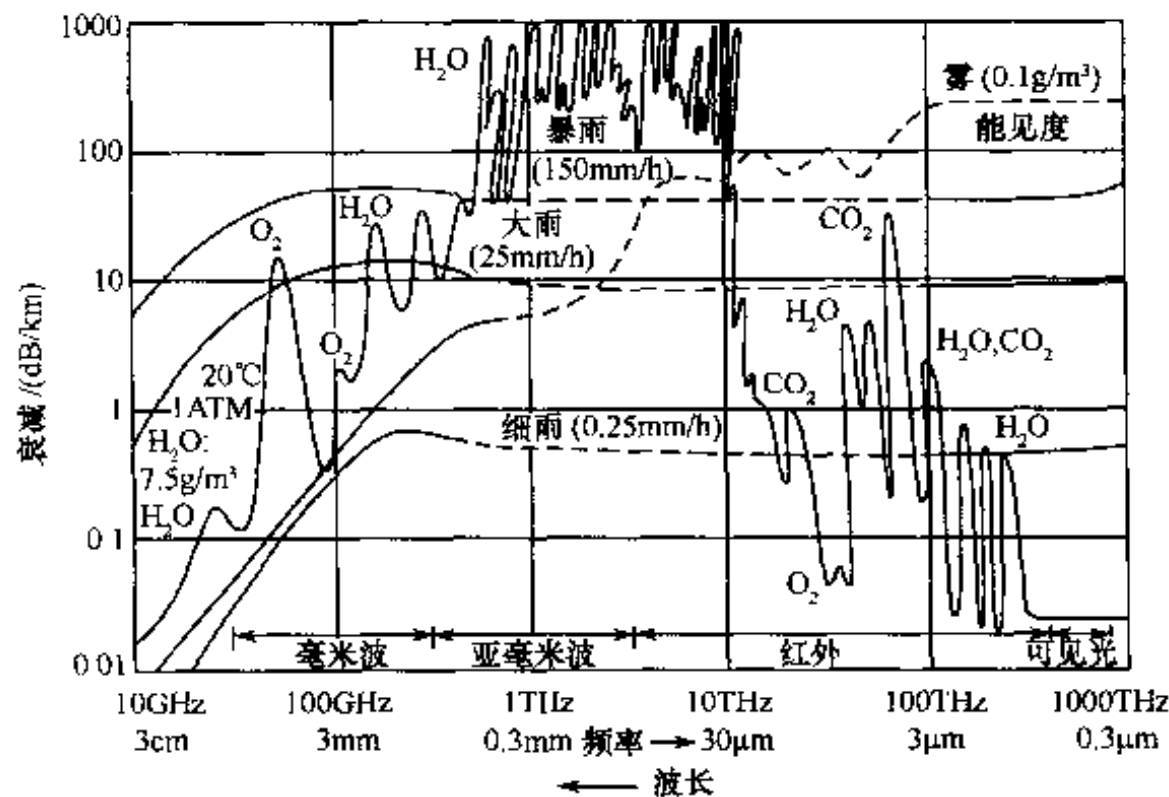


图 14.5 晴天的大气衰减与频率的关系曲线

由空中水分凝结物(如雨、雾、雪、霜、云等)会引起附加的衰减。图 14.6 示出了从微波到光波的大气吸收特性和由雨、雾造成的衰减曲线。显然,与光波相比,毫米波在传播窗口由大气吸收和衰减所产生的损耗相对较低,因此毫米波探测器在恶劣气象条件下比光电探测器更有效。

除非能见度很低(例如低于 100m),一般雾引起的损耗(与温度有关)较小,而云的衰减率可能不太小(取决于其液体水容量),但是由于其范围有限,所以总的衰减量通常较小。又因为冰的介电常数比液体水小得多,所以卷冰云引起的衰减很小,可以忽略。

表 14.4 概括列出了 35GHz 和 94GHz 两个窗口频段的大气和传播特性。

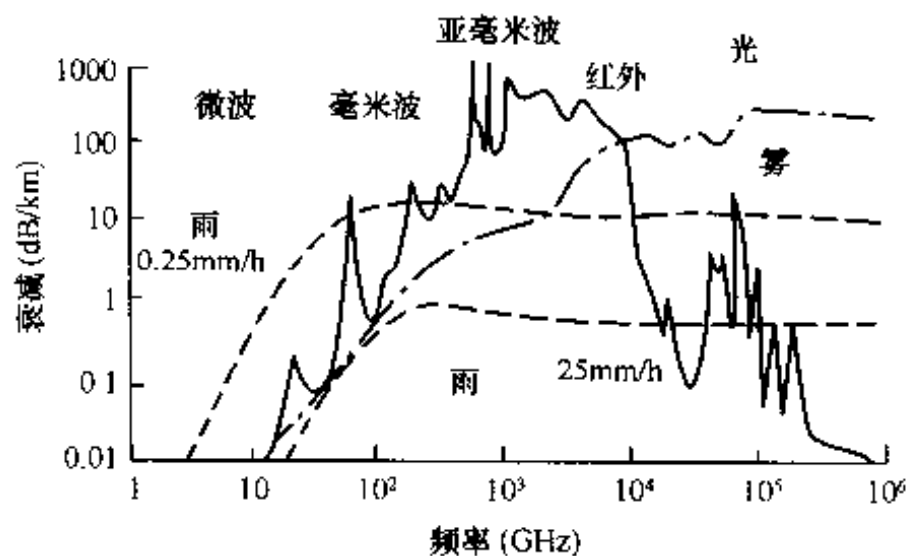


图 14.6 大气、雨和雾引起的衰减与频率的关系曲线

表 14.4 35GHz 和 94GHz 窗口频段的大气和传播效应的一览表

参 数	单程损耗(dB/km)	
	35GHz	94GHz
晴天的大气衰减	0.12	0.4
雨衰减(mm/h)		
0.25	0.07	0.17
1.0	0.24	0.95
4.0	1.0	3.0
16.0	4.0	7.4
云衰减		
雨云	5.14	35.04
干云	0.50	3.78
雾衰减(g/m ³)		
0.01(薄)	0.006	0.035
0.10(厚)	0.06	0.35
1.0(浓厚)	0.6	3.5
雪(0℃ 时)	0.007	0.0028

毫米波通过空中的微粒(灰尘、烟及战场的或自然的遮蔽物)会引起衰减,但毫米波探测器的传播效率比光-电探测器高。有文献证实,在战场上和自然环境中出现的悬浮在大气中的灰尘和烟的数量,在 140GHz 以下所产生的衰减,实际上难以觉察到的。

2. 大气散射

在毫米波频段,雨的后向散射是可观的,它与发射信号的频率、极化、雨滴的数量和大小有关。因为很多雨滴都近似为球形,根据雨滴的直径和波长的比值,可能会有三种散射状态:雨滴直径与波长的比值(D/λ)很小的瑞利(Rayleigh)区; D/λ 比值接近于1的振荡区以及 D/λ 比值很大的光学区。在瑞利区内,随着频率的增加,后向散射将急剧地增加;在振荡区内,当频率有少量变化时,后向散射便会出现很大的变化;而在光学区内,后向散射便与频率无关,只跟雨滴的大小(横截面积)有关。图 14.7 示出了 BRL 和佐治亚技术研究所测得的雨中平均后向散射系数与降雨率和工作频率(9.375GHz, 35GHz, 70GHz 和 94GHz)的函数关系。由图可见,雨的后向散射会随着降雨率的增加而增加,而且在频率未达到 70GHz 之前,也会随着频率的增加

而增加,但当频率高于 70GHz 后,后向散射随频率变化的关系便会反过来。

图 14.8 示出了测得的降雪中的衰减与降雪率和工作频率(36GHz,54GHz 和 312GHz) 的函数关系。

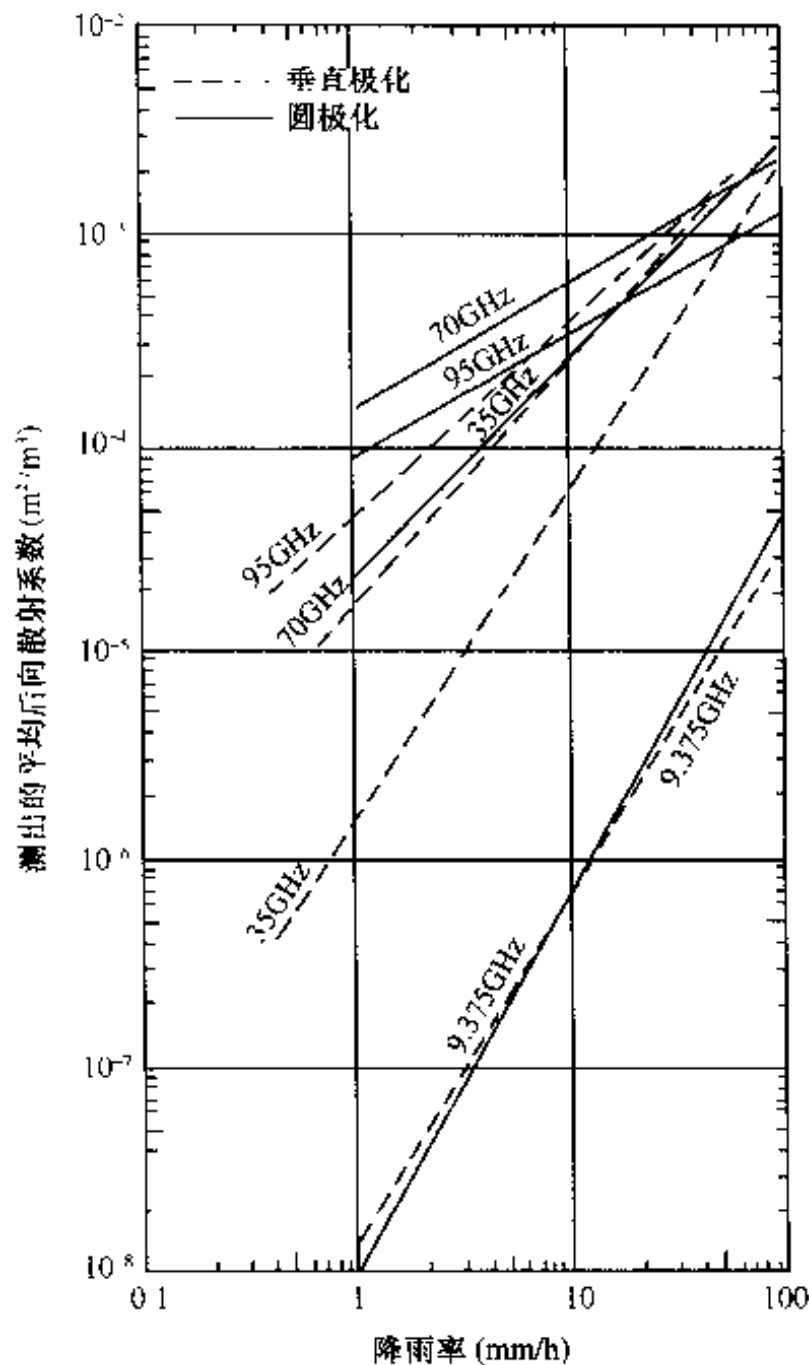


图 14.7 测得的雨中后向散射系数与降雨率的关系(圆和垂直极化)曲线^[2]

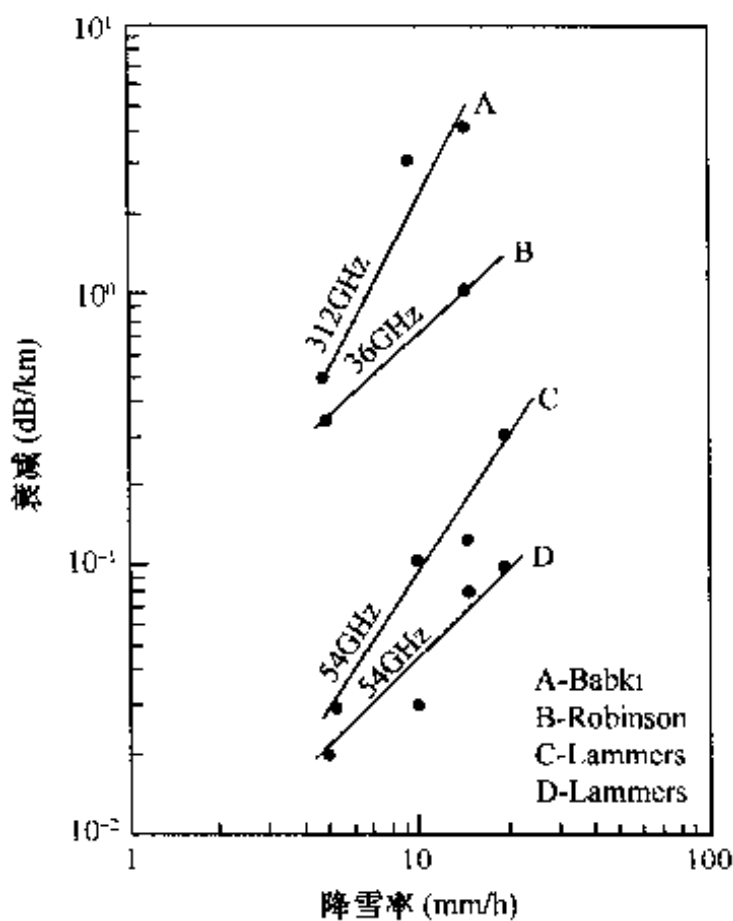


图 14.8 测出的下雪中衰减与降雪率的关系曲线^[2]

在毫米波信号的传播路径中,由于相对于海拔高度的大气密度不均匀性还会引起折射,折射率的非均匀性还会引起某些传播相移,这种相移又会造成传播闪烁效应、到达角起伏和去极化等。然而,在毫米波频段,只有闪烁和到达角起伏比较重要。实验证明,闪烁效应对毫米波系统影响不大,只影响系统的极限性能,而大气扰动效应造成的到达角变化约为 0.35mrad,这个数值与其他许多系统所要求的准确度约为同一水平。

14.3.2 多径效应

当射频信号入射到地表面时,一部分入射电磁能量向前散射到达目标。这样,从发射机直射到目标的能量与经过地表面散射到目标的能量应当向量相加,可能同相相加,也可能反相相加。上述散射信号产生的影响总称为“多径”,它造成目标信号强度起伏,在跟踪系统里会引入较大跟踪误差。多径情况的简化几何图如图 14.9 所示,图中绘出了直接路径和间接路径示意图。多径效应的大小与入射到地面的能量、地面反射系数、直射到目标的能量以及直射能量与

反射能量的相位等有关。

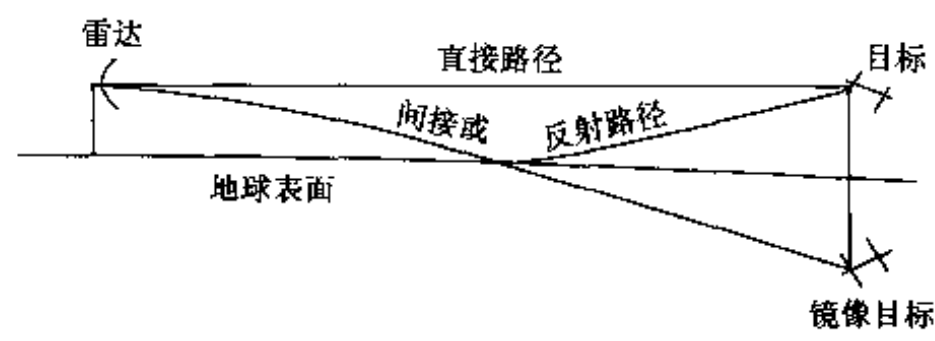


图 14.9 雷达观测目标的多径几何示意图

上面已提到, 由于毫米波雷达的窄波束宽度照射截取的地面较小, 所以多径效应相应减少。

14.4 毫米波雷达系统的静目标探测性能

14.4.1 毫米波雷达的一次雷达方程

像微波雷达一样, 毫米波雷达性能由基本雷达方程、信标方程和干扰方程决定, 并可按这些方程预测雷达性能。这些方程式中的自由空间衰减项 L_{atm} , 对微波雷达来说, 往往可以忽略, 然而, 对毫米波雷达来说, 则可能是限制雷达性能的最重要的因素。

毫米波雷达最大距离方程的一种形式如下:

$$R_{\text{max}} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (k T_0 B_n) F_n (S_0/N_0)_{\text{min}} L_s L_{\text{atm}}} \right)^{1/4} \text{ (m)} \tag{14.7}$$

式中, R_{max} 为相应于等效接收机输出的最小单个脉冲信噪比 $(S_0/N_0)_{\text{min}}$ 的最大作用距离; P_t 为雷达发射的峰值功率; λ 为雷达波长; B_n 为接收机噪声带宽 $\approx 1/\tau$ (对匹配接收机); G 为天线增益; σ 为雷达目标截面积; k 为玻耳兹曼常数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$); T_0 为标准参考温度 (290K); F_n 为接收机噪声系数; $(S_0/N_0)_{\text{min}}$ 为一定雷达功能 (检测和跟踪能力) 所要求的等效接收机输出的最小单个脉冲信噪比; L_s 为系统损耗; $L_{\text{atm}} = 10^{0.2\alpha R}$ 为大气衰减损耗; α 为大气衰减系数。

这种形式的雷达方程由于仅包含单个脉冲的信噪比, 没有考虑到信号积累的影响, 所以还不能表达雷达总的有效性。

例 14.1 假设一毫米波雷达的参数如表 14.5 所列, 试估算该雷达的性能。

由于传播损耗 L_{atm} 与距离有关, 所以要避免确定最大作用距离的迭代求解过程。本例中假定用一个与距离无关的常数作为包括系统损耗 L_s 和大气传播损耗 L_{atm} 在内的损耗因子为 6dB, 同时不考虑积累或信号处理增益。

按表 14.5 中所列参数计算出预期的雷达作用距离与目标截面积 (RCS) 的关系曲线, 如图 14.20 所示。图中绘出几类目标截面积取值的一般范围。此图将性能曲线绘成带状, 表明由于系统综合过程中的协调变动、大气传播损耗、距离不独立性等原因所造成雷达性能的变化范围。图中的这些性能曲线是对晴天而言。而且, 由于没有包括杂波等因素 (后面再讨论), 所以它们对所采用的参数来说是性能的上限。本例中计算出的距离性能受所假定的天线孔径尺寸影响较大, 若选用较大天线孔径, 则雷达作用距离相应增大。

表 14.5 用于计算雷达作用距离的假定的雷达参数

参 数	假设值
波长 λ	3mm
发射功率 P_t	4kW
天线增益 G	37dB
脉冲宽度 τ	50ns
带宽 B_n	20MHz
噪声系数 F_n	10dB
损耗(L_s 和 L_{atm})	6dB
信噪比 $(S/N)_1$	13dB

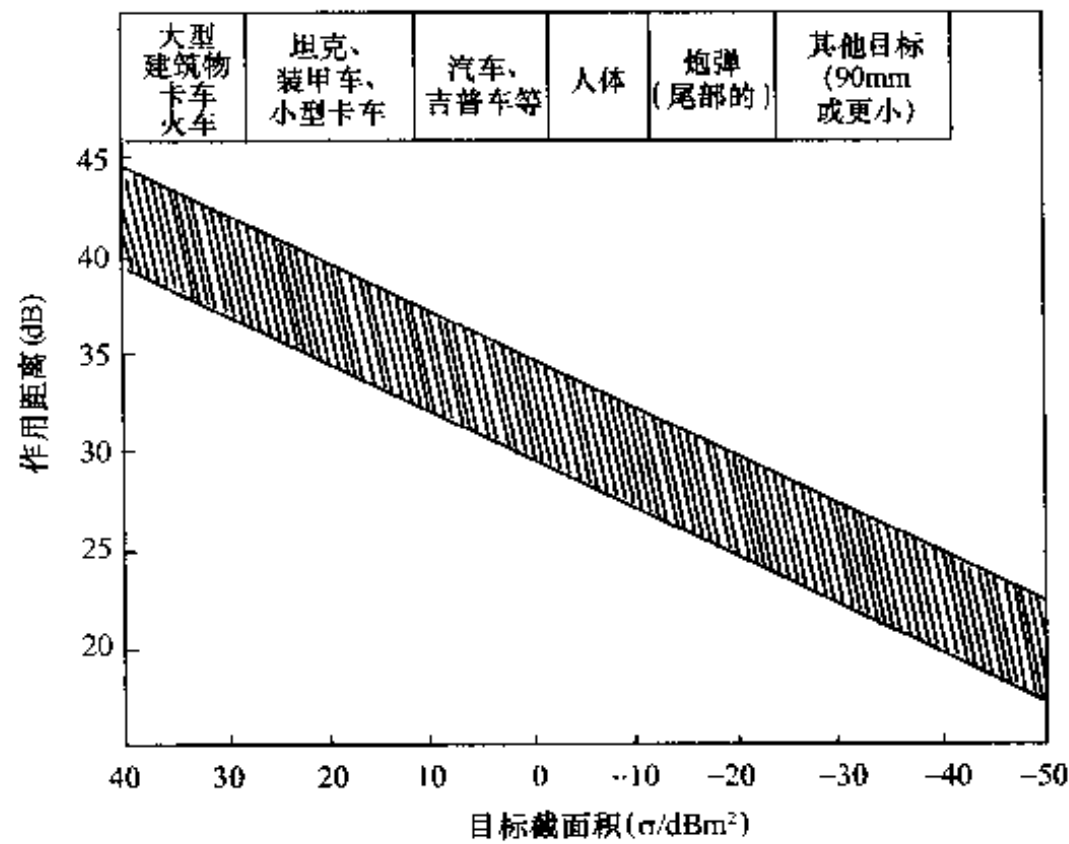


图 14.10 假定的毫米波雷达的目标截面积与设计最大距离性能关系曲线

14.4.2 用信噪比(S/N) 表示雷达方程^[127]

由于输出信噪比在雷达信号检测中是一个很重要的参数,所以在许多场合,常把雷达最大距离方程式(14-7) 改写成

$$\left(\frac{S_0}{N_0}\right)_{\min} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{\max}^4 k T_0 B_n F_n L_n L_{atm}}$$

(14-8)

例 14.2 表 14.6 列出了信噪比(S/N) 与 R 关系分析用的典型雷达参数。图 14.11 示出了表 14.6 所列参数所得 S/N 与 R 的关系曲线。由曲线可看到,斜率为-12dB/10 倍程,加大气衰减 $L_{atm} = 10^{0.2\alpha R}$ 的影响。滚降的-12dB 部分可从雷达方程式分母的 R^4 项确定。由图 14.11 曲线可知,在 2.5km 上 35GHz 与 95GHz 系统具有相同的 S/N,随着距离增大,显然,大气衰减对 95GHz 系统的影响比 35GHz 系统更严重。

表 14.6 SNR 分析用的雷达参数

参数	35GHz 系统	95GHz 系统
$P_t(\text{W})$	1000	1000
$G(\text{dB})$	38	43
$\lambda(\text{mm})$	8.57	3.16
$\sigma(\text{m}^2)$	10	10
$B_n(\text{MHz})$	1	1
$F_n(\text{dB})$	8	8
$L_s(\text{dB})$	7	7
$L_{\text{atm}}(\text{dB/km})$	0.3	1

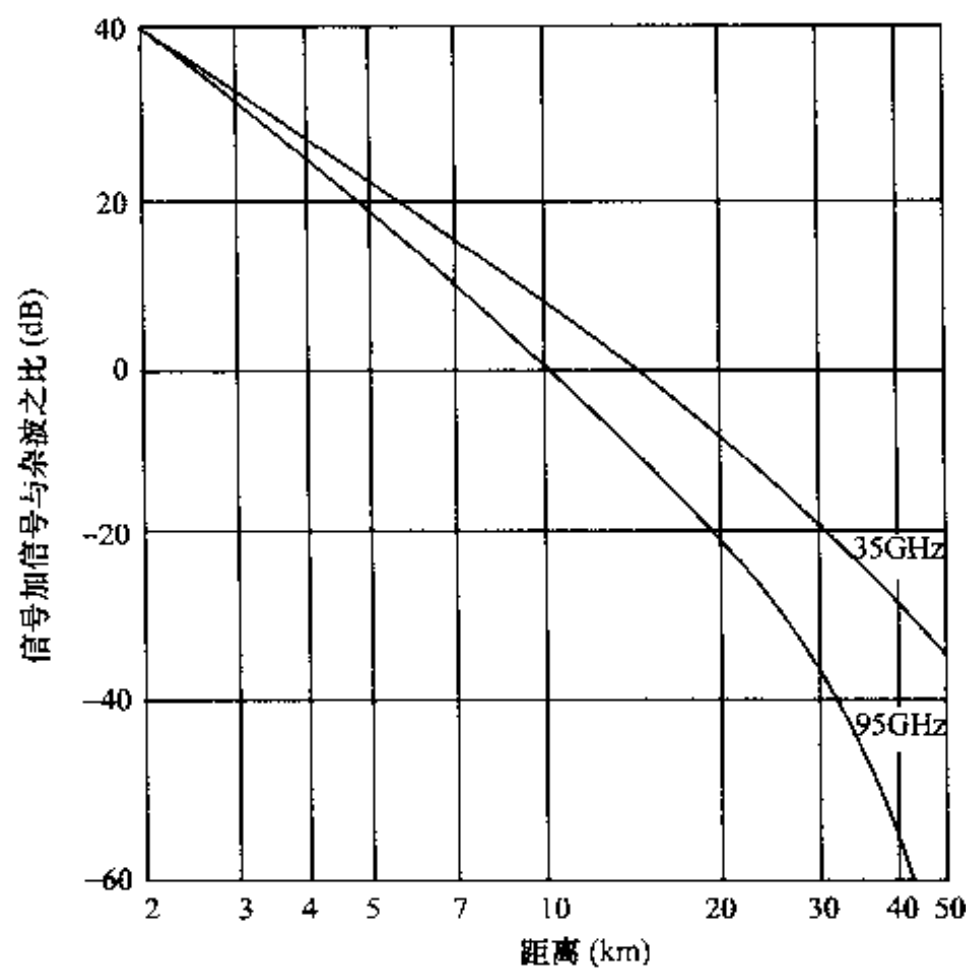


图 14.11 35GHz 和 95GHz 的单个脉冲 S/N 曲线

近几年来,安装在直升机上的机载毫米波雷达的静目标探测在技术上已经受到很大重视。这些静目标可能包括像坦克和卡车这样的静止地面目标,或者悬停在空中的直升飞机。探测可能是在地面杂波回波环境中以及在像雾和雨这样的恶劣气候条件下进行,如图 14.12 所示。因为探测距离并不很远(大约为 10km),毫米波雷达很适合于这种应用。这主要是由于毫米波雷达波束宽度较窄,被照射的目标所处的地杂波区域比较小,就可得到较好的目标与杂波信号之比。同样,由于波束宽度较窄,雷达所照射的雨量也很小,从而降低了由于雨的后向散射引起强的杂波影响。

目前,在静目标探测中主要采用 35GHz 和 95GHz 两种雷达,本节在给定的上述两种雷达的参数情况下,对它们的探测性能进行比较。

表 14.7 列出了具有代表性的晴天,4mm/h 的雨中和 10mm/h 的雨中的三大衰减系数 α 值。显然,在 10mm/h 的雨,95GHz 雷达比 35GHz 雷达的衰减大得多。

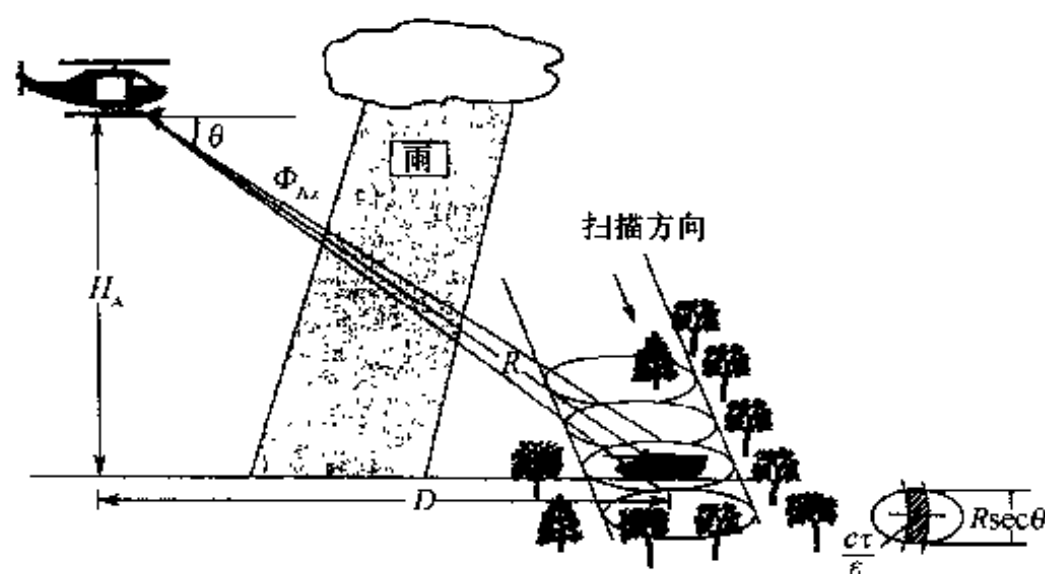


图 14.12 毫米波雷达探测环境的示意图

表 14.7 大气衰减值 α

环境状态	α (dB/km)	
	35GHz	95GHz
晴天	0.05	0.3
4mm/h 的雨	1.0	4.5
10mm/h 的雨	2.6	6.0

例 14.3 35GHz 和 95GHz 两雷达的参数列在表 14.8 中,大气衰减和雨后向散射列在表 14.9 中。本例将通过计算,比较两雷达的静目标探测性能。

表 14.8 例 14.3 题中的毫米波雷达参数

项 目	符 号	35GHz	95GHz
峰值功率(W)	P_t	20	20
脉冲宽度(s)	τ	50E-9	50E-9
PRF(Hz)	f_r	10 000	10 000
RCS(m ²)	σ	30	30
天线口径(m ²)(直径 12 英寸)	A_e	0.073	0.073
雷达帧周期(s)	t_s	3.6	4.1
等效噪声温度(K)	T_0	1 166.45	1 468.47
损耗(dB)	L_s	9.2	12.86
方位扫描(°)	A_z	60	60
俯仰扫描(°)	E_1	4	4
天线波束宽(°)	Φ_{Az}	1.609	0.593
地面反射散射系数	σ^0	0.01	0.01

表 14.9 在 35GHz 和 95GHz 频率上的大气衰减和雨后向散射

不同气候条件下的衰减和后向散射	35GHz	95GHz
晴空下的衰减	0.18(dB/km)	0.24(dB/km)
雾(厚度 0.1g/m ³)下的衰减	0.06(dB/km)	0.35(dB/km)
小雨(1mm/h)下的 { 衰减 后向散射	0.24(dB/km) 0.21(cm ² /m ³)	0.95(dB/km) 0.89(cm ² /m ³)
中雨(4mm/h)下的 { 衰减 后向散射	1(dB/km) 1.2(cm ² /m ³)	2.8(dB/km) 2(cm ² /m ³)
大雨(16mm/h)下的 { 衰减 后向散射	4(dB/km) 4.9(cm ² /m ³)	7.4(dB/km) 3.9(cm ² /m ³)

对于一个采用匹配滤波的雷达,其雷达方程可改写成

$$R = \left(\frac{P_{av} A_e \sigma}{16k_0 T_0 F_n (S_0/N_0)_1 L_s L_{atm}} \frac{t_s}{\Omega} \right)^{1/4} \quad (14-9)$$

或改写成信噪比方程

$$(S_0/N_0)_1 = \frac{P_{av} A_e \sigma}{16k_0 T_0 F_n R^4 L_s L_{atm}} \left(\frac{t_s}{\Omega} \right) \quad (14-10)$$

式中, P_{av} 为平均功率; A_e 为天线平面孔径; t_s 为雷达扫描时间; Ω 为雷达角搜索范围; σ 为雷达目标截面积。

雷达杂波截面积 σ_c 为

$$\sigma_c = \sigma^\circ \times A \quad (14-11)$$

式中, σ° 为杂波的后向散射系数(是测定值); A 为毫米波雷达小波束宽度所截取的面积。

将式(14-11)代入式(14-10)得雷达杂噪比方程为

$$(S_0/N_0)_1 = \frac{P_{av} A_e \sigma_c}{16k_0 T_0 F_n R^4 L_s L_{atm}} \left(\frac{t_s}{\Omega} \right) \quad (14-12)$$

在雷达俯角很小时, A 可用下式表示

$$A = c\tau/2\Phi_{Az}R \quad (14-13)$$

将式(14-13)代入式(14-11)和式(14-12),得

$$(S_0/N_0)_1 = \frac{P_{av} A_e \Phi_{Az} c\tau \sigma^\circ}{32k_0 T_0 F_n R^3 L_s L_{atm}} \left(\frac{t_s}{\Omega} \right) \quad (14-14)$$

雨的后向散射雷达截面 σ_r 可通过计算雨占据的体积,并将此体积乘以适当的后向散射系数 σ° 求得, σ° 为测定值。雨的后向散射最大体积取决于天线波束所覆盖区域和距离选通门的宽度,即

$$\sigma_r = \frac{\pi}{4} (R\Phi_{Az})^2 \left(\frac{c\tau}{2} \right) \sigma^\circ \quad (14-15)$$

则得表示雨的杂噪比方程

$$(S_0/N_0)_1 = \frac{P_{av} A_e \pi \Phi_{Az}^2 c\tau \sigma^\circ}{128k_0 T_0 F_n R^2 L_s L_{atm}} \left(\frac{t_s}{\Omega} \right) \quad (14-16)$$

在探测中,目标信号要与杂波信号和雨信号相抗衡。为了在地杂波背景中探测到目标,静止地面目标的信号应该大于地杂波信号。同样,它也要超过雨的后向散射信号,以便在恶劣的气候条件下探测到目标。值得注意的是,从式(14-10)、式(14-14)和式(14-16)可知,目标信号的信噪比(式14-10)与 R^4 成反比,地杂波的杂噪比[见式(14-14)]与 R^3 成反比,而雨的后向散射杂噪比(式(14-16))与 R^2 成反比。

除了以上讨论的地杂波和雨的后向散射以外,在穿过大气时引起电磁能量损耗的大气衰减也应该计入目标探测和信噪比计算中。在式(14-10)、式(14-14)和式(14-16)中,体现在 $L_{atm} = 10^{0.2\alpha R}$ 中。

大气衰减和雨的后向散射均随频率的升高而增大,因此它们在 35GHz 频率上通常比在 95GHz 频率上要小得多,可从表 14.9 所列数据上看出。

根据表 14.8 和表 14.9 所给出的数据,可计算如下:

$\tau = 50\text{ns}$ 脉冲宽度得到的距离分辨单元 Δr 为

$$\Delta r = \frac{c\tau}{2} = \frac{3 \times 10^8 \text{ (m/s)} \times 50 \times 10^{-9} \text{ (s)}}{2} = 7.5 \text{ (m)}$$

$$P_{av} = P_1 \tau f_r = 20 \times 50 \times 10^{-9} \times 10\,000 = 0.01 \text{ (W)}$$

给定 $\sigma = 30\text{m}^2$, $F_u = 6\text{dB}(35\text{GHz})$, $7\text{dB}(95\text{GHz})$, 并假定 35GHz 和 95GHz 雷达的天线是 $12\text{cm} \times 2.54\text{cm}$ 的抛物面天线, 则它们的波束宽度为 $\Phi_{Az} = \lambda/D$ 。

雷达帧周期 t_s 是覆盖方位和俯仰合成的 $60^\circ \times 4^\circ$ 区域的时间, 35GHz 的 $t_s = 3.6\text{s}$, 95GHz 的 $t_s = 4.1\text{s}$ 。由于是用 TV 光栅扫描, 又由于 95GHz 雷达的波束宽度较窄, 所需俯仰扫描行数更多, 因而需要较长的往返时间。

取 $\sigma^\circ = 0.01$, 这个值是在小俯角情况下对落叶后的树林求得的, 并在潮湿和干燥气候条件下求平均值。

本例中, 95GHz 雷达的系数损耗为 12.86dB , 比 35GHz 雷达的损耗 9.2dB 大些, 主要是由于 95GHz 雷达天线波束较窄, 在搜索方位上需要重叠所造成的。

对于给定的雷达和目标参数, 可以编写出计算机程序, 计算出作为距离函数的各自信噪比和信杂比, 再计入大气衰减, 并绘成曲线。

根据表 14.8 和表 14.9 的参数, 表 14.10 列出了对于静止地面目标, 得到的探测距离。由表可知, 对于静止地面目标, 95GHz 雷达比 35GHz 雷达可得到更大的探测距离。其主要原因是天线波束窄, 截取的杂波信号较少之故。在晴朗的气候条件下, 95GHz 雷达的探测距离大约为 35GHz 雷达的 3 倍, 与天线波束宽度的倍数相同。但在雨天, 此倍数明显变小, 这是因为 95GHz 雷达的雨滴衰减明显比 35GHz 雷达的衰减大之故。

表 14.10 95GHz 和 35GHz 雷达探测静止地目标的探测距离

探测距离(km)		频率(GHz)	
气候条件		35	95
晴朗		1.5	4
雾		1.7	4
小雨		1.5	4
中雨		1.2	3
大雨		1.1	1.5

14.5 若干毫米波雷达的应用例子

毫米波技术的应用范围极广, 在雷达、通信、精密制导、遥感、射电天文学、医学、生物学等方面有广泛的应用。表 14.11 列出了毫米波雷达、通信和辐射系统的目前发展的平均状态。

表 14.11 毫米波雷达、通信和辐射系统的目前发展的平均状态

系统	最广泛研制的频率
卫星通信	30(GHz)
本地通信	60(GHz)
雷达	94(GHz)
遥感	183(GHz)
射电天文学	450(GHz)

毫米波雷达主要应用于搜索与目标截获、制导、火控与跟踪、测试、防撞、测绘、成像以及外层空间应用等。在此不可能一一介绍,仅举五个例子来反映毫米波雷达的发展现状。

14.5.1 Mini-PRV 毫米波监视雷达^[115]

图 14.13 示出了装备毫米波雷达传感器的小型无人机(Mini-PRV)。它能够对战区前沿(FEBA)以外提供实时的战场监视。该雷达工作在 W 频段,具有静目标增强(FTE)和动目标显示(MT)两种工作模式,还具有高分辨地图(HRGM)工作模式,适用于战场监视或轰炸效果评估。图 14.14 示出了该小型 PRV 毫米波监视雷达方框图。



图 14.13 装有毫米波监视雷达的阿奎拉无人机

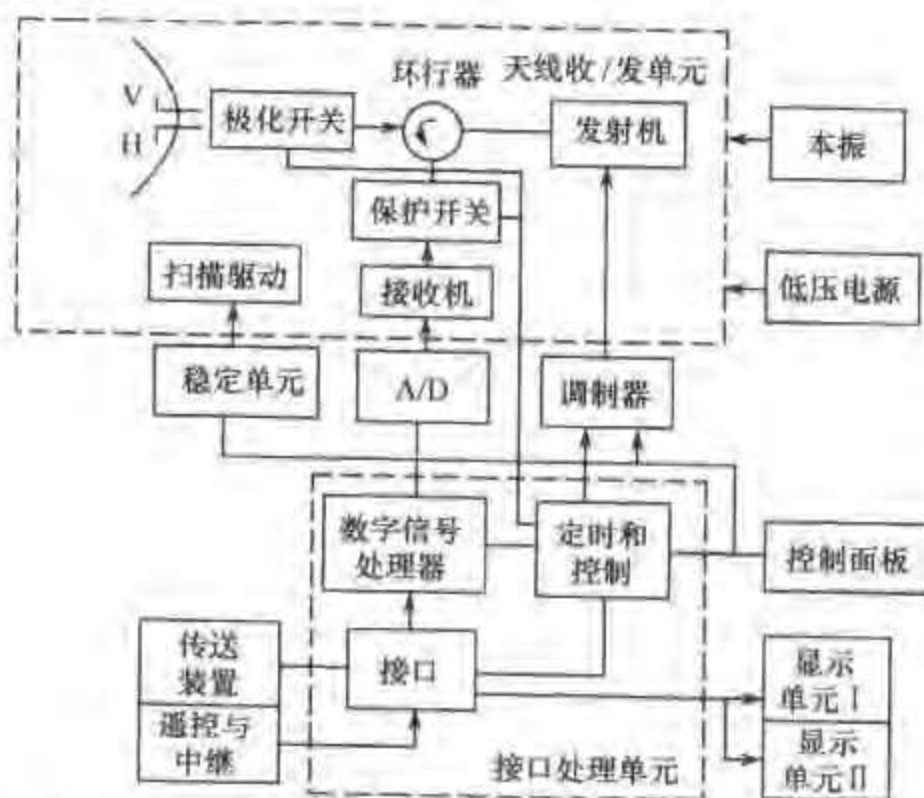


图 14.14 小型 PRV 的毫米波监视雷达的原理框图

该毫米波雷达提供大约 $\pm 20^\circ$ 的前向方位覆盖,作用距离从 1~3km,在最大作用距离处,对杂波中的每一个 30m^2 固定目标,在晴天或可见度为 120m 的雾天,可望得到 99% 的累积检测概率。距离分辨力可达到 3m,方位分辨力为 7.5m。

PRV 超越战区前沿飞行,并利用毫米波雷达系统收集数据,如图 14.15 所示。它可将收集的数据越过战区前沿转发回 PRV 的控制站。

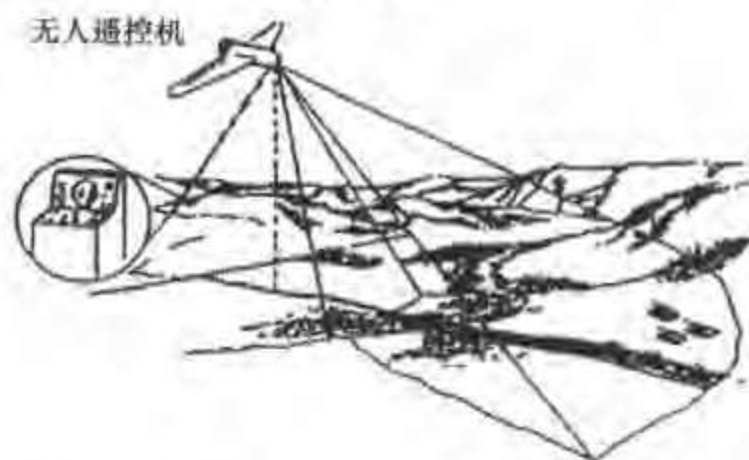


图 14.15 毫米波监视雷达工作方式的示意图

表 14.12 列出了小型 PRV 侦察雷达参量。

表 14.12 小型 PRV 侦察雷达参量

参 量	性 能	参 量	性 能
射频中心频率	95(GHz)	脉冲宽度	20ns,50ns
射频带宽	1(GHz)	脉冲形状	近似为余弦平方
(瞬时)射频带宽	60(MHz)	距离单元	878
方位波束宽度	7.5(mrad)	距离波门宽度	20.5ns
扫描速度	50((°)/s)	距离覆盖	1~3km
(43 脉冲/3dB 波束宽度) 脉冲重复频率	5(kHz)	A/D 采样速率 A/D 量化	65.8MHz 6 位

注意：二种人工选择的处理器方式：

- ① 静目标显示(FTI)---视频积累；
- ② 静目标增强(FTE)---极化分集；
- ③ 动目标显示(MT)---延迟线对消积累。

14.5.2 高精度 35GHz 跟踪雷达 EAGLE^[114]

由 Ericsson Radar Electronics AB 研制的 EAGLE 跟踪雷达可满足近距离跟踪(达到 20km)、全天候、高精度(尤其对低飞行目标)和高抗 ECM 性能要求。EAGLE 雷达的技术参数见表 14.13。

表 14.13 EAGLE 技术参数

天 线	形 式	双扭转卡塞格伦单脉冲		发 射 机	形 式	螺旋状 TWT		
	尺 寸	70cm(直径)			峰值功率	100W		
	增 益	44dBi			平均功率	达 20W		
	典型波束宽度	17mrad			MTI 改善因子	30dB		
	旁 瓣	<-40dB			频 率	35GHz		
					RPF	<45kHz		
激 励 器	形式 抽样的相位 锁定(SPLL)		接 收 机	形式 双超外差,单脉冲		信 号 处 理 器	形式 可控数字的,计算机	
	任意两频间 脉冲之间 转换的时间			噪声系数 9dB			测试距离 20km	

该跟踪雷达常分成两个主要组合装置：集成收/发机模块(ITM)和信号处理单元(SPU)。每个组合均配有冷却系统和电源,ITM 组合由天线单元和收/发信机单元(TRU)组成。

为确保低损耗和高瞄准视线轴稳定度,天线单元收/发机单元构成整体。图 14.16 示出了 EAGLE 的跟踪系统配置。

信号和数据处理在很大程度上取决于微处理器和其他可编程器件。这对特定应用(如非合同目标识别等)和未来的改进潜力提供了高度灵活性。

图 14.17 和图 14.18 示出了跟踪期间的发射示意图。它允许同时 MTI 和脉冲间频率捷变。MTI 滤波是在同相同频率的脉冲内完成的。在这些脉冲之间,雷达正在发射和接收频带内的其他频率上的脉冲。

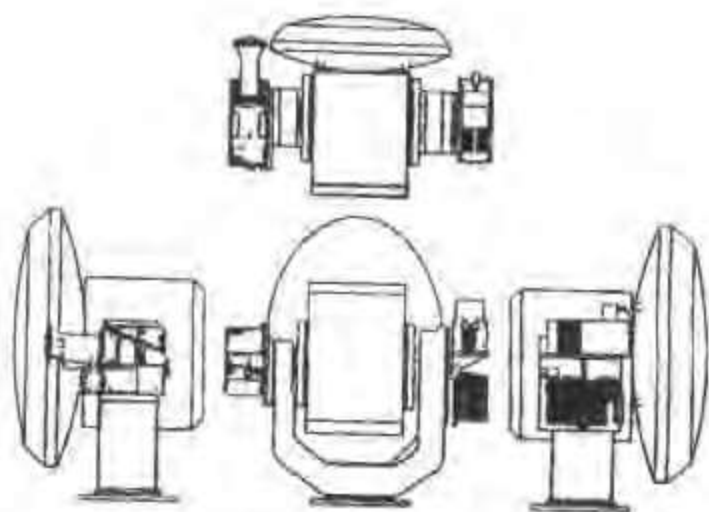


图 14.16 EAGLE 的跟踪系统的配置图

下一被发射
的脉冲是“a”



a, b 和 c 不同的频率
c-b 脉冲重复间隔 (PRI)
a-a 频率重复间隔 (FRI)

图 14.17 在跟踪期间的发射示意图

对于每个所用的频率,雷达采用适当的频率重复间隔(FRI),因而无模糊地测量目标距离。所用频率数目取决于实际的目标距离。因此,EAGLE 跟踪雷达可比常规跟踪雷达多获取5~10倍的目标脉冲。

在搜索和捕获期间,采用不同的发送方案。

图 14.19 示出自适应 MTI 滤波的原理示意图。通过测量雨的速度和目标的速度来获取多普勒响应,然后选择一个合适的 FRI(见图 14.18)。

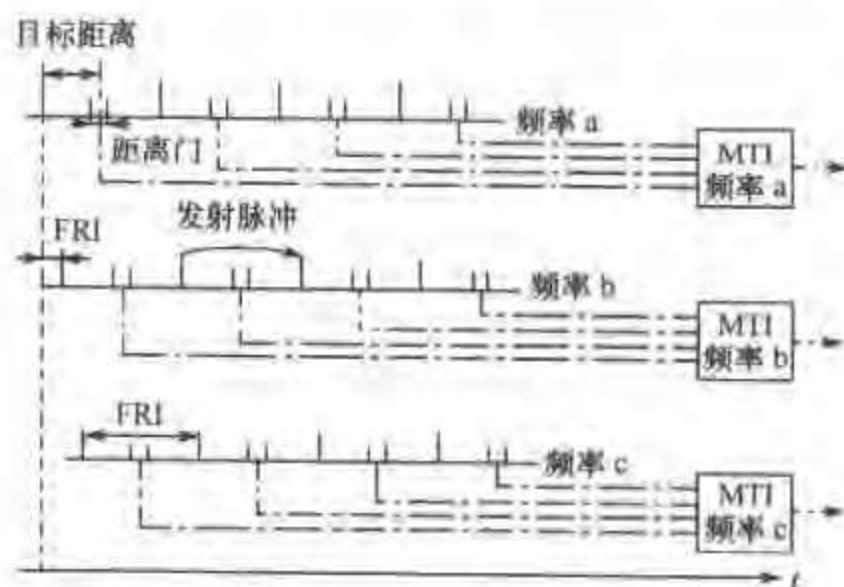


图 14.18 同时 MTI 和频率捷变示意图

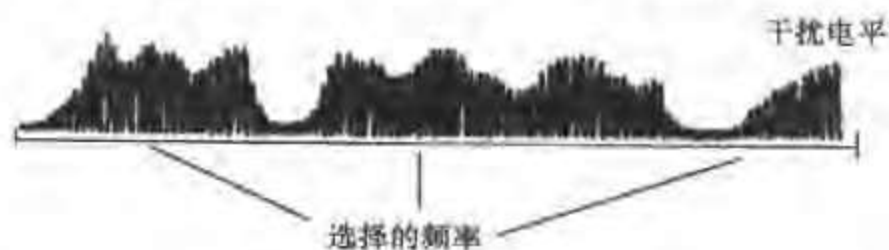


图 14.19 自适应 MTI 滤波的原理示意图

自适应频率选择通过测量整个频带范围内的干扰电平来实现,然后,在具有最低干扰电平的频率上发射,如图 14.20 所示。

该雷达的信号处理单元(SPU)是一个包含接收机、TRU 接口、数字信号处理、电源和接口等的空气冷却的组合。

SPU 中实现以下功能:

- (1) 具有全天候工作的自动风速补偿的自适应 MTI 处理功能。
- (2) 在 ECM 情况下最佳处理的 CFAR 功能。

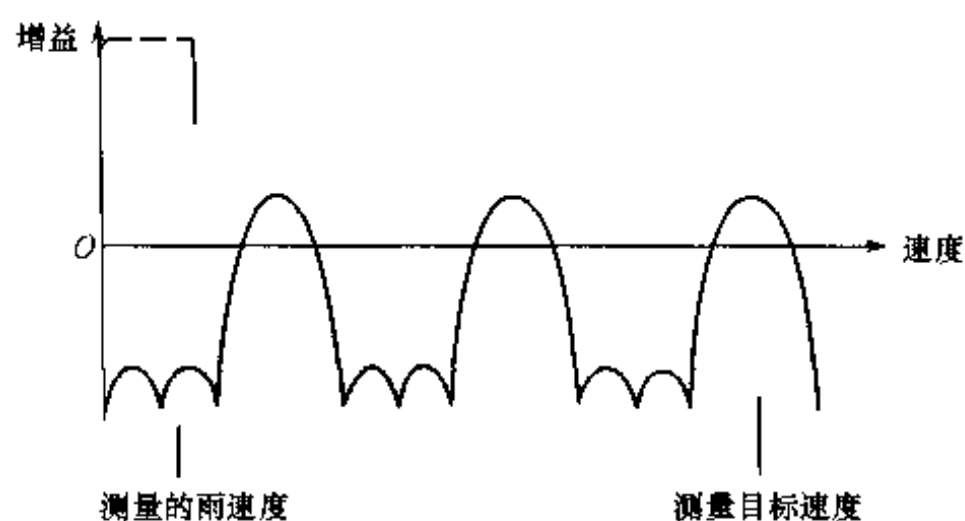


图 14.20 自适应滤波选择的示意图

- (3) 在瞄准线视轴上检测到干扰时的干扰告警功能。
- (4) 雷达控制(模式逻辑等)功能。
- (5) 回避点干扰的自适应频率选择功能。
- (6) 在杂波和 ECM 环境中有关目标检测的最佳发送方案选定功能。
- (7) 提取目标径向速度的多普勒速度测量功能,从而给出高精度跟踪机动目标的可能性。

由于具有高占空因子的脉冲压缩方案,将确保足够的距离性能和低的跟踪噪声。

该雷达天线单元由一单脉冲馈电的双扭转卡塞格伦天线构成。发射/接收单元包含具有逻辑和控制电路的发射机和接收机,且与天线单元组合在一起。

14.5.3 机载多传感器中的毫米波雷达^[113]

本例介绍 MTI/Lincoln 实验室研制的机载多传感器系统中的毫米波雷达。

MTI/Lincoln 实验室的红外机载雷达(IRAR)目前由下列三种传感器系统构成:一部前视的 CO₂(10.6 μ m)多维激光雷达;一部下视 GaAs 激光(0.85 μ m)行扫描器和一部前视毫米波(85.3MHz)雷达。林肯实验室研制的 CO₂激光雷达能同时录取 6 种数据(激光距离强度,1m 的绝对距离,激光多普勒强度,多普勒速度,视频图像和 8~12 μ m 的无源红外)。由 Perkin-Elmer 军事系统部制造的 GaAs 系统以 0.15m 的精度测量相对距离,由通用动力公司(Pomona 部)研制的毫米波雷达具有 0.3m 的距离分辨力。3 个系统一起装在 Gulfstream G-1 飞机上,且能用来提供几乎同时的信息。系统具有一个附加的下视传感器工作在 8~12 μ m 频段(有源的和无源的)。表 14.14 示出了各传感器系统的性能参数。

表 14.14 机载多传感器系统

前 视					下 视		
传感器		CO ₂ 雷达	无源红外	毫米波雷达	CO ₂ 雷达	GaAs 系统	无源红外
波 长		10.6 μ m	8~12 μ m	3.5mm	10.6 μ m	0.86 μ m	8~12 μ m
分 辨 力	角度	100 μ rad	100 μ rad	0.8°	1mrad	500 μ rad	1mrad
	距离	0.95m		0.37m	0.30m	0.15m	
	多普勒 NE Δ T	1.60pkm/h	0.1c				0.1c
视 域	方位	$\pm 10^\circ$	$\pm 10^\circ$	$\pm 10^\circ$	$\pm 45^\circ$	$\pm 45^\circ$	$\pm 45^\circ$
	仰角	0°~—15°	0°~—15°	0°~—15°	—90°	—90°	—90°

所有这些传感器系统的组合要求一个稳健的录取系统。IRAR 初期的磁带录像机只具有 700kb/s 的最大录取能力。现时的读数系统是一台 Amplex DCRSI 数字微型盒式录取系统 (如图 14.21 所示)。一个定制的数字接口将来自所有传感系统的输出组合成单一数据流。

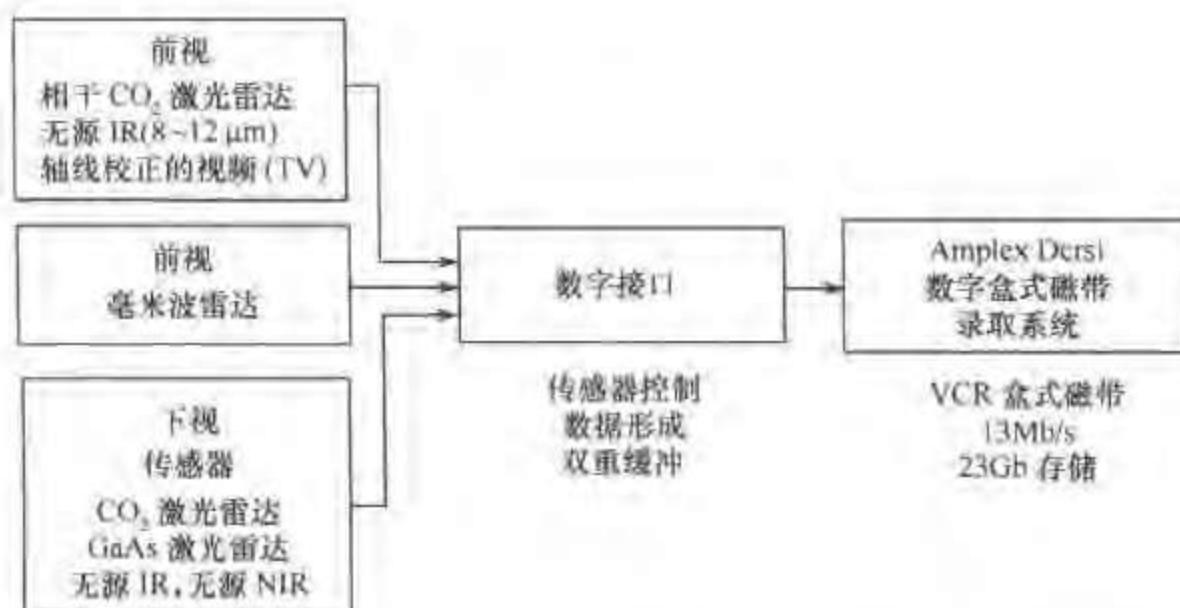


图 14.21 多传感器录取系统的原理图

DCRSI 容纳所有传感器的要求(高达 13Mb/s), 且存储容量大(每个磁带近似为 2Gb/s)。在此, 我们仅介绍有关毫米波雷达部分。

为了研究几个不同传感器组合的优点, 大量的工夫花在确定传感器的配准上。当试图将一套激光雷达图像与一套实孔径的毫米波雷达图像比较时, 此问题尤为重要。所选定的毫米波雷达是由通用动力公司 Pomona 部(如图 14.22 所示)研制。它是一部连续波调频(FMCW)雷达, 工作频率为 85.5GHz(3.5mm)。31cm 的天线装在飞机的前锥体内的一个万向支架上, 该支架从属于激光雷达瞄准镜的运动, 如图 14.23 所示, 因此就确保两个传感器的配准, 而且两种数据流同时被录取。毫米波雷达具有 15mrad 的波束宽度, 它比激光雷达的长 2.4mrad、宽 0.2mrad 的瞬时视场大得多(见图 14.23)。在采用 PRF=1.6kHz 工作时, 由于行扫描速率为 2.5Hz, 所以方位向的视域被高度地过取样, 传感器的性能技术条件表明, 在 2km 距离上的一个 25m² 的目标将产生的信噪比为 26dB。

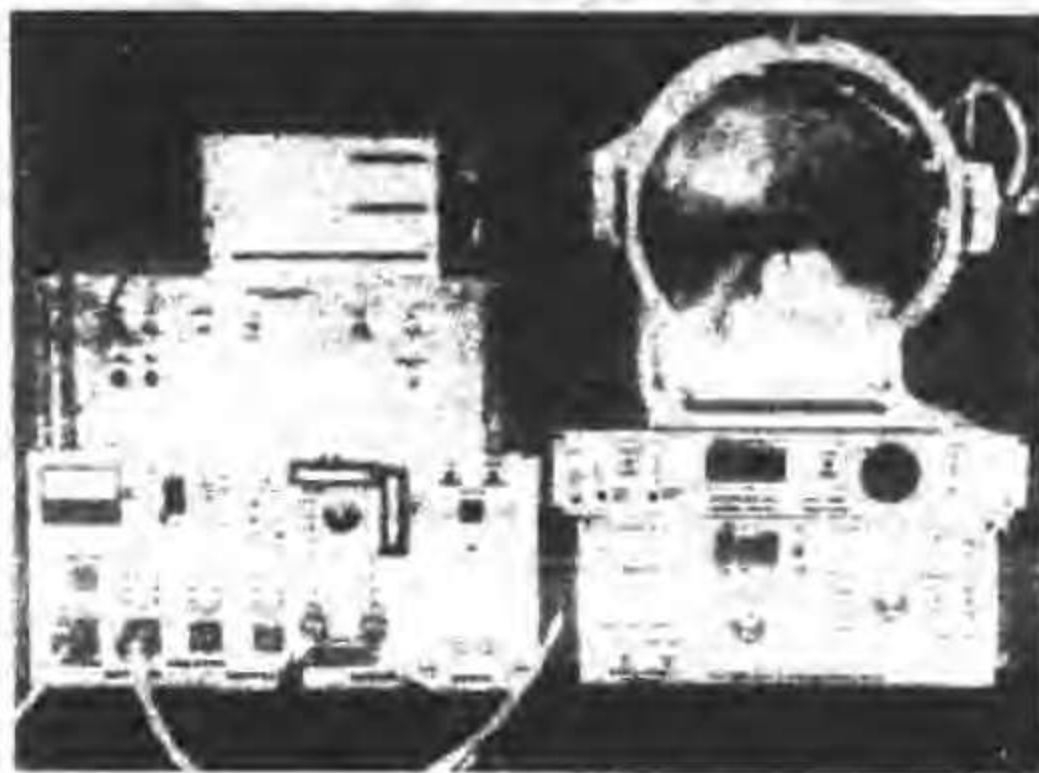


图 14.22 通用动力公司的毫米波雷达的照片

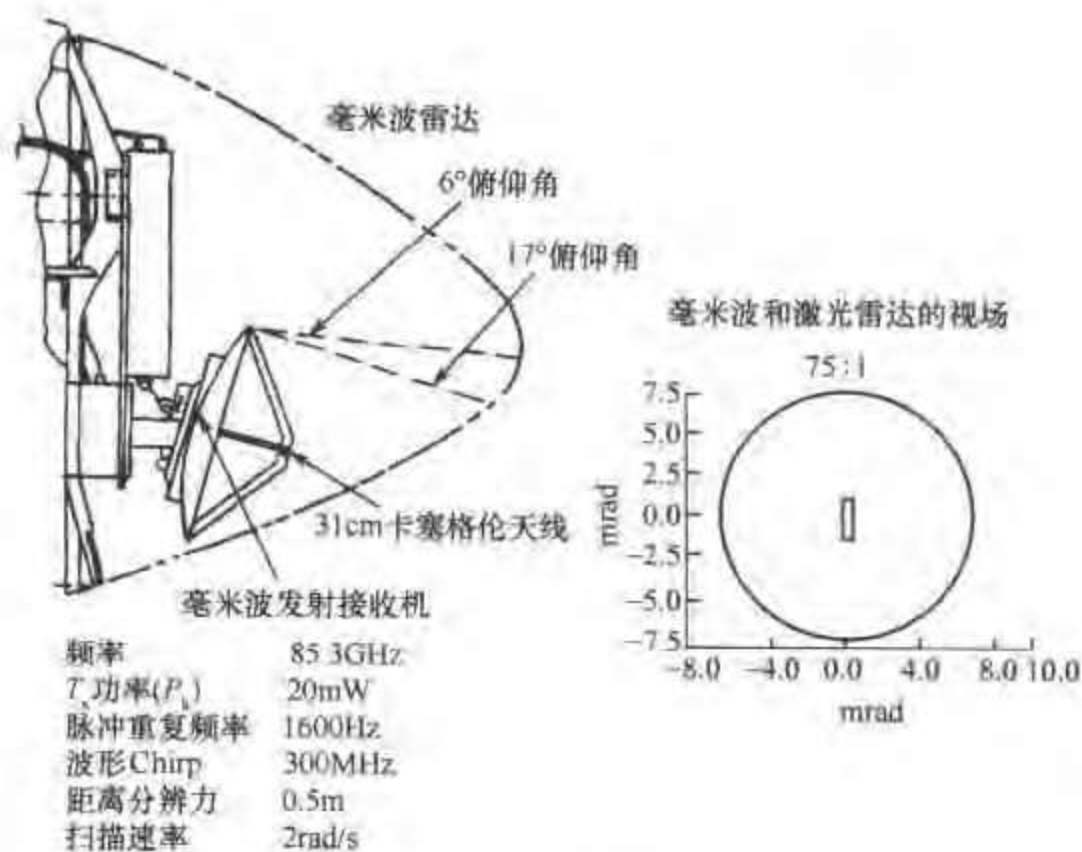


图 14.23 毫米波雷达的组态视图

正如前面提及的,毫米波雷达与无源红外和激光传感器进行轴线校正。图 14.24 示出了无源红外和毫米波雷达对三辆大卡车的行扫描图像(下部为红外图像,上部为雷达图像)。

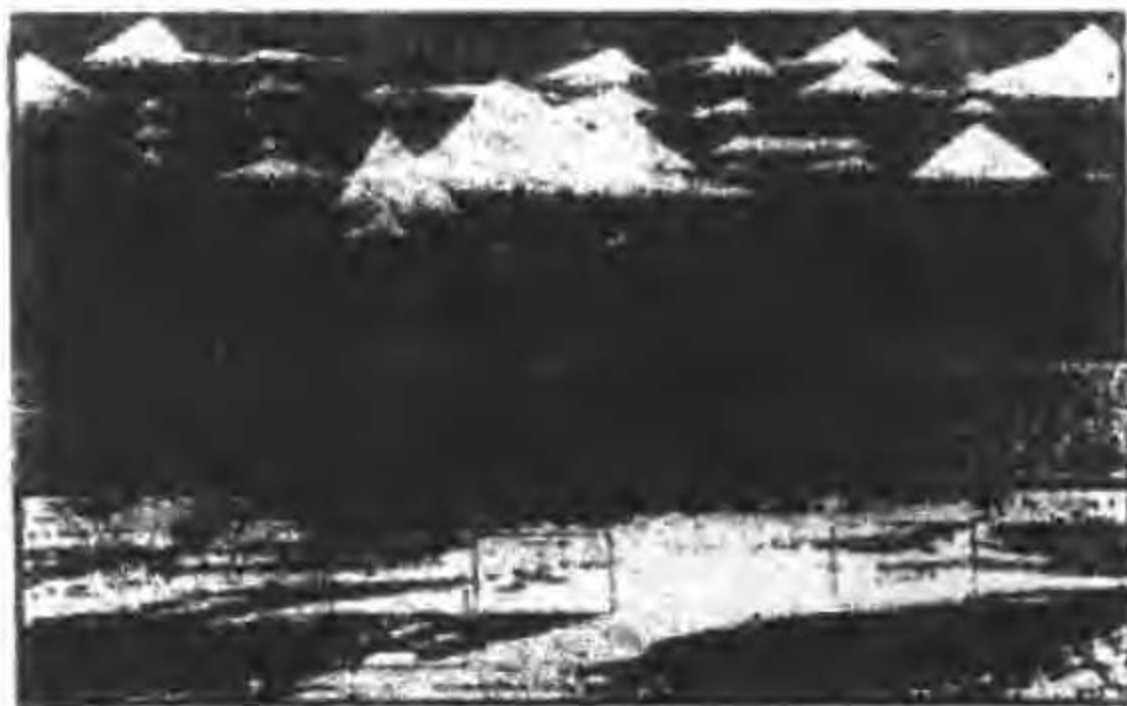


图 14.24 同时的毫米波和无源红外数据的照片

14.5.4 俄罗斯和美国的毫米波大型空间监视相控阵雷达^[127]

大型机械扫描的毫米波天线遇到许多难题,它们是:

- (1) 很难保证抛物面的制造精度。
- (2) 用非常窄的机载扫描波束去搜索、截获和跟踪目标非常困难。
- (3) 无法跟踪多批目标。
- (4) 难以获得具有高功率的大功率微波器件。
- (5) 难以将发射机(高功率放大器,HPA)输出信号传送到天线,馈线系统要承受很高

功率。

由于以上原因,远程毫米波雷达应采用相控阵天线。毫米波相控阵雷达在空间监视中有重要作用,除了保证对多目标的高分辨率和高精度测量外,也是实现对小目标观察的重要手段。远程毫米波相控阵雷达在空间目标观测中的主要应用项目列于表 14.15 中。

表 14.15 远程毫米波相控阵雷达的空间应用

项 目	主要作用
空间监视 低轨空间目标编目	• 精确定轨 • 跟踪国外新发射的卫星 • 跟踪近地卫星,修正卫星编目数据 • 对近地卫星进行成像 • “空间碎片”(Space debris)数据搜集
空间目标识别(SOI)	• 对重要目标提供毫米波特征测量 • 实时距离-多普勒成像 • ISAR 二维成像 • 与其他频段雷达测量的目标特征信息进行对比与综合处理
再入大气层飞行器测量	对洲际弹道导弹(ICBM)、再入飞行器(RV)、诱饵(Decoys)、箔条(Metallic-foil chaff)、关机后的飞行器(Postboost Vehicles, PBV)等搜集数据
卫星拦截试验系统	提供高精度目标指示与精确引导数据
载人航天安全控制	• 精确测定有效载荷分离 • “空间碎片”威胁预报
支撑 TMD 与 BMD	• 对预警雷达已跟踪上的目标进行精确测量,改善导弹落点与发点的预报精度 • 对重点目标进行特征测量,改善对目标威胁度的评估 • 协助弹道导弹预警雷达过滤诱饵目标 • 对反弹道导弹拦截器进行精确的脱靶量(Interceptor-miss distances)测量评估 • 对拦截器命中目标后产生碎片的分析测量(the analysis of post-impact debris)
“空间垃圾”(空间碎片)的观测	• 近地空间的“空间垃圾”观测与编目 • 在重点航天器飞行轨道附近的危险空间碎片的预报 • 导弹与卫星发射时监视可能脱落的零部件

其中,监视“空间垃圾”(尺寸到 1cm 左右)是保证载人航天和重要航天任务的一个重要问题,由于这类目标尺寸很小,如仍用普通雷达,由于其波长较长,目标 RCS 急剧减小,很难观察。

用空间目标监视的远程毫米波相控阵雷达的一个实例为俄罗斯的“RUZA”相控阵雷达。该雷达观测的目标有:卫星、空间飞行器(Space-crafts)、近地空间目标(Objects in the near Earth space)和空间碎片(Space debris)。该雷达为有限相位扫描雷达,相控阵天线由 120 个子天线(抛物面天线)组成,安装在方位、仰角可转动的天线座上。该毫米波相控阵雷达的主要性能列于表 14.16 中。该雷达天线及各分系统的布置图如图 14.25 所示。

表 14.16 远程毫米波相控阵雷达(RUZA)的重要性能

参 数		性 能
频率(GHz)		33.95~34.25($\lambda=8.797\text{mm}$)
天 线	天线孔径	7.2m
	天线增益	60dBi(不包括圆波导损耗) 56dBi(考虑圆波导损耗)
	天线单元数目	120 个子天线
	天线单元尺寸	(0.6m×0.6m)
	天线波束宽度	发射:0.06°;接收:0.073°
	相控扫描范围	0.83°
	天线机扫范围	±135°(方位);0~180°(仰角)
	天线最大转速	4(°)/s
发 射 机	极化类型	LHCP(发射);RHCP(接收)
	最大旁瓣电平	-16dB(发射);-20dB(接收);-10dB(最大栅瓣)
	波束指向误差	<20s(0.0055°)
	阵面指向误差	<6s(0.0016°)
	天线座直径	20.5m
	天线输入端功率	1MW
	发射管	大功率回旋速调管(Gyroklystron)
	发射机输出功率	峰值功率:1MW;平均功率:10kW
	信号脉冲宽度	100 μs
移相器		铁氧体移相器;相位量化:45°;开关时间:50 μs ; 插入损耗:<1dB
接收机		低噪声放大器;两极参放;固态泵源;噪声温度 550K

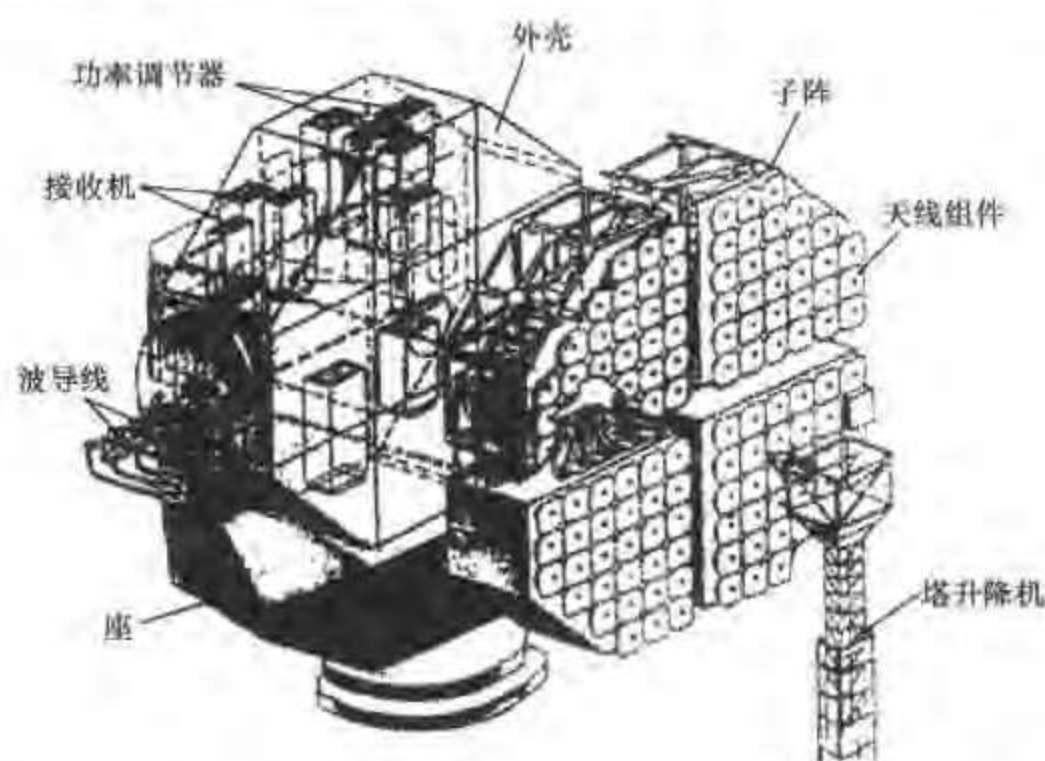


图 14.25 毫米波相控阵雷达天线及各分系统的布置图

大型毫米波雷达应用的例子还有美国夸加林岛(Kwajalein Atoll)上的 Ka 波段(波长 8mm 左右),发射机平均功率为 10kW,采用反射面天线,其直径为 13.7m,天线波束宽度为 0.76mrad(0.043°),天线增益为 70dBi,天线波束转动速度可达 12(°)/s。表 14.17 列出了美国两种远程毫米波雷达的主要性能。

该大型功率 MMW 雷达(Abouzahra, and Avent, 1994)的空间应用包括:① 空间监视、低轨空间目标编目;② 空间目标识别(SOI)、重要目标的 MMW 特征测量;③ TBM, BMS;④

再入大气层测量、洲际弹道导弹(ICBM)等再入大气飞行器(RVs)、诱饵(Decoys)、箔条(Metallic-foil chaff)及关机后的飞行器(Postboost Vehicles, PBVs)等的数据库;⑤ 为光学、红外、激光等高精度设备提供引导数据;⑥ 载人航天安全控制。

表 14. 17 远程毫米波雷达(美国夸加林岛)的主要性能

参 数	Ka 波段	W 波段
频率/波长	35GHz/8. 57mm	95. 48GHz/3. 14mm
天线尺寸	13. 7m	13. 7m
天线波束宽度	0. 76mrad(0. 045°)	0. 28mrad(0. 0168°)
天线增益	70. 1dB	77. 3dB
天线波束转动速度	12(°)/s	12(°)/s
发射机峰值功率	60kW	60kW
信号工作比	0. 1	0. 1
发射机平均功率	6kW	600W
信号重复频率	50~2 000Hz	50~2 000Hz
信号脉冲宽度	50μs	50μs
最大信号带宽	1 000MHz	1 000MHz
发射极化	RC(右旋圆极化)	RC(右旋圆极化)
数据通道(Data Channels)	LC, RC, ΔA _r , ΔE _r	LC
测量精度	0. 9m±0. 01m	
距离角度	0. 035mrad(方位) 0. 035mrad(仰角)	

14. 5. 5 美国 AH-64“阿帕奇”和 RAH-66“科曼奇”直升机载 8 毫米波火控相控阵雷达

AH-64“阿帕奇”直升机装备 8mm 波雷达和寻的器,该雷达的关键部件是 8mm 波收/发机的核心电路——砷化镓 MMIC 功放模块(PAM),如图 14. 26 所示。每个 PAM 含有 19 个 MMIC 芯片,每个芯片输出功率标称值 1W,放大器模块有 16W 的功率输出。雷达系统是一部 8 毫米波火控雷达 APG-78,安装于 AH-64D 主旋翼桅杆顶端,外有扁圆形天线罩。攻击时,目标数据传送至 AGM-114L“狄火Ⅱ”导弹,导弹装载数量多可达 16 枚,并可在 30s 内发射。“狄火Ⅱ”另配有专用 8 毫米波相控阵寻的雷达,导弹发射距离 8km。“长弓”毫米波雷达主要战术指标见表 14. 18。图 14. 27示出了 Ka 频段毫米波火控雷达装载在 AH-64 阿帕奇直升机上的部位。

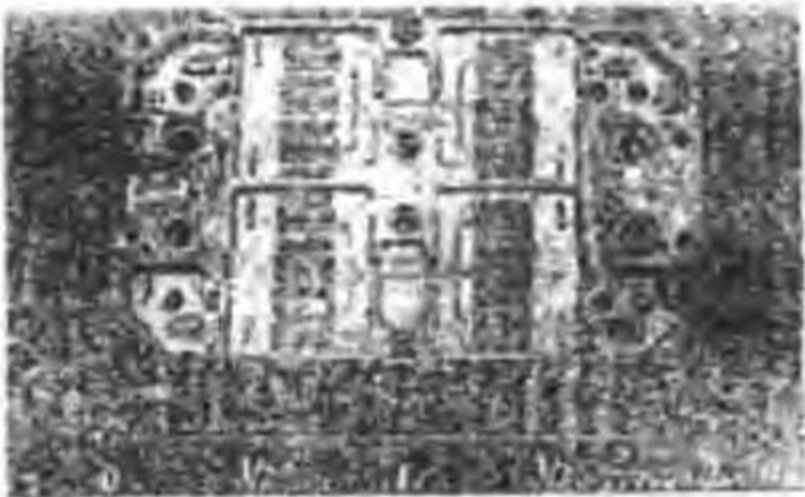


图 14. 26 长弓系统用 MMIC 功放模块(PAM)的照片

RAH-66“科曼奇”侦察直升机火控雷达是目前直升机载火控雷达中最为先进的雷达。该雷达是在“长弓”雷达基础上改进,采用了相控阵电子扫描,具有低可探测性的特点。RAH-66电子设备的作用距离是阿帕奇直升机上“长弓”雷达的两倍,搜索面积是“长弓”雷达的四倍。



图 14.27 美军 AH-64“长弓阿帕奇”直升机装载 Ka 频段毫米波火控雷达的部位的照片

表 14.18 “长弓”毫米波雷达主要战术指标

战术指标	参 数
工作频段	Ka 频段
作用距离	8km(运动目标),6km(静止目标)
目标处理能力	发现、定位和分类 128 个静止或运动目标,按威胁等级排序 16 个目标(在 1min 内)
目标分类	可分为坦克、轮式车辆、空防部署、直升机和固定翼飞机
工作模式	空中目标模式(ATM):检测、定位、分类和优先排序固定翼或旋转翼飞机的威胁。8km 范围的 360°覆盖,180°、90°、30°扇扫 地面目标模式(GTM):检测和定位地面和低空目标,在飞机轴线±90°范围内提供 90°、45°扇扫 地形轮廓模式(TPM):速度 90km/h 以上时,提供 2.5km×90°范围的障碍物检测,速度 90km/h 以下时,提供 2.5km×80°范围的障碍物检测 内置检测模式:监视雷达的性能,在维护前和维护中隔离故障

14.6 毫米波雷达的发展趋势

可以预料,在 21 世纪初,微波雷达中已广泛采用的各种新体制和新技术,如毫微秒脉冲雷达技术、脉冲压缩技术、扩频技术、频率捷变技术和极化捷变技术等,将广泛应用于毫米波雷达,从而大大提高系统的测量精度、分辨率和抗干扰能力。

20 世纪 90 年代以来,在毫米波元器件方面,固态器件在高频性能、工艺结构、成本、功率容量和响应速度等方面均有较大的进展。复合型器件,特别是以 GaAs MESFET 为基础的毫米波单片集成电路(MMIC)将广泛应用于毫米波雷达。另外,高功率应用的电真空器件在工

艺结构上、功率容量上将会有明显的改进。大功率的毫米波源仍然使用电真空器件,主要有磁控管、行波管、速调管、分布作用振荡器(EIO)或分布作用放大器(EIA)、返波管振荡器以及回旋管等。俄罗斯科学院的四腔连续波回旋管放大器在 94GHz 上有 2.5kW 的功率;美国麻省理工学院报告指出磁控管和行波管在 100GHz 产生的峰值功率可达几千瓦。

正在研制中的毫米波发射机采用高效固态模块、回旋行波管(TWT)以及快波器件,如自由电子激光器(FEL)、电子回旋加速管(回旋管)以及回旋加速自谐振器(CRAM)。这些器件构成的发射机的出现,使以前受空间、效率或者发射功率限制的用途得以发挥。此外,功率更大、效率更高的固态发射机模块已促进毫米波战术相控阵列雷达的研制。

毫米波器件和电路用于接收机的基本要求是:噪声系数低和增益高。美国 ELE 公司的 94GHz 连续波 Gunn 振荡器有 100mW 以上输出功率。目前肖特基二极管混频器具有宽范围的频率响应,且可在高达 460GHz 频率上工作。毫米波接收集成电路,特别是单片集成电路的技术发展较快。在 20 世纪 90 年代 W 频段低噪声放大器已达到如下水平:单级增益 7dB,噪声系数仅 1.3~2.6dB;三级增益 21dB,噪声系数仅 3.5dB;U 频段三级低噪声放大器增益为 24dB,噪声系数仅 3dB;140GHz 单级低噪声放大器噪声系数仅 1.3dB。

毫米波雷达所需的无源元器件有传输线、开关、环行管、衰减器、相移器、混合接头、滤波器、耦合器和隔离器等,目前它们均可在高达 140GHz 的工作频率上运用且已批量生产。另外,光纤将会在某些毫米波雷达中替代传输线。

毫米波与光学技术结合是值得注意的发展动向。典型例子是一种新型器件——高斯(Gaussian)光学波导的应用。众所周知,在毫米波频段,波导、微带线等的损耗大,成本高。难制造,而准光学传播是利用自由空间 Gaussian 波束方法传输信号。其原理是利用反射器或透镜将一个波束聚焦在另一个反射器或透镜上,从而构成一波束波导。将光学导电效应用来控制毫米波固态器件时,其优点为带宽宽,低损耗,在控制和被控制元器件之间几乎完全隔离,抗电磁干扰好、重量轻、紧凑,响应迅速且可单片集成。特别在利用光学外差作用产生精确的毫米波信号,准光学极化处理、滤波、功率合成、收发双工、控制放大器增益,毫米波检波和下变频,光电转换等方面具有独特的优点,可望大大提高毫米波雷达的性能。图 14.28 示出了一种准光学双工的雷达收发系统。

在天线方面,由于毫米波波段的天线公差要求很高,因此,将进一步发展热稳定的铝蜂房式的,用碳纤维材料制作的反射器。在天线转盘方面将采用温度膨胀系数非常好的金属合金驱动器。

毫米波波段雷达系统将使用相控阵、自适应相控阵,并引入光纤等以减轻重量,增加灵活性,提高抗干扰能力。

毫米波雷达的信号处理方面,除采用常用的视频积累、脉冲压缩、极化分集、动目标显示(MTI)、快速傅里叶变换(FFT)外,部分毫米波雷达将会采用合成孔径(SAR)、逆合成孔径(ISAR)以及其他一些超高分辨技术。

毫米波雷达的极化处理方面,将会广泛采用线性极化或圆极化捷变技术,这种技术主要是使雷达可以分辨出人为目标(如坦克或卡车)或天然目标(如雨点或树叶)之间的差别。这种技术的关键是研究出可实现这种分辨的算法,可望在 21 世纪初进一步解决。

总之,在 21 世纪,毫米波雷达在工业控制、交通管制、空间技术等方面将会有更广泛的应用前景。在机载、制导、火控与跟踪和测量雷达等应用领域,将会向微波/毫米波/光电一体化方向发展,组成多频谱传感系统,其中毫米波雷达将起重要作用。

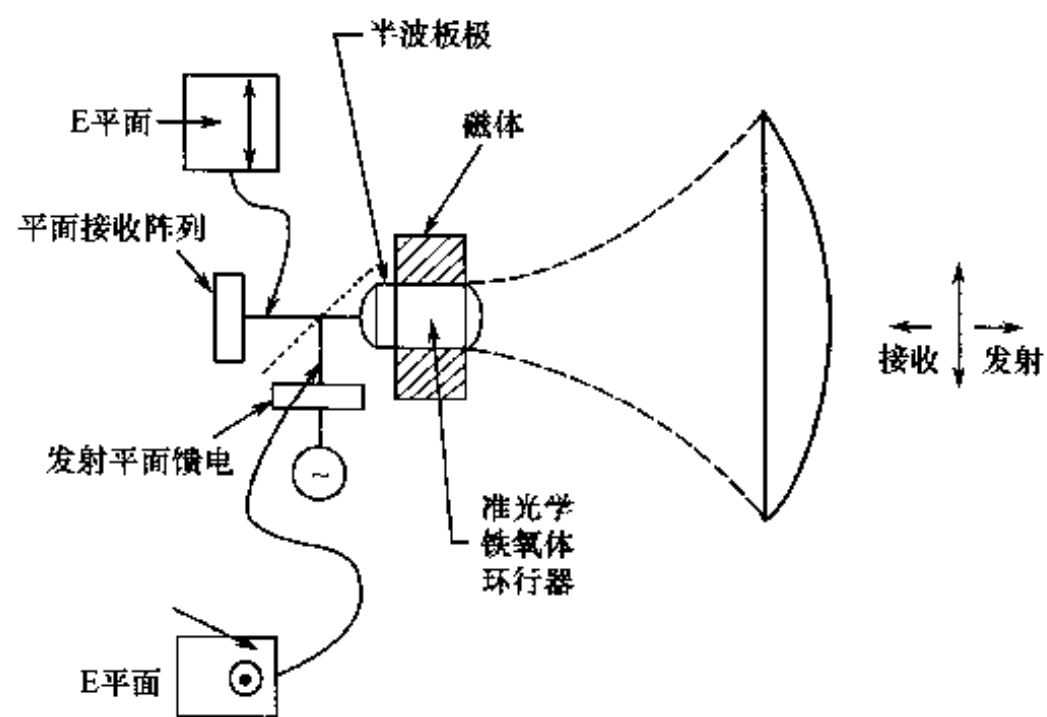


图 14.28 一种利用 Gaussian 光学透镜天线的准光学双工小型雷达收发系统的原理图

参 考 文 献

- 1 M I Skolnik. Introduction to Radar Systems. McGraw-Hill Book Co, 1980
- 2 M I Skolnik. Radar Handbook. McGraw-Hill Book Co, 1990
- 3 (美)杰里 L. 伊伏斯, 爱德华 K. 里迪. 现代雷达原理. 北京: 电子工业出版社, 1991
- 4 向敬成, 张明友. 雷达系统. 北京: 电子工业出版社, 2001
- 5 (美)伊利. 布鲁克纳. 雷达技术. 北京: 国防工业出版社, 1984
- 6 蔡希尧. 雷达系统概论. 北京: 中国科学技术出版社, 1983
- 7 陈宗鹭等. 现代雷达. 北京: 国防工业出版社, 1988
- 8 M. 卡尔庞蒂埃. 现代雷达基础. 北京: 电子工业出版社, 1987
- 9 丁鹭飞, 张平. 雷达系统. 西安: 西北电信工程学院出版社, 1984
- 10 张光义, 王德纯, 华海根, 倪晋麟. 空间探测相控阵雷达. 北京: 科学出版社, 2001
- 11 王意青, 张明友. 雷达原理. 成都: 电子科技大学出版社, 1993
- 12 毛上艺等. 脉冲多普勒雷达. 北京: 国防工业出版社, 1990
- 13 D K Barton. Radar System Analysis. Raytheon, Company. 1964
- 14 M J B Scanlan. Modern Radar Techniques. Collins Professional Books, 1987
- 15 Byron. Radar Principles, Technology Applications. PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs. 1993
- 16 Dean L Mensa. High Resolution Radar Imaging. Artech House, INC, 1981
- 17 张有为. 雷达系统分析. 北京: 国防工业出版社, 1984
- 18 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论. 北京: 国防工业出版社, 1984
- 19 N. Levanon, E. Mozeson. Radar Signals. A John Wiley & Sons, INC, 2004
- 20 Stephen L. Johnston. Millimeter Wave Radar. Artech House. INC, 1980
- 21 D Curtis Schleher. MTI and Pulsed Doppler Radar. Artech House, INC, 1991
- 22 张光义. 相控阵雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 1994
- 23 G V. 莫里斯等. 机载脉冲多普勒雷达. 北京: 航空工业出版社, 1990
- 24 F Le. Chevalier. Future Concepts for Electromagnetic Detection. From Space-Time-Frequency Resources Management to Wideband Radars. IEEE AES systems Magazine. October 1999.
- 25 Fred E Nathanson, J Patrick Reilly, Marvin N Cohen. Radar Design Principles-Signal Processing and the Environment. Second Edition. McGraw-Hill, INC, 1991
- 26 William D. Stanley, et al., Digital Signal Processing. Reston Publishing Company, Reston, VA., 1984
- 27 D K Barton. Low Angle Radar Tracking. Proceedings of the IEEE, 1974, 62(7)
- 28 David R Carey, William Evans. The Patriot Radar in Tactical Air Defense. Microwave Journal. 1988
- 29 A D Oliver. Millimetrewave Systems-Past, Present and Future. IEE Proceedings, 1989, 136(1)
- 30 Raymond Tang, Richard W. Burns. Array Technology, Proceeding of the IEEE. 1992, 80(1)
- 31 Robert J Mailloux. Antenna Array Architecture. Proceedings of the IEEE, 1992, 80(1)
- 32 汪学刚, 张明友. 现代信号理论(第2版). 北京: 电子工业出版社, 2005
- 33 焦培南. 短波天线超视距雷达可用性评述. 现代雷达, 1991(1)
- 34 戴树荪等. 数字技术在雷达中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1981
- 35 周岩仁, 敬忠良, 王培德. 机动目标跟踪. 北京: 国防工业出版社, 1991
- 36 费德森. B. D. O, 摩尔. J. B. 最佳滤波. 北京: 国防工业出版社, 1983
- 37 黄振兴, 张明友等. 自适应阵处理进展. 成都: 四川科学技术出版社, 1991
- 38 张明友, 吕明. 信号检测与估计(第2版). 北京: 电子工业出版社, 2005
- 39 向敬成, 张明友. 毫米波雷达及其应用. 北京: 国防工业出版社, 2005
- 40 陈春林. 动目标选择雷达. 北京: 国防工业出版社, 1981
- 41 B. 马. 维利卡洛大等. 弹道导弹突防中的电子对抗. 电子对抗国防科技重点实验室, 信息产业部电子第二十九研究所, 2000

- 42 中航雷达与电子设备研究院. 机载雷达手册. 北京:国防工业出版社,2004
- 43 魏钟栓. 合成孔径雷达卫星. 北京:科学出版社,2001
- 44 刘永坦. 雷达成像技术. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1999
- 45 王殿勇. 雷达对抗. 北京:国防工业出版社,1979
- 46 程伟,左继章,许悦雷. 数字波束形成器的 FPGA 实现. 现代雷达,2003(5)
- 47 朱庆明. 数字阵列雷达述评. 雷达科学与技术,第 3 期 2004 年(6)
- 48 B Cantrell, et al. Development of a Digital Array Radar (DAR). 0-7803-6707-3/01/\$10.00 @ 2001 IEEE, IEEE International Radar Conference.
- 49 B H Cantrell, et al. Digital Active-Aperture Phased Array Radar. 0-7803-63 45-0/00/\$10.00@2000 IEEE. IEEE International Radar Conference.
- 50 M Zatman. Digitization Requirements for Digital Radar Arrags. 0-7803-6707-3/01/\$10.00 @ 2001 IEEE, IEEE International Radar Conference.
- 51 H Sju, et al. Digital Radar Commercial Application. 0-7803-5776-0/00/\$10.00 @ (2000 IEEE). IEEE International Radar Conference
- 52 Y Wu, et al. The Design of Digital Radar Receivers. 0-7803-3731-X/97 \$10.00 @ 1997, IEEE Interational Radar Conference.
- 53 J Tsui. 宽带数字接收机. 杨小牛等译. 北京:电子工业出版社,2002
- 54 W Tuttlebee. 软件无线电技术与实现. 杨小牛等译. 北京:电子工业出版社,2004
- 55 郑立岗. 数字接收机若干技术研究及系统实现. 成都:电子科技大学,博士学位论文,2004
- 56 龚跃寰. 自适应滤波. 北京:电子工业出版社,2003
- 57 翟伟建,戴国宪. 现代雷达数字接收机. 电子侦察干扰. 2003 年(1)
- 58 孙星. 雷达数字化接收机. 舰船电子对抗. 2003,26(147)
- 59 徐朝阳. 直接下变频数字宽带雷达接收机. 舰船电子对抗,2003,26(4)
- 60 李春娟. DDS 在舰速补偿中的应用. 舰船电子对抗,2003,26(3)
- 61 A Becker, F Le Chevalier. Wideband Coherent Airborne Radar Systems: Performances for Moving Target Detection. 0-7803-7000-7/01/\$10.00 @ 2001 IEEE.
- 62 鲁加国,吴曼青等. 基于 DDS 的有源相控阵天线. 电子学报 Vol. 31 No. 2. 2003. 2
- 63 A G Thomas, M C Berg. Medium PRF Set Selection: An Approach through Combinatorics. IEE Proc-Radar, Sonar Navig., Vol. 141, No. 6, December 1994
- 64 E Brookner, T F Mahoney. Deviation of a Satellite Radar Architecture for Air Surveillance, Microwave Journal, Feb, 1986
- 65 Mark E Davis. Technology Challeges in Affordable Space Based Radar, IEEE 2000 International Radar Conference
- 66 G Richard Curry. A Low-Cost Space-Based Radar System Concept, IEEE 1996 National Radar Conference
- 67 Space Based Radar for SDI, National/Defence, 1986,5
- 68 R H W Graves. Conceptual Design for an Orbiting Debris Detection Radar, IEEE International Radar Conference, 1995
- 69 Daniel J Rabideau, Stephen M Kogen. A Signal Processing Architecture for Space-Based GMTI Radar, IEEE 199 International Radar Conference
- 70 王金础,杨正远. 一种高性能数字中频接收机的设计及实现. 现代雷达,2002(1):71~73
- 71 吕远斌,李景文. 直接中频采样及数字相干检波的研究. 电子学报 1994,22(10):105~106
- 72 杨小牛,楼才义,徐建良. 软件无线电原理与应用. 北京:电子工业出版社,2001
- 73 Meyr H, et al. Digital Down Conversion in Software Radio Terminals'. in Proceedings of the 10th European Signal Processing Conference. Vol. 3. Tampere, Finland, September, 2000.
- 74 张明友,吕明. 近代信号处理理论与方法. 北京:国防工业出版社,2005 年
- 75 Takashi Kikuta, Hiroaki Tanaka. Groud Probing Radar System. IEEE AES Magazine, June, 1990.
- 76 R M Lockerd, G E Crain. Airborne Active Element Array Radars come of Age. Microwave Journal, Jan. 1990
- 77 张光义. 相控阵技术在机载火控雷达中的应用. 现代雷达,1995 年(2)
- 78 Thomas F Brukiewa. Active Arrays: The Key to Future Radar Systems Development. Journal of Electronic Defense,

- September, 1992
- 79 Lawrence R Whicker. Active Phased Array Technology Using Coplanar Packaging Technology. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, No. 9, September, 1995
 - 80 Bruce D Nordwall. Ultra-Reliable Radar Technology to Benefit ATF Program. Aviation Week & Space Technology, June, 1998
 - 81 James Raistion, System Analysis of UWB Instrumentation Radar: Impulse vs. Stepped-Chirp Approaches. AD-276624, 1993
 - 82 G T Ruch. UWB Radar Receiver. SPIE Vol. 1631 Ultrawideband Radar, 1992
 - 83 Robert M. Cameron, et al. Development and Application of Airborne Ground-Penetration Radar for Environmental Disciplines. US. Patent No. 4381 544
 - 84 Merrill Skolnik, et al. An UWB Microwave Radar Conceptual Design. IEEE International Radar Conference. 1995
 - 85 Piero Tortiol, Maurizio Baldanzi. 改进雷达脉冲压缩的数字技术, 空载雷达, 1998(4)
 - 86 Arthur J. W. 现代雷达的表声波脉压系统, 空载雷达, 1998(1)
 - 87 A V Gunawardena, I. D. Longstaff. 超宽带宽波束合成孔径雷达的时—空载处理. 空域雷达, 1998(2)
 - 88 郭巍, 陈曾平. ISAR 雷达成像算法综述. 现代电子, 1998(3)
 - 89 王殿勇. 雷达对抗. 北京: 国防工业出版社, 1979
 - 90 卢运华. 低截获概率雷达及其关键技术. 现代电子, 1997(4)
 - 91 陈勇译. The Design of a Future-Band SAR, EuSAR 1996, pp. 31~35
 - 92 斗子译. SAR Technique and Technology, its Present State of the Art with Respect to user Requirements. EUSAR, 1996, pp. 1919~24
 - 93 皮亦鸣. 逆合成孔径雷达成像理论及实现. 成都: 电子科技大学博士论文, 1993 年 8 月
 - 94 罗琳. 逆合成孔径雷达成像方法的实验研究. 西安: 西安电子科技大学博士论文, 1998 年 1 月
 - 95 小滝國雄. 电子战とステルス. 兵器と技術, 1990 年 No. 8, pp. 1~6
 - 96 夏厚培. 警戒雷达自适应频率捷变系统方案研究. 雷达与对抗, 1996(2)
 - 97 吕辉, 贺正洪. 防空指挥自动化系统原理. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003
 - 98 赵树芳等. 雷达终端. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1977
 - 99 M Skolnik. Spaceborne Radar for the Global Surveillance of Ships over the Ocean. 0-7803-3731-X/97 \$ 10.00 @ 1997. IEEE National Radar Conference
 - 100 K Teitelbaum. A Flexible Processor for a Digital Adaptive Array Radar. CH2952-0/91/0000 0103 \$ 10.00 @ 1991 IEEE
 - 101 G L Guttrich, et al. Wide Area Surveillance Concepts Based on Geosynchronous Illumination and Bistatic Unmanned Airborne Vehicles or Satellite Reception. 0-7803-3731-X/97 \$ 10.00 @ 1997
 - 102 D J Rabideau, S. M. Kogen. A Signal Processing Architecture for Space-Based GMTI Radar. 0-7803-4977-6/99 \$ 10.00 @ 1999 IEEE
 - 103 M Binjun, et al. A Pulse Compression System Using Digital and Analog Techniques. Nanjing Research Institute of Electronic Technology.
 - 104 J W Ianniello, F D Stroili. An Advanced pulse Compression Processor. NA ECON-90
 - 105 曲长文, 何友, 龚沈光. 机载 SAR 发展概况. 现代雷达, 2002(1)
 - 106 谢文冲, 孙文峰, 王求良. 三种聚束式 SAR 成像算法比较. 现代雷达, 2003(4)
 - 107 周崇敏. 21 世纪机载合成孔径雷达技术发展展望. 空载雷达, 2002(4)
 - 108 孔瑛. 逆合成孔径成像技术浅述. 空载雷达, 2003(4)
 - 109 季节. 新军事变革与航空电子的发展. 空载雷达, 2004(3)
 - 110 J Rowston, P Holbourn. 机载雷达的未来发展. 空载雷达, 2004(3)
 - 111 R W Brower. 综合射频系统的开放系统结构. 空载雷达, 2004(3)
 - 112 R W Brower. 洛克希德公司 F-22“猛禽”战斗机. 空载雷达, 2004(3)
 - 113 Gscawadtner A B. Airborne High Resolution Multisensor System Military Microwave 90.
 - 114 I Oderland, et al. EAGLE-A High Accuracy 35GHz Tracking Radar. IEEE International Radar Conference. 1990.

- 115 Kosowsky L. A mm-Wave Radar for the Mini-PRV, Milimeter Wave Radar, Artech House, Inc, 1980;207~210
- 116 向敬成,张明友. 3mm 波雷达技术的现状和发展动向. 电子科技大学学报,1991
- 117 NMD, X-Band Radar,因特网 [http://www. Raytheon. com/es/esproducts](http://www.Raytheon.com/es/esproducts).
- 118 因特网 Dod News Briefing, 2000. 6. 20.
- 119 Countermeasures to Ballistic Missile Defenses; Past and Current Programs in the United States, France, and Britain, 2000.
- 120 C L Ternes. Impulse Arrays. AD-A235799 1991. 5
- 121 FORGING AMERICA'S SHIELD, 2000.
- 122 龙斌,徐锐. 预警探测系统综合对抗技术—TMD 相控阵雷达综合对抗,雷达干扰/抗干扰技术,信息产业部电子第二十九研究所,2000
- 123 1997 Report to the Congression Ballistic Missile Defence Organization. 美国国防部,因特网 DoD.
- 124 P V Genderen. 相控阵雷达技术发展水平及趋势,空载雷达,2005(1)
- 125 Xiaojian Xu, Zhengfang Fan. High Resalution Imaging of Large Vehicle by MMW Scanning Sensors. 0-7803-2120-0/95/0000-0431 \$4.00 @ (1995 IEEE)
- 126 N C Carrie, et al. MMW System Trade-off. IEE AES Magazine. October, 1988
- 127 张光义. 毫米波相控阵雷达技术需求分析. 北京:电子科学技术评论,2001(3)
- 128 郭剑. 美军电子战理论的发展. 国际电子战,2003(10)
- 129 S R Cloude, at el. Analysis of Time-Domain UWB Radar Signals. SPIE Vol. 1631 Ultrawideband Radar, 1992
- 130 M Schreiner, H Leier. 用于新型共形相控阵雷达模块的结构和互连技术. 空载雷达,2005(1)
- 131 Igor Immoreev at el. Features of UWB Radar Projecting. IEEE International Radar Conference, 1995
- 132 Alfonso Farina, at el. Detecion with High Resolution Radar; Advanced Topics & Potential Applications. Systems Engineering and Electronics, Vol. 3, No. 1, 1992
- 133 Gerald F Ross at el. Next Generation UWB Intrusion Detection Radar. AD-A 305556, 1994 James D. Taylor, P. E. "Ultra-Wideband Radar", IEEE MTT-S Digest, 1991
- 134 Harold F Engler, Jt. , Technical Lssnes in UWB Radar. Journal of Electronic Defense January, 1995
- 135 S N Madsen, et al. The Danish SAR System; Design and Initial Test. IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, Vol. 29, No. 3 May 1991.
- 136 R Birk, et al. 合成孔径雷达成像系统,空载雷达,1997(3)
- 137 Junfeng. W, Dayalank. 逆合成孔径雷达的全局距离对准,空载雷达,2004(2)
- 138 M. Schreiner, H. Leier. 用于新型共形相控阵雷达模块的结构和互连技术. 空载雷达,2005(1)
- 139 E. Brookner. Phased Array Radar—Past, Present and Future. IEE490 Radar 2002 Edinbaryh International Conference Center, uk 15~17 Vctober, pp. 104~117
- 140 J H G Ender, A R Bremer. PAMIR - A Wideband Phased Arrag SAR/MTI System. IEE Proc-Radar Sonar Navig. Vol150, No. 3, June 2003, pp. 165~172
- 141 D. J. Rabidean, P. Parker. Ubiquitous MIMO Multifunction Digital Array Radar. 0-7803-8104-1/03 \$17.00 @ 2003 IEEE. pp. 1057~1064
- 142 杨俊岭,李纲. DDS 芯片及其在雷达回波生成系统中的应用. 现代雷达,2003(8)
- 143 P. E. Pace. Advanced Technigues for Digital Receivers. Arrech House, INC, 2000 年

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]
书名 = 2 1 世纪高等学校电子信息类教材 雷达系统 (第 2 版)
作者 =
页数 = 4 5 4
S S 号 = 0
出版日期 =
V s s 号 = 9 2 1 5 7 1 5 1

封面
书名
版权
前言
目录
正文