

高等学校工程创新型“十二五”规划教材
电子信息科学与工程类

电子探测原理

唐劲松 汤子跃 编著
许炎义 胡金华

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 · BEIJING

内 容 简 介

本书为配合教育部“卓越工程师教育培养计划”和军队教育改革而编写。雷达和声呐在发展过程中相互借鉴、相互学习、相互促进,其工作原理具有高度的相似性,而电子对抗(含水声对抗)与雷达和声呐是矛和盾的关系。将三者工作原理一起讲授,不仅可以在大大缩短学时的前提下加深对三者原理的理解,还可以培养批判性思维,有利于提升创新能力。

本书讲解雷达、声呐和电子对抗基本工作原理,主要内容分成四大部分。第一部分讲解雷达和声呐系统构成和基本原理,包括发射机和接收机,雷达和声呐测距、测角和测速的基本原理,以及多普勒效应在动目标检测中的应用;第二部分讲解雷达和声呐信号和信息处理及雷达和声呐方程,包括雷达和声呐最优信号检测器与估计器、模糊函数、距离和频率分辨理论、距离和频率测量精度分析、雷达数据处理和显示,以及雷达与声呐方程;第三部分介绍预警体系结构、新体制雷达与声呐以及海洋仪器的基本原理;第四部分讲解电子对抗和抗干扰的基本原理。

本书可作为电子科学与技术、雷达、水声工程、电子工程和海洋工程等专业的本科生和研究生的教材,也可作为相关领域工程技术人员的参考书。

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

电子探测原理 / 唐劲松等编著. —北京: 电子工业出版社, 2014. 1
高等学校工程创新型“十二五”规划教材
ISBN 978-7-121-22054-8

I. ①电… II. ①唐… III. ①带电粒子探测—高等学校—教材 IV. ①O572. 11

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 286649 号

策划编辑: 陈晓莉

责任编辑: 陈晓莉

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 17.75 字数: 454 千字

印 次: 2014 年 1 月第 1 次印刷

定 价: 39.00 元

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

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

服务热线: (010)88258888。

前 言

世界军事变革主要特征是以信息化为动力,以军事技术、军事理论创新和军队体制结构调整为核心内容。为了提高打赢信息化条件下局部战争能力为核心的完成多样化军事任务能力,军队院校合训专业课程的教学必须有创新性的革命。

雷达、声呐和电子对抗装备是海军信息作战的重要装备。海军院校学历教育中电子科学与技术合训专业学员的任职面向雷达、声呐和电子对抗装备。以前这三种装备的原理分成三门课程教学,一般只能讲授其中的一到两门,难以保证学员适应第一任职需要。考虑到三者的相似性和关联性,本教材将三者原理合并讲解。这样教学的好处是在较短学时内,不仅可以加深学员对三种装备原理的融会贯通的理解,而且有利于培养创新意识。地方高校的电子工程海军国防生有同样的需求。

海洋仪器大都与雷达和声呐相关,如地波雷达、导航雷达、声多普勒流速剖面仪、声相关流速剖面仪、图像声呐和水声通信等,因此海洋物理专业的学生迫切需要雷达和声呐两方面的知识,本教材可以作为海洋物理专业本科或研究生教材。

本教材在编写思路上,突出内容的新颖性、综合性和实用性,主要介绍雷达、声呐原理,包括:目标检测、目标参数测量(含距离测量、角度测量、频率测量)、多普勒效应及应用、信号理论基本知识(含模糊函数、距离和频率分辨理论、距离和频率测量精度分析)、数据处理基本概念、新体制雷达和声呐;以及电子对抗和抗干扰的基本原理。本教材参考学时数为 60 学时。

每章配有习题。有些章节还都给出开放性习题,包括计算机仿真作业和论述题,虽然这些习题对本科学生可能有一定的难度,但相信对掌握教材的内容有很好的帮助。

本书由唐劲松教授担任主编。编写分工如下:第 1 章、第 5 章、第 9 章和第 4 章(部分)由唐劲松教授编写,第 6 章、第 7 章、第 8 章由汤子跃教授、唐劲松教授合写,第 3 章和第 10 章由许炎义教授编写,第 2 章、第 4 章(部分)由胡金华副教授编写。

本书由南京电子技术研究所林幼权研究员、哈尔滨工程大学孙大军教授和海军工程大学黄高明教授担任主审。他们对本教材提出了许多中肯的意见和建议,在此表示诚挚的感谢。参与本书编辑和校对的有:卢建斌博士、张森博士、钟何平博士、张学波博士和程广利博士。电子工业出版社的陈晓莉编审与作者进行了大量沟通,提出了许多宝贵意见,在此一并表示感谢!

参考文献难以列全,对所引用资料未标注的作者表示歉意和谢意!

囿于编者的水平,谬误之处,恳请同行批评指正。

编 者

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 电子探测系统的任务	1
1.1.1 目标的探测	1
1.1.2 目标参数测量	2
1.1.3 目标成像及识别	4
1.1.4 雷达与声呐工作波段划分	5
1.2 电子探测系统的组成与应用	8
1.2.1 被动探测系统的组成	8
1.2.2 主动探测系统的组成	8
1.2.3 雷达和声呐的分类	9
1.3 电子探测系统战术和技术指标	10
1.3.1 探测能力技术指标	10
1.3.2 估计精度技术指标和分辨率技术指标	11
1.3.3 电子探测系统主要技术参数	12
1.4 电子探测系统的发展史	13
1.4.1 雷达发展史	13
1.4.2 声呐发展史	16
思考题与习题	21
参考文献	21
第 2 章 发射与接收系统	22
2.1 发射系统的功能和技术指标	22
2.2 雷达发射系统	24
2.2.1 发射系统的组成	24
2.2.2 主振放大式发射机	24
2.2.3 固态发射机	26
2.2.4 频率合成器	28
2.2.5 当前常用频率合成技术及其特点	29
2.3 声呐发射系统	32
2.3.1 声呐发射系统的组成及作用	32
2.3.2 匹配网络	33
2.3.3 收发转换开关	35
2.4 接收系统的组成和技术指标	36
2.4.1 雷达接收机的组成和技术指标	36
2.4.2 声呐接收机的组成和技术指标	38
2.4.3 数字化接收机	39
2.5 噪声系数和灵敏度	40
2.5.1 噪声系数	40

2.5.2 灵敏度	41
2.6 动态范围和增益控制	41
2.6.1 动态范围	41
2.6.2 增益控制	42
2.6.3 对数放大器	43
思考题与习题	44
参考文献.....	44
第3章 距离测量	45
3.1 脉冲测距.....	45
3.1.1 脉冲测距原理	45
3.1.2 距离分辨率	46
3.1.3 距离测量精度	46
3.2 调频测距.....	47
3.2.1 调频连续波测距基本工作原理	47
3.2.2 运动目标的调频连续波测距	48
3.2.3 调频连续波雷达特点	48
3.3 相位测距.....	49
3.4 雷达距离跟踪	49
3.4.1 人工距离跟踪	50
3.4.2 自动距离跟踪	51
3.5 声呐被动测距	52
3.5.1 基于距离差的被动测距	53
3.5.2 基于相位差的被动测距	53
3.5.3 两种方法的对比及应用	53
思考题与习题	54
参考文献.....	54
第4章 角度测量原理	55
4.1 测角基本方法	55
4.1.1 幅度测角原理	55
4.1.2 相位测角原理	58
4.1.3 互谱测角原理	60
4.2 线阵天线波束扫描方法.....	61
4.2.1 窄带线阵波束形成与方向性图	62
4.2.2 圆阵与圆弧阵的波束形成	67
4.2.3 宽带波束形成	70
4.2.4 加权	71
4.2.5 加挡	74
4.3 波束扫描方式	76
4.3.1 雷达波束形状和扫描方法	76
4.3.2 声呐波束扫描	77
4.4 雷达自动测角和角度跟踪	79
4.5 相控阵雷达	81

4.5.1	相控阵天线和相控阵雷达的特点	81
4.5.2	相控阵波束扫描三种基本方式	82
4.5.3	平面相控阵雷达波束形成	84
4.5.4	相控阵雷达的馈电和馈相方式	86
4.5.5	有源相控阵	87
4.5.6	数字阵列雷达	89
4.6	三坐标雷达	90
4.6.1	三坐标雷达的数据率	90
4.6.2	单波束、多波束三坐标雷达	91
4.6.3	仰角测量范围和高度测量	92
	思考题与习题	94
	参考文献	94
第5章	运动目标检测和速度测量	95
5.1	径向速度的测量	95
5.1.1	多普勒效应	95
5.1.2	多普勒信息的提取方法	98
5.2	运动目标显示与检测	101
5.2.1	雷达动目标显示(MTI)工作原理	101
5.2.2	雷达动目标检测(MTD)工作原理	105
5.2.3	运动杂波的抑制	108
5.3	声呐的自身多普勒(ODN)抑制技术	108
5.3.1	改变本振信号的频率	108
5.3.2	改变发射信号的频率	109
5.4	运动平台雷达动目标检测技术	109
5.4.1	多普勒雷达的杂波特点	109
5.4.2	机载动目标显示(AMTI)	115
5.4.3	PD 雷达脉冲重复频率的选择	117
5.4.4	不同重复频率 PD 雷达信号处理	120
5.4.5	距离模糊的消除	120
5.5	切向速度测量原理	121
	思考题与习题	122
	参考文献	124
第6章	信号理论基础	125
6.1	匹配滤波器	125
6.1.1	白噪声背景下的匹配滤波器	125
6.1.2	色噪声背景下的匹配滤波器	126
6.1.3	匹配滤波器增益	126
6.2	信号检测	127
6.2.1	信号检测模型和似然比	127
6.2.2	被动声呐信号检测	127
6.2.3	主动雷达和声呐信号检测	129
6.2.4	恒虚警检测	132

6.3	信号的模糊函数	133
6.3.1	模糊函数的定义	134
6.3.2	典型信号的模糊函数	135
6.3.3	宽带模糊函数	139
6.4	信号模糊函数的应用	139
6.4.1	距离和频率分辨率	139
6.4.2	多普勒容限	141
6.4.3	距离和速度估计及测量精度	142
6.5	脉冲压缩技术	144
6.5.1	线性调频信号及其脉冲压缩处理	144
6.5.2	脉冲压缩处理的主要指标	149
	思考题与习题	149
	参考文献	150
第7章	数据录取、处理和显示	151
7.1	雷达目标坐标参数的录取方法	151
7.1.1	目标距离数据的录取方法	151
7.1.2	目标角度数据的录取方法	152
7.1.3	目标高度数据的录取方法	152
7.1.4	其他参数的录取方法简介	153
7.2	雷达和声呐的显示终端	155
7.2.1	雷达的显示器	155
7.2.2	声呐的显示器	158
7.3	雷达数据处理	158
7.3.1	雷达数据处理分类及术语定义	158
7.3.2	雷达数据处理的实现	161
	附:标准卡尔曼滤波公式	169
	思考题与习题	170
	参考文献	170
第8章	雷达与声呐方程和目标特性	171
8.1	雷达方程	171
8.1.1	基本雷达方程	171
8.1.2	雷达最大作用距离	172
8.1.3	脉冲压缩雷达方程	173
8.2	雷达目标截面积	174
8.2.1	窄带雷达目标截面积	174
8.2.2	高分辨力雷达目标截面积	174
8.2.3	目标截面积与雷达工作波长的关系	175
8.2.4	雷达目标特性与极化的关系	176
8.3	雷达杂波模型	177
8.3.1	地、海面反射特性	177
8.3.2	杂波的幅度起伏	179
8.4	雷达目标起伏模型	181

8.5 声呐方程	182
8.5.1 声呐方程中出现的参数	182
8.5.2 被动声呐方程	183
8.5.3 主动声呐方程	184
思考题与习题	185
参考文献	188
第9章 探测与预警新技术	189
9.1 探测与预警系统简介	189
9.1.1 天基预警系统	189
9.1.2 空基探测与预警系统	191
9.1.3 陆基探测与预警系统	196
9.1.4 海基探测与预警系统	198
9.1.5 水下探测与预警系统	207
9.2 合成孔径成像与干涉合成孔径成像	209
9.2.1 合成孔径成像原理	209
9.2.2 逆合成孔径雷达成像原理	212
9.2.3 干涉合成孔径原理及应用	213
9.3 超视距雷达	215
9.3.1 地波和天波超视距	215
9.3.2 微波大气波导超视距雷达	216
9.4 声学海洋仪器	217
9.4.1 图像声呐	217
9.4.2 海流速度剖面仪	220
9.4.3 水声定位技术	221
9.5 被动多基地雷达	226
9.5.1 基于时差定位	227
9.5.2 到达方向交叉定位	227
9.5.3 差分多普勒定位	227
9.6 空时二维自适应处理	227
9.6.1 空域滤波	228
9.6.2 从信号检测谈起	228
9.6.3 雷达杂波的空时二维谱	229
9.6.4 空时信号模型	230
9.6.5 最优空时二维处理	232
9.6.6 空—时二维处理的降维	233
思考题与习题	234
参考文献	234
第10章 电子对抗基本原理	235
10.1 电子对抗及分类	235
10.1.1 电子对抗定义	235
10.1.2 电子对抗分类	236
10.2 电子对抗中的信号侦测	236

10.2.1	侦察系统主要技术指标	237
10.2.2	测频接收机	238
10.2.3	信号处理和参数估计	241
10.3	电子对抗中的电子进攻技术	243
10.3.1	电子进攻的概念和分类	243
10.3.2	干扰方程	246
10.3.3	有源干扰	247
10.3.4	无源干扰	249
10.3.5	隐身技术	251
10.3.6	电子战中的摧毁技术	252
10.4	有源干扰基本原理	255
10.4.1	压制性干扰原理	255
10.4.2	欺骗式干扰原理	261
10.5	电子对抗中的电子防护技术	266
10.5.1	反电子侦察	266
10.5.2	防止干扰进入接收机的技术	267
10.5.3	接收机抗干扰技术	269
10.6	电子对抗军事意义与运用	271
10.6.1	贝卡谷地空战	271
10.6.2	海湾战争	272
	思考题与习题	273
	参考文献	273

第 1 章 绪 论

1.1 电子探测系统的任务

电子探测系统是重要的战场传感器,其中雷达和声呐在电子探测系统中占据了重要地位。雷达是英文“radar”的音译,是英文 Radio Detection and Ranging 的缩写,原意是“无线电探测和测距”,即用无线电方法检测目标并测定它们在空间的位置。因此,雷达也称为“无线电定位”。声呐是英文“sonar”的音译,是英文 Sound Navigation Ranging 的缩写,原意是“声导航和定位”。

雷达和声呐主要任务包括:目标的探测,目标的距离、方位和仰角测量,目标的速度测量,目标成像和目标识别。

雷达有主动和被动之分。主动雷达大部分都自己发射电磁波,它是利用目标的回波对目标进行探测和定位。主动雷达还可以采用应答方式工作,称为二次雷达,它要求目标为合作目标,如航管雷达。二次雷达信噪比高,距离、角度测量估计精度高,且目标应答时,可为雷达提供自身的番号等信息,可用于目标的类型判别和敌我目标识别。被动雷达利用目标自身辐射、广播电视或背景辐射电磁波对目标进行定位,被动雷达如俄罗斯“铠甲”、美国的寂静哨兵和电磁辐射计等。被动雷达具有隐蔽性好的优点,可以有效地对付反辐射导弹。

被动声呐利用目标的声辐射(机械噪声和螺旋桨空化噪声)来发现目标并测定其参数,主动声呐发射声波并接收目标的回波来发现目标并测定其参数。主动声呐和被动声呐在应用中平分秋色。被动声呐一般用于潜艇声呐和固定式水下声呐站,主动声呐多用于水面舰艇声呐和海洋仪器。应答方式工作的声呐主要用于定位,也用于敌我识别。

雷达的工作原理是利用太空或大气中电磁波的传播与反射,它的工作环境只能是太空或大气。因为海水是电的良好导体,它使电磁能很快地以热的方式耗散掉。因此,在海水中,相同波长的电磁波比声波的衰减快得多。声呐的工作原理是利用声波的传播与反射,它的工作环境只能在水中和空气中,不能工作在太空,因为声波是机械波,它必须借助介质传播。

1.1.1 目标的探测

目标的探测是信号检测问题,即判断目标的有无。通常它也是目标参数测量的前提。我们把雷达或声呐接收到的目标回波或辐射波称为信号。信号的幅度与目标特性、传播损失、主动探测设备的发射功率、天线或基阵孔径(尺寸)有关。

信号检测的背景是复杂的,如雷达中的热噪声、电磁干扰和雷达杂波;声呐中的海洋背景噪声、流噪声和平台自噪声,以及主动声呐中的混响等。

雷达的杂波来自地面、云雨或海表面的不希望的电磁散射。主动声呐混响来自水体、海底和海面的不希望的声散射。它们不同于噪声和干扰,其强度随发射功率增大而增大。因此,雷达杂波和主动声呐混响具有相似的属性。

信号检测的性能取决于信噪比。雷达检测性能取决于信噪比、信杂比和信干比,检测背景分别对应于热噪声、杂波和电子干扰。声呐检测性能取决于信噪比、信混比和信干比,检测背

景分别对应于噪声背景、混响背景和水声对抗器材的干扰。

1.1.2 目标参数测量

1. 雷达和声呐可测量的参数

目标参数的测量是参数估计问题。雷达和声呐的测量参数基本相同。以雷达参数测量为例进行说明,图 1.1 所示为采用极坐标表示目标在空间的位置。

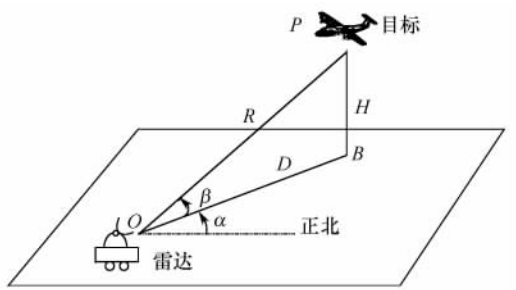


图 1.1 目标位置的极坐标表示

① 目标的斜距: 雷达到目标的直线距离 OP 。在雷达、声呐中斜距简称距离。

② 方位角 α : 目标斜距 R 在水平面上的投影 OB 与某一起始方向(正北、正南或其他参考方向)在水平面上的夹角。声呐方位一般用左右舷来区分。

③ 仰角 β : 目标斜距 R 与它在水平面上的投影在铅垂面上的夹角,也称为倾角或高低角。

雷达参数测量可以是二维的,也可以是三

维的;分别称为二坐标雷达和三坐标雷达。二坐标雷达测量的参数有目标的距离和方位;三坐标雷达测量的参数有目标的距离、方位和俯仰角。

声呐参数测量可以是一维、二维乃至三维。被动声呐一般仅能测量目标的方位,即一维测量;被动测距声呐利用三点式被动测距,可测量出目标的距离和方位参数,即二维测量。主动声呐可以测量目标的距离和方位。匹配场声呐可以给出目标在圆柱坐标中的参数,即目标的方位、水平距离和深度,即三维测量。由于声线在水中传播是弯曲的,给出俯仰角是没有意义的。

此外,雷达和声呐还可以测量目标的速度。雷达还可以测量目标的极化特性。

2. 基本测量原理

(1) 距离测量

距离测量的物理基础是波在均匀介质的自由空间中匀速直线传播。在距离测量中,绝大部分采用脉冲测距。以雷达为例说明如下。雷达工作时,发射机经天线向空间发射一串重复周期一定的高频脉冲。如果在电磁波传播的途径上有目标存在,那么雷达就可以接收到由目标反射回来的回波。由于回波信号往返于雷达与目标之间,它将滞后于发射脉冲一个时间 t_r ,如图 1.2 所示。而电磁波是以光速 c 传播的,设目标相对雷达的距离为 R ,由于电磁波传播的距离是双程的,因此有:

$$R = \frac{ct_r}{2} \quad (1.1)$$

电磁波在真空中传播的速度约为 $3 \times 10^8 \text{ m/s}$,声波在海水中传播的速度约为 1500 m/s 。

测距还可以采用应答测距方式。应答测距信噪比高,精度高,还可以给出目标的属性,便于敌我目标识别。应答测距方位广泛用于航管雷达、水声定位中长基线、短基线和超短基线定位声呐,此外通信声呐也可进行应答测距。

测距思想还用于相对时差的测定,利用相对时差也可以对目标进行定位。相对时差定位有统一时钟和波形互相关的两种方式。例如,GPS 就是基于统一时钟的时差来定位的。

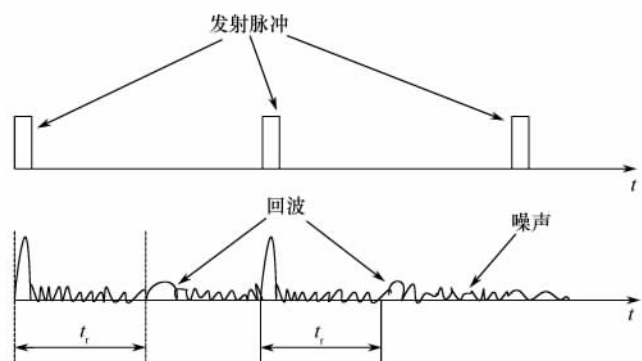


图 1.2 脉冲测距的原理图

潜艇声呐出于隐蔽考虑,可采用三点式被动测距。被动测距也是利用相对时差进行的,在测量相对时差时,通常采用基于互相关时延测距或基于相位差测距。

对于脉冲工作的雷达和声呐,其测距精度与信号带宽成反比,与信噪比的开方成反比。

(2) 角度测量

角度测量的物理基础是天线或基阵的指向性及其在均匀介质的自由空间中波按直线传播。阵的指向性是指电磁波或机械波能量在空间的具有聚集的特性,像探照灯的光束具有聚集的特性一样,如图 1.3 所示。阵的指向性可以用波束的宽度描述。波束宽度 θ 与工作波长 λ 及天线的尺寸 D 的关系如下:

$$\theta \approx 0.88 \frac{\lambda}{D} (\text{弧度}) \approx 50 \frac{\lambda}{D} (\text{度})$$

但天线或基阵仅有指向性还不够,为了定向,波束的方向必须能改变以扩大搜索范围。改变波束方向的方式分为机械扫描和电子扫描。

雷达波束通常是采用机械扫描,旋转的雷达天线我们经常见到。还有一种改变波束的方式是利用载体的直线运动,如侧扫声呐、合成孔径雷达、全向声呐等。机械扫描的波束在空间上出现有先有后,这种波束称为顺序波瓣。

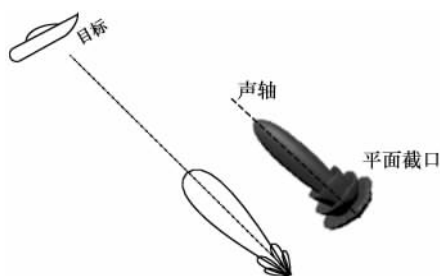


图 1.3 基阵的指向性

电子扫描方式的工作基础是天线阵列或声阵列,它有发射波束扫描和接收波束扫描两部分。发射波束扫描通常称为相控发射,它通过改变阵元的发射信号的相位来改变波束的方向。但随着信号带宽的增加,需要采用延时的方法来改变波束方向。接收扫描是采用波束形成技术在空间同时形成多个波束,它可分为窄带波束形成和宽带波束形成两大类,分别采用移相和延时形成波束。

角度测量中也可能是发射宽波束接收窄波束。这类方位测量的方法在声呐中很常见,也见于地波和天波雷达。它们采用信号处理方式同时形成指向不同的多个波束。因此,地波、天波雷达天线、部分相控阵雷达天线和声呐的基阵通常不需要旋转,能同时给出多个方位波束,称为同时波瓣。

雷达和声呐角度测量的精度与波束宽度成正比,与信噪比的开方成反比。所以,波束越窄,信噪比越高,角度测量精度越高。

对雷达和声呐来说,距离、方位角是最重要的测量参数,其次是目标的俯仰角(对于雷达)和深度(对于声呐)。

(3) 径向速度测量

电子探测系统径向速度测量的物理基础是物理学中的多普勒效应。当目标与雷达有径向运动时,回波信号相对于发射信号的频率会有一个偏差,这个频率的偏差就是多普勒频率。当我们站在站台上,一列火车从我们面前经过,我们可以感受到火车汽笛声音频率的改变。利用信号的频移可以检测运动目标和估计目标的速度。但是雷达和声呐测速的方法是不同的,雷达一般利用脉间测频,声呐一般利用脉内测频。雷达对高速运动的天体(如卫星、洲际导弹)也可以采用脉内测频。

利用空间分布的两个电子探测设备(站)同时测量目标的径向速度,可以得出目标的速度矢量。例如,在海流测量中,通常利用两台地波雷达测量海流矢量。

雷达和声呐测频精度与测量时间的宽度成反比,与信噪比的开方成反比。需要说明的是,对于雷达的脉间测频,其时间宽度是多个脉冲持续的时间,而非单个脉冲的宽度。

(4) 切向速度测量

如果目标距离相对传感器没有改变,即径向速度等于零,那么回波是没有多普勒频偏的,利用多普勒效应无法测量目标的切向速度。切向速度测量基于空域多普勒频率,这包括真实孔径和合成孔径方法。真实孔径利用沿切向布置的阵列天线工作,其基本原理是波形不变原理。声相关流速剖面仪(ACCP)就是采用这一原理工作的。合成孔径方法采用单传感器,利用回波多普勒斜率来估计目标切向速度。

(5) 极化测量

测量目标、介质和干扰背景的极化散射矩阵,在一定程度上可获得雷达目标的构成及属性的信息。极化信息可以用于目标检测、分辨和识别。

1.1.3 目标成像及识别

俗话说“百闻不如一见”,足见图像的重要性。成像雷达或声呐的特点就是分辨率非常高。所谓的分辨率就是指传感器能区分空间两个目标的能力。对于二维成像来说,分辨率包括距离分辨率和横向分辨率。距离分辨率与发射信号的带宽有关,带宽越宽,分辨率越高。对于真实孔径成像来说,横向分辨率取决于波束宽度,波束越窄,分辨率越高,真实孔径成像分辨率还与距离有关,距离越远,分辨率越低,人眼就是真实孔径成像,远处东西的细节看不清楚。真实



图 1.4 美国 Mini SAR 成像结果

孔径成像一般用于近距离、要求不高的水声成像。1950 年 Wiley 提出的一个划时代的思想,即距离—多普勒成像原理。它利用多普勒频率来提高横向分辨率,这个原理是合成孔径雷达和合成孔径声呐的基石。在合成孔径成像中,波束越宽,分辨率越高,正好与真实孔径相反。目前 SAR 的成像分辨率甚至超过同等距离上的光学图像。图 1.4 是美国捕食者无人机携带的 Mini SAR 成像结果。

雷达和声呐不仅可以得到测绘场景的二维图像,还可以得到测绘场景的三维图像,如

图 1.5 所示。三维图像形成,从机理上可以分成真实孔径和干涉成像两大类。真实孔径的方法是利用面阵或十字阵得到针状波束,获取二维空间高分辨率;再加上距离维分辨率,得到三维高分辨率。干涉成像不需要面阵,它与人双眼的立体视觉相似,只要有二个在待测量维空间分隔(即高度方向分隔)的天线或基阵即可,但与针状波束成像不同,干涉成像只是高度的测量值,而没有三维分辨能力,因此是伪三维的。

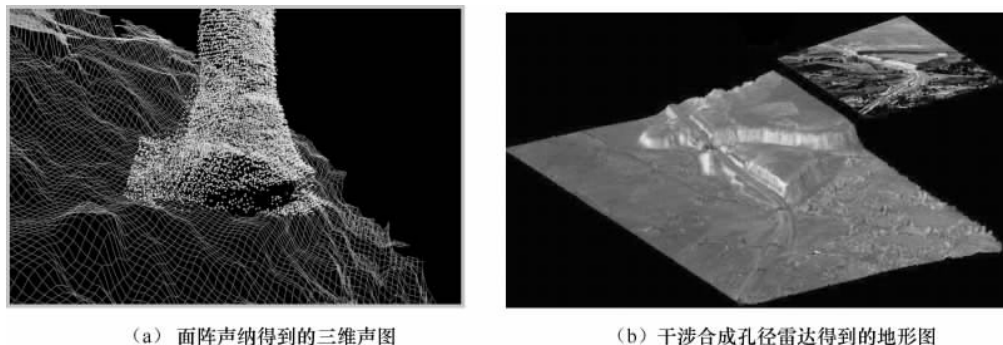


图 1.5 面阵声纳和干涉合成孔径雷达成像示例

目标识别是利用目标回波特性的差异,对目标的类型、敌我属性进行判断。回波的差异表现在回波时域、频域、时频域、极化域和其他变换域的差异。敌我属性还可以采用二次雷达应答来识别。目标成像是目标类型识别的有效技术手段。

1.1.4 雷达与声纳工作波段划分

1. 雷达的工作频段

最早用于搜索雷达的电磁波波长为 23cm,这一波段被定义为 L 波段(英文 Long 的字头),后来这一波段的中心波长变为 22cm。当波长为 10cm 的电磁波被使用后,其波段被定义为 S 波段(英文 Short 的字头,意为比原有波长短的电磁波)。

在主要使用 3cm 电磁波的火控雷达出现后,3cm 波长的电磁波被称为 X 波段,因为 X 代表坐标上的某点。

为了结合 X 波段和 S 波段的优点,逐渐出现了使用中心波长为 5cm 的雷达,该波段被称为 C 波段(C 即 Compromise,英文“结合”一词的字头)。

在英国人之后,德国人也开始独立开发自己的雷达,他们选择 1.5cm 作为自己雷达的中心波长。这一波长的电磁波被称为 K 波段(K 即 Kurtz,德文中“短”的字头)。

最后,由于最早的雷达使用的是米波,这一波段被称为 P 波段(P 为 Previous 的缩写,即英文“以往”的字头)。

最初的代码(如 P、L、S、X 和 K)是在第二次世界大战期间为保密而引入的。尽管后来不再需要保密,但这些代码仍沿用至今。由于雷达使用了新的频段,其他的字符是后来增加的,其中 UHF 代替了 P 波段,P 波段不再使用。按国际电信协会(ITU)关于频段的划分,它作为一种标准已被电气和电子工程师协会(IEEE)正式接受,并被美国国防部认可。雷达工作频段的划分参见表 1.1。

国际电信联盟(ITU)为无线电定位(雷达)指定了特定的频段。这些频段列于表 1.1 的第三列。它们适用于包括北美、南美在内的 ITU 第 II 区。其他两个区的划分略有不同。例如,

尽管 L 波段如表 1.1 的第二列所示,它的范围为 1000~2000MHz,实际上,L 波段雷达的工作频率均在国际电信联盟指定的 1215~1400MHz 的范围内。

表 1.1 雷达工作频段划分一览表

波段名称	频 率 范 围	据国际电信联盟的规定 Ⅱ 区的雷达频段
HF	3~30 MHz	
VHF	30~300 MHz	138~144 MHz 216~225 MHz
UHF/P (A/B)	300~1000 MHz	420~450 MHz 890~942 MHz
L(C/D)	1000~2000 MHz	1215~1400 MHz
S(E/F)	2000~4000 MHz	2300~2500 MHz 2700~3700 MHz
C(G/H)	4000~8000 MHz	5250~5925 MHz
X(I/J)	8000~12000 MHz	8500~10 680 MHz
Ku	12.0~18 GHz	13.4~14.0 GHz 15.7~17.7 GHz
K	18~27 GHz	24.05~24.25 GHz
Ka	27~40 GHz	33.4~36.0 GHz
V	40~75 GHz	59~64 GHz
W	75~110 GHz	76~81 GHz 92~100 GHz
毫米波	110~300 GHz	126~142 GHz 144~149 GHz 231~235 GHz 238~248 GHz

雷达的工作频率主要由天线的尺寸、传播的途径、目标回波的强弱、传播的衰减、多普勒频率和距离分辨率等因素决定。

雷达工作频率越低,天线尺寸越大。因此,米波雷达只能用作地面雷达。有限空间的雷达(如机载雷达),一般只能采用厘米波或更短波长工作。电磁波的传播途径有:沿地面传播(俗称地波)、电离层反射传播(俗称天波)直线传播和曲线传播(即大气波导)。我们身边的收音机短波就是依靠电离层传播。直线传播的电磁波就像光传播一样,这是绝大部分雷达使用的传播方式。对于一般的目标,其回波的强弱随波长增大而减小,但对于隐身目标米波波段的回波反而会增强。随着波长的缩短,电磁波的云雨衰减会迅速增大。多普勒频率与载频成正比,如果希望利用多普勒效应检测目标或测速,那么采用频率高的电磁波较为合适。采用米波检测动目标就非常困难了。如果要提高雷达的距离分辨率,就必须提高发射信号带宽。提高带宽可以采用提高发射系统的技术水平,降低 Q 值。而发射系统的 Q 值(中心频率与带宽之比)一般难以提高,如果希望提高带宽,提高工作频率是一个不错的选择。

米波雷达的特点是天线十分庞大,但由于它可以沿地面传播或电离层传播,探测距离不受地球半径的影响,因此探测距离可达上万千米,适合用于远程警戒雷达使用。米波雷达可以探测隐身目标和难以被反辐射导弹攻击的优点,但缺点是天波和地波雷达的天线太庞大、造价高,容易被侦察和打击。UHF 波段的米波雷达可以用于战术预警。

分米波多用于警戒雷达,厘米波一般用于高精度火控雷达和机载火控雷达。毫米波大气衰减大,一般只能用于近程,但有数个衰减小的窗口可供挑选使用。毫米波器件体积小、重量轻,绝对带宽大,美国无人机使用的 Mini SAR 就是采用的毫米波,其成像分辨率高达厘米量级。

随着超视距雷达和激光雷达的出现,新波段的开辟,雷达采用的工作波长已扩展到从大于 166m 的短波至小于 10^{-7}m 的紫外线光谱。

2. 声呐的工作频段

声呐的工作频段没有严格的定义和界限,但根据使用情况大致可以分为: $10\text{Hz}\sim 1\text{kHz}$, $500\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$, $10\text{kHz}\sim 100\text{kHz}$ 和 100kHz 以上 4 个频段。

选择声呐工作频段所考虑的因素与雷达相似,但更为复杂。首先,考虑的是声波传播的衰减。海洋声吸收主要是由于硫酸镁的离子弛豫吸收,声波在海水中的衰减大约与频率的二分之三次方成正比;此外还受到海底底质和声速剖面(声速沿深度分布)的影响。其次,考虑的是目标特性。对于被动声呐,目标的线谱一般在 300Hz 以下,而线谱信噪比高且线谱检测是相干处理,处理增益高;同时不同的目标有不同的线谱,可以用于目标识别。对于主动声呐,潜艇对主动声呐的隐身,主要依靠敷消声瓦(简称敷瓦)技术。但敷消声瓦在低频(1kHz 以下)很难奏效。其三,还需要考虑海洋背景噪声。一般来说,低频段海洋噪声高,但到 500kHz 以后,又需要考虑海洋分子热运动噪声。

远距离水声探测一般选择 $10\text{Hz}\sim 1\text{kHz}$ 的工作频率,但为了保证足够的空间增益和方位的测量精度,声基阵就会很长,因此出现了舷侧阵声呐、拖曳线列阵(简称拖线阵)声呐和固定式线阵声呐,还出现了主动拖线阵声呐。水下短基线定位、鱼雷自导频率多选择在 30kHz 左右。高分辨率图像声呐一般选择在 100kHz 以上。医用超声成像设备工作频段多在 1MHz 以上。图 1.6 给出了各种声呐工作频率大致的范围。

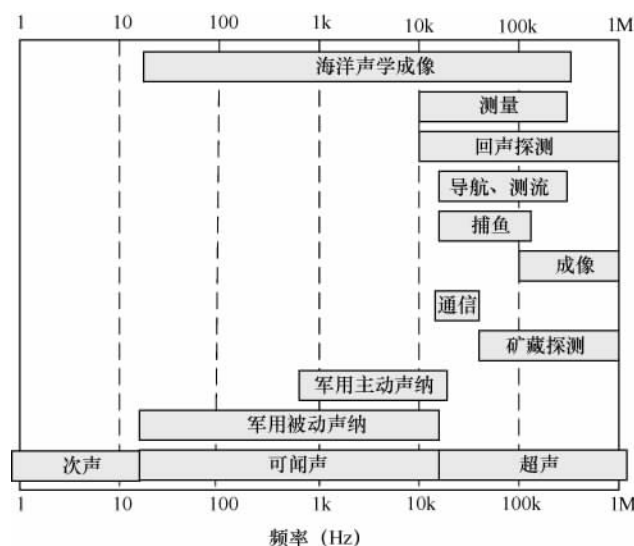


图 1.6 各种声呐工作的频率范围

1.2 电子探测系统的组成与应用

1.2.1 被动探测系统的组成

被动探测设备自身不发射信号,而是通过探测目标自身辐射或散射的信号进行工作。典型的被动电子探测系统是被动声呐。它通过接收目标的辐射噪声来发现目标,并估计目标的方位参数。图 1.7(a)是被动声呐的系统框图。它由接收基阵、接收机、A/D 转换器、波束形成器和时间积累器等部分组成。接收基阵是一组水听器,水听器将声能转换成电信号。每个水听器需要各自的接收通道。波束形成器通过改变不同通道的相位(窄带信号)或时延(宽带信号)形成多个指向不同的波束,如图 1.7(b)所示,这种波束称为同时波束。时间积累器对检波后的信号进行累加,提高信噪比。

被动雷达近年来受到重视,其利用的辐射源分成两类:飞机自身辐射源或外辐射源(如调频广播、电视台和移动通信基站的信号)对目标进行探测和定位。前者典型的系统有捷克的维拉-E、俄罗斯“铠甲”,后者有美国的“寂静哨兵”等。它们对目标定位的方法与被动声呐不同,一般采用多普勒、角度测量和时差定位等技术。

采用被动探测最大的优点是隐蔽性好,所以潜艇尽管装备有被动和主动声呐,但一般只使用被动声呐,主动声呐几乎不用。被动雷达由于不发射电磁波,因而可以有效地对抗反辐射导弹和躲避雷达报警系统。由于它或接收目标辐射的电磁波,或接收目标反射的低频电磁波,故可有效地探测隐身飞机。

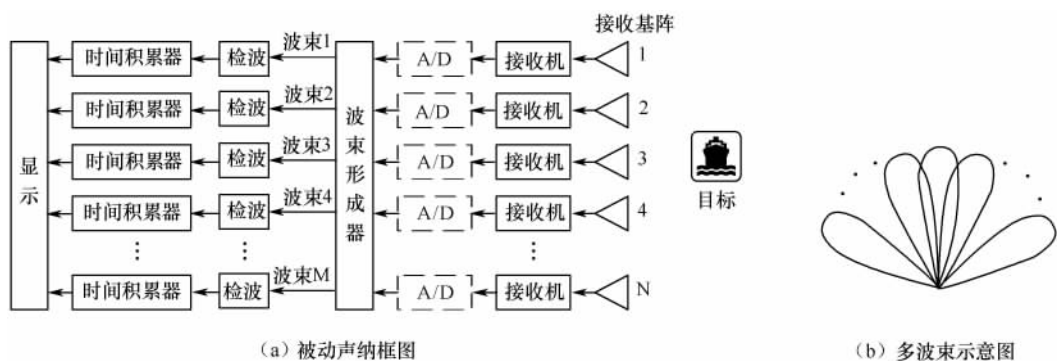


图 1.7 被动声呐原理框图及多波束示意图

1.2.2 主动探测系统的组成

雷达绝大部分采用主动工作。我们以图 1.8 所示收发天线共站的单基地雷达为例说明的主动探测设备的基本组成框架。

信号源产生待发射信号,并为整个系统提供时间基准。时间基准是至关重要,尤其对于相干雷达,因为雷达的距离测量和数据采集(时延、转换时钟)都需要时间基准。发射机将发射信号放大,天线将发射机的信号定向发射出去。所谓的定向就是像探照灯的光束一样,使能量在空间能形成的电磁波束。波束可以是扇形或针状,扇形波束只能给出一维角度分辨和测量,针状波束可以给出二维角度分辨和测量。天线的功能是提供波束的指向性,并改变电磁波束的方向,雷达可以通过机械旋转来改变波束的方向,这些波束在时间上有先后,称为顺序波束。

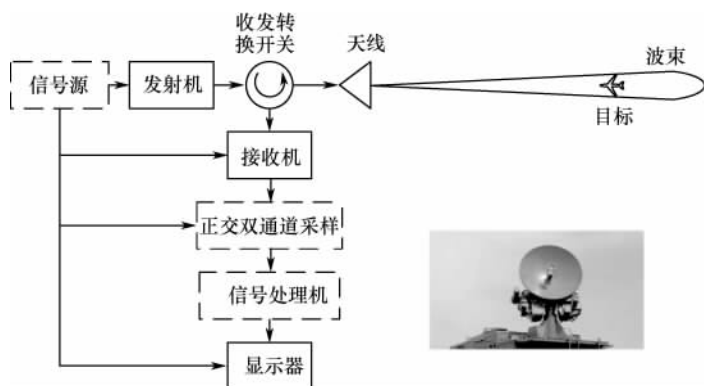


图 1.8 雷达组成框图及跟踪雷达图片

收发转换开关的作用是保证在发射的时候,大功率电磁波不会进入接收机,防止接收机被烧坏,它使得雷达可以用一副天线既发射信号又接收信号。但它发射的时候就不能接收,因为泄漏到接收机的发射信号,会造成接收机阻塞,这是收发共用天线的一个小缺点。接收机将接收的微弱信号放大,并进行带通滤波。正交双通道采样将模拟信号转换成数字形式的复包络信号,现在一般采用中频直接采样技术,可以避免使用两个接收通道并保证正交两个通道的一致性。信号处理机对信号进行处理,如匹配滤波、杂波对消和脉间积累等。显示器显示目标的回波和参数。在一些简单的雷达(如民用导航雷达)中,虚框部分可能没有。但现代雷达基于相干体制和数字信号处理,虚框部分是必需的。

主动声呐的原理框图与雷达大抵相似,只是将天线换成声基阵。声基阵是声电转换装置,发射时将电能转换成声能,接收时将声能转换成电能。主动声呐一般采用宽波束发射,角度测量一般与被动声呐相似,利用基阵形成多个波束测向,它在空间同时形成多个波束,然后判断目标在哪个波束。

在雷达中,最接近主动声呐工作方式的是地波雷达和天波雷达,它们一般也是发射宽波束,然后采用数字多波束接收。数字多波束也是相控阵雷达正在努力的方向。

主动声呐(尤其是潜艇主动声呐)有时采用收发阵不共用的结构,即发射阵和接收阵分开。发射阵一般比较小且简单,收发阵间隔很近,仍应视为单站声呐,可不用收发转换开关,但仍然有最小作用距离限制。

1.2.3 雷达和声呐的分类

1. 雷达和声呐的分类

雷达和声呐的分类方法很多,表 1.2 给出了几种典型的分类方法。

表 1.2 雷达和声呐的分类

分类方式	雷 达	声 纳
体制	非相干雷达、相干雷达、跟踪雷达、边跟踪边扫雷达、机械扫描雷达、相控阵雷达	球鼻艏声呐、拖线阵声呐、舷侧阵声呐、岸站声呐、合成孔径声呐、干涉合成孔径声呐
发射有无	主动、被动	主动、被动
发射信号形式	脉冲波、连续波	脉冲波、连续波
工作空间	深空、对空、对海	空气、水

续表

分类方式	雷 达	声 纳
载体	星载、机载、陆基、舰载	航空声呐浮标、直升机吊放、舰载、艇载、岸站声呐
用途	航管雷达、气象雷达、导航雷达、警戒雷达、跟踪雷达、火控雷达、炮位侦察雷达、导弹制导雷达	警戒声呐、猎雷声呐、侦察声呐、通信声呐、鱼雷报警声呐、反蛙人声呐、鱼雷声自导声呐
工作频段	L、P、S、X、Ku、Ka	低频、中频、高频
传播方式	直射波、地波、天波、大气波导	浅海、深海、声轴

现代雷达除了简单的、低成本应用(如舰船导航雷达)的采用非相干体制外,一般都采用相干体制。相干技术是第二次世界大战后雷达的最大特点。相干体制雷达不仅在信噪比积累方面优于非相干雷达,而且它是一切现代雷达的基础。相干体制包括脉内相干和脉间相干。脉内相干是指脉冲波形的使用和处理,如脉冲压缩、单个脉冲测频。脉间相干是指相干脉冲串信号的使用和处理,它不仅可以得到更好的检测性能(如 MTI 和 PD),提高距离和频率的分辨率,提高距离和频率的测量精度,而且可以利用合成孔径原理成像。但是由于脉冲重复间隔长和水声信道的不稳定,只有近距离工作的合成孔径声呐使用脉间相干,其他声呐普遍使用脉内相干技术(脉冲压缩和脉内测频)。

1.3 电子探测系统战术和技术指标

1.3.1 探测能力技术指标

探测能力技术指标一般采用给定距离上和给定虚警概率条件下的发现概率。但事实上,如果人工检测发现目标并进入跟踪状态,这与跟踪保持状态发现概率是不同的,因此也可采用发现目标并跟踪的距离与目标丢失的距离来衡量。

1. 最大作用距离与威力图

最大作用距离也是一个常用技术指标,它是指电子探测系统能可靠探测目标和测量参数的最大距离。由于雷达不同的仰角,其最大探测距离不同,通常用垂直平面的威力图(见图 1.9)来描述。其横坐标是距离,纵坐标是高度。声呐的作用距离与声呐的工作深度和海洋信道密切相关,通常可以采用声场预报仪进行预估。声场预报仪还可以帮助声呐选择合适的工作深度。

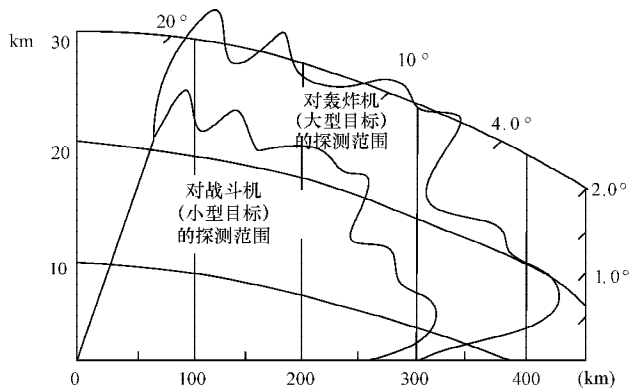


图 1.9 雷达威力图

2. 最小作用距离

对于共站雷达或声呐来说,由于发射信号期间,接收机无法接收信号,因此有一个距离测量的盲区。这个盲区称为最小作用距离。

3. 数据率

数据率是指单位时间内雷达或声呐提供目标测量参数的次数。它不但意味着检测性能的提高,而且意味着探测系统的反应速度。这个指标对于雷达自动目标跟踪也具有重要意义,数据率越高,目标的不确定性越小。机械扫描雷达扫描速度远低于相控阵雷达。对于机械扫描雷达来说,雷达天线越大,扫描速度越慢。如大型米波警戒雷达为 30 秒,而 X 波段火控雷达可达秒级。现代声呐采用多波束方式工作,数据率受限于最大作用距离;对于被动声呐来说,数据率受限于积累时间(一般在秒级)。

1.3.2 估计精度技术指标和分辨率技术指标

估计精度指标反映了参数测量的准确性。一般采用均方根误差来度量。包括:距离均方根误差、角度均方根误差和速度均方根误差等参数。但估计精度与信噪比有关,而信噪比与距离有关,应标明是全部探测范围内的精度还是给定距离上的精度。

分辨率是电子系统能分辨出两个目标的能力。这里定义的分辨率是基于最优处理的(即匹配滤波)。如果不采用最优处理,分辨率可能会提高,但会带来其他的问题,如伪峰等,尤其在低信噪比时。

分辨率是极其容易与测量精度混淆的技术指标,因为两者的量纲相同,但是要严格区分这两个概念。不仅数值有差异,因为测量精度与信噪比有关。而且探测系统有测量精度,并不意味着有分辨率。例如对于单个目标,用单个矢量水听器可以测定方向,但是对于多个目标,单个矢量水听器就无能为力了;除非其他维(距离、频率)能提供分辨率。

分辨率指标重要性说明如下。

分辨率是成像雷达或声呐最重要的技术指标。图 1.10 给出了三种不同分辨率下合成孔径雷达(SAR)的图像。0.5m 分辨率的图像不仅可以看清楚运输机的形状,而且可以发现机场还停有一架轰炸机。因此,提高分辨率,可以提高对目标的批次(即目标的个数)判断的准确性。只有能分辨出目标才能正确给出目标的个数。

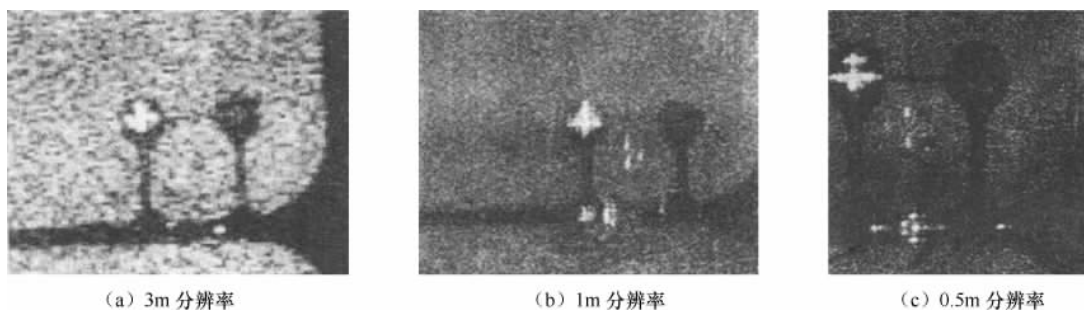


图 1.10 不同分辨率下 SAR 的图像

此外,雷达在杂波背景下(声呐在混响背景下)的检测性能与分辨率有关。这包含三方面的含义:

- ① 利用不同的分辨空间可以改善目标检测性能。例如,运动目标与雷达杂波混在一起,

在时域无法分辨。但运动目标回波有多普勒频率,而杂波是固定的,没有多普勒频率;两者在频域很容易分辨。

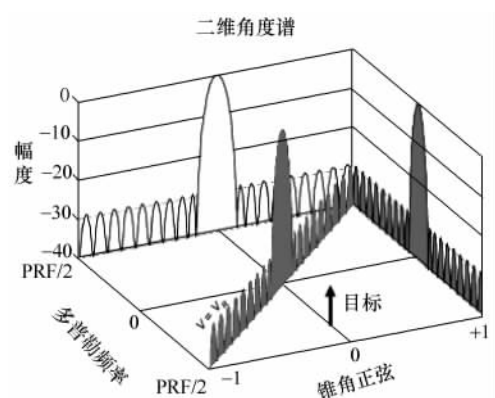


图 1.11 机载正侧视雷达二维角度谱

② 增加分辨的维数可以改善信号检测的性能。生活常识告诉我们将三维物体投影到二维空间会损失分辨能力,这提示我们增加分辨空间的维数,可以改善雷达或声呐的检测性能。如图 1.11 所示,在机载预警雷达正侧视时,由于杂波多普勒谱的展宽,运动目标多普勒谱线会淹没在杂波频谱中。但是在角度谱—频率二维空间上,目标和杂波谱可分离,这便是热门技术时空二维处理(STAP)的物理基础。

雷达和声呐分辨率空间包括:时间、频率、空间(方位、俯仰二维)。雷达的分辨空间还有极化,但极化域的利用不多,多用于遥感,军用雷达大多

为单一极化,因为人工目标极化特性差异很小,难以利用。

③ 即使相同的检测维数,分辨率提高也能改善目标的检测。例如在杂波或混响背景下分辨率(包括角度、距离和频率分辨率等)越高,检测性能越好。而在噪声背景下,则有差异,表现在:提高角度分辨率可以提高检测性能,但提高距离分辨率对检测性能影响不大。因为带宽增加,噪声功率也会增加。

1.3.3 电子探测系统主要技术参数

1. 波形参数

波形参数决定了主动声呐的工作性能和战术使用,应该提供使用者。波形参数包括:中心频率或载频、脉冲重复间隔(PRI)或脉冲重复频率(PRF)、发射信号的波形(连续波、连续波长脉冲、连续波短脉冲、线性调频信号、相位编码信号等)、信号的带宽、信号的脉冲宽度。PRF 往往也是非常重要的战术指标,尤其在脉冲多普勒雷达中。PRI、脉冲宽度如图 1.12 所示。

2. 发射机技术参数

雷达发射机的技术参数称为发射功率,一般用千瓦表示。声呐发射机的技术参数称为声源级,一般用 dBu Pa/m 表示。

3. 接收机技术参数

接收机重要的参数是噪声系数和频带特性。频带特性包括带宽、通带特性和阻带特性。

4. 抗干扰能力

干扰可能来自自然和人工。自然干扰包括热噪声、雷达的杂波、声呐的海洋背景噪声、流噪声、平台自噪声和混响。但通常所指的抗干扰性能主要指对付敌方人工干扰的能力。抗干扰能力将在第 10 章“电子对抗基本原理”中介绍相关内容。

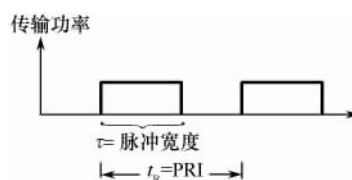


图 1.12 波形参数

1.4 电子探测系统的发展史

1.4.1 雷达发展史

1. 早期发展史

1864 年,麦克斯韦提出了电磁理论,预见到了电磁波的存在。

1886 年,海因里奇·赫兹进行了电磁波产生和接收的实验。证明了电磁波的存在,验证了电磁波的发生、接收。

1903—1904 年,德国人克里斯琴·赫尔斯迈耶研制出原始的船用防撞雷达,探测到了从船上反射回来的电磁波并获得专利。

1922 年,马可尼提出采用短波无线电来探测物体。

20 世纪 30 年代中期,很多国家都几乎同时、且独立地开发出现代形式的脉冲雷达,但其精确的诞生日期难以确定。例如 1934 年 12 月,美国海军研究所(NRL)的 H·泰勒、R·佩奇等人,从 0.6MHz 的脉冲雷达测试中第一次收到了从飞机反射的回波。美国陆军在 1938 年装备了实用的 SCR—268 雷达系统。它在第二次世界大战期间是第一部用来对单个飞行目标探测、便于运输的精密跟踪雷达。这段时期雷达的典型特征是使用超高频或更低工作频率。

2. 第二次世界大战期间

影响现代雷达发展的最重要的成就之一,是 1939 年英国发明的高功率微波谐振腔磁控管高功率厘米波器件的出现。从此,可克服 VHF 频段的局限,开发出窄波束、宽带宽、工作于 L 与 S 频段的大型地面对空监视雷达,以及体积更适用于战斗机使用的 X 频段火控雷达。

1940 年 11 月,美国麻省理工学院(MIT)成立了辐射实验室。早在美国知道英国人发明了微波波段磁控管以前,MIT 就决定致力于发展微波雷达。20 世纪 40 年代,MIT 辐射实验室成功地将微波技术用于空、陆、海方面的军用雷达,当时大约有 150 种不同的雷达系统都是辐射实验室开发的成果,例如,SCR—584 炮瞄雷达、SCR—720 飞机截击雷达、AN/APQ—7 轰炸雷达。

1942 年,美国人发明了单脉冲测角体制。同年出现了动目标显示(MTD)雷达。

3. 第二次世界大战后

第二次世界大战后,雷达的显著特征是相干体制的出现,相干体制是雷达发展史上最重要的技术进步。

(1) 20 世纪 50 年代

20 世纪 40 年代发展起来的单脉冲测角原理,50 年代已成功应用于美国的 AN/FPS—16 跟踪雷达,AN/FPS—16 是一种供测量用的单脉冲精密跟踪雷达,非常具有代表性。AN/FPS—16 的角跟踪精度可以达到令人吃惊的 0.1m rad,这样的角跟踪精度即使以现在的标准来看也是相当高的。

脉冲压缩雷达原理也是在 40 年代提出的,但直到 50 年代才得以应用于雷达发射系统。

50 年代,大功率速调管放大器开始应用于雷达,其发射功率比磁控管大两个数量级。由于磁控管很难实现相干发射,速调管的出现为相干雷达的发展奠定了发射机方面的基础。

50 年代提出了合成孔径雷达理论——距离多普勒成像原理,它利用运动的天线,可以得到高分辨雷达图像。

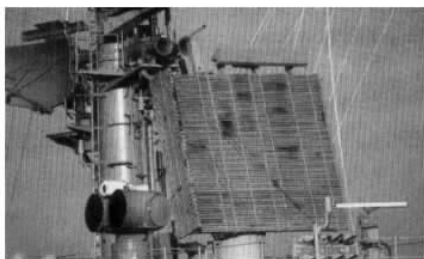
机载气象回避雷达和地面气象观测雷达也问世于这一时期。机载脉冲多普勒(Pulse Doppler, PD)雷达是 50 年代初提出的构想,50 年代末就成功地应用于“波马克”空—空导弹。

(2) 20 世纪 60 年代

20 世纪 60 年代的雷达技术是以第一部电扫描相控阵天线和后期开始的数字处理技术为标志。天线波束的空间扫描可以采用机械扫描和电子控制扫描的办法,电扫描比机械扫描速度快、灵活性好。

第一部实用的电扫描雷达采用频率扫描天线,应用最广泛的是图 1.13(a)所示的 AN/SPS—48 频率扫描三坐标雷达。它是方位上机械扫描与仰角上电扫描相结合的,仰角覆盖范围大约为 45° 。相继投入使用的美国海军 AN/SPS—33 防空相控阵雷达工作于 S 波段,方位波束的电扫描用铁氧体移相器控制,俯仰波束用频率扫描实现。

1957 年,前苏联成功地发射了人造地球卫星,这表明射程可达美国本土的洲际弹道导弹已进入实用阶段,人类进入了太空时代。美苏相继开始研制外空监视和洲际弹道导弹预警用的超远程相控阵雷达。美国在 60 年代研制了 AN/FPS—85 相控阵雷达,如图 1.13(b)所示,它的天线波束可在方位和仰角方向上实现相控阵扫描,是正式用于探测和跟踪空间物体的第一部大型相控阵雷达。



(a) AN/SPS—48



(b) AN/FPS—85

图 1.13 两种相控阵雷达

对动目标显示(MTI)技术加以改进后,机载动目标显示雷达应用到了飞机上。第一次研制机载动目标显示雷达(AMTI)的尝试是在第二次世界大战期间,不过,AMTI 雷达可以可靠地探测海面上空飞行的飞机,仍无法应用于陆地上空飞行目标的探测,因为陆地杂波高出海面 20dB。1964 年在美国海军的 E 2A 预警机上配备的,采用了偏置相位中心天线和机载时间平均杂波相干雷达来实现运动补偿。

60 年代,美国海军研究实验室还研制了探测距离在 3700km 以上的“麦德雷”高频超视距(OTH)雷达,这个研制成果证明了超视距雷达探测飞机、弹道导弹和舰艇的能力。

(3) 20 世纪 70 年代

合成孔径雷达、相控阵雷达和脉冲多普勒雷达等,在 20 世纪 70 年代又有了新的发展。合成孔径雷达已经扩展到民用,并进入空间飞行器。装在海洋卫星上的合成孔径雷达已经获得分辨率为 $25\text{m} \times 25\text{m}$ 的雷达图像,用计算机处理后能提供地理、地质和海洋状态信息。在厘米波段上,机载合成孔径雷达的分辨率已可达到 $30\text{cm} \times 30\text{cm}$ 分辨率。

机载飞机监视雷达的重要进步表现在采用了改进信号处理的方法,使美国海军的 E—2 型空中预警机的机载动目标显示(AMTI)升级成具有对陆地上空的飞机目标进行视探测的能力,并成功开发了美国空军的 E—3A 空中警戒与控制系统(AWAES)的脉冲多普勒雷达。E—3A 的成功主要是由于有了甚低副瓣天线(低于主瓣电平 40dB),使天线副瓣电平的大小

降低两个数量级以上。超低副瓣是机载脉冲多普勒(PD)的关键技术之一。

在空间应用方面,雷达被用来帮助“阿波罗”飞船在月球上着陆;在卫星方面,雷达被用作高度计,测量地球表面的不平度。

20 世纪 70 年代投入正常运转的 AN/FPS—108“丹麦眼镜蛇雷达”是一部有代表性的大型相控阵雷达,主要用于弹道导弹的预警。

“鱼叉”和“战斧”系统中用的巡航导弹制导雷达也是这一时期出现的。

(4) 20 世纪 80 年代

20 世纪 80 年代,相控阵雷达技术大量用于战术雷达,这期间研制成功的主要相控阵雷达包括美国陆军的“爱国者”系统中的 AN/MPQ—53、海军“宙斯盾”系统中的 AN/SPY—1 和空军的 B—1B,它们都已进入了批量生产。L 波段和 L 波段以下的固态发射机已用于 AN/TPS—59、AN/FPS—117 和 AN/SPS—40 等雷达中。在空间监视雷达方面,“铺路爪”(PAVE PAWS)全固态大型相控阵雷达(即 AN/FPS—115)是雷达的一个重大发展。

气象雷达应用了脉冲多普勒处理技术,在降雨测量中包括了风速成分的测量,出现了脉冲多普勒气象雷达。

(5) 20 世纪 90 年代至今

由于信息技术与空间技术的快速发展与进步,在近期战争中,军事技术先进的国家已开始执行以信息为主导的向对方纵深要害地带实施精准打击的战争打法。因此,在雷达方面,特别是深空雷达方面引起的重大发展和对空防御雷达面临的严重挑战。

有人驾驶飞机载、无人机(UAV)载、卫星载的合成孔径雷达(SAR),已成为对敌方纵深要地实施精准打击前的侦察、成像探测,以及打击后战果评估和确定下一轮打击的有效手段。

1991 年第一次海湾战争中,美国首次应用了 E—8C 系统,这套系统的核心是空军/陆军联合监视目标攻击雷达系统(Joint STARS 或 JSTARS)。在代号为“沙漠风暴”的整个战争期间,此系统探测、定位和跟踪了价值很高的对方地面上固定与运动的目标,如“飞毛腿”导弹发射架、行军中的部队、渡河位置、后勤部队位置、部队集结区以及退却路线等,给联军的战场空中指挥与控制中心提供了重要信息,对迅速进行战术决策和指挥攻击机实施打击起了重要作用。

JSTARS 是一部远距离(不小于 250km)、空中对地面监视的系统,可用来全天候对地面目标定位、分类与跟踪。在己方空域内,可探测与跟踪对方领域内前线与后方纵深地区内的行动;且对直升机、旋转的天线和大型慢速飞机有一定的探测能力。

此系统中所用的雷达是 AN/AYP—3 型,具有合成孔径成像/地面动目标显示(GMTI)功能,工作于 X 频段(8~10GHz)的相控阵雷达。7.62m×0.6m 的相控阵天线,安装于飞机前部座舱下面狭长的天线罩内,可向飞机主轴左方或右方侧视。天线波束在方位上电子扫描,视场达 120°,而在俯仰方向机械扫描。当载机飞行于 9150~12 200m 高空时,雷达探测覆盖面积达 80 000km²/分钟。雷达的主要工作方式有大面积监视、固定目标指示、合成孔径成像、活动目标指示、目标分类等 5 种,在以合成孔径雷达方式成像时,像素分辨率为 3.7m×3.7m。

整套 JSTARS 系统包括一架装备 AN/APY—3 雷达和美国陆军的标准型机动式地面站。雷达获取的目标和战场数据既可提供给飞机上的空军操作人员,也可经数据链提供给地面站内的陆军操作人员。E—8C 系统中,飞机上处理数据的操作人员多达 18~28 人。JSTARS 整个系统的概况如图 1.14 所示。

在 20 世纪末的高技术局部战争中,利用人造卫星在对方纵深地区执行侦察任务的重大技术贡献,是 1988 年 12 月由航天飞机发射的美国军事上第一颗实用的“军事测距系统

(Lacrosse, ‘长曲棍球’)”。合成孔径雷达成像卫星“长曲棍球 I”,在 1991 年 1 月至 2 月海湾战争中,与三颗锁眼式 KH—11 光学与红外成像卫星组成的低轨(轨道低于 1000km)侦察成像卫星星座,成功地把对伊拉克观测的情报图像传给美军各级军事长官。“长曲棍球”卫星 SAR 成像侦察不但是全天候的,还弥补了 KH—11 光学、红外成像卫星受气象条件影响的不足;它与 E—8、无人机合成孔径雷达成像侦察相比,有星座规模小,对侦察区再访问率低、实时性差的缺点,但它有不受距离限制,适用于广泛地域的成像侦察,并具有对远洋海域中的舰船(甚至潜艇)探测与识别能力,以及平台的安全性相对较高等优点。低轨卫星 SAR 侦察平台与机载、无人机组 SAR 侦察平台相结合的运用,可获得全空域、全天候、实时的全战区精确图像情报,是当代侦察技术与雷达技术的革命性和跨越性发展。



图 1.14 E—8C 和“监视与控制数据链”(SCDL)协同的效果

美国于 1991 年 3 月 8 日又用“大力神”火箭发射了“长曲棍球 II”卫星,1999 年 3~6 月,北约对南斯拉夫发动的代号为“联盟行动”的军事打击中,使用了两颗“长曲棍球”雷达成像卫星,三颗 KH—11 光学与红外成像卫星组成星座实施侦察。

由于合成孔径雷达(SAR)成像在 20 世纪末的军事、科研、民用等各领域中所起的重要贡献,SAR 技术和应用已成为 20 世纪 90 年代至今蓬勃发展的雷达主流技术之一。

此外,多功能相控阵雷达已成为 21 世纪机载火控雷达发展的主要方向。近代空战中“先敌发现、先敌攻击、先敌杀伤”,已成为空战中获胜的主要手段之一。要做到这点,除了己方战斗机的雷达截面积要设计、制造得足够小,还需要己方的机载火控雷达的威力足够大,能比敌机先发现对方。因此,20 世纪 90 年代以来,美、俄等军事大国都把多功能机载相控阵雷达作为新一代战斗火控雷达的首选类型。美国四代机——用来争夺空中优势的隐身战斗机 F—22 就采用了 X 频段(8~12GHz)的 AN/APG—77 型有源天线、多功能相控阵火控雷达,其天线阵如图 1.15(a)所示,对雷达截面积 1m^2 目标的检测距离可达约 125mile(约 201km)。其有源相控阵天线与工作方式如图 1.15(b)所示。

1.4.2 声呐发展史

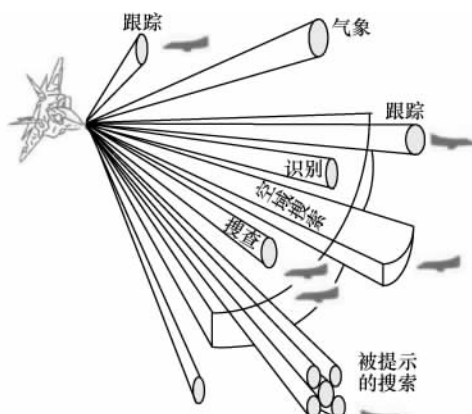
1. 早期发展史

水声的第一次实际应用,可以追溯到 20 世纪初导航系统。早期导航系统是由灯光和雾号

构成,灯光和雾号同步工作,通过测定两者到达时间差,即可确定船相对灯塔的距离。但是在下雨、阵雪、刮风或浓雾弥漫的恶劣气候条件下无法使用。一个改进是引入了水下导航钟。



(a) AN/APG—77 有源相控阵天线



(b) 机载火控雷达工作方式

图 1.15 相控阵机载火控雷达天线与工作方式

巨型的水下导航钟连同雾号一起设置于沿海灯塔附近或灯标船上。钟内充有压缩空气,能驱动气锤击钟,从而在水中自动发出声信号。碳粒微音器安装在船头两侧下方紧贴船板内壁的水密罩内;它们把接收到的钟声信号转换成电信号,并且分别通过导线送到舱室里电话接收机的两个听筒中。听测者则可依据从两个听筒听到的钟声信号的强弱,大致判断船只相对于灯标的方位。如果与此同时同步测出从灯标处发出的雾号声与水下导航钟声到达的时间之差,那么,船只与灯标究竟相距多远也就可以确定了。这种导航系统的作用距离一般可达16km左右。

这种导航方法以及后来发明的无线电导航设备都只能测定船只在航道中的相对位置,回避一些已经查知的暗礁、险滩,而对于其他潜伏在水中的不发声的障碍物(比如冰山,它往往只有十分之一露出海面,而绝大部分藏在水下),船舶都成了“睁眼瞎”。1912年4月14日著名的泰坦尼克号惨剧因此而发生。

怎样才能避免类似事故的发生呢?许多科学家都在思索着。

惨剧发生5天之后,有个名叫理查森的英国人提出了用空气声进行回声定位的建议。一个月以后他又提出了相仿的水声回声定位方案,这便是世界上第一个主动声呐方案。所谓主动声呐,就是一种自己向水中发射声波并根据水中物体的回波来达到各种探测目的(比如定位)的水声设备。可惜的是理查森并没有能实现他的方案,因为当时还不会制造能在水下朝着既定方向发射声波的设备。

1913年,美国人费森登研制出了一种新式的动圈型振动器。这种振动器在水中既能定向发射声波又能接收声波,其结构与现在常用的动圈型扬声器或微音器相似。此后不久利用这种振动器就探测到了2海里(1海里等于1.852km)以外的冰山。费森登的振动器本来是为水下声通信研制的,接上电键后,即可按照莫尔斯电报码发讯和收讯。据称它被装在第一次世界大战时期的美国潜艇上,使潜艇在水下能够互相发讯联系。它的改进型振动器一直使用到1950年。

1914年7月,第一次世界大战爆发。在战争期间,德国展开了“无限制潜艇战”,利用新发明的U型潜艇击沉了协约国的大量军舰和商船。据称有一艘U型潜艇仅在76分钟内,使用

鱼雷击沉了 3 艘装甲巡洋舰。探测水下潜艇的任务迫在眉睫。协约国立即投入许多人力和物力,进行探测方法和设备的研究。磁学的、光学的、热学的方法都试验过,但效果不理想。实践证明最有效的是声学方法,于是各种声呐系统竞相问世。

当时,达·芬奇的空气听测管也得到了应用,不过,那时候在另一只耳朵与海水的另一点之间也设置了一根长管,以便根据声波到达两耳的时间差和强度差,测定水下噪声目标的方向。在工作时,该听测器是可以转动的。当听测器对准敌方舰艇时,舰艇发出的噪声必定同时到达两个大若网球的空心橡皮球(两橡皮球间距接近 1.5m),通过空气管和听筒传入耳朵。那么,敌方舰艇到底在前面还是后面呢?有经验的听测者只要再将听测器向左或向右旋转 90° ,就能迅速地找到答案了。另一种在达·芬奇空气管的基础上发展起来的听测设备是将 24 根空气管分成两组,每组 12 根,均排列成一个直线阵,分别安装在船底的左右侧,依靠特殊的补偿器进行转向。这种设备对于噪声目标的定向精度比较高。

在法国,著名物理学家郎之万和年轻的俄国电气工程师希洛夫斯基合作,利用静电型发射器和一个放在凹曲面焦点处的碳粒微音器进行多次试验,终于在 1916 年接收到了海底回波,以及放在 200m 以外的一块装甲板的回波。

其后,郎之万转向研究石英的压电效应,成功地研制出了石英——钢夹心型超声换能器。郎之万换能器的工作频率较高,具有较强的方向性。它的改进型一直使用到现在。此外,郎之万在实验中还利用了刚刚问世的真空管放大器,这或许是电子技术在水声中的首次应用。这样在 1918 年第一次接收到了水下潜艇的回波,探测距离有时可达 1.5km。

第一次世界大战结束后不久,用于船舶导航的新型设备——回声测深仪诞生了。实际上它是人们在研制探潜回声定位系统的过程中所得到的副产品。此后,由于电子技术的发展,水声换能器性能的改善,特别是对于声波在海水中传播规律的深入了解,声呐技术不断地向前迈进。

2. 第二次世界大战期间

第二次世界大战的爆发开创了声呐发展的新时期。一系列新型的主、被动声呐纷纷问世。参战各国的舰艇都相继装备了能够适用于作战的声呐。前苏联制造的“火星”型被动声呐和“塔米尔”型主动声呐,在伟大的反法西斯战争中发挥了巨大威力。

当时,在水面舰艇上装备的主动声呐常用耳机或扬声器来收听回波信号,并且配有距离指示器,能够同时测出目标的方位和距离。在潜艇上装备的被动声呐,多用耳机收听目标发出的噪声信号,只能测出目标的方位。声呐的换能器都是采用机械的方法使之旋转,从而实现水平方向上的搜索的。而声呐的电路部分则广泛采用了当时电子技术的新成果,形成了一套较完整的系统。并且在战争进入尾声时,出现了使用电子示波管显示目标信号的新型声呐。

1945 年,英国潜艇“冒险者”号首创记录:它在水下完全依据声呐探测到的信息,对同样处于水下的德国潜艇发动了攻击。作为水下观测的重要耳目,声呐的地位日益巩固。

3. 第二次世界大战后

第二次世界大战以后,声呐技术的发展十分迅速。其主要原因包括:一是由于 50 年代出现了载有导弹武器的核动力潜艇,对声呐的性能提出了更高的要求;二是对水声物理的研究逐步深入,对水下声音传播的认识促进了声呐技术的发展;三是战后电子技术的飞跃发展为声呐的发展在技术上准备了条件。

第二次世界大战后,水声物理的研究发现:海水对于低频声波的吸收较小,低频声波能传

播很远,甚至超过千千米。因此,从第二次世界大战后至现在,低频化是声呐技术发展的最主要方向。降低声呐工作频率的好处不仅仅是传播距离远,更重要的是低频范围内目标舰艇的辐射噪声较大,线谱丰富,探测和识别要更容易些。

因此,为了应对核潜艇的威胁,第二次世界大战后声呐系统不断推新,典型代表为:美国的 SOSUS(Sound Surveillance System)系统和 SURTASS(Surveillance Towed Array Sensor)系统。

SOSUS 系统是美国为了应对前苏联核潜艇的巨大威胁,在大西洋和太平洋上布置的庞大的低频水下监听网。第一个全尺寸的 SOSUS 样机于 1952 年布置于 Eleuthera,基阵长 1000 英尺,含 40 个水听器,波束宽度大约为 2° ,布置于水下 1440 英尺的深度。因为其探测性能突出,从 1954 年至 1957 年,美国在大西洋一侧从巴巴多斯岛到加拿大的新斯科舍布置了一个巨大的半圆形基站群,这是美国第一批 SOSUS 基站,如图 1.16 所示。

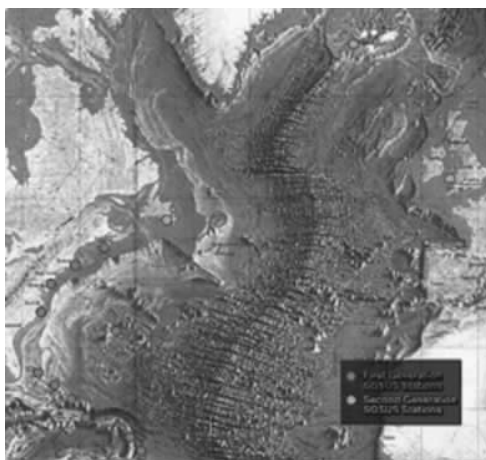


图 1.16 美国第一批 SOSUS 系统基站

SOSUS 具有非常优异的探测性能,1961 年,就跟踪了在北大西洋海域从美国开往英国的乔治—华盛顿号(SSBN—598)核动力潜艇,1962 年,第一次发现前苏联的柴油机动力潜艇;在古巴核导弹危机中,SOSUS 发现前苏联的 FOXTROT—class 核动力潜艇,后来由巡逻机对探测结果进行了确认。

如图 1.17 所示为 SOSUS 系统的全球布局。SOSUS 系统主要包含 6 大探测网:美国西海岸、美国东海岸、关岛、夏威夷到中途岛、白令海峡(阿留申群岛一线),以及格陵兰岛—冰岛—英国一线,形成了庞大的全球水下监控网。

在冷战末期,美国发展舰载的拖曳监视系统,即 SURTASS,其拖曳的水听器阵列长达 1500m,由于其体积很大,无法装载在普通舰船上,主要装备在水声调查船上,共装备 10 艘,第一艘于 1984 年装备于“坚定”号。

在声呐技术发展的同时,潜艇的隐身技术也突飞猛进的发展,美国核潜艇噪声由 1957 年的 165dB 下降到 2000 年约 98dB,被动探测技术受到了越来越大的制约,探测距离越来越小。

为了提高安静型潜艇的探测距离,现代声呐系统朝着低频主动化发展,普遍采用了大功率、低频率发射,以及各种信号处理技术,各种低频主动(Low Frequency Active, LFA)声呐相继装备各国部队。低频主动声呐又分为监视型和战术型两种。监视型 LFA 主要完成远程战略反潜,其典型代表为由 SURTASS 系统升级而成的 SURTASS LFA,由于其频率低、体积大,目前装备在“无暇”号和“胜利”号水声调查船上。战术型 LFA 主要完成编队区域反潜,可

安装在水面作战舰艇上,典型代表有:美国 L-3 公司和德国 ATLAS 公司研制的 LFA。其主要参数对比如表 1.3 所示。



图 1.17 美国 SOSUS 系统的全球布局

表 1.3 典型低频主动声呐的主要参数

低频主动声呐	国 家	工作频率	声 源 级
SURTASS LFA	美国	100~500Hz	215dB
L-3 公司 LFATS	美国	1.38kHz	219~222dB
ATLAS	德国	1.5~2.5kHz	

声呐发展史上最重要的技术进步是波束形成技术。工作频率的降低和发射功率的增大导致了换能器尺寸的增加。此时假若再用机械方法旋转换能器就很不方便了。利用现代电子技术和数字信号处理技术可使换能器所形成的波束在空间迅速扫描或同时形成多个波束同时覆盖整个搜索面,而换能器本身却固定不动,这就是波束形成技术。

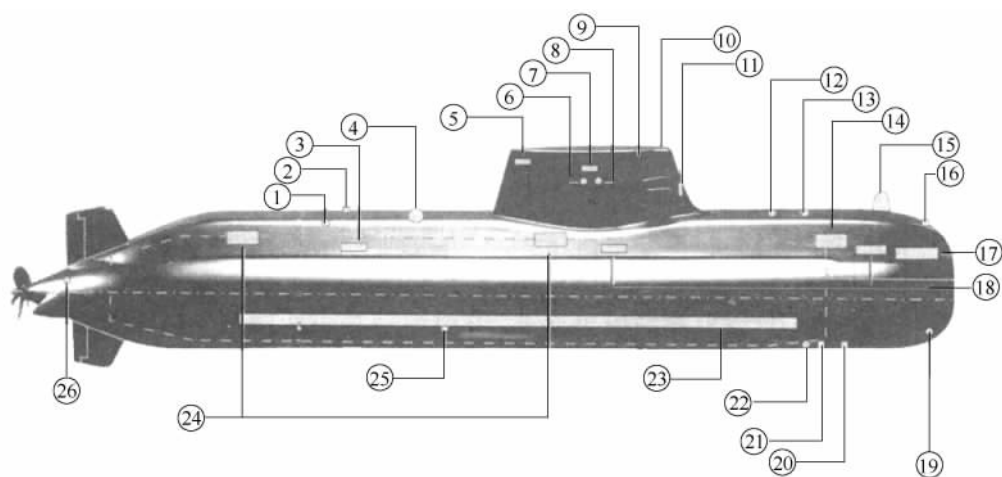
此外,在现代声呐中大量采用数字电子计算机技术处理目标信号、检查故障等,使得声呐的性能、效率和可靠性都得到了空前提高。信号处理已经完全数字化。

潜艇声呐系统包括:球鼻艏声呐、噪声测距声呐、拖线阵声呐、舷侧阵声呐、侦察声呐、通信声呐、声线轨迹仪和本艇噪声监测仪。水面舰声呐系统包括:舰壳声呐、拖线阵声呐、主动拖线阵声呐、通信声呐、声线轨迹仪和鱼雷报警声呐。这些声呐可完成搜索、测向、测距、侦察、鱼雷报警、敌我识别、通信、本艇噪声监测、目标分类、声线轨迹描绘等功能,这些声呐基阵及无线通信天线在潜艇上的布置如图 1.18 所示。

不仅如此,一些国家还大力研制搭载在飞机上的声呐系统,如固定翼飞机携带的航空浮标、反潜直升机携带的吊放声呐,从而形成了海上、海底和空中“三位一体”的立体探潜系统。

声呐技术在战后的重要发展是在民用方面的迅速推广。在导航方面有单波束测深度仪、航行速度测量(多普勒计程仪、声相关计程仪)、海流速度测量(多普勒流速剖面仪和声相关流速剖面仪)、避碰声呐和靠岸声呐。在海洋地质方面有侧扫声呐、多波束测深仪、沉积层剖面仪、海洋地震仪。在物理海洋方面有海洋声层分析等。在水下介入方面,有水声定位和水声数

据传输系统。在渔业方面有探鱼仪、拖网监测仪。



①、⑥、⑫、⑰、⑳自噪声监测水听器, ②紧急电话换能器, ③、⑱分布式基阵, ④浮标, ⑤、⑦水下电话换能器, ⑧声速传感器, ⑨甚高频天线, ⑩甚低频天线, ⑪主动声呐换能器, ⑬、⑲回声测距换能器, ⑭、⑳被动测距基阵, ⑮侦察声呐基阵, ⑯避雷声呐基阵, ⑰圆柱阵, ⑳计程仪探头, ㉑多普勒计程仪, ㉒舷侧阵, ㉓深度传感器

图 1.18 潜艇声基阵及通信天线的布置图

思考题与习题

- 1.1 雷达工作的物理基础是什么？
- 1.2 电子探测设备的探测能力与什么因素有关？雷达和声呐工作的可能干扰背景有哪些？
- 1.3 距离、频率和角度测量精度与哪些因素有关？
- 1.4 为什么要引入分辨率技术指标？距离、频率和角度分辨率与哪些因素有关？
- 1.5 如何理解测量精度和分辨率的差异？
- 1.6 收发转换开关的作用是什么？
- 1.7 第二次世界大战后雷达最显著的技术特征是什么？
- 1.8 为什么主动声呐常用发射宽波束、接收窄波束的角度测量方式？而不采用雷达那样发射窄波束工作,以提高发射功率。

参考文献

- [1] 张直中. 机载和星载合成孔径雷达导论. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [2] 王小谟. 雷达与探测. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [3] 丁鹭飞等. 雷达原理(第四版). 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [4] 李启虎. 数字式声呐设计原理. 安徽: 安徽科技出版社, 2003.
- [5] 关定华. 声学神秘的声音世界. 山东: 山东教育出版社, 2001.

第 2 章 发射与接收系统

主动雷达和主动声呐利用目标散射电磁波和声波的特性来探测、发现目标,并测定目标的距离、方位和速度等参数。发射系统是雷达和声呐的重要组成部分,它的任务是产生符合要求的大功率电信号。下面一节主要讨论雷达和声呐发射机的功能、技术指标和系统组成等问题。

2.1 发射系统的功能和技术指标

1. 功能

主动电子探测系统利用物体散射电磁波和声的特性来发现目标,并确定目标的距离、方位、高度(或深度)和速度等参数。而发射信号的功率直接影响信噪比,从而影响信号检测性能和测量精度。因此,发射系统功能是产生发射波形,将产生的波形放大,输出大功率电磁波或声波。

2. 技术指标

电子探测系统发射机的技术指标主要有工作频率、脉冲重复频率、脉冲宽度、发射脉冲电功率、总效率、信号的稳定度或频谱纯度和信号形式等参数,这些参数直接影响电子探测系统的探测距离、分辨能力和测距精度等。

(1) 工作频率

工作频率又称载频,是指发射机输出信号的中心频率,常记为 f_0 。工作频率往往由电子探测系统的用途、战术性能等决定。

雷达、声呐工作频率的选择参见 1.1.4 小节相关内容的介绍。

(2) 脉冲重复频率(PRF)

发射机每秒产生高频脉冲的个数称为脉冲重复频率 F_r ,其倒数为脉冲重复周期或间隔 T_r ,它等于相邻两个发射脉冲前沿的间隔时间,如图 2.1 所示。

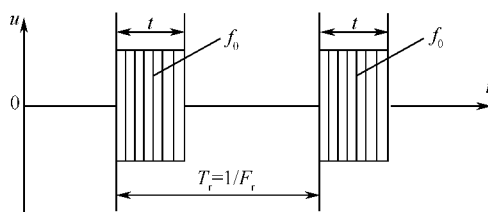


图 2.1 脉冲重复周期、脉冲宽度和频率示意图

随后我们会看到,脉冲重复频率受限于作用距离(见第 3 章)和多普勒频率(见第 5 章)。通常,脉冲重复频率不是由发射机本身决定的,而是由雷达或声呐的定时器决定,现代雷达中往往是从频率合成器中直接分频而产生的,因为相参雷达系统需要严格的相位同步关系。

雷达脉冲重复频率可以从几十毫秒到几十秒。声呐脉冲重复频率从 0.1 秒量级到分钟量级;对于同一声呐站,一般作用距离分为多挡,所以重复频率也是多挡可调的。

增大脉冲重复频率可以增大信号的平均功率,但在脉冲宽度一定的情形下,占空比也将增加,对发射机提出了更高的要求。

(3) 脉冲宽度

如图 2.1 所示,发射脉冲的持续时间称为脉冲宽度,用字母 τ 表示。

对于干扰背景为噪声的情形,增大脉冲宽度,发射脉冲的能量增大,能够提高系统的探测性能和参数测量精度。

常规雷达的脉冲宽度 τ 为 $0.1 \sim 20 \mu\text{s}$,而脉冲压缩雷达的发射脉冲宽度则可由几十微秒到数千微秒。主动声呐脉冲宽度取决于作用距离和具体应用,变化范围在 0.1 毫秒到秒级。

(4) 带宽

发射信号所占的频带宽度,是信号频域参数。带宽有多种定义,如频谱变化 3dB 带宽等,但相互之间仅相差一个系数。发射信号的带宽直接影响距离测量精度和距离分辨率。根据发射波形的不同,发射信号的带宽是单个脉冲的带宽,也可能是多个脉冲合成的带宽。

(5) 输出功率

发射机的输出功率可用脉冲功率 P_t 和平均功率 P_{av} 来表示,其中脉冲功率 P_t 是指脉冲持续期间输出的功率,平均功率 P_{av} 是指脉冲功率在一个重复周期内的平均值。若发射机输出信号是单一频率的矩形脉冲,脉冲宽度为 τ ,脉冲重复周期为 T_r ,则 P_t 与 P_{av} 的关系为

$$P_{av} = (\tau/T_r) P_t \quad (2.1)$$

式中, $\tau/T_r = \tau F_r$, 称为占空比。

发射机的输出功率将直接影响电子探测系统的探测性能和抗干扰能力,但提高发射功率,就意味着升高电压、加大电流,考虑到耐压和高功率击穿问题,从发射机的角度来看,通常通过提高平均功率而不是过分增大脉冲功率来实现。

目前,雷达发射机的输出脉冲功率为几百千瓦至几兆瓦,若采用多部发射机进行功率合成,则雷达的输出脉冲功率可达数十兆瓦;声呐发射机的输出脉冲功率可由几瓦到几百千瓦不等。

尽管发射功率越大越好,但是被敌方侦察设备侦察到的可能性也越大,在实际中应根据实际情况选择合适的发射功率。例如,潜艇通信声呐的发射功率就应严格限制。

(6) 发射机效率

发射机效率是指发射功率与输入功率之比。在雷达发射系统中磁控管单级振荡式发射机、前向波管发射机效率较高,而速调管、行波管发射机效率较低。声呐发射机中最常用的甲乙类,理论效率可达 70% 以上,而 E 类发射机理论效率可到 90% 以上。

(7) 信号稳定度

信号稳定度是指发射信号的振幅(或功率)、频率(或相位)、脉冲宽度和脉冲重复频率等参数随时间作相应变化的程度。发射信号参数不稳定因素可以分为规律性的与随机性的两类,规律性的不稳定因素往往是由电源滤波不善、机械振动等原因所致;而随机性的不稳定因素则是由发射机的噪声和调制脉冲的随机起伏所引起。对于相参雷达或声呐来说,相位(包括频率)稳定度是至关重要的。

(8) 可靠性

可靠性又称可靠度,它是指设备执行规定任务的可靠程度,用 $R(t)$ 表示,也可以用平均无故障间隔时间(MTBF)来衡量。在已知设备工作时间 t 的条件下,若设备的可靠度服从指数分布,则发射机的可靠度可以表示为

$$R(t) = e^{-\mu t} \quad (2.2)$$

式中, μ 为发射机的失效率,它等于机内各串联元件失效率之和,即 $\mu = \mu_1 + \mu_2 + \dots + \mu_n$, 且 $\mu = 1/\text{MTBF}$ 。

(9) 信号形式

在第 6 章,我们将会看到雷达和声呐的信号波形的选择对于主动雷达和声呐性能、信号处理方式都有重要的影响。电子探测系统常用的信号形式有:单频连续波、脉冲连续波、线性调频信号、双曲调频信号、巴克码和伪随机相位编码信号等。

2.2 雷达发射系统

2.2.1 发射系统的组成

雷达发射机是用来产生高频大功率脉冲信号的装置,雷达发射机分为单级振荡式和主振放大式两大类。

单级振荡式发射机比较简单,如图 2.2 所示,它所提供的大功率射频信号是直接由一级大功率射频振荡器产生,并受脉冲调制器的控制,因此振荡器输出的是受到调制后的大功率射频信号。例如,一般的常规脉冲雷达要求的是包络为矩形脉冲序列的大功率射频信号,因而控制振荡器工作的脉冲调制器的输出也就是一个矩形的射频脉冲序列。

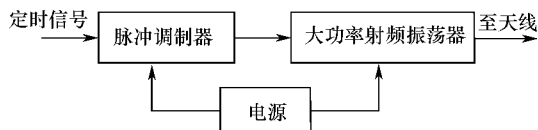


图 2.2 单级振荡式发射机

单级振荡式发射机又称为磁控管发射机,频率稳定度差,脉间相参性差,一般用于非相参雷达,如船用导航雷达等简单应用。现代雷达一般都属于相参雷达,相参雷达一般采用主振放大式发射机。

图 2.3 所示为现代相参雷达的主振放大式发射机方框图,为了讲述方便,图中主要给出了主振放大式发射机和频率源(见图中虚线框)两部分。图 2.3 中,频率源主要由基准源、频率合成器、波形产生器以及发射激励(上变频)组成。基准源利用石英晶体振荡器产生频率很稳定的连续波振荡,它是整个系统(包括接收系统)的频率基准。主振放大式发射机采用多级放大得到大功率发射信号。

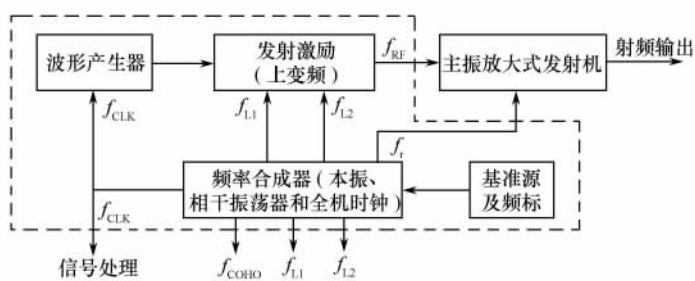


图 2.3 主振放大式发射机

2.2.2 主振放大式发射机

主振放大式发射机采用多级射频放大链,其设计质量与射频放大管的选择关系密切,在 1000MHz 以下选用微波三、四极管组成的放大链,它具有体积小、质量轻、工作电压低、相位稳

定性和相位特性线性度好、成本低和对负载失配容限大等优点,但它的单级增益较低,级数较多,频带也不易做得很宽。

图 2.4 是采用频率合成技术的主振放大式发射机原理方框图,它是一个全相参系统。

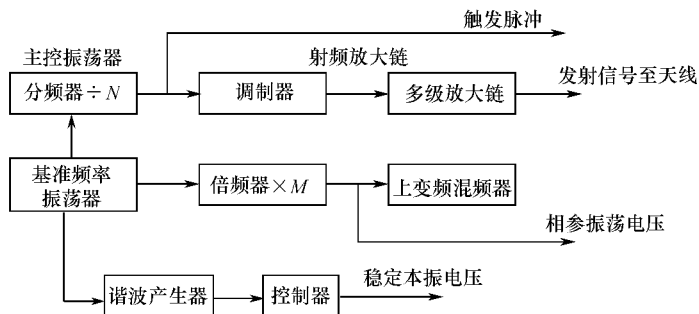


图 2.4 采用频率合成技术的主振放大式发射机

图 2.5 是采用频率合成技术的能产生复杂波形的主振放大式发射机系统。

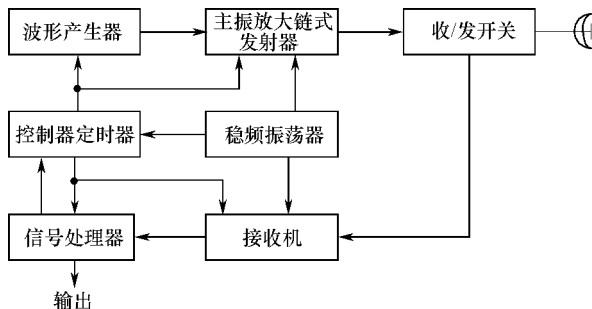


图 2.5 能产生复杂波形的主振放大式发射机系统

主振放大式发射机有如下特点。

(1) 具有很高的频率稳定度

在单级振荡式发射机中,信号的载频直接由大功率振荡器决定,由于振荡管的预热漂移、温度漂移、负载变化引起的频率拖曳效应、电子频移、调谐游移,以及校准误差等原因,难于达到高的频率精度和稳定度。

而在主振放大式发射机中,载频的精度和稳定度由低电平级决定,较易采取各种稳频措施,如恒温、防振、稳压,以及采用晶体滤波、注入稳频及锁相稳频等措施,所以能够得到很高的频率稳定度。

(2) 发射相位相参信号

相位相参性是指单个脉冲内和两个脉冲之间信号的相位之间存在着确定的关系。对于单级振荡式发射机,脉冲的射频相位是随机的,称为非相参发射机。

在主振放大式发射机中,射频脉冲之间就具有固定的相位关系,称为相参发射机。如果雷达系统的发射信号、本振信号、相参振荡电压和定时器的触发脉冲,同时要求接收系统信号正交解调的参考频率、同步脉冲和数据采集的时钟均由同一基准信号提供,所有这些信号之间均保持相位相参性,通常把这种系统称为全相参系统。

(3) 适用于频率捷变雷达

频率捷变雷达具有良好的抗干扰能力,雷达每个射频脉冲的载频可以在一定的频带内快

速跳变,要求接收机本振电压的频率 f_L 与发射信号的载频 f_0 同步跳变。采用频率合成技术的频率捷变系统优点是控制灵活、频率跳变速度快、抗干扰性能好。

(4) 能产生复杂波形

单级振荡式发射机要实现复杂调制比较困难,甚至是不可能;而主振放大式发射机适用于要求复杂波形的雷达系统,各种复杂调制可以在低电平的波形发生器中形成,而后接的大功率放大级只要有足够的增益和带宽即可。

2.2.3 固态发射机

1. 固态发射机的发展概况和特点

近年来,微波半导体大功率器件获得了飞速发展,应用先进的微波单片集成电路(MMIC)和优化设计的微波网络技术,可将多个微波功率器件、低噪声接收器件等组合成固态发射模块或固态接收模块。固态发射机通常由几十个甚至几千个固态发射模块组成,并且已经在机载雷达、相控阵雷达和其他雷达系统中逐步代替常规的微波电子管发射机。

与微波电子管发射机相比,固态发射机具有如下优点:

- ① 不需要阴极加热、寿命长。发射机不消耗阴极加热功率,也没有预热延时。
 - ② 具有很高的可靠性。一方面是固态发射模块本身具有很高的可靠性,目前模块的平均无故障间隔时间(MTBF)已超过 100 000 小时;另一方面,固态发射模块已经制成标准件,当组合应用时便于设置备份件,可随时替换损坏的模块。
 - ③ 体积小、重量轻。固态发射模块工作电压较低,一般低于 40V,不需要体积庞大的高压电源和防护 X 射线的设备。
 - ④ 工作频带宽、效率高。目前固态发射模块的相对带宽能达到 50%,甚至更宽。由于固态发射模块所用的大功率微波晶体管均采用 C 类放大器工作状态,而且可不用调制器,所以效率较高。
 - ⑤ 系统设计和运用灵活。一种设计良好的固态发射模块可以满足多种雷达使用,发射机总的输出功率可用并联模块数目的多少来控制,而不同的输出波形(不同的调制方式、不同的脉冲宽度和重复频率等)则可以通过波形发生器和定时器按一定的程序来实现。
 - ⑥ 维护方便,成本较低。不需要体积庞大的风冷或水冷设备,由于固态发射模块是批量生产的,目前在 L 波段的固态发射模块成本较低,S 波段的成本也在逐渐降低。
- 总的来说,高功率微波晶体管和固态发射模块在超高频波段至 L 波段的发展比 S 波段以上的波段更快。目前固态发射模块和固态收发模块已越来越多地应用于超高频至 L 波段,尤其在超高频波段,固态发射机输出的平均功率已接近 10^6 W。

2. 固态发射机的应用

固态发射机已经在很多雷达系统中应用,总的来说,在 L 波段至 S 波段的应用更多,成本也较低。固态发射机适用于高工作比(即发射脉冲为大时宽信号)的雷达系统或连续波雷达系统。采用固态发射机的高工作比雷达系统发射的高频脉冲为大时宽带宽乘积的线性调频、非线性调频或相位编码信号。

下面主要介绍固态发射机在相控阵雷达、全固态化高可靠性雷达和连续波体制的对空监视雷达系统中的应用。

(1) 在相控阵雷达中的应用

固态模块在相控阵雷达中的应用已受到重视,相控阵天线中的每个辐射元由单个的固态

收发模块组成。相控阵天线利用电扫描方式,使每个固态模块辐射的能量在空间合成为所需要的高功率输出,从而避免了采用微波网络合成功率所引起的损耗。

图 2.6 给出了典型的全固态相控阵发射/接收模块的电路,它由固态发射机、环行器、限幅收发(T/R)开关、低噪声接收机、移相器和控制逻辑电路等组成。一种 L 波段相控阵雷达所用的典型发射/接收模块的参数为:最大峰值功率为 1kW,带宽为 10%~20%,脉冲宽度大于 10 μ s;接收机噪声系数为 3dB,4 位数字式移相器的相移量分别为 22.5°、45°、90°和 180°。

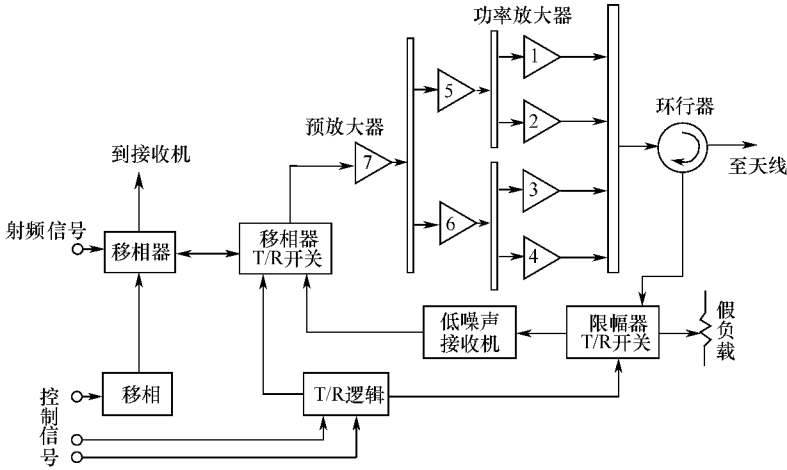


图 2.6 典型的全固态相控阵发射/接收模块

(2) 在全固态化高可靠性雷达中的应用

图 2.7 给出了一个 L 波段高可靠性全固态化发射机的应用实例。这个固态发射机的输出峰值功率为 8kW、平均功率为 1.25kW。它的主要特点是:

- ① 功率放大级采用 64 个固态放大集成组件组成,每个集成组件峰值功率为 150W、增益为 20dB、带宽为 200MHz、效率为 33%。
- ② 采用高性能的 1/8 功率分配器和 8/1 的功率合成器,保证级间有良好的匹配和高的功率传输效率。
- ③ 采用两套前置预放大器(组件 65 和 66),如果一路预放大器失效,转换开关将自动接通另一路。

上述三点使得固态发射机具有高可靠性、体积小、重量轻、机动性好等优点。

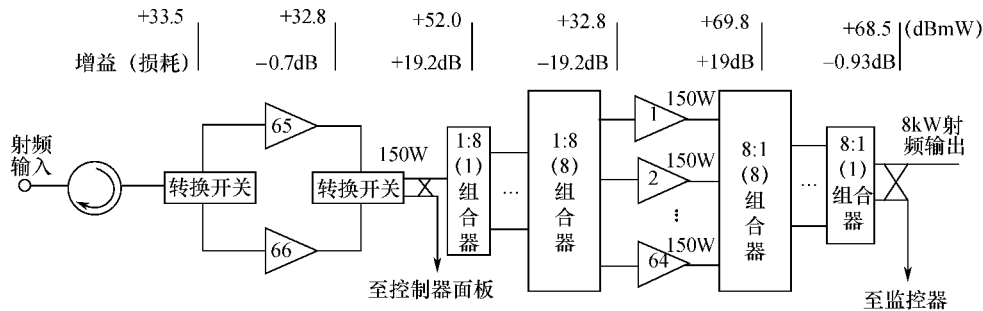


图 2.7 L 波段高可靠性全固态化发射机

3. 在连续波体制对空监视雷达系统中的应用

图 2.8 示出一种用于连续波体制对空监视雷达系统的固态发射机的组成框图,该连续波对空监视雷达提供高空卫星及其他空中目标的检测和跟踪数据,工作频率为 217MHz。为了提高雷达系统的性能,用固态发射机代替了原来体积庞大、效率较低的电子管发射机,整个天线阵面由 2592 个相控阵偶极子辐射器组成,每个辐射器由一个平均功率为 320W 的固态发射模块驱动。由于固态发射模块与偶极子辐射器采用了一体化结构,与电子管发射机相比,功率传输效率提高了 1dB,2592 个固态发射模块输出的总平均功率为 830kW。

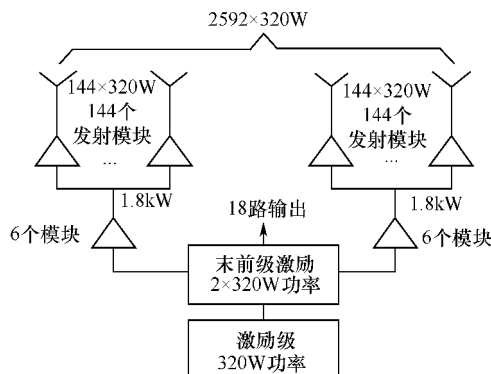


图 2.8 用于连续波体制对空监视雷达系统的固态发射机

2.2.4 频率合成器

1. 频率合成器的发展概况

频率源是雷达、通信、电子对抗等电子系统实现高性能技术指标的关键部件,许多现代电子设备和系统的功能实现,都直接依赖于所用频率源的性能。因此,频率源被人们喻为是众多电子系统的“心脏”,当今高性能的频率源都是通过频率合成技术来实现。

频率合成技术出现于 20 世纪 30 年代,最初产生并进入实际应用的是直接频率合成技术,它具有频率转换时间短、近载频相位噪声性能好等优点,但是由于采用大量的倍频、分频、混频和滤波环节,直接式频率合成器的结构复杂、体积大、成本高,而且容易产生过多的杂散分量,难以达到较高的频谱纯度。到 60 年代末 70 年代初,相位反馈理论和模拟锁相技术在频率合成领域里的应用,引发了频率合成技术发展史上的一次革命,相参锁相式合成技术就是这场革命的直接产物。随后数字化的锁相环路器件,如数字鉴相器、数字可编程分频器等器件的出现,以及其在锁相频率合成技术中的应用,标志着数字锁相频率合成技术得以实现。由于不断吸收和利用吞脉冲计数器、小数分频器、多模分频器等数字技术发展的新成果,数字锁相频率合成技术日益成熟,锁相式频率合成器具有良好的窄带跟踪特性,可以很好地选择所需频率的信号,抑制杂散分量,并且可避免使用大量滤波器,非常有利于集成化和小型化。此外,还具有良好的长期频率稳定度和短期频率稳定度。但是,由于锁相环本身是一个惰性环节,使得频率锁定时间较长,故锁相式频率合成器的频率捷变时间较长。目前,锁相环频率合成器在各电子领域中获得了较为广泛的应用。

2. 频率合成器的主要技术指标

频率合成器的指标主要如下。

(1) 工作频率:一般包括合成器输出信号的中心频率 f_0 及带宽 B 。

(2) 频率分辨力:频率分辨力是指每个离散频率之间的最小间隔,不同用途的频率合成器对频率分辨力有不同的要求,分辨力可从到赫兹级到兆赫级。

(3) 频率转换时间:频率合成器从一个频率转换到另外一个频率,并且达到稳定所需要的时间称之为频率转换时间。在雷达、通信以及电子对抗等许多领域,对频率合成器的频率转换时间往往提出了严格甚至苛刻的要求,频率转换时间有时要达到微秒数量级。

在各种频率合成方法当中,直接合成与直接数字频率合成的转换时间是极短的。对于锁相频率合成器而言,频率转换时间就是环路的锁定时间,其数值大约为参考时钟周期的 25 倍。

(4) 频率准确度与频率稳定度:频率准确度是指频率合成器的实际输出频率偏离标称工作频率的程度;频率稳定度是指在一定时间间隔内合成器输出频率变化的大小。

频率准确度与稳定度之间有区别又有联系,只有稳定才能够保证准确。因此,常将工作频率相对于标称值的偏差也计入不稳定偏差之内,所以只考虑频率稳定度即可。

(5) 频谱纯度:频谱纯度是指合成器信号源输出频谱偏离纯正弦波谱的量度,影响信号源频谱纯度的因素较多,主要包括以下一些:

- ① 相位噪声。它表现为时域当中的零交叉随机起伏和频域中的频谱扩展。
- ② AM 噪声。它表现为时域当中的包络起伏和频域中的频谱扩展。
- ③ 非谐波相关杂散边带(杂散)。
- ④ 谐波相关带。它是由谐波失真产生的。
- ⑤ 有源器件产生的 f^{-1} 闪烁噪声,该噪声属于低频的噪声。
- ⑥ 分频器的噪声。
- ⑦ 倍频器的噪声。

在上述影响频谱纯度的 7 个因素中,起主要作用的是相位噪声和杂散。因此,在以后讨论频率稳定度和频谱纯度时主要考虑这两个因素。

(6) 系列化、标准化和模块化的可实现性:任何单只频率合成器不可能包含所有频段,因此有系列化要求。另外,在实现不同频率合成器时,还要考虑所有模块的通用性(在转换频段工作时,需要换模块的品种越少越好)和互换性。

(7) 成本、体积及质量。

2.2.5 当前常用频率合成技术及其特点

1. 直接频率合成(DS)技术及其特点

直接频率合成方法是最早出现的频率合成方法,也是最为经典的混频窗口频率合成技术。该方法是指利用一个或多个高稳定的参考晶体振荡器,经过混频器、倍频器、分频器、带通滤波器实现对输入参考晶振频率的加、减、乘、除运算,以产生所需要的各种频率。

按频率合成器所需要的参考晶振源的数量多少,合成方法可分为两种——非相干法和相干法。由于非相干法需要用多个参考晶振源,而且制作具有相同的频率稳定度和频率精度的多个晶体难度非常大,同时还存在着体积大、造价高和系统复杂的缺点;另外该方法输出的频率与参考晶振无固定的相位关系,如果在全相参雷达系统、通信相干接收系统等场合采用该合成方法是不能实现相参要求的,因此这种合成方法现已较少采用。而相干法仅仅使用一个参考晶振,频率合成器输出的各种频率都由该参考晶振直接或间接产生,因此输出频率的稳定度和频率精度与参考源一致,同时也可以使输出频率与参考晶振保持严格固定的相位关系,这种合成方法得到广泛应用。各种相干频率合成方案有很多变化形式,基本方式都包含在如图 2.9 所

示的原理框图之中。

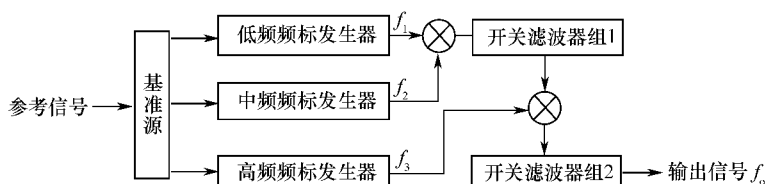


图 2.9 直接频率合成原理方框图

如图 2.9 所示,输出信号频率 $f_o = f_3 \pm f_2 \pm f_1$, 其中 f_3 决定了工作频段, f_2 决定了工作带宽, f_1 决定了频率分辨力。该框图看起来易于实现,其实不然,因为每个频标发生器和开关滤波器组不仅成本昂贵,而且由于混频窗口、滤波器可实现性和开关隔离度等因素的限制,实现起来非常复杂。

直接频率合成的技术特点如下:

- ① 可实现任意频率和带宽信号的合成,比较适用于频率点数较少的情形;若频率点数较多时,该方法比较复杂,体积较大,造价较高。
- ② 很难实现较高的频率分辨力。
- ③ 跳频时间取决于电路中转换开关的速度,一般来说频率合成器中选用的开关速度在几百纳秒到几个微秒的数量级之间,可见跳频的速度很快,故该合成方式常用在诸如通信、雷达、电子对抗要求频率捷变速度快的场合。
- ④ 可实现极低噪声的频率合成,通过良好的设计可以做到输出信号的相对频率稳定度同参考频率源相当。
- ⑤ 由于直接频率合成器中往往会使用很多混频器、分频器和倍频器,必然会产生杂散。这些杂散分布很广、数量较多,必然会影响信号的频谱纯度,如果参考频率设计不当和滤波器设计不理想,所产生的杂散可能会大到不能允许的程度,特别是方案复杂时更是如此。
- ⑥ 要想实现高杂波抑制制度,需付出很大的代价。
- ⑦ 能实现系列化、标准化及模块化。但是,随着分辨力、相噪及输出频率指标的不同,合成器方案变化较大,系列化、标准化和模块化的难度也随之增加。
- ⑧ 高性能直接频率合成器方案复杂、成本高,重量和体积也较大。

上述指标之间有时是可以相互转化的。例如,更复杂的方案和更高的成本,可以换来较高的分辨力及较低的杂波输出。值得注意的是,随着微波器件(如滤波器、开关等)和集成电路工艺水平的提高,直接频率合成器的实现难度、成本、质量和体积正逐渐有减小的趋势。这种合成器具有速度快和相噪低的优势,所以近年来直接频率合成器的发展又重新引起了人们的关注,尤其是在追求频率稳定性和跳频速度的场合,情况更是如此。

2. 间接频率合成(IS)技术及其特点

间接频率合成技术又称锁相环频率合成技术。最基本的锁相环(PLL)包含三个部分:鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO),其原理方框图如图 2.10 所示。

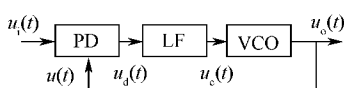


图 2.10 基本锁相环原理方框图

在锁相环频率合成器中,输入信号 $u_i(t)$ 通常是由晶振产生的参考信号。当压控振荡器的工作频率 f_o 由于某种原因发生变化时,其相位也要相应地发生变化,这种变化是在鉴相器中与输入参考信号的相位进行比较

产生的,其结果使鉴相器输出一个与相位误差 θ_e 成正比的误差电压 $u_d(t)$,该电压经环路滤波器取出低频直流分量 $u_c(t)$,用来控制压控振荡器频率发生变化,使 VCO 的振荡频率 f_0 能够稳定在参考频率 f_r 上。PLL 输出频率的稳定度与参考晶振的频率稳定度相同。

由上面过程可知,锁相环实质上是一个相位负反馈控制系统。当系统稳定时, $f_r = f_0$ (无频差跟踪)、 $\theta_e = C$ (相位差固定)。

相对于直接频率合成法来说,间接频率合成的应用更为广泛,其特性为:

- ① 可实现任意频率和带宽信号的合成。
- ② 若降低对输出信号相位噪声指标的要求和考虑较复杂的方案(如小数分频锁相环等),可实现较高的频率分辨力。
- ③ 跳频速度取决于环路带宽和捕捉方法,在极窄跟踪、无鉴频和其他辅助频率捕捉电路中,频率切换和相位稳定需要较长时间,一般为毫秒级。通过精心设计,间接合成器的跳频时间可以控制在几十微秒以内。
- ④ 由于传统的混频频环存在环路内分频,所以在输出端有较大的环路噪声。为了满足频率分辨力和带宽的要求,这种分频在传统方案中又是必不可少的,从而限制了频率稳定度的提高。

- ⑤ 除鉴相频率泄露外,一般混频频环无其他的杂波输出(小数分频环除外)。
- ⑥ 简单的方案就可以实现较高的信号杂波比。
- ⑦ 系列化、标准化及模块化的可实现性:较易实现系列化、标准化和模块化。
- ⑧ 一般间接频率合成器方案简单、造价低,体积、质量适中。

3. 直接数字频率合成(DDS)技术及其特点

直接数字频率合成器(Direct Digital Synthesizer, DDS)是近几年发展起来的一种新型频率合成器。1971年, J. Tierney 等人撰写的“*A Digital Frequency Synthesizer*”一文,首次提出了 DDS 的概念。随着数字集成电路与微电子技术的迅速发展,充分体现出这种频率合成方式具有极高性能价格比,具体体现在相对带宽宽、频率转换时间短、频率分辨力高、输出相位连续、可产生宽带正交信号和多种调制信号、可编程和全数字化、控制灵活方便等方面。

在输出带宽较窄时,DDS 输出信号的杂散一般为 $-70 \sim -90\text{dB}$,而在输出带宽达到几百 MHz 级时,杂散为 $-40 \sim -50\text{dB}$ 。因此,如何降低 DDS 的输出杂散是 DDS 研究的一个重点内容。

图 2.11 是 DDS 的基本原理方框图。它由标准晶体振荡器参考频率源、相位累加器、正弦波函数表(ROM、波形存储器)、数/模转换器和低通滤波器组成。

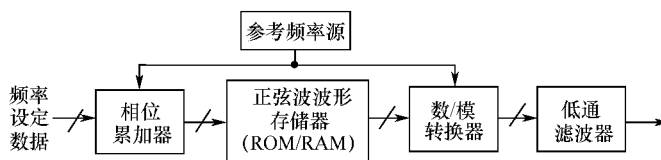


图 2.11 DDS 基本原理方框图

直接数字频率合成的技术特点如下:

- ① 时钟上限受电路工艺的固有限制,因此,输出频率较低,相对带宽很宽但绝对带宽较窄。就单独的 DDS 芯片而言,不可能实现任意频率和任意带宽的输出。

- ② 易实现极高的频率分辨力。
- ③ 跳频速度快,一般在几十纳秒数量级。
- ④ 可以实现低噪声的频率合成,残留相位噪声仅是电路的加性噪声。
- ⑤ 杂波分布比较复杂。
- ⑥ 信号杂波比,由相位截断位数、D/A 的有限分辨力和非线性等因素决定。一般情况下,远区信杂比大于 40dB,近区信杂比大于 80dB。
- ⑦ 单片 DDS 电路很难高于 1GHz,所以,只有与其他合成技术相结合才能实现系列化、标准化和模块化。
- ⑧ 应用 DDS 技术的合成器简化了整个方案的复杂性,因此在可靠性、成本、质量和体积方面,明显的优于采用其他技术的频率合成器。

现代雷达如果采用大时间带宽积信号,其发射信号都是采用 DDS 来产生的。因此,DDS 在现代雷达中具有重要的地位,它和数字信号处理一起,加速了数字阵列技术的发展,也就是全数字相控阵技术的发展。在数字阵列技术中,已经没有传统意义上的移相器或延时线。它发射移相或时延采用 DDS 来实现,其接收波束形成依靠数字信号处理来实现。

2.3 声呐发射系统

主动声呐是由声呐站本身向海水中发射特定形式的声波能量,利用回波信号来探测和识别目标,并测定目标的位置和运动参数。所谓特定形式的声能是指具有特定的频率、特定的调制方式及脉冲长度等的声波信号。声呐发射机在主动声呐中起着产生具有这种特定形式的大功率电信号的作用,然后一般要经过匹配网络提高发射机输出效率,再经过换能器将电信号能量转换成声信号辐射到海水里去,所以声呐发射系统是主动声呐不可缺少的主要组成部分之一。

2.3.1 声呐发射系统的组成及作用

图 2.12 是现代主动声呐发射系统的基本组成框图。

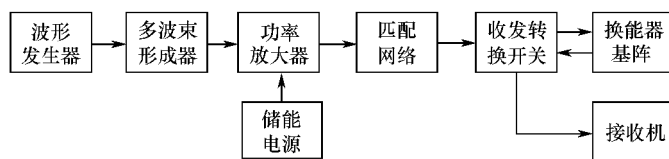


图 2.12 现代主动声呐发射系统组成框图

主动声呐发射机由 4 部分组成。

第一部分是发射激励波形发生器。它是根据总体指标要求,产生具有一定形式的电信号,其工作频率、脉冲长度和重复周期均可选择,信号可以是单频脉冲调制波,也可以是调频脉冲波或其他组合信号波形。此外它还必须产生时间基准,用作距离测量时间基准、数据采集同步信号、数据采集时钟等。

第二部分是发射多波束形成器。它的作用是形成多个空间波束的发射驱动信号,向水下空间指定的扇面角度或全向辐射声能,波束的数量取决于声呐对目标搜索速度和定向精度的要求。

第三部分是功率放大器。由于波形发生器产生的电信号功率很小,而声呐发射机要求末

级输出功率很大,往往要达到几十千瓦、甚至兆瓦级的脉冲功率,所以必须将功率放大,并对换能器进行阻抗匹配,以便能够以足够高的效率向水中辐射足够的声能量。

第四部分是储能电源。因为声呐发射机处于脉冲工作状态,它在脉冲发射期间需要大功率电源供给,所以电源设备都以大电容储能的办法,以减小电源设备的体积和重量,且提高电源效率。

当发射机和接收机共用一个换能器时,为了使发射机和接收机都能正常工作,必须采用收发转换开关。早期用转接变压器作为收发转换开关,随着大功率硅二极管的出现,近年来多数声呐站都采用无触点二极管作为收发转换开关,这种开关结构简单、重量轻、成本低。

2.3.2 匹配网络

1. 发射换能器的等效电路

声呐发射机的负载是电声转换器,又称声呐换能器,一般是将磁致伸缩材料或压电陶瓷材料设计成一定的形状、结构的元件后,再组装成声呐换能器。

作为声源用的电声换能器由机械系统和电路系统两部分构成。就其机械系统而言,分别有表示系统的惯性、弹性和内阻尼损耗特性的部分。惯性以其等效质量 m 表示,弹性以其等效力顺 C_m 表示(又称柔顺系数,它与理论力学中的刚性系数成倒数关系),内阻尼损耗用阻力系数 R_m 表示,如图 2.13(a)所示。

电声转换器(声呐换能器)中机电系统间的相互耦合作用,用电路系统加上电量后产生在机械系统上的力学量描述。对压电式换能器,在其电端加电压 U ,则在机械系统产生力 F ,对于线性转换系统有

$$F = G_N U \quad \text{或} \quad U = F / G_N \quad (2.3)$$

式中, G_N 为电声系统机电转换系数,它决定于系统本身的参量。

利用机电类比的观念,将系统中机电能量间的转换类比于电路中的变压器耦合电路,图 2.13(b)所示虚线框内的部分称为“机电变压器”。由此类比电路得到的机电系统的等效电路如图 2.13(c)所示。图 2.13 中 R_0 、 C_0 为换能器机械部分嵌定不动时的电阻和电容,机电变压器的变比为 N 时,换能器的机械系统反映到电路中的等效电感、等效电阻和等效电容分别为 L_{d0} 、 R_{d0} 和 C_{d0} ,统称阻抗,用 Z_d 表示。

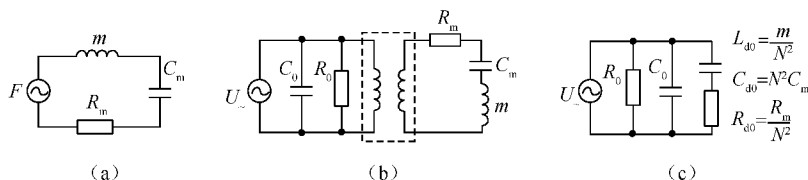


图 2.13 压电式电声换能器的等效电路

2. 声呐发射机的负载匹配

声呐发射机的负载是声呐换能器,声呐的设计工程师的具体任务是根据应用的要求,将一定量的电功率加到换能器的电路端子,且要保障高效率地将发射的电功率传到换能器上,即要保证声呐发射系统总的电声转换效率。

阻抗匹配是保证电声转换效率的重要因素。其任务首先是将电抗性负载(压电陶瓷换能器为电容性,磁致伸缩换能器则是电感性)变换为纯电阻性负载,使负载上的功率因数最大。

然而,即使发射机的负载已成为电阻性负载时,此负载上也并不一定能获得最大的功率。

在小信号条件下,负载上的功率与发射机的内阻有关,若发射机等效内阻已定,信号源等效内阻为 R_t ,负载电阻为 R_L 。当发射机输出电压为 V ,则可知当 $R_t = R_L$ 时, R_L 上可得到最大功率,此时还可以实现阻抗匹配,避免终端反射。

但在大信号情况下,由于驱动信号源的幅值可变,则要充分考虑到功率放大器输出端的电压利用系数和电流利用系数。这是另一种阻抗匹配的概念,目的是要使功率放大器的输出效率最高,这也是和小信号阻抗匹配不同的概念。

这里有两个含义,一是使加到发射机功率放大器的电负载(电阻)是一个适当的值,使其电压利用系数和电流利用系数高;二是将电抗性负载变换成纯电阻性负载,使加到负载上的有效功率值最大。声呐发射机的负载为容性负载。因此,本节讲解声呐发射机负载阻抗匹配的设计原理时,对于含有电抗性元件的声呐换能器,匹配的概念是要在发射机和作为负载的声呐换能器之间加入一个匹配网络,使网络输入端的阻抗为一纯电阻。下面分为两种情况说明,即窄带匹配和宽带匹配。

(1) 窄带匹配

当声呐发射机的信号频谱集中到某一中心频率附近较窄的频带中时,可认为是单频匹配。如在发射单频连续信号或单频长脉冲信号的情况下,就可以用单频匹配网络对声呐换能器进行窄带匹配,如图 2.14 所示。

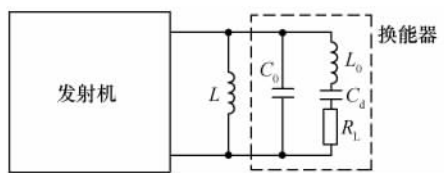


图 2.14 窄带匹配网络

图 2.14 中, C_0 为换能器静态电容,即换能器的机械部分嵌定不动时的电容; R_L 为换能器在工作频率上的等效电阻。其机械谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.4)$$

换能器的机械系统反映到电路中的等效电阻又称动态电阻。将图 2.14 和图 2.13(c)比较后可以看出,换能器的静态电容 C_0 和匹配网络的电感 L_0 相当于一个并联谐振回路,工作带宽为

$$B_{-3dB} = \omega_0 / R_L \quad (2.5)$$

(2) 宽带匹配

当声呐信号的频谱分布在较宽的频带中时,不能由窄带匹配网络的带宽 B_{-3dB} 覆盖时,就必须对水声换能器进行宽带匹配。

从经典的滤波器理论入手,以 π 型带通滤波器为例,其原理如图 2.15 所示,图中虚线框内视为待匹配换能器的等效电路,而电容 $C/2$ 又被视为 π 型带通滤波器的组成元件,其特性阻抗如图 2.16 所示。

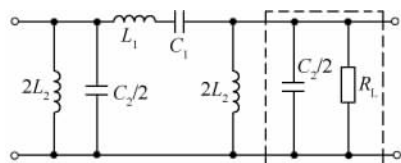


图 2.15 π 型带通滤波器原理图

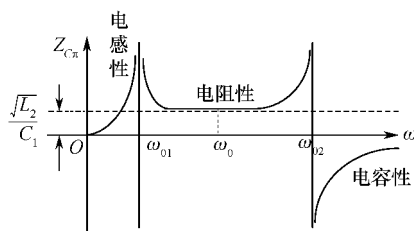


图 2.16 π 型带通滤波器的特性阻抗

由经典滤波器理论可知,其特性阻抗为

$$Z_{C\pi} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad (2.6)$$

两个谐振频率分别为

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.7)$$

使用中一般取 $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0$, 从而有

$$n = L_1 / L_2 = C_2 / C_1 \quad (2.8)$$

带通滤波器的两个截止频率分别为

$$\omega_{C01} = \frac{\omega_0}{\sqrt{n}} (\sqrt{1+n} - 1), \quad \omega_{C02} = \frac{\omega_0}{\sqrt{n}} (\sqrt{1+n} + 1) \quad (2.9)$$

$$B = \Delta\omega = \omega_{C02} - \omega_{C01} = 2\omega_0 / \sqrt{n} \quad (2.10)$$

因此,有

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{C01} \omega_{C02}} \quad (2.11)$$

2.3.3 收发转换开关

当发射机和接收机共用一个换能器(基阵)时,必须采用收发转换开关装置。当发射机正在发射信号时,收发转换装置将换能器(基阵)与发射机接通,使得发射机输出的电功率绝大多数加到换能器(基阵)上,并以声能的形式辐射到水介质中。但是,在发射机发射大功率信号时,该信号同时进入接收机的输入端,这会造成接收机器件的损坏。因此,在发射机发射信号时,收发转换装置要将接收机输入端可靠地短路,一旦信号发射完毕,又要使接收机输入端转为正常工作状态,让换能器接收到的回波信号进入接收机中。目前,多数收发转换装置采用无触点二极管开关进行收发转换,如图 2.17(a)所示。

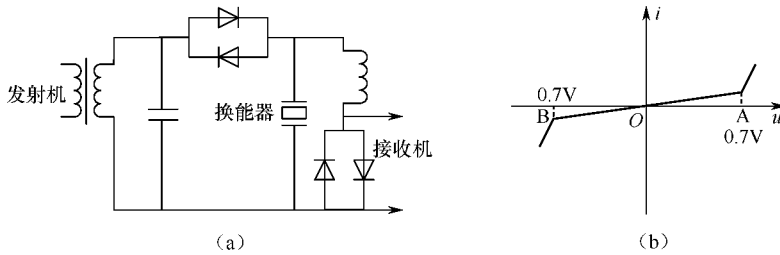


图 2.17 收发转换装置

图 2.17(a)中共有两对(组)反向并联的二极管,收发转换装置的任务是由它们来完成的。两个反向并联的二极管的安培($u-i$)特性曲线如图 2.17(b)所示,当它们两端所加的电压大于 A 点的电压值时,正向连接的一个(组)二极管导通。而当它们两端所加的反向电压大于 B 点的电压值时,反向连接的一个(组)二极管导通。当所加的正向或反向电压小于 A 点和 B 点的电压值时,两个(组)二极管均不导通。对于只有两只反向并联的硅二极管组成的收发转换开关, A 点或 B 点的电压近似等于 0.7V。

收发转换装置的另一个作用是防止发射信号造成接收机电路的阻塞现象。所谓的阻塞现象是由于在很高的发射信号电压通过接收机输入端的隔直流电容时对该电容充电。当发射脉冲结束后,电容器储存的电能释放需要很长一段时间。在这段时间内,这个耦合电容的电位就

会使模拟放大器的工作点发生偏移,严重时会使模拟电路的工作点进入非线性区(饱和区或截止区),从而造成接收机电路在这段时间内出现不能正常地将信号进行放大、滤波等现象,它形象地被称之为“阻塞”现象。当接收机的输入端接在图 2.17(a)位置时,输入端的大信号(发射信号的一部分)钳位在串联二极管的导通电压值,因此隔直电容上的能量被限制在有限值上,这样将其能量释放到正常值的时间就可以大大缩短,从而使由发射信号引起的电阻阻塞时间减小到声呐盲区所允许的范围之内。

2.4 接收系统的组成及技术指标

接收系统在整个电子探测系统中,处于天线(换能器)和显示设备之间。由于从天线(换能器)送给接收机输入端的信号极其微弱,并且伴有噪声和干扰信号,而显示设备要求接收机送来的信号的幅度要足够大。因此,电子探测系统接收机必须能够对信号进行选择、放大和变换,并且具有从噪声和干扰中选择出有用信号,并将微弱的脉冲信号变换成幅度足够大的时频信号的功能。

2.4.1 雷达接收机的组成及技术指标

1. 雷达接收机的组成

雷达接收机一般采用超外差式接收机,其主要特点是利用混频器将雷达天线接收到的信号与本机信号进行混频,将高频信号变为固定的中频信号,然后将中频信号进行充分放大。超外差式接收机与其他类型的接收机相比,线路结构虽然复杂一些,但灵敏度高、选择性好、工作性能稳定,因而得到了广泛的应用。

超外差式接收机一般包含高频设备(包括天线开关、高频放大器、混频器、本机振荡器)、中频放大器、检波器、视频放大器和控制电路等几个部分,如图 2.18 所示。

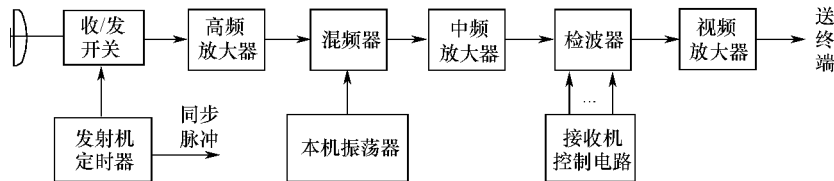


图 2.18 雷达接收机组成原理方框图

2. 雷达接收机的技术指标

(1) 灵敏度

灵敏度表示接收机接收微弱信号的能力,能接收的信号越微弱,则接收机的灵敏度越高,因而雷达的作用距离就越远。

雷达接收机的灵敏度通常用最小可检测信号功率 $S_{\min}$ 来表示。当接收机的输入信号功率达到 $S_{\min}$ 时,接收机就能正常接收并在输出端检测出这一信号。如果信号功率低于此值,信号将被淹没在噪声干扰之中,不能被可靠地检测出来,由于雷达接收机的灵敏度受噪声电平的限制,因此要想提高它的灵敏度,就必须尽力减小噪声电平,同时还应使接收机有足够的增益。

目前,超外差式雷达接收机的灵敏度一般为 $10^{-12} \sim 10^{-14} \text{ W}$, 保证这个灵敏度所需增益为 $10^6 \sim 10^8 (120 \sim 160 \text{ dB})$, 这一增益主要由中频放大器来完成。

(2) 工作频带宽度

接收机的工作频带宽度表示接收机的瞬时工作频率范围。在复杂的电子对抗和干扰环境中,要求雷达发射机和接收机具有较宽的工作带宽,例如,频率捷变雷达要求接收机的工作频带宽度为 $10\% \sim 20\%$ 。接收机的工作频带宽度主要决定于高频部件(馈线系统、高频放大器和本机振荡器)的性能。需要指出的是,接收机的工作频带较宽时,必须选择较高的中频,以减少混频器输出的寄生响应对接收机性能的影响。

(3) 动态范围

动态范围表示接收机能够正常工作所允许的输入信号强度变化的范围。最小输入信号强度通常取为最小可检测信号功率 $S_{\min}$,允许最大的输入信号强度则根据正常工作的要求而定。当输入信号太强时,接收机将发生饱和而失去放大作用,这种现象称为过载。使接收机开始出现过载时的输入功率与最小可检测功率之比,称为动态范围。为了保证对强弱信号均能正常接收,就需要采取一定措施,保证动态范围大,例如,采用对数放大器、各种增益控制电路等抗干扰措施。

(4) 中频的选择和滤波特性

接收机中频的选择和滤波特性是接收机的重要质量指标之一。中频的选择与发射波形的特性、接收机的工作带宽,以及所能提供的高频部件和中频部件的性能有关。在现代雷达接收机中,中频的选择可以从 30MHz 到 4GHz 之间。当需要在中频增加某些信号处理部件,如脉冲压缩滤波器、对数放大器和限幅器等时,从技术实现来说,中频选择在 $30 \sim 500\text{MHz}$ 更为合适。对于宽频带工作的接收机,应选择较高的中频,以便使虚假的寄生响应减至最小。

减小接收机噪声的关键参数是中频的滤波特性,如果中频滤波特性的带宽大于回波信号带宽,则过多的噪声进入接收机。反之,如果所选择的带宽比信号带宽窄,信号能量将会损失,这两种情况都会使接收机输出的信噪比减小。在白噪声(即接收机热噪声)背景下,接收机的频率特性为匹配滤波器时,输出的信噪比最大。

(5) 工作稳定性和频率稳定度

一般来说,工作稳定性是指当环境条件(例如温度、湿度、机械振动等)和电源电压发生变化时,接收机的性能参数(幅度响应、频率响应和相位响应等)受到影响,希望影响的程度越小越好。

大多数现代雷达系统需要对一串回波进行相参处理,对本机振荡器的短期频率稳定度有极高的要求(高达 10^{-10} 或者更高),因此,必须采用频率稳定度和相位稳定度极高的本机振荡器,简称“稳定本振”。

(6) 抗干扰能力

在现代电子战和复杂的电磁干扰环境中,抗有源干扰和无源干扰是雷达系统的重要任务之一。有源干扰为敌方施放的各种杂波干扰和邻近雷达的异步脉冲干扰,无源干扰主要是指从海浪、雨雪、地物等反射的杂波干扰和敌机施放的箔片干扰。这些干扰严重影响对目标的正常检测,甚至使整个雷达系统无法工作。现代雷达接收机必须具有各种抗干扰电路,当雷达系统用频率捷变方法抗干扰时,接收机的本振应与发射机频率同步跳变;同时接收机应有足够大的动态范围,以保证后面的信号处理器有高的处理精度。

(7) 微电子化和模块化结构

在现代有源相控阵雷达和数字波束形成(DBF)系统中,通常需要几十路甚至几千路接收机通道。如果采用常规的接收机工艺结构,无论在体积、重量、耗电、成本和技术实现上都有很

大困难。采用微电子化和模块化的接收机结构可以解决上述困难,优选方案是采用单片集成电路,包括微波单片集成电路、中频单片集成电路和专用集成电路,其主要优点是体积小、重量轻,另外采用批量生产工艺可使芯片电路电性能一致性好,成本也比较低。用上述几种单片集成电路实现的模块化接收机,特别适用于要求数量很大、幅相一致性严格的多路接收系统,如有源相控阵接收系统和数字多波束形成系统。

2.4.2 声呐接收机的组成及技术指标

1. 声呐接收机的组成

接收系统的任务不同,就决定了它的电路形式不同。早期的声呐接收机,主要靠人耳来判断目标的有无,即所谓听觉指示,声呐接收机的简单框图如图 2.19 所示。这种直接放大式的接收,电路简单,工作可靠,利用人耳具有高灵敏判断目标的能力确定目标的有无,对有经验的声呐员来说,还可以判断目标类型,所以听觉指示至今为大多数现代声呐接收机系统所保留,其缺点是精度低,完全依赖于换能器方向性。

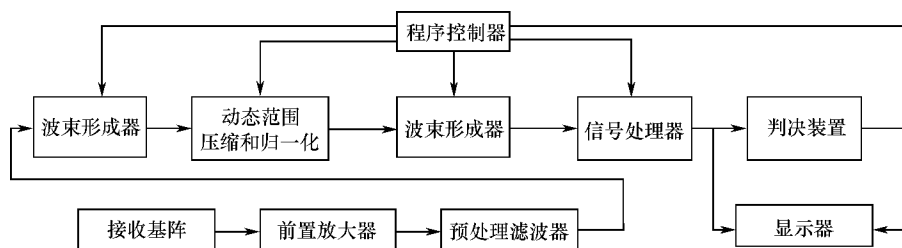


图 2.19 声呐典型接收机框图

2. 声呐接收机的技术指标

对于常规的声呐接收机其主要指标有总放大量(灵敏度)和总的通频带和其他一些参数。

(1) 接收机的总放大倍数

接收机的总放大倍数是指接收机输出有用信号电压与输入有用信号电压之比值。总放大量通常是根据终端设备(如耳机或显示器)的分辨率和接收到最大作用距离处的回波强度来确定。实际上接收机能接收微弱信号的能力,一方面取决于放大系数,另一方面决定于输入端的噪声大小和接收机的处理增益。输入噪声越小,处理增益越大,允许放大系数越大,则接收机越灵敏,作用距离也就越远。所以有时定义接收机灵敏度即以终端设备上可以辨认信号存在时,接收机输入端最小可测信号(功率)来表示,最小信号(功率)常称为门限信号(功率),因为信号(功率)如果低于此门限值,就不能在噪声中分辨出信号。这最小可测信号功率受噪声限制,由于噪声总是存在的,因此,实际接收机灵敏度取决于输出信噪比与输入信噪比的比值大小(这比值又称为接收机处理增益)。在声呐中常用信噪比的比值表示接收机的性能较为合适。

(2) 通频带

通频带又称 3dB 带宽,是指接收机选择放大的频率范围,在这个频率范围内的信号能够得到有效的放大,而在此之外放大倍数将急剧下降。与雷达接收机一样,声呐中接收机通频带同样影响信噪比,通频带太宽噪声能量就增大,太窄则收到的信号能量减少,因而要适当选取。在主动声呐中,接收通频带应考虑发射信号带宽、声呐与目标间相对运动引起的多普勒频偏、接收机发射机主振的频偏,接收机通带应超过信号本身带宽,主动声呐中按式(2.12)决定通

频带

$$\Delta f \geq 2\Delta f_{\tau} + 2\Delta f_d + 2\Delta f_T + \Delta f_r \quad (2.12)$$

式中, Δf_T 为发射机可能产生的最大频偏; Δf_r 为接收机中本振可能产生的最大频偏; Δf_d 为由于多普勒效应所引起的最大频偏; $\Delta f_d = \left(\frac{V_{\Delta}}{c}\right)f_0$, 其中, V_{Δ} 是目标和声呐间最大相对运动速度; Δf_{τ} 为信号带宽。

(3) 失真

通常有频率失真和相位失真, 可用幅度—频率特性曲线和相位—频率特性曲线来表示。为了准确的测量信号参数, 接收机本身不应使接收信号波形产生失真。

(4) 抗干扰性能

接收机必须具有良好的抗干扰能力, 以消除来自接收机外部和内部的干扰。抗干扰性能主要由接收机中滤波器和信号处理部件获得。

(5) 动态范围

动态范围指接收机能够正常工作的输入信号的变化范围, 其下限受接收机灵敏度的限制。只有大于门限电平的信号才能正常接收, 而上限受放大器过载饱和或波形非线性失真规定值限制。

(6) 工作稳定性

工作稳定性指可靠性和可维修性, 这是现代声呐中一个很重要的指标, 由于它要在不良的环境(如高温、高湿、强烈振动等)中长期工作, 希望机器指标能在一定范围内变化而又保证正常工作。

其他如体积、重量、造价、能耗等也是重要的质量指标。以上一些指标不是孤立的而是彼此有关, 互相制约的, 必须全面考虑, 根据用途来具体决定。

2.4.3 数字化接收机

由于数字信号处理技术的发展和相干雷达和声呐信号处理技术的发展, 现代雷达和声呐都已完全数字化。图 2.20(a) 为复包络型数字化雷达和主动声呐的原理框图。因为雷达和主动声呐均满足窄带条件, 信号处理可以采用复包络进行处理而不会损失任何信息, 这样可以大幅度降低 A/D 转换频率和对信号处理器的要求。在旧的雷达或声呐接收系统, 为了得到复包络, 模拟部分需要采用正交双通道, 其最大缺点是设备复杂(需要两个模拟通道)且存在双通道不一致性。为了简化模拟接收通道和保证正交双通道的一致性, 现多采用中频直接采样技术得到复包络。对于声呐来说, 一般不需要混频, 故标示成虚框。中频直接采样有多种实现方法, 一是采用正交采样型的 A/D 转换器, 输出直接得到同相分量和正交分量; 二是经 A/D 采样后, 将数字信号通过正交采样的方法得到正交分量。采用中频直接采样方法可以避免正交双通道模拟放大电路, 保证通道的一致性。

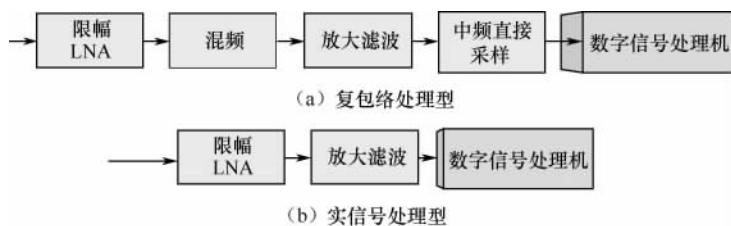


图 2.20 数字化接收机框图

由于被动声呐信号不满足窄带条件,因此不能解调成复包络形式,必须采用实信号进行处理。因此尽管被动声呐信号处理是一维的(仅有方位处理,时间处理为简单的积累),但其运算量并不小,因为其波束形成不能采用移相的方法而必须采用时延的方法。

2.5 噪声系数和灵敏度

2.5.1 噪声系数

噪声系数是指接收机输入端信号噪声比与输出端信号噪声比的比值。

噪声系数的说明见图 2.21。根据定义,噪声系数可用下式表示:

$$F_n = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.13)$$

式中, S_i 为输入额定信号功率; N_i 为输入额定噪声功率 ($N_i = k_0 T_0 B_n$, 式中, k 为玻尔兹曼常数, $k = 1.38 \times 10^{-23} / \text{K}$; T_0 为电阻温度, 对于室温 17°C , $T_0 = 290\text{K}$; B_n 为等效噪声带宽, 当滤波器级数较高时, 等于系统带宽), S_o 为输出额定信号功率, N_o 为输出额定噪声功率。

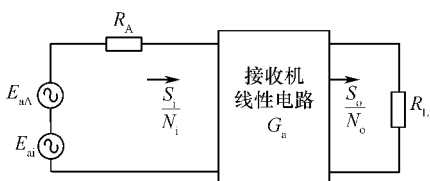


图 2.21 噪声系数的说明图

噪声系数 F_n 有明确的物理意义, 它表示由于接收机内部噪声的影响, 使接收机输出端的信噪比相对其输入端的信噪比变差的倍数。

式(2.13)可以改写为

$$F_n = \frac{N_o}{N_i G_a} \quad (2.14)$$

式中, G_a 为接收机的额定功率增益; $N_i G_a$ 是输入端噪声通过理想接收机后, 在输出端呈现的额定噪声功率。

因此, 噪声系数的另一定义为实际接收机输出的额定噪声功率 N_o 与理想接收机输出的额定噪声功率 $N_i G_a$ 之比。

实际接收机的输出额定噪声功率 N_o 由两部分组成, 其中一部分是 $N_i G_a$ ($N_i G_a = k T_0 B_n G_a$), 另一部分是接收机内部噪声在输出端所呈现的额定噪声功率 ΔN , 即

$$N_o = N_i G_a + \Delta N = k_0 T_0 B_n G_a + \Delta N \quad (2.15)$$

将 N_o 代入式(2.14)可得

$$F_n = 1 + \frac{\Delta N}{k_0 T_0 B_n G_a} \quad (2.16)$$

从式(2.16)可更明显地看出噪声系数与接收机内部噪声的关系, 实际接收机总会有内部噪声 ($\Delta N > 0$), 因此, $F_n > 1$ 。只有当接收机是理想接收机时, 才会有 $F_n = 1$ 。

n 级电路级联时接收机总噪声系数为

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.17)$$

式中, $F_1, F_2, \dots, F_n$ 和 $G_1, G_2, \dots, G_n$ 分别表示第一、第二、 $\dots$ 、第 n 级电路的噪声系数和额定功率增益。

由式(2.17)可得出重要结论: 为了使接收机的总噪声系数小, 要求各级的噪声系数小, 额定功率增益高。而各级内部噪声的影响并不相同, 级数越靠前, 对总噪声系数的影响越大。所以, 总噪声系数主要取决于最前面几级, 这就是接收机要采用高增益低噪声高放的主要原因。

2.5.2 灵敏度

接收机的灵敏度表示接收机接收微弱信号的能力。噪声总是伴随着微弱信号同时出现,要能检测信号,微弱信号的功率应大于噪声功率或者可以和噪声功率相比。因此,灵敏度用接收机输入端的最小可检测信号功率 $S_{i\min}$ 来表示。在噪声背景下检测目标,接收机输出端不仅要使信号放大到足够的数值,更重要的是使其输出信号噪声比 S_o/N_o 达到所需的数值。通常终端检测信号的质量取决于信噪比。

接收机噪声系数也可写成

$$\frac{S_i}{N_i} = F_n \frac{S_o}{N_o} \quad (2.18)$$

此时,输入信号额定功率为

$$S_i = N_i F_n \frac{S_o}{N_o} \quad (2.19)$$

式中, $N_i = k T_0 B_n$ 为接收机输入端的额定噪声功率,于是进一步得到:

$$S_i = k_0 T_0 B_n F_n \frac{S_o}{N_o} \quad (2.20)$$

2.6 动态范围和增益控制

接收机的动态范围表示接收机能够正常工作所容许的输入信号强度范围。如果接收的信号太弱,就不能检测出来;如果接收信号太强,接收信号就会饱和过载。因此,动态范围是接收系统的一个重要质量指标。为了防止强信号引起的过载,需要增大接收机的动态范围,这就要有增益控制电路。

一般雷达和声呐都有增益控制,如跟踪雷达需要得到归一化的角误差信号,以使天线正确地跟踪运动目标,这就需要采用自动增益控制。另外,由海浪等地物反射的杂波干扰、敌方干扰机施放的噪声调制等干扰信号电平,往往远大于有用信号电平,更会使接收机过载而不能正常工作。为使雷达的抗干扰性能良好,通常都要求接收机有专门的抗过载电路,如瞬时自动增益控制电路、灵敏度时间控制电路、对数放大器等;在声呐中也有自动增益控制、时间增益控制、混响增益控制、对数放大器等。

2.6.1 动态范围

接收机的灵敏度就是保证接收机正常工作所需的最小输入信号功率,但是任何一个接收机所能接收信号的强度范围总是一定的,信号的最小强度受到接收系统本身的固有噪声限制,一般以等于噪声电平为基准,信号低于这个水平将被噪声淹没,无法发现(除非采取特殊的抗干扰措施)。信号强度也不可能很大,否则会造成严重的失真,以致过载而无法工作,可见接收机输入的最大信号和最小信号都是有限制的,这个限制常用动态范围来描述。

所谓动态范围就是接收系统的终端所能观察到的最小信号到饱和限幅时所对应的输入信号的变化范围,常以 dB 为单位。

雷达接收机各部件的动态范围典型值见表 2.1,通过该表可以迅速判断哪些部件影响动态范围。但需注意的是,表中各部件的动态范围是用各部件输出端的最大信号与系统噪声电平进行比较而算出的,该部件的所有滤波应在饱和之前完成。表中同时还给出了与动态范围

有关的一些重要参数。

表 2.1 雷达接收机各部件的动态范围典型值

部 件 参 数	高频传输线	高频放大器	混 频 器	中频滤波器	对数检波器
部件的噪声温度/K		520	1300	300	2400
部件的增益(用等幅波测得)/dB	-1	25	-6	15	
对分布目标的动态范围/dB		77	72	78	[80]
对点目标的动态范围/dB		88	83	78	[80]
接收机带宽/MHz		200	100	2	2
对宽带噪声的动态范围/dB		57	55	78	[80]

2.6.2 增益控制

增益控制的方法很多,如雷达接收机中的自动增益控制(AGC)、瞬时自动增益控制(IAGC)、时间控制(STC)等;声呐接收机中的自动增益控制(AGC)、时间增益控制(TVG)、混响增益控制(RCG)、限幅器、对数放大器等。其中雷达的时间控制和声呐的时间增益控制一般采用开环控制,使得接收机的增益近程小,远程大。其目的有两个:一是使得远近目标回波一致,因为同一目标远距离回波比近距离弱。二是减小杂波或混响的影响,降低虚警概率,因为近程的杂波或混响比远程大得多。

本节重点介绍雷达和声呐接收机中都有且重要的自动增益控制(AGC)。

1. 自动增益控制系统的作用原理

所谓自动增益控制系统就是指接收机的增益随着输入信号的强弱自动改变,使得输出基本保持恒定的系统。

图 2.22 示出了一种简单的 AGC 电路方框图,它由一级峰值检波器和低通滤波器组成。接收机输出的视频脉冲信号,经过峰值检波,再由低通滤波器除去高频成分之后,就得到自动增益控制电压 U_{AGC} ,将它加到被控的中频放大器中,就完成了增益的自动控制作用。当输入信号增大时,视频放大器输出 u_o 随之增大,引起控制电压 U_{AGC} 增加,从而使受控中频放大器的增益降低;当输入信号减小时,情况正好相反,即中频放大器的增益将要增大。因此,自动增益控制电路是一个负反馈系统。

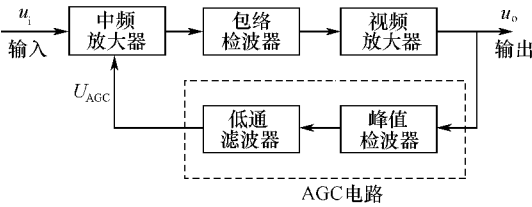


图 2.22 一种简单的 AGC 电路方框图

2. 自动增益控制系统的特性

表征 AGC 控制接收机特性有 4 个量,即动态范围、平滑系数、线性度和最佳时间常数。

(1) 动态范围

动态范围决定于信号随距离的变化、目标强度随方位角的变化、介质和目标类型的变化以及显示器极限动态范围。

(2) 平滑系数

为了获得好的显示背景,要求 AGC 电路输出起伏要小,而起伏大小与带宽和积分时间的乘积成反比,且因背景不平稳,增益控制本身非线性而变大,因输出幅度起伏会使显示器对比度变坏,并产生虚警,故常用平滑系数来衡量接收机输出的起伏程度。所谓平滑系数就是指接收机动态范围(dB)与输出电平相对起伏(dB)之比,它决定了产生虚警的程度。平滑系数到底选择多少才合适,取决于 AGC 电路后接设备的形式和要求。

(3) 线性度

线性度指接收机输出端不产生失真时,其输入端的动态范围,一般要求动态范围有个最小值,以便适应接收机输入的全部背景变化。AGC 接收机常备有手控增益控制,以便减少接收机增益,并防止强回波使显示器饱和。

(4) 最佳时间常数

最佳 AGC 的积分时间常数要选得恰当。积分时间常数选取的依据是利用杂波(声响中为混响)幅度的变化率比回波幅度变化率小的规律,选择较长的 AGC 的时间常数,以使控制部件对杂波有响应而不对回波有响应,但 AGC 的时间常数不能过长。时间常数短,则电路恢复快,跟踪性能好,但短时间常数的输出起伏大,易产生虚警;时间常数缩小,提高了对杂波的响应,但使回波包络更加畸变(产生大的负斜率或跌落),降低了回波信号功率。然而加大时间常数,虽能抑制虚警,减少回波失真,但接收机的跟踪能力也降低了。一般来说,时间常数与输出电压的瞬时值成反比,而放大器饱和效应却使恢复时间变长。因此,最佳时间常数的选择要兼顾跟踪能力、虚警率、回波失真程度以及输出方差等各种因素而统一考虑。

2.6.3 对数放大器

所谓对数放大器是指输出电压与输入电压呈对数关系的一种放大器,即

$$y(t) = a \ln b \cdot x(t) \quad a, b > 0 \quad (2.21)$$

式中, $x(t)$ 为放大器的输入信号包络; $y(t)$ 为线性包络检波器输出; 常数 a 和 b 分别是斜率和对数特性的增益。

对数放大器输出与输入的对数函数关系是通过分段近似的方法实现的,即级联限幅中频放大器和视频检波器。其简化方框图如图 2.23 所示。每一级的典型增益为 10dB,每一级的输出经检波后在视频延迟线内相加。在小信号时,只有最后一级对输出有显著贡献。它的输入和输出将有线性关系,当输入电平增加时,末级将饱和,而输出电压将取决于倒数第二级加上最后一级饱和产生的固定值。用这种方法,可以得到一串直线段构成的近似对数响应。

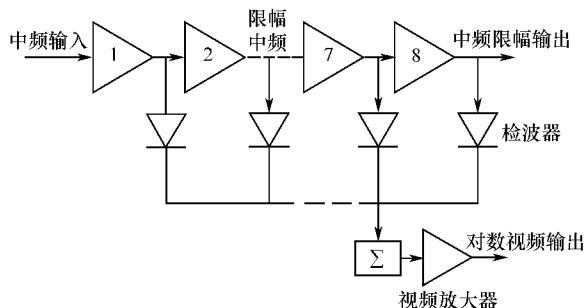


图 2.23 对数接收(放大器)方框图

在一定的条件下,利用对数放大器可以获得恒虚警概率和大动态范围,它所得到的效果与一般具有均方检波器的 AGC 的工作类似。对数变化曲线除了采用一串直线段来近似外,也可用二极管的电流和电压之间对数关系来近似,或用晶体三极管的饱和发射结来得到对数关系,几种混合集成电路利用晶体三极管的发射结得到的输入动态范围可达 10^7 倍。

对数放大器的工作特点,使得高斯输入信号产生之输出概率分布与输入信号功率无关。由于任何放大器不可能使它的对数特性保持到零输入(这时输出为无穷大),当输入低于某个电平后,放大器就变成线性放大器。

对数放大器的缺点与 AGC 放大器相似,此外还压缩了信号包络。因此,在检波后回波振幅与 AGC 系统相比被压缩了。

思考题与习题

- 2.1 电子探测系统发射机的功能是什么?有哪些技术指标?这些指标与哪些因素有关?
- 2.2 发射系统组成包括哪些部分,各自功能是什么?
- 2.3 雷达主振放大式发射机的特点是什么?
- 2.4 雷达频率合成器的主要指标是什么,三种基本频率合成技术的基本原理与特点有哪些异同?
- 2.5 声呐发射机匹配网络的主要任务是什么?
- 2.6 声呐收发转换开关的工作原理是什么?
- 2.7 雷达接收机和声呐接收机组成分别包括哪些部分,有哪些技术指标?这些指标与哪些因素有关?
- 2.8 噪声系数的物理意义是什么?它受哪些因素影响?
- 2.9 接收机灵敏度与噪声系数之间存在什么关系?
- 2.10 已知雷达接收机中,晶体混频器的额定功率传输系数 $G_c=0.2$,噪声系数 $F_c=10$,中频放大器的噪声系数 $F_i=6.99\text{dB}$ 。现用噪声系数为 3dB 的高频放大器来降低接收机的总噪声系数。如果要使总噪声系数降低 10 倍,高频放大器的额定功率增益应为多少?
- 2.11 多级线性放大电路噪声系数主要取决于哪一级?为什么?
- 2.12 自动增益控制系统的工作原理及其特性是什么?
- 2.13 简述对数放大器的优缺点。

参考文献

- [1] 丁鹭飞等. 雷达原理(第四版). 北京:电子工业出版社,2009.
- [2] 田坦等. 声呐技术. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2004.
- [3] 承德宝. 雷达原理. 北京:国防工业出版社,2008.

第 3 章 距 离 测 量

距离测量的物理基础是波在均匀介质中匀速直线传播,通过测量传播时间即可得到距离。如图 3.1 所示。假定探测设备位于 A 点,目标位于 B 点,之间的距离为 R 。如图 3.2 所示,测量波回波脉冲相对于发射脉冲时延 t_R ,那么

$$R = \frac{Ct_R}{2} \quad (3.1)$$

式中, C 为波的传播速度。电磁波和光的传播速度大约为 $3 \times 10^8 \text{m/s}$, $1\mu\text{s}$ 时延大约对应 150m。声在海水中的传播速度大约为 1500m/s, 1ms 时延大约对应 0.75m。声在大气中的传播速度大约为 340m/s, 1ms 时延大约对应 0.17m。

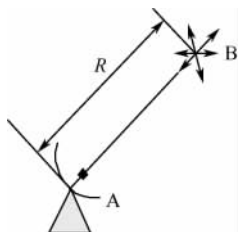


图 3.1 测距原理图

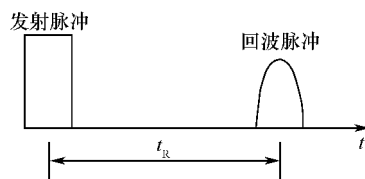


图 3.2 脉冲测距原理

时间测量有三种方法:脉冲测距、调频测距和相位差测距,其中脉冲测距最为常用。

3.1 脉 冲 测 距

3.1.1 脉冲测距原理

1. 基本原理

脉冲测距工作时,发射机发射一个脉冲,然后测量回波与发射脉冲之间的时间差,如图 3.2 所示。根据式(3.1)即可得到目标相对探测设备的距离。

2. 最小脉冲重复间隔与测距模糊

脉冲测距存在的一个问题是测距模糊问题。如图 3.3 所示,当发射脉冲 1 的回波落在发射脉冲 2 的后面时,就无法判定回波是来自发射脉冲 1 还是发射脉冲 2。这就是测距模糊问题。为了保证测距不发生模糊,脉冲重复间隔(PRI)必须足够大或脉冲重复频率(PRF)足够小。假定要求最大不模糊为 $R_{\max}$,那么必须有

$$\text{PRI} \geq \frac{2R_{\max}}{C} \quad (3.2)$$

电子探测系统一般要求不能出现测距模糊。但是在一些特殊应用中需要提高脉冲重复频率,如 PD 雷达和星载合成孔径雷达。但 PD 雷达距离模糊往往是未知的,必须通过特殊措施解模糊,而合成孔径雷达距离模糊的周期是可以人为设定的。

由于电磁波速度非常高,雷达的脉冲重复频率可以取得很高,通常在 kHz 量级,而水声速

度慢,脉冲重复频率很低,通常在分钟量级。脉冲重复频率的差异导致了雷达和声呐工作方式有很大的差异。

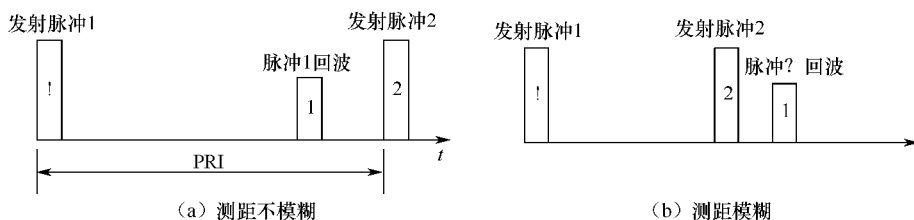


图 3.3 测距模糊和最大不模糊距离

3. 最小作用距离

脉冲测距还有一个好处就是收发装置可以共置。但是当脉冲发射期间,接收机处于消隐或饱和状态,无法接收信号,因此它有一个最小作用距离,即

$$R_{\min} \geq \frac{C\tau}{2} \quad (3.3)$$

式中, τ 为脉冲宽度。最小作用距离以内称为盲区。

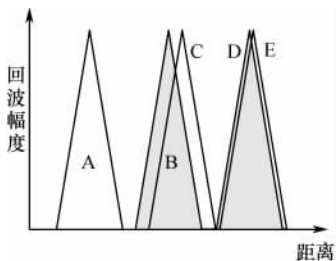


图 3.4 距离分辨率示意图

3.1.2 距离分辨率

距离分辨率是电子探测设备的一个非常重要的指标。距离分辨率是指两个目标可以分辨开的距离,通常定义为两个等强度目标回波幅度差为 3dB 的距离。图 3.4 中, A 目标和 B 目标的回波是可分的, B 目标和 C 目标的回波临界是可分的,刚好差 3dB, D 目标和 E 目标的回波是不可分的。距离分辨率似乎与脉冲宽度有关;似乎脉冲越窄,距离分辨率越好。但雷达信号理论告诉我们它实际上与信号的带宽有关。详细的讨论见第 6 章。

3.1.3 距离测量精度

距离测量属于统计学中参数估计问题。

1. 误差分析

测量总是会存在误差的,下面分析产生距离误差的原因。对式(3.1)求全微分,即

$$dR = \frac{\partial R}{\partial C} dC + \frac{\partial R}{\partial t_R} dt_R = \frac{1}{2} [t_r dC + C dt_r]$$

用增量代替微分,可得到测距误差为

$$\Delta R = \frac{1}{2} [t_r \Delta C + C \Delta t_r] \quad (3.4)$$

式中, ΔC 、 Δt_r 分别为电波传播速度平均值的误差和测量目标回波延迟时间的误差。

误差按其性质可分为系统误差和随机误差两类。系统误差是指在测距时,系统各部分对信号的固定延时所造成的误差,系统误差以多次测量的平均值与被测距离真实值之差来表示。从理论上讲,系统误差在雷达校准时可以补偿掉。

随机误差指因某种偶然因素引起的测距误差,所以又称偶然误差。随机误差产生的主要原因是电路的噪声或随机干扰(如雷达杂波、声呐混响)。其他次要原因包括设备本身不稳定

性造成的随机误差,如接收时间滞后的不稳定性、各部分回路参数偶然变化、晶体振荡器频率不稳定等。

随机误差一般不能补偿掉,但增加测量次数可以减小随机误差。

2. 波传播速度的修正

电磁波传播速度受温度和空气湿度影响。水声速度受到温度、盐度和压力(水深)的影响。波传播速度的变化使得测距出现误差,这个误差属于系统误差,如果知道了波传播速度可以予以校正。

一旦介质非均匀,还会出现折射现象,使得波传播路径弯曲(向传播速度低的方向弯曲)。海市蜃楼就是由于光的折射形成的一种现象。当出现非直线传播时,可用场计算的方法进行距离修正。

声速的非均匀对声波传播影响会更大些,它可能向海底或海面方向弯曲,并经过多次海底和海面的反射。必须用场计算予以修正。

3. 时间测量误差

时间测量误差可以分成系统误差和随机误差两大部分。对一个良好设计和校准的电子探测系统,系统误差可以忽略,随机误差是主要的,它是导致测距出现误差的最根本原因。在分析测距误差时,式(3.4)没有考虑噪声造成的误差。一旦出现噪声,回波的中心就会出现偏差,这时会带来很大的测量误差。随机测距误差与信噪比开方和发射信号带宽成反比。详细讨论见第6章。

3.2 调频测距

3.2.1 调频连续波测距基本工作原理

调频连续波测距原理如图3.5所示。连续波工作时,收发天线一般分置,且需要很好的隔离。天线隔离度越高,作用距离越远。发射机发射连续等幅调频波,部分发射波仍然会泄露到接收天线,发射信号和接收信号混频后,得到差频信号。差频的大小反映了距离的远近。频率调制可以是三角波、锯齿波或正弦波。下面以频率调制为三角波和单目标为例予以说明,如图3.5所示。

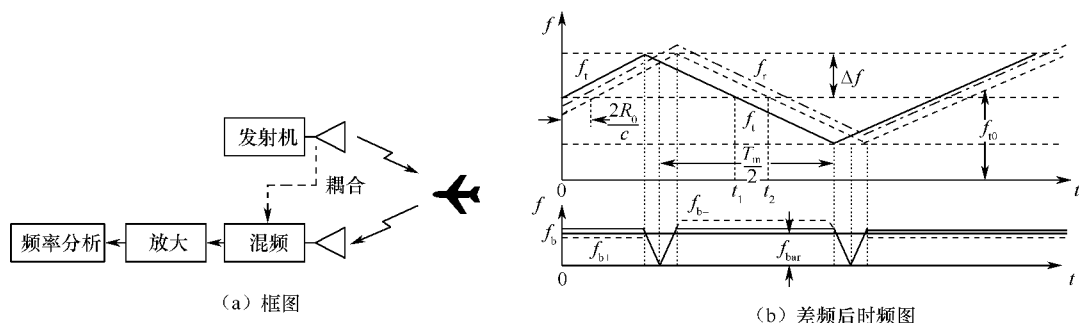


图 3.5 调频连续波测距原理框图及时频图

考虑信号正斜率调频段,其频率的表达式为

$$f(t) = f_0 + Kt, \quad t \in [0, T/2] \quad (3.5)$$

式中, T 和 K 分别为线性调频的周期和调频斜率。调频斜率与调频带宽 B 之间的关系是 $K=B/T$ 。

假定目标位于距离 R , 且静止。其对应的时延为 $\tau=2R/C$, 那么该点回波的频率为

$$f_r(t; \tau) = f_0 + K(t - \tau) \quad (3.6)$$

式中与发射信号差频后, 其频率为

$$f_{ave}(\tau) = K\tau \quad (3.7)$$

可以看出差频与距离之间的关系为线性关系。在实际应用中应使得最大不模糊距离 $R_{\max} \leq TC/2$, 以减小图 3.5 中差频的缺口。

3.2.2 运动目标的调频连续波测距

当目标相对天线有径向运动时, 目标回波存在多普勒频移。对于单目标如图 3.5 所示, 容易证明, 正斜率部分的差频 f_{b+} 和负调频斜率差频 f_{b-} 分别为

$$f_{b+} = f_{ave}(\tau) - f_d, \quad f_{b-} = f_{ave}(\tau) + f_d \quad (3.8)$$

两者的平均值正好等于目标静止时的 f_{ave} , 即

$$f_{ave} = \frac{f_{b+} + f_{b-}}{2} \quad (3.9)$$

不仅如此, 它们的差频还可以用于测速, 其多普勒频率为

$$f_d = \frac{f_{b-} - f_{b+}}{2} \quad (3.10)$$

这种测速方法可用于超视距雷达和相控阵雷达测量目标速度, 但仅限于单目标。锯齿形调频信号, 由于它只有正调频斜率部分, 也不能采用这种方法, 而需要进行多普勒补偿。

3.2.3 调频连续波雷达特点

调频连续波雷达的优点是:

- ① 无距离盲区, 能测量很近的距离, 而且有较高的测量精度。
- ② 线路简单, 且可做到体积小、重量轻。
- ③ 多目标测量也很方便。

调频连续波测距可用于多目标情形。混频后, 对混频信号进行离散傅里叶变换(DFT)即可完成, 整个过程的运算量小于脉冲压缩。

当对目标局部测距时, 混频后的信号带宽远小于工作信号的带宽, 从而可大大降低对数据采集系统的要求。但并没有降低距离分辨率。例如最大作用距离为 100km, 采样率为 100MHz, 时间单元为 1.5m; 如果目标的范围为 1km, 在这 1km 范围内采样率为 1MHz, 时间单元也为 1.5m。在这一技术又称为 Dechirp 或 Stretch 技术。一个典型的应用就是一种美国无人机的毫米波合成孔径雷达 MiniSAR。它发射的波形为锯齿调频连续波。正是由于采用了连续波工作, 所以该 SAR 体积小、重量轻, 适合装备无人机。此外该技术还用于高分辨率逆合成孔径雷达(ISAR), 由于 ISAR 成像不要求绝对距离, 因此不需要考虑多普勒频率对测距的影响。

调频连续波雷达的缺点是:

- ① 通常情形下不模糊距离小。
- ② 需要收发两副天线或声阵, 灵敏度受隔离度限制, 收发共站时不适合远距离。

尽管如此, 10km 的量级的应用如飞机的无线高度表, 工作还是可靠的。它还用于潜水员的被碰声呐, 如果差频信号频率很低, 表明潜水员离障碍或目标很近。

但采用收发分置的双基地工作方式,隔离度足够高,远距离应用是可能的。例如它被广泛应用于收发分置的超视距雷达,作用距离可达数千千米。

3.3 相位测距

相位测距采用连续波工作。如图 3.6 所示,发射天线发射单一频率的连续波。假定收发天线与目标之间相对静止,信号经目标反射后回到接收天线。两个信号之间存在相位差 φ 。假定信号的角频率为 ω_0 。那么两个信号之间的时差为

$$t_r = \frac{\varphi}{\omega_0} \quad (3.11)$$

通过比相的方法测量相位差,就可以得到目标的距离。为了保证相位测距不模糊,有

$$t_r \leq \frac{2\pi}{\omega_0} = \frac{1}{f_0} \quad (3.12)$$

该不模糊时延对应的不模糊距离为

$$R_{\max} = \frac{Ct_r}{2} \leq \frac{\lambda}{2} \quad (3.13)$$

这表明相位测距法模糊距离小于半个波长。这表明它的不模糊距离比调频测距小得多。这点限制了它的应用。但是它的测量精度可以达到亚波长量级。如果模糊的周期数可以确定,那么相位测距也可以使用,如光弹性测量和干涉合成孔径测量。

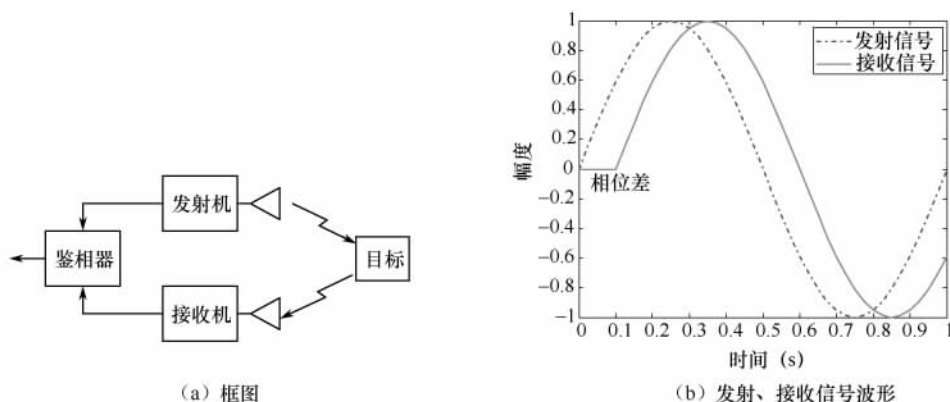


图 3.6 相位测距原理框图及波形图

相位测距的主要优点是:无测距盲区,且精度高达亚波长量级。缺点是收发需要分置;对运动目标测距困难、不模糊测距距离小、测距范围难以提高。主要应用有:干涉型光纤水听器、被动三点式测距声呐、光弹性测量和干涉合成孔径测量。后两个应用相位通常是模糊的,但通过特殊处理,可以解模糊。

3.4 雷达距离跟踪

距离跟踪目的是连续给出目标的距离值。该技术用于跟踪雷达,仅能跟踪单个目标。典型的跟踪雷达有:炮瞄雷达、导弹引导雷达、靶场测量雷达和卫星测控雷达等。下面讨论脉冲雷达距离跟踪。

距离跟踪的方法分为人工、半自动和自动三种。无论哪种方法,都必须产生一个时间位置可调的时标(称为移动刻度或波门),调整移动时标的位置,使之在时间上与回波信号重合,然后精确地读出时标的时间位置作为目标的距离数据送出。

3.4.1 人工距离跟踪

人工距离跟踪实际上是形成一个时延已知且可变的移动脉冲,这个脉冲称为距离波门或主波门,当这个脉冲在时间上与目标重合时。其时延即为目标距离。人工距离跟踪分为粗延时和精延时两类,分别满足测距范围和测距精度的需要,对应的技术是锯齿电压波法和移相法。

1. 锯齿电压波法

锯齿电压波法原理如图 3.7 所示。当触发脉冲到来时刻,锯齿波产生器开始产生一个锯齿信号。该信号与比较电压相比较,两者相等时产生一个脉冲。比较电压一般由电位器提供,电位器的阻值与比较电压成线性关系。电位器一般采用旋转式,其阻值与角度成线性关系。这样时延与电位器的角度也为线性关系。旋转电位器的刻度盘已经表示成距离刻度,从电位器转角可直接读出距离。

锯齿电压波法产生时延可变脉冲的优点是设备比较简单,时延范围大,缺点是测距精度不足。精度较高的方法是用相位调制法产生移动指标。

2. 相位调制法

相位调制法是利用正弦波移相来产生移动指标的;其原理如图 3.8 所示。在触发脉冲到来时刻,产生一个基准正弦信号。利用可变电容对基准正弦信号进行移相。在移相后正弦信号 $2n\pi$ 处形成脉冲。

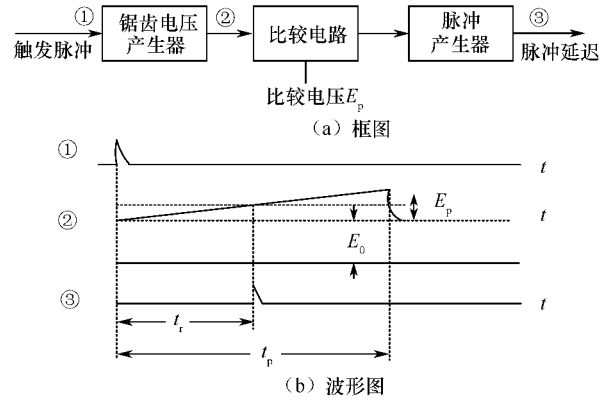


图 3.7 锯齿电压波法原理框图及波形图

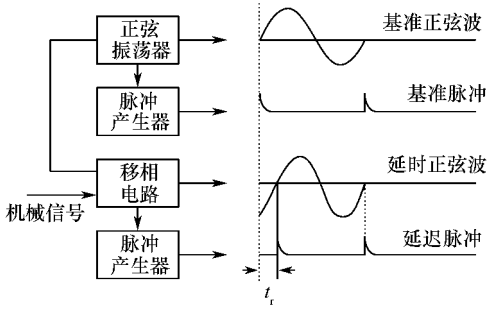


图 3.8 相位调制法产生移动指标

显然相位调制法的时延精度与正弦信号频率有关,频率越高,精度越高,但不模糊距离越小;反之,精度越低,模糊距离越大。

3. 组合使用

锯齿电压波法形成的时标延时范围大,但精度低;相位调制法形成的时标延时范围小,但精度高。实际中将两者结合起来使用,用锯齿电压波法形成的延时脉冲去触发相位调制法基准正弦信号即可。

3.4.2 自动距离跟踪

自动距离跟踪器有模拟式和数字式两种,两者原理大抵相似。本节以数字式为例,讲解自动距离跟踪原理。自动距离跟踪最常用的结构是分裂波门(即前后波门)跟踪系统,它的优点是可以跟踪回波的中心。基本原理是利用前后两个波门测量目标回波的中心,然后闭环地控制前后波门和主波门的移动。其核心是时间鉴别器。

自动距离跟踪系统应包括对目标的搜索、捕获和自动跟踪三个互相联系的部分。首先讲解自动跟踪的原理。

1. 自动距离跟踪

自动距离跟踪假定目标已经被可靠地检测,且距离初始值已经得到,这是目标搜索和捕获的任务。数字式自动跟踪可分三大部分。

(1) 时间鉴别器

时间鉴别器功能是得到目标当前距离与上次跟踪距离的时间差。

数字式时间鉴别器工作原理如图 3.9 所示,其关键是要形成前后两个波门。波门的宽度与距离分辨单元相等,波门的位置由前次跟踪的位置决定。前波门的后沿与后波门的前沿重合,且为目标上一个回波的中心位置。图中阴影为目标当前回波,显然落入前波门的部分大于后波门。通过积分电路,将时间转换成电压。积分电路时间常数很小。恒流放电电路在同步脉冲的作用下,将电压转换成时间起点相同,但脉冲宽度不同的脉冲。前后两个脉冲得到的目标距离对应的时间差 Δt 转换成脉冲宽度 τ ;滞后或超前转换成符号位。采用门控计数的方式测量脉冲宽度,脉冲的个数乘以时钟周期即为时间差 Δt 的测量值。

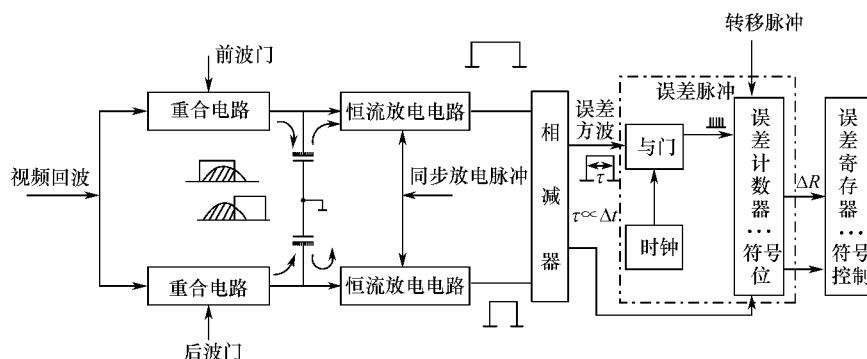


图 3.9 数字式时间鉴别器

(2) 距离产生器(控制器)

距离产生器的功能是对时间鉴别器的输出进行处理,形成新的距离估计值和预测值。并将预测值存放在距离寄存器。

一种距离估计的方法是将上次距离寄存器的数值(即上次距离估计值)与时间鉴别器测量的时间误差进行加减,得到当前脉冲的距离估计值以及下一脉冲的预测值。这种方法简单,但仅适合脉冲频率高、目标径向速度低的情形。为了提高跟踪精度,对于远距离或高速目标跟踪,必须采用 α - β 滤波器或最优滤波的方式分别得到距离的估计值和预测值,分别作为目标距离的估计值和距离寄存器的值。其滤波的方法与雷达多目标跟踪相同。

(3) 跟踪波门产生器

跟踪波门又称主波门,是与目标相重合的波门。它的波门中心与前波门后沿和后波门的前沿相同。

在发射脉冲之前的固定时间内,由预触发脉冲将数字距离跟踪系统置于零计数状态。雷达脉冲同步脉冲到来时,距离波门计数器开始计数,直至波门触发脉冲到来时关闭。

符合门为数字比较器,将距离波门计数器计数值与距离寄存器进行比较,当两者相同时,输出波门触发脉冲。根据这个脉冲形成主波门和前后波门。但形成的这套波门供下一个脉冲跟踪用,其形成的时间基准是雷达下一个同步脉冲,而非当前脉冲的同步脉冲。

自动距离跟踪系统框图如图 3.10 所示。

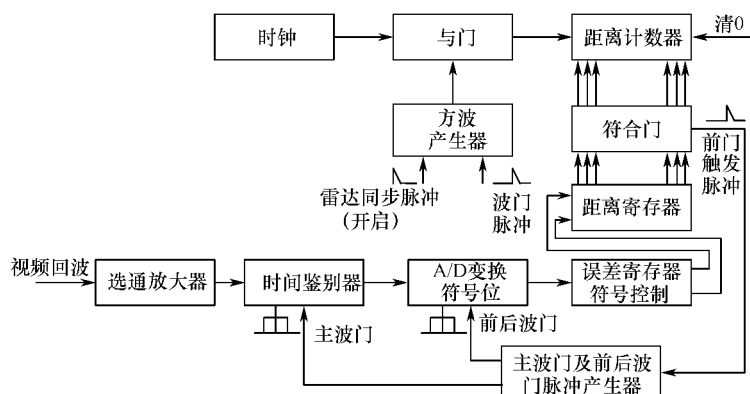


图 3.10 自动距离跟踪系统框图

2. 目标的搜索和捕获

自动距离跟踪系统在进入跟踪工作状态前,必须搜索和捕获到目标,方可转入自动跟踪。其实质是确认目标(目标检测)并测量其距离(距离估计),将距离值写入距离寄存器。

目标搜索和捕获可以利用人工完成,也可以自动完成。当目标稀疏和干扰背景干净时,可采用自动搜索和捕获;反之需要采用人工搜索和捕获,以提高跟踪性能。其具体方法是采用人工或自动递增地改变距离寄存器的数值。数值范围从最小作用距离到最大作用距离。

在改变距离寄存器的同时,形成相应的全波门(跟踪波门和前后波门),为了提高检测的可靠性,在每个距离值上需停留 N 个脉冲,如果该距离上有 M 个回波才可确认目标存在,这种检测器通常称为 M/N 检测器,或 M/N 检测逻辑。例如 6 个脉冲中,有 5 次检测到目标,则认为目标存在。一旦目标确认,转入自动跟踪阶段,递增改变距离寄存器的值的逻辑被禁止,距离寄存器交给自动距离控制电路中的时间鉴别器和距离产生器控制。

3.5 声呐被动测距

潜艇为了保证隐蔽性,一般不使用主动声呐。但是鱼雷武器系统在发射前需要知道目标的距离,一方面用于判断是否在攻击范围之内,另一方面用于设定鱼雷工作参数。声呐被动测距有两种方式:三点式被动测距和匹配场技术。匹配场技术可以给出目标的深度和水平距离,但由于涉及水声物理方面的知识,不作讨论。本节仅介绍三点式被动测距方法。

三点式被动测距原理图如图 3.11 所示。该方法沿艇体耐压壳体布放三个声基阵 H_1 、 H_2 和 H_3 。艏部一个,舯部一个,艉部一个。其使用的先决条件是,目标必须处在近场,即目标辐射噪声的波前不能为平面波。因此相邻两个水听器阵的间距应当大一些,一般为 30m 左右。

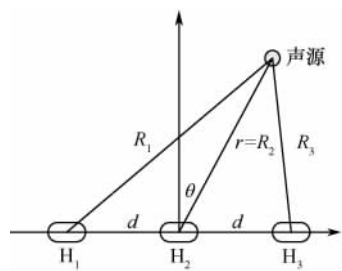


图 3.11 三点式被动测距原理图

三点式被动测距实质上是利用距离差来测距。因为距离差相等意味着是一组双曲线,两组双曲线焦点,即为目标的位置。距离差测量有两种途径:基于距离差和基于相位差,分别对应着测距方式中的距离测距和相位测距。

3.5.1 基于距离差的被动测距

设 d 为相邻两个水听器阵的间隔,用 r 表示声源相对于水听器阵 H_2 的距离,采用互相关的方法可以得到三个声基阵的相对时延 τ_{12} 和 τ_{23} (即到达时间差),容易证明,目标的方位 θ 和距离 r 分别为

$$\theta = \arcsin \left[\frac{C(\tau_{12} + \tau_{23})}{2d} \right] \quad (3.14)$$

$$r = \frac{d^2}{C(\tau_{12} - \tau_{23})} \cos^2 \theta \quad (3.15)$$

3.5.2 基于相位差的被动测距

假定声源到达水听器阵 H_1 、 H_2 和 H_3 的相位分别是 φ_1 、 φ_2 和 φ_3 。定义 $\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2$ 、 $\varphi_{23} = \varphi_2 - \varphi_3$ 分别为水听器 1、2 和 2、3 之间的相位差。如果相位差不模糊,那么相位差将给出距离差的估计。即在 $r \gg d$ 的条件下,目标的方位 θ 和距离 r 可以用下式子计算:

$$\theta = \arcsin \left[\frac{\lambda(\varphi_{12} + \varphi_{23})}{4\pi d} \right] \quad (3.16)$$

$$r = \frac{2\pi d^2}{\lambda(\varphi_{12} - \varphi_{23})} \cos^2 \theta \quad (3.17)$$

式中 λ 是声源产生的声波波长。

3.5.3 两种方法的对比及应用

基于距离差测量的方法适合于宽带噪声、近程目标。目标辐射噪声带宽越大,距离测量精度越高。基于距离差的方法不存在相位模糊问题。

基于相位差的方法适合于含有低频线谱的远程目标。因为低频、远程目标的程差小,容易出现相位模糊问题。远程距离差很小,难以采用测距的方法精确测量距离差。而且相位法对噪声的带宽没有要求,因此可以利用低频谱线来测量距离差。

潜艇用的被动式测距声呐的探测距离是由目标声源的强度和本艇噪声的干扰程度决定的。测距精度不高。法国 DUUX-9 型潜艇用被动测距声呐的探测距离可达 16 海里,测向精度为 $\pm 1.5^\circ$,其测距精度约为测量距离的 10%。

三点式被动测距也可用于拖线阵声呐。

思考题与习题

- 3.1 雷达 $1\mu\text{s}$ 时延对应距离是多远？ 300km 的时延是多少？主动声呐 1ms 时延对应的距离是多远？ 30km 的时延是多少？
- 3.2 什么是脉冲测距的最小工作距离？它由什么雷达波形参数决定？
- 3.3 什么是脉冲测距的距离模糊问题？它由什么雷达波形参数决定？
- 3.4 假定机载雷达的最大作用距离为 300km ，要求测距不模糊，其最小的脉冲重复频率是多高？
- 3.5 假定主动声呐的最大作用距离为 45km ，要求测距不模糊，其最小的脉冲重复间隔是多少？
- 3.6 距离分辨率与哪些因素有关？距离测量精度与哪些因素有关？
- 3.7 什么是人工距离跟踪？简述人工距离跟踪的原理，包括粗跟踪和精跟踪。
- 3.8 自动距离跟踪分哪些阶段？各阶段的主要任务是什么？
- 3.9 自动距离跟踪包括哪些组成部分？各部分的主要功能是什么？
- 3.10 在连续调频测距雷达中，发射频率按周期的三角波形变化。已知调制频率 $F=100\text{Hz}$ ，最大频偏为 $\Delta f_m=100\text{MHz}$ 。若两目标探测距离分别为 27km 和 30km 。求接收机混频输出的差频信号频率。
- 3.11 比较脉冲法、调频法和调相法测距的优缺点。
- 3.12 在声呐三点式被动测距中，采用相位法和时延法各有何优缺点？

参考文献

- [1] 丁鹭飞. 雷达原理(第三版). 西安:西安电子科技大学出版社,2002.
- [2] D. R. Wehner, *High Resolution Radar*, Artech House, 1987.
- [3] 梁毅. 调频连续波 SAR 信号处理. 西安:西安电子科技大学博士论文,2009.
- [4] 李启虎. 声呐信号处理导论. 北京:海洋出版社,2001.

第 4 章 角度测量原理

为了确定目标的位置,不仅要测定目标的距离,而且还要测定目标的方向,即测定目标的角坐标,包括目标的方位角和俯仰角。雷达和声呐测角的物理基础是波在均匀介质中的直线传播和天线或声基阵的指向性。

所谓指向性是指天线或基阵具有能量的聚集性,其波束像探照灯的光束一样。声基阵典型的波束如图 4.1 所示,它由主瓣(阴影部分)和副瓣(箭头所示)构成。方向性参数主要有主瓣宽度和副瓣电平,主瓣宽度通常定义为 3dB 对应的束宽,副瓣电平采用相对副瓣电平(假定主瓣电平为 0dB)和积分副瓣电平来定义。

指向性实际上是空间滤波器,它只让主瓣方向上信号和副瓣方向的信号进来。副瓣方向的信号实际上是干扰,因此需要尽量降低副瓣的电平。在设计天线或声阵列时更不能出现栅瓣,所谓的栅瓣是在角度测量范围内出现多个主瓣。

测角的性能可用测角范围、测角速度(尤其对于三坐标雷达)、测角准确度或精度、角分辨力来衡量。测量的准确度或精度用测角误差的大小来表示,它包括系统本身调整不良引起的系统误差和由噪声及各种起伏因素引起的随机误差,调整良好的系统测量精度主要由随机误差决定;角分辨力是指存在多目标的情况下,雷达能在角度上把它们分辨开的能力,通常用雷达在可分辨条件下同一距离、同一频率、同一极化两目标间的最小角坐标之差来表述。

本章主要讨论基本的测角方法、波束扫描方法、雷达自动测角、声呐测向、相控阵雷达和三坐标雷达等。

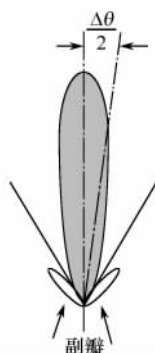


图 4.1 声基阵的典型波束图

4.1 测角基本方法

测角的方法主要有幅度测角、相位测角和互谱测角等。

4.1.1 幅度测角原理

振幅法测角是用接收阵收到的回波信号幅度值来做角度测量,该幅度值的变化规律取决于基阵方向图以及扫描方式。

振幅法测角可分为最大信号法和等信号法两大类。

1. 最大信号法

最大值测向方法是雷达、声呐系统中测角常用且行之有效的方法之一。由于天线或声基阵输出电压随目标方位角的变化而变化,可以利用接收到的信号幅度达到最大时天线或换能器的指向来测量目标方位,它直接通过方向性最大点对准目标来定向。

最大信号法可以用于单波束和多波束系统。

最大信号法的单波束典型应用是搜索雷达、图像声呐等。以搜索雷达为例,波束接触目标

到离开目标的回波如图 4.2 所示。如果天线转动角速度为 ω_a (r/min), 脉冲雷达重复间隔为 T_r , 则两脉冲间的天线转角为

$$\Delta\theta_s = \omega_a \frac{360^\circ}{60} T_r \quad (4.1)$$

这样, 天线轴线(最大值)扫过目标方向时, 不一定有回波脉冲, 也就是说将产生相应的“量化”测角误差 $\Delta\theta_s$ 。

对于采用人工录取的雷达, 操纵员在显示器画面上看到回波最大值的同时读出目标的角度数据即可。

在自动录取的雷达中有两种检测峰值的方法, 其中一种方法是将回波与天线的方向图做相关处理, 相关峰值的位置即为目标的角度, 它相当于空间匹配滤波, 从而提高了信噪比, 可有效地克服漏报和虚警, 这种方法会出现一个固定的滞后, 如图 4.2(b) 波形(2)实线所示(虚线为实际位置), 但可以消除掉。

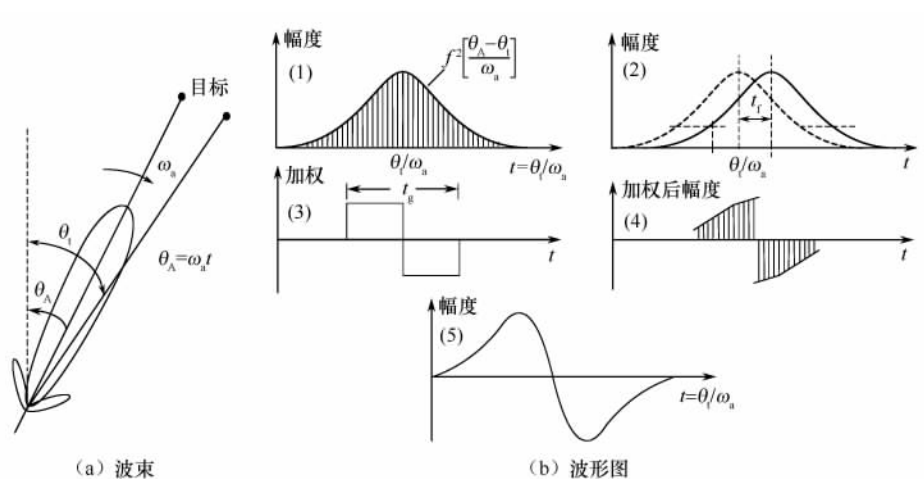


图 4.2 搜索雷达测角方法比较

多波束系统在声呐中普遍使用, 声呐在空间(不同方位)同时形成多个波束, 属于同时波瓣, 哪个波束信号强, 就认为目标在该波束对应的方向上。利用人耳或视觉显示器均可判断最大信号幅度值, 因而在分析其性能时, 还与选择何种显示有关。

最大值法测向的优点一是测向过程简单; 二是测向是在信号最大值时获得的, 所以信噪比最大, 这在粗略测向的远程搜索时显得特别重要; 三是人耳不仅可判别目标的性质, 且在小信号噪声比下仍可判别目标的方位。

最大值法测向的主要缺点一是测角精度不高, 这是因为波束方向性图在最大值附近比较平坦, 所以信号幅度随天线或换能器转动角度变化小, 不够灵敏; 二是信号的振幅总是正值, 不能判断目标偏离轴线的方向, 所以最大值法不能用于精密跟踪和精密测角, 只能用于目标搜索。

最大值法测向的精度主要取决于天线或换能器方向性主瓣的宽度和信噪比。

2. 等信号法

等信号法分为两大类, 一类是搜索雷达用等信号法, 另一类是单脉冲法。

(1) 搜索雷达用等信号法

该方法适用于单波束搜索雷达。采用图 4.2(b) 波形(3)所示角度波门的方法, 当前后波

门信号能量和相等时所在的位置即为目标位置,这种方法还可以实现角度跟踪。图 4.2(b)波形(5)是差波束图,而波形(3)的波门是其近似实现。

该方法的测量精度为:

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_B}{K_p \sqrt{2E/N_0}} = \frac{\theta_B \sqrt{L_p}}{K_p \sqrt{2(S/N_0)_m^n}} \quad (4.2)$$

式中, θ_B 为天线波束宽度; E/N_0 为脉冲串能量和噪声谱密度之比; K_p 为误差响应曲线的斜率,见图 4.2(b)波形(5); L_p 为波束形状损失; $(S/N_0)_m$ 是中心脉冲的信噪比; n 为单程半功率点波束宽度内的脉冲数。在最佳积分处理条件下, $K_p/\sqrt{L_p}=1.4$, 则

$$\sigma_{\theta} = \frac{0.5\theta_B}{\sqrt{(S/N_0)_m^n}} \quad (4.3)$$

(2) 单脉冲法

单脉冲等信号法利用两个相同且彼此部分重叠的波束测角,其波束图如图 4.3(a)所示,如果目标处在两波束的交叠轴 OA 方向,则由两波束收到的信号强度相等,否则一个波束收到的信号强度高于另一个;两个波束收到的回波信号相等时,等信号轴所指方向即为目标方向。如果目标处在 OB 方向,则波束 2 的回波比波束 1 的回波强。如果目标处在 OC 方向时,则波束 2 的回波较波束 1 的回波弱。因此,比较两个波束回波的强弱就可以判断目标偏离等信号轴的方向。

在实际应用中通常采用和差信号法。设差信号 $u_- = u_1 - u_2$, u_1 和 u_2 分别为波束 1 和波束 2 输出的电压,当 $u_- > 0$ 时,说明目标在 θ_0 方向的左边;当 $u_- < 0$ 时,说明目标在 θ_0 方向的右边。所以用 u_- 的大小和正负即可判定是否对准目标和偏离方向。 u_- 值随 $\Delta\theta$ 非均匀变化,在 θ_0 方向附近,即当 $\Delta\theta$ 很小时变化显著,且其变化取决于两个天线或换能器的方向性曲线,在这个范围内随 $\Delta\theta$ 的增加而逐渐缓慢变化;当 $\Delta\theta > \pm \frac{\pi}{2}$ 时其幅值又开始变小,如图 4.3(b)所示。

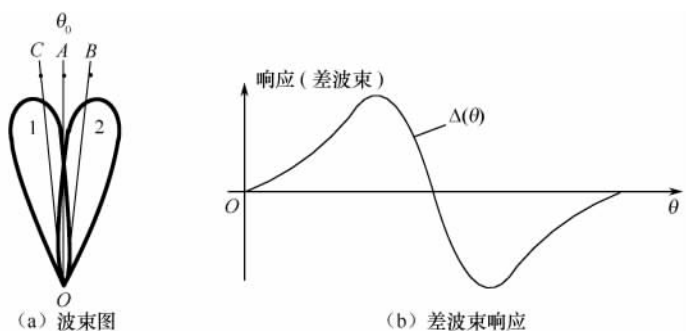


图 4.3 等信号法波束测角和差波束响应

定义 θ_k 为两波束最大值方向偏离等信号轴 θ_0 的角度,则对于角度为 θ_t (偏离等信号轴 θ_0) 的目标差波束输出为

$$\Delta(\theta) = u_1(\theta) - u_2(\theta) = k[D(\theta_k - \theta_t) - D(\theta_k + \theta_t)] \quad (4.4)$$

式中, k 为常数; $D(\cdot)$ 为指向性函数。

假定测量的角度在 θ_0 附近,则差波束的输出近似为

$$\Delta(\theta) \approx 2k \left. \frac{dD(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_0} \theta_t \quad (4.5)$$

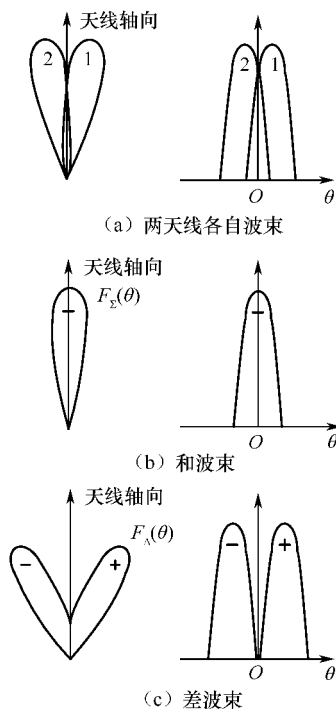


图 4.4 和差波束

和信号在 θ_0 附近可以近似表示为

$$\Sigma(\theta) \approx 2kD(\theta_0) \quad (4.6)$$

归一化的差信号为

$$\frac{\Delta(\theta)}{\Sigma(\theta)} = \frac{D'(\theta_0)}{D(\theta_0)} \theta_t \quad (4.7)$$

从式(4.7)可以看出,由于 θ_0 是确定的,因此归一化的差信号大小与 θ_t 的大小成正比。和差波束如图 4.4 所示,请注意差波束的正负和分离现象。

与下面将要介绍的相位法相比,振幅差值法的特点是:测向精度不如相位法高,但抗各向同性干扰能力强,因为当干扰信号在方向、时间和频率上对两个接收天线或换能器都一样时,经相减后输出为零;与最大值法相比,测向精度更高;另外,由于等信号轴方向不在波束的最大方向上,因此在发射功率相同的情况下,用它来搜索目标,其作用距离不如最大值法大。

由于在搜索、发现目标时,最大值法优于振幅差值法,在定向精度上相位法又优于振幅差值法,所以一般不用振幅差值法来发现目标,也不用于定向。当目标稍偏离 θ_0 方向时,可利用振幅差值法中两个天线或换能器输出信号振幅差 u_- 较大的特点,用振幅差值法进行角度自动跟踪最为合适。使用振幅差值

法一个非常重要的前提是两波束等信号轴必须与目标方位接近。

和差信号法常用于跟踪雷达和压差式水听器。

4.1.2 相位测角原理

相位法测角利用多个天线或基阵所接收回波信号之间的相位差进行测角,如图 4.5 所示,设在 θ 方向有一远处目标,则到达接收点处目标所反射的回波近似为平面波。两天线或阵元间距称为基线 d ,它们所接收到的信号由于存在波程差 ΔS 而产生相位差 φ ,且有

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta S = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (4.8)$$

式中, λ 为波长。如用相位计进行比相,测出其相位差 φ ,就可以确定目标方向 θ 。

通常将两天线收到的高频信号经与同一本振信号差频后,在中频进行比相。

设两信号为

$$u_1 = U_1 \cos(\omega t - \varphi) \quad (4.9)$$

$$u_2 = U_2 \cos(\omega t) \quad (4.10)$$

本振信号为

$$u_L = U_L \cos(\omega_L t + \varphi_L) \quad (4.11)$$

式中, φ 为两信号的相位差; φ_L 为本振信号初相。

u_1 和 u_L 差频得

$$u_{11} = U_{11} \cos[(\omega - \omega_L)t - \varphi - \varphi_L] \quad (4.12)$$

u_2 和 u_L 差频得

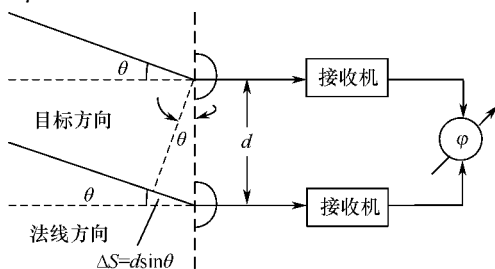


图 4.5 相位法测角示意图

$$u_{12} = U_{12} \cos[(\omega - \omega_L)t - \varphi_L] \quad (4.13)$$

可见,两中频信号 u_{11} 与 u_{12} 之间的相位差仍为 φ 。

图 4.6 为相位法测角原理方框图,接收信号经过混频、放大后,再加入到相位比较器中进行比相,其中自动增益控制电路用来保证中频信号幅度稳定,以免幅度变化引起测角误差。

相位法使用的前提是接收天线或基阵无指向性,对于有指向性天线或基阵,指向性必须与目标相接近,否则会降低信噪比,影响估计精度。

由于鉴相器角度范围为 $-\pi/2 \sim \pi/2$,由式(4.8)可知,要保证测角不模糊,则阵元间隔必须小于半波长。

对式(4.8)微分,得

$$d\theta = \frac{\lambda}{2\pi d \cos\theta} d\varphi \quad (4.14)$$

由式(4.14)可知,可通过增大基线长度来提高测角精度,而为了避免模糊,又不能增加基线长度,采用多基线技术可以达到解模糊的目的,这种方法常用于电子对抗中的角度侦察。比较有效的办法是利用三天线测角设备,间距大的 1、3 天线用来得到高精度测量,而间距小的 1、2 天线用来解决多值性,如图 4.7 所示。

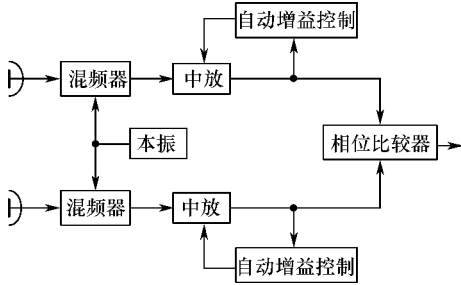


图 4.6 相位法测角原理方框图

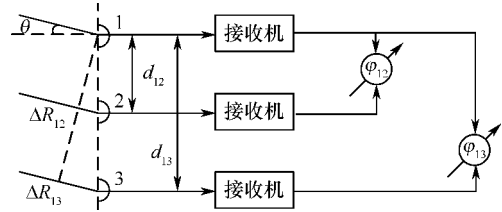


图 4.7 三天线解模糊框图

设目标方向为 θ , 天线 1、2 之间的距离为 d_{12} , 天线 1、3 之间的距离为 d_{13} , 适当选择 d_{12} , 使天线 1、2 收到的信号间相位差在测角范围内均满足:

$$\varphi_{12} = \frac{2\pi}{\lambda} d_{12} \sin\theta \leq 2\pi \quad (4.15)$$

φ_{12} 由相位计 1 读出。根据要求, 选择较大的 d_{13} , 则天线 1、3 收到的信号相位差为

$$\varphi_{13} = \frac{2\pi}{\lambda} d_{13} \sin\theta = 2\pi N + \psi \quad (4.16)$$

φ_{13} 由相位计 2 读出, 但实际读数是小于 2π 的 ψ , ψ 是相位计 2 的读数。为了确定 N 值大小, 可利用如下关系

$$\varphi_{13} = \frac{d_{13}}{d_{12}} \varphi_{12} \quad (4.17)$$

只要 φ_{12} 的读数误差值不大, 就可用于确定 N 。

$$N = \text{int} \left[\frac{d_{13}}{2\pi d_{12}} \varphi_{12} \right] \quad (4.18)$$

式中, $\text{int}[\cdot]$ 表示取整。

以上仅讨论了两个阵元时的情形, 对于多阵元系统的比相测向可以采用阵列信号处理技术。采用阵列信号处理可以提供多个目标分辨能力, 如果阵元数为 M , 那么可以分辨 $M-1$ 个目标。由此, 两个阵元比相的方法仅能分辨单个目标。

4.1.3 互谱测角原理

相位法测角仅适合单频信号,对于宽带信号必须采用互谱法代替相位法。被动声呐一般带宽很宽(如从 10Hz~10kHz),其相位精测就必须采用互谱法。互谱法本质上是在不同频率上进行比相测向,雷达和主动声呐一般相对带宽都不大,无须采用互谱法。

互谱法又称为分裂波束法。分裂波束系统中,在目标的方向(由最大值信号法确定)上,将基阵分割成两个部分,分别形成重叠的两个波束,通过计算两个分裂波束信号的互功率谱来估计信号之间的时延 τ ,进而计算出目标的精确方位 θ ,即互谱法精确定向,这是被动声呐中数字式声呐精确定向的一种新方法。

设一对分裂波束信号分别为 $x(t)$ 和 $y(t)=x(t+\tau)$,其中 τ 为相对时延,可以通过计算 $x(t)$ 与 $y(t)$ 的互功率谱求出 τ 。

若信号 $x(t)$ 的傅里叶变换为

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.19)$$

则 $y(t)$ 的傅里叶变换为

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau) e^{-j2\pi ft} dt = X(f) e^{j2\pi f\tau} \quad (4.20)$$

$x(t)$ 与 $y(t)$ 的互功率谱则为

$$Z(f) = X^*(f)Y(f) = |X(f)|^2 e^{j2\pi f\tau} \quad (4.21)$$

可知 τ 的信息包含于互谱 $Z(f)$ 的相位角 φ 之中。事实上

$$\varphi = 2\pi \cdot f\tau = \arctan \left\{ \frac{\text{Im}[Z(f)]}{\text{Re}[Z(f)]} \right\} \quad (4.22)$$

因此,对于平稳随机信号,可通过计算互功率谱将时延 τ 求出来。均值为零的平稳随机信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的互功率谱为

$$K_{xy}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E[X_T^*(f)Y_T(f)] \quad (4.23)$$

式中, $X_T(f)$ 、 $Y_T(f)$ 分别为 $x(t)$ 、 $y(t)$ 在区间 $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$ 截断之后的傅里叶变换,即

$$X_T(f) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.24)$$

$$Y_T(f) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} y(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4.25)$$

$$\varphi = 2\pi f\tau = \arctan \left\{ \frac{\text{Im}[K_{xy}(f)]}{\text{Re}[K_{xy}(f)]} \right\} \quad (4.26)$$

因此,可以通过计算 $x(t)$ 和 $y(t)$ 在有限区间内的互功率谱来求相位 φ 。

在数字声呐中,输入一对分裂波束信号是离散的时间序列,可以用 FFT 计算出两路信号的互功率谱,然后求出时延值 τ ,再利用分裂波束 τ 与 θ 间的关系

$$\sin\theta = \frac{\tau c}{d} \quad (4.27)$$

求出目标的方位角。

设两分裂波束的有限时间序列为 $x(n)$ 及 $y(n)$, $n=0,1,\dots,N-1$,其 N 点 DFT 为

$$X_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(q+n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (4.28)$$

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(q+n) e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.29)$$

式中, $X_q(k)$ 、 $Y_q(k)$ 的下标 q 表示时间序列的起点。当点数 N 较大时 (≥ 64)

$$Y_q(k) \approx e^{j2\pi k f_\Delta} X_q(k) \quad (4.30)$$

式中, $f_\Delta = 1/NT_s$ 为频率间隔, $f_k = kf_\Delta$ 则为第 k 条谱线。求 $x(n)$ 和 $y(n)$ 的互功率谱, 得

$$Z_q(k) = Z_q^*(k) Y_q(k) = |X_q(k)|^2 e^{j2\pi k f_\Delta} \quad (4.31)$$

第 k 条谱线所对应的相角为 φ_k , 则:

$$\varphi_k = 2\pi \tau f_k = \arctan \left\{ \frac{\text{Im}[Z_q(k)]}{\text{Re}[Z_q(k)]} \right\} \quad (4.32)$$

为了得到足够准确的 τ 估计值, 也就要求 φ_k 足够准确, 必须有足够多的输入样本, 并进行多次 FFT, 然后在各条谱线上进行平均, 这就是用分段平均周期图法来求得平均互功率 $Z(k)$ 。

为了求出最优 τ 的估计值 $\hat{\tau}$, 分别有三种加权方法。

(1) 最小二乘法加权法:

$$\hat{\tau} = \sum_{k=1}^{N-1} f_k^2 \tau_k / \sum_{k=1}^{N-1} f_k^2, \quad \tau_k = \frac{1}{2\pi} \varphi_k \quad (4.33)$$

(2) 平均加权法:

$$\hat{\tau} = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{\varphi_k}{2\pi f_k} \quad (4.34)$$

(3) 按互功率谱模大小加权法:

$$\hat{\tau} = \sum_{k=1}^{N-1} |Z(k)|^2 \tau_k / \sum_{k=1}^{N-1} |Z(k)|^2 \quad (4.35)$$

最后, 根据 $\tau \sim \theta$ 计算公式, 把 $\hat{\tau}$ 换算成方位角 θ 的估计量 $\hat{\theta}$ 。由于 $\hat{\theta}$ 是以两个分裂波束所组成的合波束方位上的左右偏离量, 所以应再根据合波束的方位算出目标的真方位。为了实现波束跟踪, 可把 $\hat{\theta}$ 值与相邻两合波束之间的波束间隔值 a 进行比较, 当 $\hat{\theta} > \frac{a}{2}$ 时, 则根据 θ 的正负方向, 在下次精测方位运算时改换合波束号, 即当 $\hat{\theta}$ 左偏时, 合波束号 i 减 1; 当 $\hat{\theta}$ 为右偏时, 合波束号 i 加 1。

综合上述过程可知: 互谱法精确定向全由数字运算来实现, 所以只要运算速度足够快, 可以用同一硬件实时跟踪多个目标。

另外要说明一点, 在上述从 $Z(k)$ 中求 φ_k 的运算中必须用一次反正切, 可以采用以下近似公式。

设 $a = \arctan(x)$, 当 $0 \leq x \leq 1$ 时, 有

$$a \approx x - \frac{1}{5} x^2 \quad (4.36)$$

近似程度可满足实际需要, 误差小于 3%。

4.2 线阵天线波束扫描方法

对于角度测量来说, 天线和基阵除了应具有方向性外, 还必须能够改变波束方向, 以扩大搜索区域。小型雷达可以采用机械的方式改变波束的方向, 但如果雷达天线或声呐基阵太

大,机械旋转就不可能了,这时就要用到阵列天线技术。

阵列天线或声基阵是指由多个小阵元构成的大的天线阵或声基阵,它的优点是波束的改变不需要采用机械旋转,天线孔径可以做得很大,而且可以同时形成多个波束,同时探测和跟踪多个目标。阵列天线是我们熟知的相控阵雷达的工作基础,而对于现代声呐而言,几乎所有的大型声呐都采用声基阵,波束形成完全由电子控制扫描(发射)和数字波束形成(接收)完成,而阵列天线或基阵的发射和接收原理是相同的。

本节主要讨论线阵波束如何形成,阵元间隔应如何选取,不同阵列流形的指向性特点和降低旁瓣电平的方法,为声呐信号处理空间处理和相控阵中基本概念的建立打下了基础。

4.2.1 窄带线阵波束形成与方向性图

1. 线阵

(1) 等间隔离散线阵

图 4.8 给出了一个基元间隔相等的线阵,接收器自左至右依次编为 $H_1, H_2, \dots, H_N$,假定基元的间隔为 d 。为了计算方便,将时间的参考点选在 H_1 。设入射信号为单频信号 $A\cos 2\pi ft$,它与基阵法线方向的夹角为 θ ,那么第 i 个基元 H_i 所接收到的信号超前 H_1 ,它是由程差 $H_i P_i$ 引起的,即

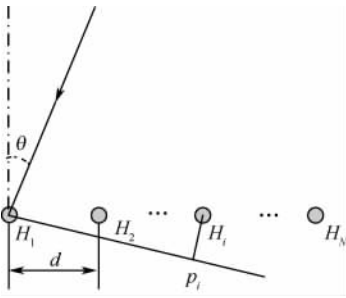


图 4.8 基元间隔相等的线阵列

$$H_i P_i = (i-1)d \sin \theta \quad (4.37)$$

则第 i 个基元 H_i 所接收到的信号复包络为

$$\tilde{s}_i(t) = A \exp\{j2\pi(i-1)d \sin \theta / \lambda\} \quad (4.38)$$

式中, λ 为波长; A 为包络; j 为虚数单位。考虑信号是单频的,所以 H_i 和 H_1 输出信号的相位差为

$$\varphi_i = 2\pi(i-1) \frac{d}{\lambda} \sin \theta = (i-1)\varphi \quad (4.39)$$

记 $\varphi = (2\pi/\lambda)d \sin \theta$, 对 $\tilde{s}_i(t)$ 求和,得

$$\tilde{s}(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{s}_i(t) = A \sum_{i=1}^N \exp[j(i-1)\varphi] \quad (4.40)$$

使用等比级数求和以及尤拉公式,可得

$$\tilde{s}(t) = A \exp\left[j \frac{N-1}{2} \varphi\right] \frac{\sin \frac{N\varphi}{2}}{\sin \frac{\varphi}{2}} \quad (4.41)$$

指向性定义:

$$D(\theta) = \frac{|\tilde{s}(t)|}{|\tilde{s}(t)|_{\max}} = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N\pi d \sin \theta}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d \sin \theta}{\lambda}\right)} \right| \quad (4.42)$$

式中将 $\tilde{s}(t)$ 的均方根除以 N ,目的是为了归一化,即使得 $D(0)=1$ 。

式(4.42)就是基元等间隔排列的线列阵的指向性公式,它以 $N, d/\lambda$ 为参数,以 θ 为自变量(这是一个定向于 0° 的线阵指向性)。类似地,如果要使线列阵定向在 θ_0 方向上(即让波束指向 θ_0 方向),那么第 i 个基元的信号相位改变量为

$$\varphi_i(\theta_0) = -2\pi(i-1) \frac{d \sin \theta_0}{\lambda} \quad (4.43)$$

对应式(4.40)有

$$\begin{aligned}\bar{s}(t) &= \sum_{i=1}^N \bar{s}_i(t) \exp\left[-j2\pi(i-1) \frac{d\sin\theta_0}{\lambda}\right] \\ &= A \sum_{i=1}^N \exp\left[j2\pi(i-1) \frac{d\sin\theta}{\lambda}\right] \exp\left[-j2\pi(i-1) \frac{d\sin\theta_0}{\lambda}\right]\end{aligned}\quad (4.44)$$

不难看出,式(4.44)相当于对阵元的接收信号进行了一次离散傅里叶变换,故称 $d\sin\theta_0/\lambda$ 为空间频率。

容易证明此时指向性函数为

$$D(\theta) = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin\left[\frac{N\pi}{\lambda}d(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\sin\left[\frac{\pi}{\lambda}d(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]} \right| \quad (4.45)$$

式中,如果 $\theta_0=0$,那么 $D(\theta)$ 关于 $\theta_0=0$ 对称;否则,当 $0<\theta_0<\pi/2$ 时, $D(\theta)$ 关于 θ_0 是不对称的。图 4.9 给出了 $N=10$ 、 $d/\lambda=0.5$ 时, $\theta_0=0^\circ$ 和 $\theta_0=15^\circ$ 的指向性曲线。

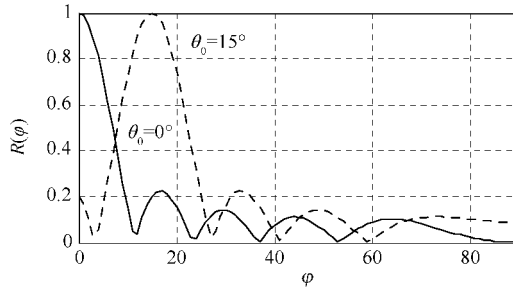


图 4.9 线列阵的指向性曲线

由式(4.42)及式(4.45)可知线列阵的指向性函数有着统一的形式,即

$$R(\varphi) = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\varphi}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right| \quad (4.46)$$

式中

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} (\sin\theta - \sin\theta_0) \quad (4.47)$$

对于阵列而言, d/λ 的选择十分重要,太大会导致栅瓣,阵元数目定时太小会导致主瓣变宽,两者都使得阵的指向性变差。由于 $R(\varphi)$ 是 φ 的周期函数,其周期为 4π ,而当 $d/\lambda \geq 1$ 时, φ 的值就有可能超出 $[-2\pi, 2\pi]$,这时指向性曲线中可能会出现第二个、第三个等多个最大值,如图 4.10 所示。多个最大值称为栅瓣,它的出现破坏了阵的指向性,在系统设计中必须保证没有栅瓣。如当 $\theta_0=0^\circ$ 时, θ 的变化范围是完全确定的,即 θ 在 $0 \sim \pm\pi/2$ 间变化,所以 φ 就在 $[-2\pi d/\lambda, 2\pi d/\lambda]$ 内变化。由于 $R(\varphi)$ 与 θ 是非线性关系,并不直观,仅适合用作理论分析。工程设计中应计算出 $D(\theta)$,如图 4.11 所示,它可以更清楚地给出阵的指向性。如果考察 $D(\theta)$,可以清楚看到,为了保证没有栅瓣出现, $d/\lambda \leq 1/2$,工程中一般取 $d/\lambda = 1/2$ 。

在习惯上,把 $\theta_0=0^\circ$ 时的指向性称为侧射指向性,把 $\theta_0=90^\circ$ 时的指向性称为端射指向性。

(2) 均匀线阵阵元栅瓣位置和最大阵元间隔的进一步讨论

由上面的讨论可知,当 $d=\lambda/2$ 时,在 $\theta \in [-\pi/2, \pi/2)$ 范围内没有栅瓣。在实际应用中希望

能将这个条件放宽,使得在相同的孔径下可以节省单元个数,这对于面阵而言可降低不少成本。

由式(4.43)可知,天线波束扫描至最大值 $\theta_{\max}$ 出现栅瓣的条件为

$$\frac{2\pi}{\lambda}d \sin\theta_m - \frac{2\pi}{\lambda}d \sin\theta_{\max} = m2\pi \quad (4.48)$$

式中, θ_m 为可能出现波瓣最大值的位置; $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 表示栅瓣位置序号。

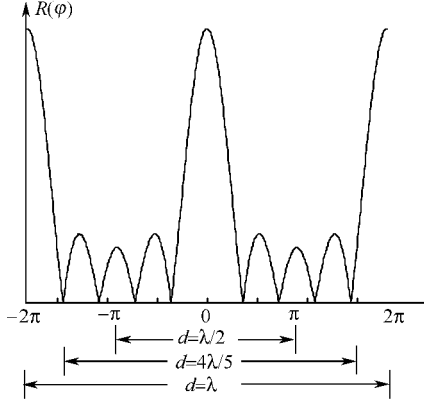


图 4.10 线列阵指向性的能见区($N=5$)

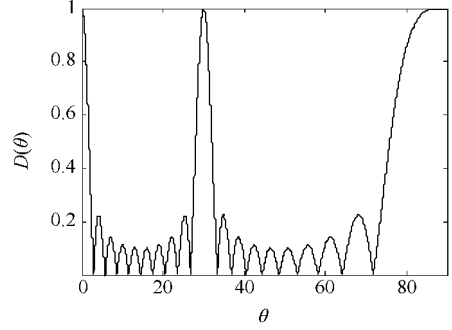


图 4.11 出现多个极大的线列阵
($N=10, d/\lambda=2, \theta_0=30^\circ$)

考虑 $|\sin\theta_m| \leq 1$, 由式(4.43)可知,出现栅瓣的条件是:

$$d \geq \frac{m\lambda}{1 + |\sin\theta_{\max}|} \quad (4.49)$$

因此,波束扫描到 $\theta_{\max}$ 时仍不出现栅瓣的条件为

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\sin\theta_{\max}|} \quad (4.50)$$

根据天线阵的乘法定律,考虑到各阵元自身的方向性图,可以略微放宽式(4.50)的约束,假定四面相控阵,每个面扫描角度为 $\theta_{\max}=45^\circ$ 即可,选择 $d < 0.585\lambda$,可以节省 17% 的阵元。

(3) 连续直线阵

如果线阵的阵元间隔 d 比入射信号的波长 λ 小很多,即 $d/\lambda \ll 1$,那么这时的线阵就趋向于一个连续线阵。关于连续线阵的指向性函数,很容易从离散线阵的指向性表达式(4.45)推导出来。在式(4.45)中用 $L=Nd$ 表示基阵的长度,令 $N \rightarrow \infty, d \rightarrow 0$ 并保持 L 不变,这时有

$$\left| \frac{1}{N} \frac{\sin\left[\frac{N\pi}{\lambda}d(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\sin\left[\frac{\pi}{\lambda}d(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]} \right| \rightarrow \left| \frac{\sin\left[\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)} \right| \quad (4.51)$$

由此得到连续线阵的指向性函数为

$$D(\theta) = \left| \frac{\sin\left[\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)} \right| \quad (4.52)$$

它是 $\sin\varphi/\varphi$ (辛格函数) 形状的函数。在实际设计中,无论是离散线阵还是连续线阵,都可用式(4.52)来大致估计指向性的主要参数,因为在大多数情况下,式(4.45)与式(4.52)所造成的差异很小。图 4.12 给出了 $L/\lambda=5$ 的连续线阵的指向性,同时还给出了长度 L 不变、 $N=20$

的线阵的指向性。

下面来分析线阵指向性的主要参数。

① 旁瓣高度: 由于 $|\sin\varphi/\varphi|$ 的第一个次极大值是 0.22, 在 $\varphi=4.5$ 时取得, 所以连续线阵的旁瓣高度一律是 22%。侧射指向性的次极大值可根据 $L\pi/\lambda\sin\theta_1=4.5$ 求出, 即

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{4.5}{\pi} \frac{\lambda}{L}\right) = \arcsin\left(1.43 \frac{\lambda}{L}\right) \quad (4.53)$$

当 $L/\lambda \gg 1$ 时有

$$\theta_1 \approx 1.43 \frac{\lambda}{L} \quad (4.54)$$

② 主瓣宽度: 在式(4.46)中令

$$\frac{\sin\left[\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right]}{\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)} = 0.707 \quad (4.55)$$

就可以求出主瓣的半宽度来, 查 $\sin\varphi/\varphi$ 函数表可知, 当 $\varphi=1.39$ 时, $\sin\varphi/\varphi=0.707$, 所以有 $\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)=1.39$, 因此有

$$\sin\theta - \sin\theta_0 = 0.44 \frac{\lambda}{L} \quad (4.56)$$

随着定向方向 θ_0 由小到大变化, 主瓣宽度也随之增加, 侧射波束的主瓣最窄, 定向方向越偏离法线方向, 主瓣就越宽。由于这个原因, 声呐在采用直线阵时, 往往只利用法线方向附近的一个扇面进行定向。

如果 $L/\lambda \gg 1$, 利用 $\sin\theta - \sin\theta_0 = 2\sin[(\theta - \theta_0)/2]\cos[(\theta - \theta_0)/2]$ 可以将式(4.56)中的 $(\theta - \theta_0)$ 解出来, 即

$$\theta - \theta_0 \approx \frac{0.44\lambda}{L} \frac{1}{\cos\theta} \quad (4.57)$$

式(4.57)可用于获得 θ_0 在 0° 附近的主瓣半宽度。

例如: 设一个线阵长 4m, 工作频率为 1.2kHz, 根据式(4.57)可以求出波束指向为 0° 、 15° 和 30° 时的主瓣半宽度分别是 7.8° 、 8.1° 和 9.0° 。

③ 聚集系数: 聚集系数是衡量基阵抑制各向同性噪声能力的一个量。对于一维阵, 它定义为

$$\gamma = \frac{2\pi}{\int_{-\pi}^{\pi} D^2(\theta) d\theta} \quad (4.58)$$

$DI=10\lg\gamma$ 称为指向性指数, 在声呐方程中会经常用到。

根据定义, 连续线阵的侧射空间聚集系数为

$$\gamma = 2\pi \left\{ \int_0^{2\pi} \left| \frac{\sin\left[\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta)\right]}{\frac{L\pi}{\lambda}(\sin\theta)} \right|^2 d\theta \right\}^{-1} = \left\{ \frac{\lambda}{\pi L} \left[s_i\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\right) - \frac{\lambda}{\pi L} \sin^2\left(\frac{\pi L}{\lambda}\right) \right] \right\}^{-1} \quad (4.59)$$

式中, $s_i(x) = \int_0^x \frac{\sin u}{u} du$ 。当 $L/\lambda \gg 1$ 时有

$$\gamma \approx \frac{2L}{\lambda} \quad (4.60)$$

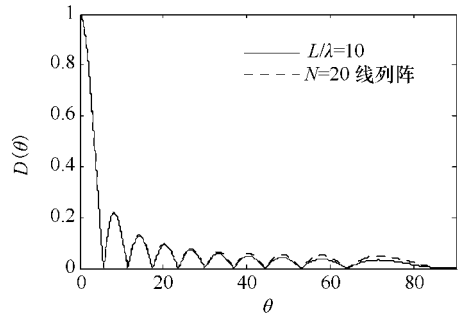


图 4.12 连续线阵的指向性

(4) 非等间隔离散线阵

在正确设计的情况下,基元间隔相等的线阵其旁瓣高度约为 22%。如果为了某种特殊的需求,希望降低旁瓣高度或使主瓣窄一点,同时又不增加基元的个数,那么可以用不等间隔排列基元的线阵。这种基阵最初是在雷达天线的研究中引入,其基本设计思想是用改变各基元之间距离的方法来调节它们的相位差,从而达到束控的目的。

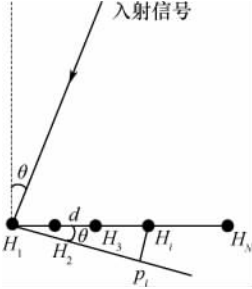


图 4.13 不等间隔基元的线阵

当接收基阵是不等间隔排列的线阵时,基阵的指向性已不能由简单的求和公式得到像式(4.45)那样的分析表达式,因为此时平面声波达到各水听器的相位差没有固定的规律。在雷达天线理论中已有不少关于计算不等间隔线列阵指向性的方法,其中一种比较有效的方法是 z 变换法,但推导起来相当麻烦。下面介绍一种能用于实际计算的简便方法,用这种方法虽然得不到指向性函数的简洁表达式,但用于实际数值计算却十分方便。

如图 4.13 所示,自左至右将基元依次编为 $H_1, H_2, \dots, H_N$, 时间的参考点选在 H_1 。设入射信号为单频信号,在 H_1 所接收到的信号为 $A \cos 2\pi f t$, 那么第 i 个基元 H_i 所接收到的信号为 $A \cos(2\pi f t + \varphi_i)$, $i=1, 2, \dots, N$ 。其中 φ_i 表示由声程差 $H_1 P_i$ 所引起的相位差,即

$$\varphi_i = 2\pi f \frac{H_1 P_i}{c} = 2\pi f \frac{H_1 H_i \sin \theta}{c} \quad (4.61)$$

式中, $H_1 H_i$ 表示两换能器之间的距离,对各水听器信号求和之后,得到

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A \cos(2\pi f t + \varphi_i) = A \cos 2\pi f t \left(\sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \right) - A \sin 2\pi f t \left(\sum_{i=1}^N \sin \varphi_i \right) \quad (4.62)$$

将 $s(t)$ 平方之后求平均,即得到 $E[s^2(t)]$,再把它归一化,则有

$$D(\theta) = \frac{1}{N} \left[\left(\sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N \sin \varphi_i \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4.63)$$

利用式(4.63)来计算指向性是十分方便的,至少 φ_i 与 θ 的关系已由式(4.61)给出,但是由于阵元间隔未知,就不像均匀线阵那样有解析解。

与等间隔线阵相比,在基元个数相同的情况下,当基元排列中间比较密、两边比较稀时,指向性曲线的主瓣就要比等间隔排列时的宽,而旁瓣却要低一些。相反的,当基元排列是中间稀、两边密时,它的主瓣就要比等间隔时窄一些,而旁瓣却要高一些。

图 4.14 给出了一个不等间隔线阵的例子,12 基元的线阵,基元间隔已标在图上,旁瓣低于 -19dB。

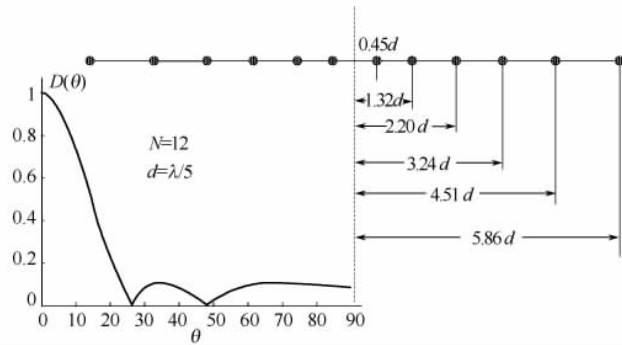


图 4.14 不等间隔线阵的指向性

4.2.2 圆阵与圆弧阵的波束形成

1. 均匀分布的圆阵

图 4.15 给出了一个平面离散均匀间隔的圆阵, 设它的半径为 r , 将基元按顺时针方向编号为 $H_1, H_2, \dots, H_N$, 把圆心 O 通过 H_1 的方向选作 0° 的方向, 基元个数为 N , 相邻两个基元的夹角为 $\alpha = 2\pi/N$ 。在计算指向性的时候, 将时间的参考点选在圆心 O , 设入射信号来自 θ 方向, 那么到达 O 点的信号假定为 $A\cos 2\pi f t$, 则第 i 个基元 H_i 所接收到的信号是 $s_i(t) = A\cos\{2\pi f[t + \tau_i(\theta)]\}$, 其中 $\tau_i(\theta)$ 为 H_i 相对于 O 点的延时, 即

$$\tau_i(\theta) = \frac{r\cos[\theta - (i-1)\alpha]}{C_s} \quad i=1, 2, \dots, N \quad (4.64)$$

式中, C_s 为水中的声速。 C_s/f 用波长 λ 来表示, 则有:

$$s_i(t) = A\cos(2\pi f t + \varphi_i) \quad (4.65)$$

$$\varphi_i = \frac{2\pi r}{\lambda} \cos[\theta - (i-1)\alpha] \quad (4.66)$$

为了在 θ_0 方向形成波束, 应将 H_i 信号延时 $\tau_i(\theta_0)$, 经过延时的信号为

$$\begin{aligned} s_i[t - \tau_i(\theta_0)] &= A\cos\{2\pi f[t + \tau_i(\theta) - \tau_i(\theta_0)]\} \\ &= A\cos\{2\pi f[t + \Delta_i(\theta)]\} \end{aligned} \quad (4.67)$$

式中, $\Delta_i(\theta) = \tau_i(\theta) - \tau_i(\theta_0)$, N 个基元输出信号求和之后得到

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i[t - \tau_i(\theta_0)] = \sum_{i=1}^N A\cos\{2\pi f[t + \Delta_i(\theta)]\} \quad (4.68)$$

为了求出指向性函数需计算 $E[s^2(t)]$, 为此把 $s(t)$ 中的每一项 $\cos\{2\pi f[t + \Delta_i(\theta)]\}$ 展开, 合并同类项, 并将公因子 $\cos 2\pi f t$ 和 $\sin 2\pi f t$ 提到求和号的外边去, 然后再求平均值, 就得到归一化的指向性函数:

$$D(\theta) = \frac{1}{N} \{E[s^2(t)]\}^{1/2} = \frac{1}{N} \left\{ \left[\sum_{i=1}^N \cos 2\pi f \Delta_i(\theta) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^N \sin 2\pi f \Delta_i(\theta) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.69)$$

这就是圆阵指向性函数的表达式。在一般情况下, 由于 $D(\theta)$ 的计算与 $\Delta_i(\theta)$ 有关, 而 $\Delta_i(\theta)$ 的表达式又比较复杂, 所以式(4.69)只有通过数值计算方能获得结果。

在满足下述条件时, $D(\theta)$ 可以近似地表示为贝塞尔函数, 用 s_0 表示相邻两基元之间的弧长, 即 $s_0 = r2\pi/N$ 。如果

$$N \geq \frac{4\pi r}{\lambda} + 2 \quad \text{或} \quad \frac{s_0}{r} < \frac{1}{2} - \frac{1}{N} \quad (4.70)$$

那么

$$D(\theta) \approx \left| J_0 \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} \right) \right| \quad (4.71)$$

式中, $J_0(x)$ 为零阶贝塞尔函数

$$J_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \left[\left(\frac{x}{2} \right)^{2k} / (k!)^2 \right] \quad (4.72)$$

对于声呐所使用的圆阵来说, 如果是工作在窄带情况, 那么式(4.77)不难满足, 但是如果声呐工作在很宽的频带内, 式(4.72)往往在低频段可以满足, 在高频段却不能满足。

为使用方便, 可以把式(4.70)转换为对频率 f 的约束条件为

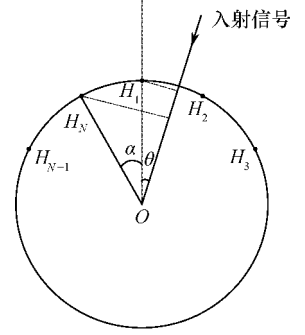


图 4.15 平面离散均匀间隔圆阵

$$f \leq 0.24 \frac{1}{r} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (4.73)$$

式中, r 的单位为 m; f 的单位为 kHz。

一般来说, 圆阵的波束是非常均匀的, 尤其是当式(4.70)得到满足时, 各个方向的指向性都是一样的, 因为式(4.71)仅仅是 $(\theta - \theta_0)$ 的函数, 这也是圆阵比线阵优越的地方。

图 4.16 给出了一个 $N=60, \lambda/r=0.4$ 的圆阵的指向性图。

当圆阵的半径 r 一定时, 指向性函数随频率而变化。图 4.17 给出了 $N=100$ 的圆阵, 在几种不同 λ/r 下的指向性, 由图可知当频率升高时, 主瓣变窄, 旁瓣个数也随之增多, 但旁瓣的高度基本不变。

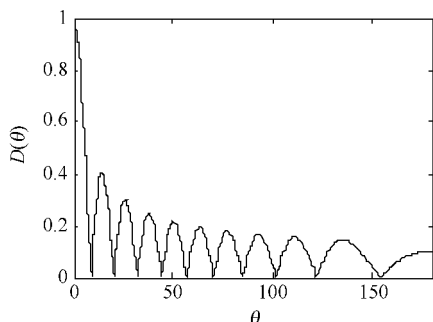


图 4.16 均匀离散圆阵的指向性

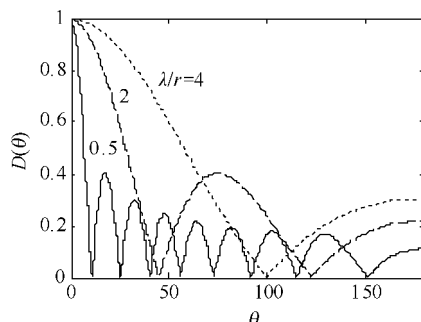


图 4.17 圆阵指向性随频率变化的关系

假设一个均匀分布的圆阵能满足式(4.71), 在此条件下分析 $D(\theta)$ 的主要参数。

① 旁瓣高度: $J_0(x)$ 的次极大为 0.40, 所以指向性曲线的旁瓣高度为 40%。

② 主瓣宽度: 根据式(4.72), 应当令

$$J_0\left(\frac{4\pi r}{\lambda} \sin \frac{\theta - \theta_0}{2}\right) = 0.7073 \quad (4.74)$$

当 $x=1.126$ 时, $J_0(x)=0.7073$, 所以有

$$\frac{4\pi r}{\lambda} \sin \frac{\theta - \theta_0}{2} = 1.126 \quad (4.75)$$

当 $r/\lambda \gg 1$ 时

$$\theta - \theta_0 \approx 0.56\lambda/\pi r \quad (4.76)$$

式中, $\theta - \theta_0$ 的单位是弧度; πr 是为了与线阵主瓣宽度公式(4.57)做比较而设的, 相当于线阵的长度 L 。

③ 聚集系数: 圆阵的空间聚集系数与平面聚集系数的计算都是相当复杂的, 下面以平面聚集系数为例来加以说明。需计算

$$\gamma = \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[J_0\left(\frac{4\pi r}{\lambda} \sin \frac{\theta}{2}\right) \right]^2 d\theta \right\}^{-1} \quad (4.77)$$

这只有通过数值计算方能实现。

图 4.19 是对 $N=100, r=0.5$ 圆阵的实际计算结果。注意, 当频率较高时, 式(4.70)的条件不能满足, 必须直接应用式(4.69)和式(4.58)进行计算。

从图 4.18 中可以看出, 增益值在开始的时候随频率的增加而迅速增加, 但达到一定程度之后, 基本上不再随频率增加而变化, 所以在实际设计声呐基阵时, 往往对增益开始接近最大值时的频率感兴趣。当其他条件允许时, 该频率附近值可以作为回声工作频率。

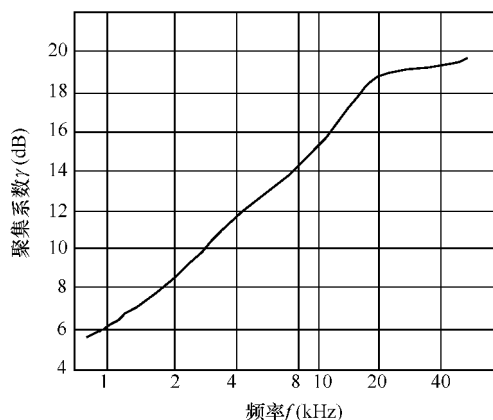


图 4.18 圆阵增益与频率的关系

2. 圆弧阵

前面给出的计算圆阵的指向性公式[见式(4.69)],只要稍加改变就可以用到圆弧阵上去。若在给基元编号时选取比较合理的顺序,可以使得计算简单一些。图 4.19 给出了计算两种波束圆弧阵的例子,一种是波束指向在某一基元与圆心的连线上,这时参加定向的基元个数为 $2M+1$ 个,这种情况下的工作扇面为 $2\pi \cdot 2M/N$;另一种波束指向两个基元的中间,这时参加定向的基元数为 $2M$,其工作扇面是 $2\pi \cdot (2M-1)/N$ 。

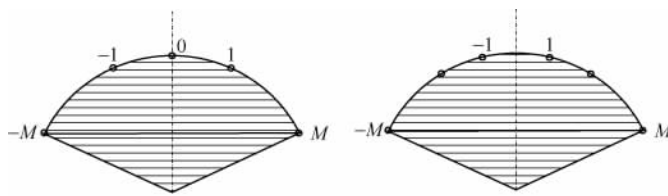


图 4.19 圆弧阵

在这两种情况下的指向性函数分别为

$$D(\theta) = \frac{1}{2M+1} \left\{ \left[\sum_{i=-M}^M 2\pi f \cos \Delta_i(\theta) \right]^2 + \left[\sum_{i=-M}^M 2\pi f \sin \Delta_i(\theta) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.78)$$

式中

$$\Delta_i(\theta) = \tau_i(\theta) - \tau_i(\theta_0)$$

$$\tau_i(\theta) = r \cos(\theta - i\alpha) / c, \quad i = -M, \dots, -1, 0, 1, \dots, M$$

以及

$$D(\theta) = \frac{1}{2M} \left\{ \left[\sum_{i=1}^M (\cos 2\pi f \Delta_i(\theta) + \cos 2\pi f \Delta_i(\theta)) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^M (\sin 2\pi f \Delta_i(\theta) + \sin 2\pi f \Delta_i(\theta)) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.79)$$

式中

$$\Delta_i(\theta) = \tau_i(\theta) - \tau_i(\theta_0), \quad \Delta'_i(\theta) = \tau'_i(\theta) - \tau'_i(\theta_0)$$

$$\tau_i(\theta) = \frac{r \cos[\theta - (i - 0.5)\alpha]}{c}$$

$$\tau_i'(\theta) = \frac{r \cos[\theta + (i-0.5)\alpha]}{c} \quad i=1, \dots, M$$

4.2.3 宽带波束形成

上小节讨论的是单频正弦波的波束形成问题,它只有一根谱线,因此波长也是单一的,它仅适合相对带宽在 10% 以下的情形。但是被动声呐频率工作范围可以从 10Hz 到 10kHz,不能视为窄带。随着技术的进步,雷达的相对带宽也往往超过 40% 的载频。在宽带条件下,波束形成就不能采用移相的方法。根据波束形成的原理,为了保持不同频率信号同相叠加,实现信噪比积累,只有采用时延的方法,以后到者为基准,将先前到的那些阵元信号进行延时,使得各路信号的时延完全相同,然后求和,从而实现相干积累,宽带波束形成的原理框图如图 4.20 所示。

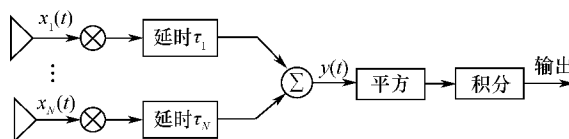


图 4.20 宽带波束形成原理框图

1. 相位扫描的带宽

采用改变相位的方法改变波束的形状称为相位扫描。假定波束的指向为 θ_0 , 那么对于均匀线阵来说, 相邻阵元的程差为 $d \sin \theta_0$ 。如果采用延时的方法补偿这个程差, 则当雷达工作频率改变时, 就不会带来误差。但仅靠改变相邻阵元相位 $(2\pi/\lambda) d \sin \theta_0$ 的方式进行补偿, 波束指向就会发生改变。

当工作频率为 f , 波束指向为 θ_0 时, 第 n 个阵元的相移量为

$$\varphi = (2\pi/\lambda)(n-1)d \sin \theta_0 \quad (4.80)$$

如果工作频率的改变量为 δf , 而相移量 φ 不改变, 则波束指向将变化 $\delta \theta$, 即

$$\delta \theta = -\frac{\delta f}{f} \tan \theta_0 \quad (4.81)$$

式(4.81)表明, 角度误差与相对带宽成正比, 即 θ_0 增大, 误差也增大; 当频率增大时, 角度向法线偏移。

2. 宽带波束形成方法

由以上可知, 宽带波束形成实质上是实现延时—求和的运算过程。在相控阵雷达中, 延时需要采用昂贵的延时线来实现。在旧的声呐装备中一般采用电感、电容和电阻来实现延时, 尽管线路简单, 但是调试困难、易受温度影响。

但现代声呐一般采用数字式波束形成(DBF), 主要的方法有: 延时求和法、频域和滤波器方法。下面主要介绍延时求和法和均匀线阵的频域波束形成方法。

(1) 采用存储器寻址方式实现时延

时延可以采用循环移位寄存器或通过存储器寻址来实现。其中循环移位寄存器需要专门的硬件支持, 寻址速度快, 但通用性差。下面介绍采用存储器寻址的方式实现时延。

如图 4.21 所示, 对于一维阵, 数据存储可以采用二维数据, 列号为阵元号, 行号为时间采样序列的序号。

设每个阵元对应接收通道的采样率为 f_s , 第一个阵元当前的采样点号为 K , 假定第 i 个阵

元相对阵元 1 的时延为 τ_i , 对应的地址(虚线表示选择的存储器)为

$$K_i = K + \text{int}(\tau_i f_s) \quad (4.82)$$

如果 $\tau_i f_s$ 正好为整数, 则不会带来误差; 如果 $\tau_i f_s$ 不为整数, 只要采样率足够高, 使得信号最高频率分量相位误差小于 $\pi/8$, 那么带来的误差可以忽略。这意味着采样率应为信号最高频率的 16 倍, 如果采样率不能满足这一要求, 必须做插值。通常使用 8 点 $\text{sinc}(\cdot)$ 内插即可满足要求。由于现代计算机存储器价格低廉, 采用高采样率, 避免内插计算是经济的选择。

在存储器寻址方法中, 时间序列通常采用先进先

出(FIFO)结构, 使得数据不断刷新, 那么这个 FIFO 尺寸为多大呢? 假定系统最大的延时量为 $\tau_{\max}$, 考虑到角度的正负, 延时也有正负, 那么每个阵元对应的 FIFO 最小尺寸应为

$$M = 2\text{ceil}(|\tau_{\max} \cdot f_s|) \quad (4.83)$$

式中, $\text{ceil}(\cdot)$ 表示取最大整数, 且要求阵元 1 的数据指针指向中间序号。

(2) 均匀线阵频域波束形成

任意阵形的波束形成均可以采用频域实现, 但对均匀线阵更为方便, 具体方法描述如下:

设 $x_i(k)$ 为第 i 个阵元($i=0, 1, \dots, N-1$)的第 k 个采样($k=0, 1, \dots, K$), 对每个阵元的时间序列进行离散傅里叶变换, 得

$$X_i(l) = \sum_{k=0}^{K-1} x_i(k) e^{-j2\pi kl/K} \quad l = 0, 1, \dots, K-1 \quad (4.84)$$

将 $X_i(l)$ 乘上复相位 $\exp[-j2\pi(i-1)\frac{d\sin\theta_m}{\lambda_l}]$, 其中 θ_m 为第 m 个波束对应的角度, λ_l 为第 l 个频率对应的波长, 则第 m 个波束第 l 个频率的输出为:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_m(l) &= \sum_{i=1}^N X_i(l) \exp[-j2\pi(i-1)\frac{d\sin\theta_m}{\lambda_l}] \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{K-1} x_i(k) e^{-j2\pi kl/K} \exp[-j2\pi(i-1)\frac{d\sin\theta_m}{\lambda_l}] \end{aligned} \quad (4.85)$$

从式(4.85)可以看出, 对于均匀线阵其频率宽带波束形成相当于二维傅里叶变换, 而窄带波束形成是一维傅里叶变换, 足见两者运算量的差异。频率宽带波束形成是批处理过程, 即对一段时间的数据形成波束, 这样可能会出现数据遗漏。为了减少遗漏, 可以采用数据重叠的方法。

4.2.4 加权

所谓的加权就是对每一基元的输出信号在幅度上乘一个实数, 从而起到压低旁瓣的作用。过高的副瓣会导致虚警和大目标掩盖小目标的情形发生。权系数的特点是两边小, 中间大, 这样才能保证降低副瓣。

图 4.22 是一个加权的波束形成系统的方框图。设共有 N 个基元, 第 i 个基元所接收到的信号是 $x_i(t)$, 未加权时的系统输出为 $y(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t - \tau_i)$; 如果第 i 路信号的加权系数是

w_i , 那么加权之后的输出就是 $y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t - \tau_i)$ 。选择加权系数的目的是为了改善指向

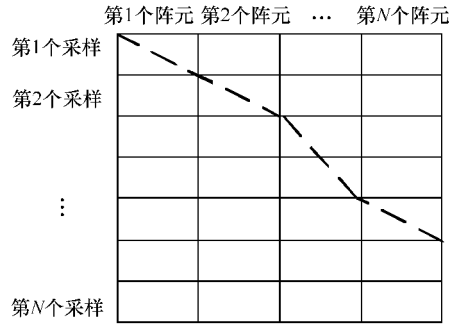


图 4.21 阵列数据存放格式和时延(虚线)

性或抑制某种特定的干扰,因此存在着各种最优加权的准则,主要有以下几种。

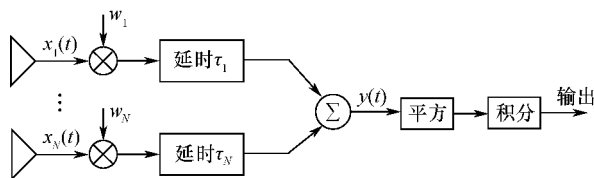


图 4.22 加权的波束形成系统框图

1. 线阵的道尔夫-切比雪夫加权

在推导等间隔线阵的指向性公式时,已经发现这样一个事实,即指向性函数是形式为 $\cos k\varphi$ 函数的和(其中 $\varphi = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta, k=1, 2, \dots$),因此,线阵在加权之后,指向性函数必然有如下形式, $y = \sum_k A_k \cos k\varphi$ 。由数学分析可知,对每一个 $k, \cos k\varphi$ 都可以展开成 $\cos \varphi$ 的幂级数,这就是所谓的切比雪夫多项式。换句话说,指向性函数的形式为

$$y = \sum_k A_k \cos k\varphi = \sum_n B_n [\cos \varphi]^n \quad (4.86)$$

A_n 和 B_n 的关系可以由切比雪夫多项式求出来,即

$$\cos(2k+1)\varphi = \sum_{m=0}^k c_{2m+1} (\cos \varphi)^{2m+1} \quad (4.87)$$

$$\cos(2k)\varphi = \sum_{m=0}^k c_{2m} (\cos \varphi)^{2m} \quad (4.88)$$

式中

$$c_{2m+1} = (-1)^{k-m} \sum_{p=k-m}^k \binom{p}{p-k+m} \binom{2k+1}{p} \quad (4.89)$$

$$c_{2m} = (-1)^{k-m} \sum_{p=k-m}^k \binom{p}{p-k+m} \binom{2k}{2p} \quad (4.90)$$

在式(4.86)中,如果把 $x = \cos \varphi$ 看作是一个变量,则总有 $|x| \leq 1$,那么 $y = \sum_n B_n x^n$ 。也就是说,线阵加权之后的指向性函数是 $[-1, 1]$ 中的一个多项式,这个多项式的阶数完全由基元的个数决定。根据逼近论中的切比雪夫定理,在 $[-1, 1]$ 中的所有最高次幂系数为 1 的 N 阶多项式中,切比雪夫多项式具有最大值。道尔夫将该定理用到线阵的加权上,得出以下两个结论:

(1) 在给定的任意旁瓣电平下,切比雪夫多项式的系数能使主瓣宽度(这里是指第一对零点之间的距离)最窄。

(2) 在给定主瓣宽度条件下,切比雪夫加权能使旁瓣电平最低。

由于道尔夫-切比雪夫加权的数学推导比较复杂,下面用一个具体的例子加以说明。

例:要设计一个 6 个基元的线阵,要求旁瓣电平为 -30dB ,也就是要求主瓣与旁瓣的比值 $r=31.6$,即 $20\lg r=30$ 。在选取合适的参考点后,指向性函数

$$\begin{aligned} F(\varphi) &= A_1 \cos \varphi + A_2 \cos 3\varphi + A_3 \cos 5\varphi \\ &= 16A_3 x^5 + (4A_2 - 20A_3)x^3 + (A_1 - 3A_2 + 5A_3)x \triangleq G(x) \end{aligned}$$

式中, $x = \cos \varphi$ 。用切比雪夫多项式(4.88)把 $F(\varphi)$ 中的 $\cos 3\varphi, \cos 5\varphi$ 展开成 $\cos \varphi$ 的幂级数,然后根据道尔夫的加权原则,要找到一个 5 阶的切比雪夫多项式,使它与 $G(x)$ 相等,并且还要使这个多项式的 5 次幂系数为 1,用 $T_5(z_0 x)$ 来表示,其中 z_0 是为了保证 $T_5(z_0 x)/T_5(z_0)$ 的 5

次幂系数为 1 而引入的参量,则有

$$T_5(z_0x) = 16(z_0x)^5 - 20(z_0x)^3 + 5z_0x$$

令 $T_5(z_0x) = G(x)$, 得到

$$\begin{aligned} 16A_3 &= 16z_0^5 \\ 4A_2 - 20A_3 &= -20z_0^3 \\ A_1 - 3A_2 + 5A_3 &= 5z_0 \end{aligned} \quad (4.91)$$

接下来由 r 求出 z_0 。当 $\theta_0 = 0$ 时, $F(\varphi)$ 应达到极大值 1; 而当 $\varphi = 0$ 时, $x = 1$, 所以 $T_5(z_0) = 31.6$, 由此得到 $z_0 = 1.35$, 将其代入式(4.93), 解方程组就得到 $A_1 = 15.60, A_2 = 10.70, A_3 = 4.66$ 。

图 4.23 为基元个数 $N = 2M$ 及 $N = 2M + 1$ 情况下道尔夫—切比雪夫加权系数的示意图。可以证明,

$$A_M = z_0^{2M-1}, T_M(z_0) = \text{主瓣} / \text{旁瓣}$$

$$A_{M-m} = \sum_{p=0}^{m-1} \frac{(N-1)(m-1)! (N-p-2)!}{(m-p)! p! (m-p-1)! (N-m-1)!} z_0^{N-(2m+1)} (z_0^2 - 1)^{m-p} \quad m = 1, \dots, M \quad (4.92)$$

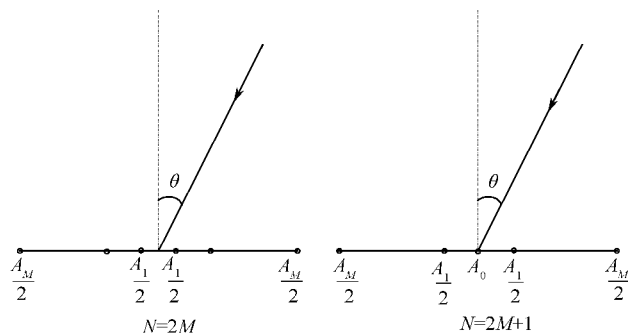


图 4.23 道尔夫—切比雪夫加权系数示意图

由式(4.92)可将 A_m 计算出来。道尔夫—切比雪夫加权是一种等旁瓣的加权, 这是由切比雪夫多项式的特征所决定的(见图 4.24)。

图 4.25 给出了一个 12 基元线阵($d = 0.4\lambda$)经道尔夫—切比雪夫加权之后的指向性图, 它是按旁瓣电平 -30.5dB 而设计的, 加权系数 $A_1 = 0.327, A_2 = 0.478, A_3 = 0.733, A_4 = 0.983, A_5 = 1.184, A_6 = 1.295$ 。

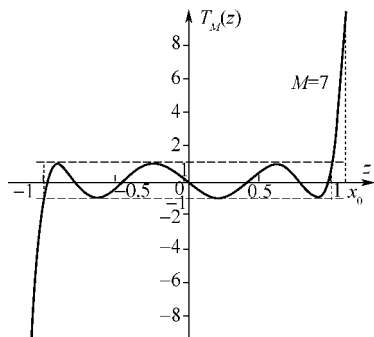


图 4.24 切比雪夫多项式的特征曲线

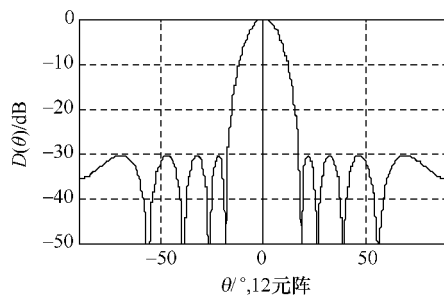


图 4.25 12 基元线阵的道尔夫—切比雪夫加权指向性图

4.2.5 加挡

所谓的加挡就是对基阵加一定结构的挡板,使在基阵具有单方向的指向性,从而也起到改善指向性的作用。如果阵元本身具有单方向指向性,则无须加挡,如复合棒换能器。加挡主要用于声阵列,因为雷达一般工作在微波波段,抛物面天线本身具有单方向指向性,无须加挡;地波或天波雷达天线的发射天线的反射振子和地网都相当于加挡。

为了提高系统的抗干扰性能,实际使用的声呐基阵一般都是加了挡板的,后挡的形式可以是吸声型的,也可以是反声型的,这主要根据所使用的频率及客观条件允许采用何种结构而定。在这里并不研究如何加挡以及挡板的吸声、反声机理,而是从信号处理的角度去研究加挡后基阵所具有的特点。

一个由无方向性的水听器所组成的基阵,在加了后挡之后,每一个水听器在阵上测试时不再是无指向性的。因此,由这些基元所合成的基阵的指向性就不能按前面所讨论的方法进行计算。

首先研究挡板对单个水听器指向性的影响,在图 4.26 中,AB 为一块挡板, H 处为水听器,它与挡板之间的距离假定是 a ,设挡板的长度比入射声波的波长大很多。

如果在 H 处接收到的直达波为 $A\cos 2\pi ft$,挡板的反射系数是 α ,那么反射声波是 $A\alpha\cos(2\pi ft - \delta)$,这里 δ 为由反射而引起的相位差,它由两部分组成,第一部分是声程差 $PQ + QH$ 引起的,第二部分是挡板材料的声学特性造成的。第一部分很容易计算

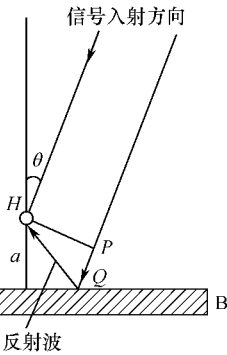


图 4.26 挡板的作用

$$\delta_1 = 2\pi f \frac{\alpha}{C_s \cos \theta} (1 + \cos 2\theta) \quad (4.93)$$

第二部分记作 δ_2 ,一般来说, δ_2 与声波入射角 θ 有一定关系,但在一定的频率范围内,可以认为 δ_2 是一个与 θ 无关的量,即

$$\delta = 2\pi f \frac{\alpha}{C_s \cos \theta} (1 + \cos 2\theta) + \delta_2 \quad (4.94)$$

由此,得到反射波为

$$A\alpha\cos\left[2\pi ft - \delta_2 - 2\pi f \frac{\alpha}{C_s \cos \theta} (1 + \cos 2\theta)\right] \quad (4.95)$$

水听器 H 处所接收到的合成波为

$$u(t) = A\cos 2\pi ft + A\alpha\cos(2\pi ft - \delta) \triangleq p\cos(2\pi ft - \gamma) \quad (4.96)$$

其中

$$p = A(1 + 2\alpha\cos\delta + \alpha^2)^{1/2} \quad (4.97)$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{\alpha\sin\delta}{1 + \alpha\cos\delta}\right) \quad (4.98)$$

当入射角 θ 改变时, $u(t)$ 的幅度 p 就随之而变化,从而使单个水听器形成指向性。

水听器离挡板的距离 a 是一个可以调节的参数。从式(4.96)及式(4.97)可以看出,在硬反射的情况下 $\delta_2 = 0$,如果 $a = 0$,此时反射波就和入射波同相,也就是说在这种情况下,将水听器紧贴挡板可以提高灵敏度;如果是软反射, $\delta_2 = \pi$,此时往水听器上紧贴挡板就不好了。

仔细分析式(4.98)可以发现,单水听器在挡板上的指向性和灵敏度之间具有某种互相转换的关系。事实上,当 $\theta = 0$ 时,改变 f 可以得到单水听器的频率响应;当固定 f 、改变 θ 时,就可以得到指向性。而 f 与 θ 的改变,都只是使得 $fa(1 + \cos 2\theta)/c\cos\theta$ 变化。这个结论虽然十分简单,却是实际设计的重要参考原则。根据这一原则,只要看一下频响曲线就可以大致地估计出指向性来,反之亦然。

很显然, $(1 + \cos 2\theta) / \cos \theta$ 是 θ 的单调下降函数, 所以当 θ 由小变大时, $(1 + \cos 2\theta) / \cos \theta$ 由大变小, 相当于 f 由大变小。所以为了得到一个心形的指向性, 就应当设计平的或沿频率方向稍有正梯度的频响曲线(见图 4. 27), 但实际情况下难以达到理想的特性, 因为在加了后挡后, 频响曲线具有正弦波那样的振荡形式, 所以只能用其中的一个频段。

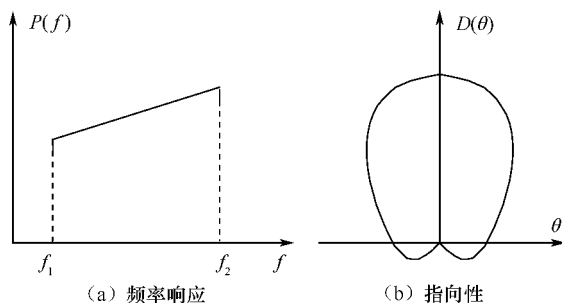


图 4. 27 单水听器加挡后的理想频响及指向性

基阵加挡之后, 指向性的计算变得复杂起来, 但对线阵来说, 却可以应用下面的布里奇(Bridge)乘积定理, 该定理表明加挡线阵的指向性等于不加挡线阵的指向性和加挡后单水听器指向性的乘积。

设单水听器在加挡之后的指向性函数为 $d(\theta)$, 那么第 i 个水听器所接收到的信号为 $d(\theta) \cos(2\pi ft + \varphi_i)$, 基阵总的响应

$$\begin{aligned} D(\theta) &= \left\{ E \left[\sum_{i=1}^N d(\theta) \cos(2\pi ft + \varphi_i) \right]^2 \right\}^{1/2} \\ &= d(\theta) \left\{ E \left[\sum_{i=1}^N \cos(2\pi ft + \varphi_i) \right]^2 \right\}^{1/2} = d(\theta) D(\theta) \quad (4.99) \end{aligned}$$

式中, $D(\theta)$ 正是未加挡时的指向性函数。

由式(4. 101)可以看出, 如果想通过加挡来改善基阵的指向性, 就必须对 $d(\theta)$ 提出相应的要求。第一, 要求 $d(\theta)$ 在基阵的工作扇面内响应比较一致; 第二, 要求 $d(\theta)$ 在基阵的工作扇面之外迅速下降为零。

图 4. 28 给出了一个 8 基元线阵加挡前后指向性的对比(挡板是一个空气腔), 由图可知加挡之后基阵的指向性有所改善。

对于圆弧阵, 加挡之后的指向性函数的计算要复杂得多, 这是因为乘积定理在这里无法应用。如图 4. 29 所示, 加挡之后的每一基元在基阵上都有指向性, 这些指向性的极大值(即声轴方向)并不像直线阵那样相互平行, 而是交于圆心的。相邻两个基元指向性的声轴方向的夹角是 $\alpha = 2\pi/N$, 设声波入射角为 θ , 那么第 i 个基元 H_i 的响应就是 $A\xi[\theta - (i-1)\alpha] \cos(2\pi ft + \varphi_i)$, 其中 $\xi(\theta)$ 假定为单水听器的指向性。记 $a_i(\theta) = A\xi[\theta - (i-1)\alpha]$, 有

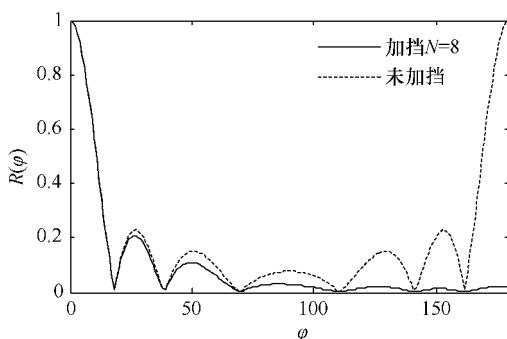


图 4. 28 线阵加挡与不加挡指向性的比较

$$D(\theta) = \left\{ \left[\sum_{i=1}^M a_i \cos \Delta_i(\theta) \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^M a_i \sin \Delta_i(\theta) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.100)$$

式中, M 为参加定向的水听器的个数, 且给出的 $D(\theta)$ 表达式是未经归一化的, 如果要归一化就必须将它除以 $\sum_{i=1}^M a_i(\theta_0)$, 其中 θ_0 为定向方位角。

图 4.30 给出了一个 $N=60$ 的圆阵在加挡之后指向性的变化, 加挡前 60 个基元都参加定向, 加挡后用 $M=28$ 个基元参加定向, 由图可知加挡以后的指向性有所改善。

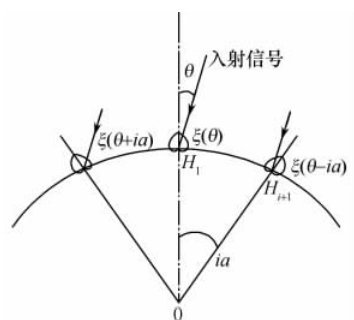


图 4.29 加挡圆阵指向性的计算

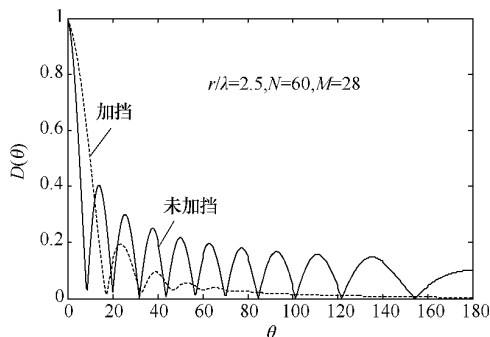


图 4.30 圆阵加挡与不加挡指向性的比较

一个圆阵在加挡之后, 参加定向的基元数就减少了, 那么空间增益会不会下降呢? 一般情况下是不会的。一个声学结构设计得比较好的基阵, 可以使每一基元具有较强的抑制干扰的能力。举例来说, 一个基阵在不加挡时由 N 个基元构成, 它的空间增益就是 $10\lg N$ 。加了后挡之后, 参加定向的基元数减少为 $M < N$, 这时空间增益似乎下降了, 但是实际上每一基元在加挡之后具有抑制噪声的能力, 它的平面聚集系数为

$$\gamma = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \xi^2(\theta) d\theta \right]^{-1} \quad (4.101)$$

在一般情况下, $10\lg \gamma$ 在 3dB 以上, 它足以抵消由于基元个数减少而引起的系统空间增益的下降。

最后还需说明, 即使设计制作得很好的后挡, 也会使各基元之间有相移, 这种相移不仅与信号频率有关, 而且还与信号入射方向有关, 这样就会使基阵的指向性受到一定的影响。所以, 在设计整个声呐系统时, 后挡引起的相移应当在考虑之列。

在一般情况下, 加权与加挡这两种办法可同时采用。

4.3 波束扫描方式

4.3.1 雷达波束形状和扫描方法

雷达向空间发射的信号经过天线的聚焦, 被约束在一个较窄的波束范围内, 所以它所照射的空域很小。当不知道被搜索空间中是否存在目标, 即并不知道目标在什么地方时, 要搜索整个探测范围内的目标, 必须使波束在空间按照一定的规律移动, 即进行扫描。雷达根据不同的用途, 所发射的波束形状不同, 搜索目标的扫描方式也不一样。常采用的扫描方法有如下几种。

1. 圆周扫描

如图 4.31 所示, 波束保持一定的俯仰角, 在 360° 方位角范围内连续移动, 采用这种扫描方式的是具有扇形波束的雷达。这种波束在水平面上窄, 垂直面上宽。水平面窄有利于准确测

定目标方位;垂直面宽可有较大的垂直探测范围。这种扫描方式主要用于对整个空间进行全面搜索,大多数两坐标对空监视雷达都采取这种扫描方式。

2. 扇形扫描

如图 4.32 所示,波束保持一定的俯仰角并在一定的方位角范围内往复移动。这种扫描方式适用于具有扇形波束的雷达,用于对某一方位区的目标进行搜索和监视。

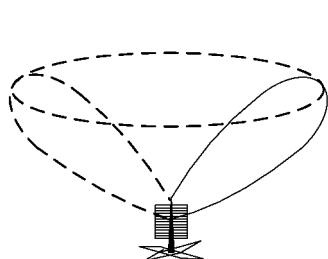


图 4.31 圆周扫描示意图

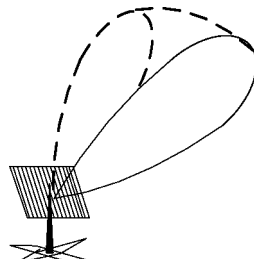


图 4.32 扇形扫描示意图

3. 俯仰扫描

保持波束方位角不变,在俯仰角一定的范围内移动,适用于发现某一方位区内不同高度的空中目标。这种扫描方式的雷达(如测高雷达)天线波束在水平面上较宽,在垂直面上较窄,以此保证获得很高的测高精度。

4. 螺旋扫描

如图 4.33 所示,波束的移动轨迹呈螺旋形,即波束在方位角上作圆周扫描,在仰角范围内缓慢移动,具有针形波束的雷达才采用这种扫描方式。例如,气象雷达天线波束的方位角与仰角均很窄,用这种螺旋扫描方式可获得整个观察空域的气象信息,但这种扫描方式要求很长的扫描周期。

5. 锯齿扫描

如图 4.34 所示,波束的移动轨迹呈锯齿状,其波束的移动方式一方面快速俯仰扫描,另一方面又缓慢地做圆周运动。这种扫描适用于测定多个方向的空中目标的仰角(或高度)时使用。

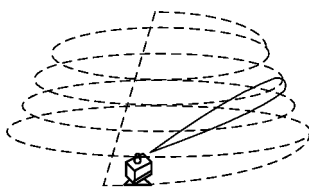


图 4.33 螺旋扫描示意图

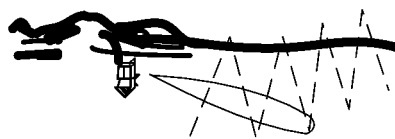


图 4.34 锯齿扫描示意图

4.3.2 声呐波束扫描

声呐系统区别于雷达系统的波束扫描方式,发射通常采用扫描方式,而接收则通常采用预成多波束方式。

1. 发射扫描方式

(1) 全向无指向性发射

全向无指向性发射是指一次全向 360° 发射,这时所有换能器同时加上激励信号实现无指

向性发射,这种方式声源级低,作用距离短,仅适用于近程搜索。该发射方式只在具备全指向接收阵如圆柱阵、球面阵的声呐系统上适用。

(2) 单波束旋转发射

像雷达一样发射单个旋转波束,但它的旋转波束一般是电扫的,不同于雷达的机械扫描。单波束声源级高,作用距离远,但效率太低。

(3) 全向三重旋转定向搜索

为了克服单波束的缺点,提高数据率,可以在全向发射和单波束之间折中,这就是三重旋转波束。

以 120° 为间隔在水平面上同时形成三个波束,然后以旋转的方式,每个波束覆盖 120° 的扇面,三个波束同时覆盖 360° 范围。以 48 条阵元的圆柱阵为例,如图 4.35 所示。全向多波束发射时,舰壳基阵 48 个基元分成三组 $0\sim16$ 、 $16\sim32$ 、 $32\sim0$,在间隔 120° 的三个方向上同时形成三个窄波束定向发射,每个波束宽度 7.5° ,而后基元顺序移动 16 次,也就使发射波束转动 16 次并使相邻波束互相覆盖,从而完成 $3\times7.5^\circ\times16=360^\circ$ 全向发射。这种方式称为三重波束旋转定向发射,提高了搜索速度。基阵发射时,加入 $0\sim16$ 号基元的信号,已经通过发射波束形成器延时,将相位补偿到一条直线上 ($0\sim16$ 连线),形成 7.5° 波束宽度的定向发射,波束指向舰艏 0° 方向。同时, $16\sim32$ 号基元和 $32\sim0$ 号基元也形成 7.5° 宽度的发射波束,波束指向舰艏 $\pm120^\circ$ 方向,这样就在水平空间同时形成三个定向发射波束。在三个波束发射后,使三组基元各旋转一个基元,即将输入信号的相位补偿到 $1\sim17$ 、 $17\sim33$ 、 $33\sim1$ 的三条直线上,等于水平转动 7.5° 后,再发射三个波束,这样顺序转动 16 次就可在水平 360° 空间发射 48 个波束。

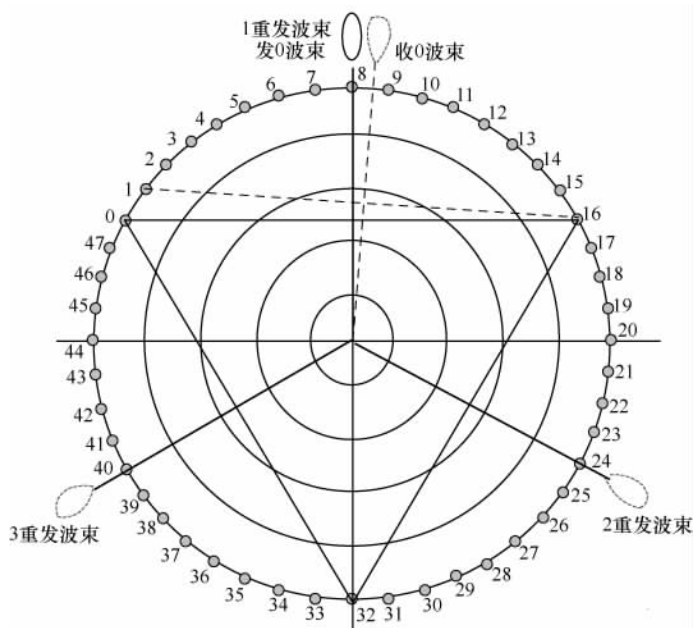


图 4.35 发射三重波束与接收波束分布图

现设定有一个 48 基元所组成的圆柱阵,有效直径为 2m,相邻两基元之间夹角为 7.5° 。每个基元在对应的 D 类功率放大单元激励下工作,信号工作频率为 4kHz。以相邻 17 个基元的振动合成一个发射声波束,一次发射共产生 48 个声波束。相邻两个波束之间夹角为 7.5° ,均

匀地分布在 360° 的水平空间上,形成全方向多波束发射。这种全向多波束发射,可以看成是三个 120° 扇面多波束同时发射的组合,而每个 120° 扇面发射中每个波束是分时旋转发射的,所以称为三重旋转多波束发射。这种发射在同一时刻,有三个相互间互成 120° 夹角的三个发射波束,如图 4.36 所示,其中基元 0~16 组成波束 0,基元 16~32 组成波束 16,基元 32~0 组成波束 32,这里基元 0、16、32 所产生的声波被相邻两波束合成时所共用。因此,在整个发射过程中,48 个基元都在被激励产生振动。因此,48 个 D 类功率放大单元也是在同时工作,这与扇面多波束发射只有一部分工作是不同的,此时发射机总功率增加了 3 倍。

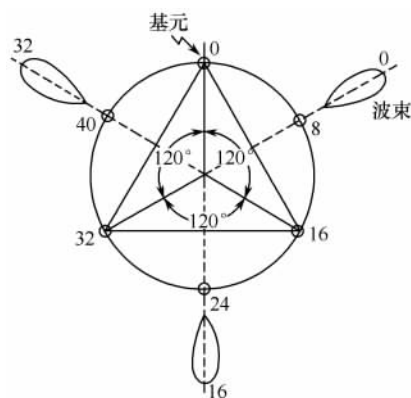


图 4.36 三重旋转多波束发射

由于该基阵是用相邻 17 个基元的振动来组成一个发射波束的,其中基元 0、16、32 为共用基元,所以必须有 16 路触发信号来同时激励 48 个相应的 D 类功放单元。考虑到基元的对称性,实际只要 9 路延时(分别为 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_9$)的触发信号即可。

(4) 扇面无指向性发射

同时在特定的扇面内对相应的阵元馈电,该扇面内所有换能器同时加上激励信号实现扇面无指向性发射,用于对特定扇面内目标进行近距离搜索。

(5) 扇面旋转定向搜索

类似于全向三重旋转定向搜索,此处仅在一个 120° 扇面内,由 1 个波束进行旋转。

(6) 自动局部搜索

采用平面阵的声呐中,可以设定一个范围,让声呐以一个特定的角度间隔进行自动搜索,在每个搜索位置上等待一个收发周期。

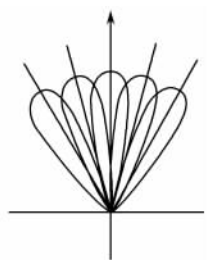


图 4.37 多波束扇面发射方向性图

2. 多波束接收

在发射阵波束覆盖的范围内,形成多个波束,如图 4.37 所示。为了保证在被搜索的空间内不漏掉目标,波束旋转的角度,要保证波束之间在 3dB 处重叠。

数字多波束形成技术广泛应用于被动声呐、主动声呐,也用于超视距天波或地波雷达,也是未来相控阵雷达的一个发展方向——数字阵列雷达。

4.4 雷达自动测角和角度跟踪

在火控系统中使用的雷达,必须快速连续地提供单个目标(飞机、导弹等)坐标的精确数值,此外在靶场测量、卫星跟踪、宇宙航行等方面应用时,雷达也是观测一个目标,而且必须精确地提供目标坐标的测量数据。

为了快速地提供目标的精确坐标值,要采用自动测角的方法。自动测角时天线能自动跟踪目标,同时将目标的坐标数据经数据传递系统送到计算机数据处理系统。

和自动测距需要有一个时间鉴别器一样,自动测角也必须要有个角误差鉴别器。当目标方向偏离天线轴线(即出现了误差角)时,就能产生一误差电压,误差电压的大小正比于误差

角,其极性随偏离方向不同而改变。此误差电压经跟踪系统变换、放大、处理后,控制天线向减小误差角的方向运动,使天线轴线对准目标。

下面分别介绍雷达单脉冲自动测角的原理和方法,单脉冲是指在一个脉冲内即可测量目标的角度。

单脉冲法只要发射一个脉冲,就可以形成误差信号,而不需要像圆锥扫描测角(一种老的角跟踪方法,因容易受到欺骗干扰,已淘汰)发射一串脉冲能得到误差信号,所以叫做单脉冲法。

在单脉冲雷达中,天线有 4 个辐射器,它们上下左右对称地排列在抛物面的焦点附近,但不在焦点上。当照射器偏离抛物面轴线的角度为 $(+\Delta\theta)$ 时,它的辐射波瓣的指向约为 $(-\Delta\theta)$,所以 4 个照射器在焦点附近对称地排列,将得到两对天线波瓣,一对在水平面上,另一对在垂直面上,每对波瓣是固定的,不是旋转的。水平的一对可以测出水平方向的角误差,垂直的一对可以测出垂直方向的角误差,所以发射一个脉冲,它的回波就可以给出误差信号。

角误差信号可以通过比较振幅,也可以通过比较相位得到。图 4.38 是采用和差的方法取得误差信号的单脉冲雷达的组成框图。天线的 4 个辐射器和定向耦合接头相连接,在发射时,功率先送到接头 3,被分成相等的两路,分别送到接头 1 和 2,再被一分为二,使 4 个照射器得到功率相同的同相激励。在接收时,通过这些接头,可以得到适当的和、差信号,最后形成三路输出,分别是:

第一路信号为 $(1+2+3+4)$,是 4 个照射器接收功率的总和,加到距离接收机上,作为发现目标和测量距离之用。

第二路信号为 $(1-2)+(3-4)=(1+3)-(2+4)$,这一输出代表方位角的误差,送给方位接收机。

第三路信号为 $(1+2)-(3+4)$,这一路输出代表仰角的误差,送给仰角接收机。

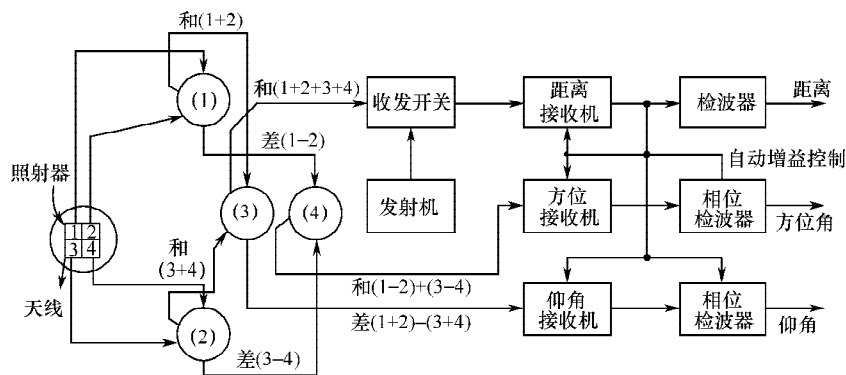


图 4.38 比较振幅单脉冲跟踪雷达的组成

后两路信号经过放大和相位检波,归一的差信号正比于误差角的大小。将该电压控制天线的驱动设备,纠正天线的指向误差,完成跟踪目标的任务。

用比相取得角误差信号的单脉冲角跟踪雷达至少需要两个接收天线,图 4.39 是采用两个接收天线的单脉冲跟踪雷达的组成框图。两个天线的中心距离是 d ,目标的方向与法线的夹角为 θ ,离天线中点的距离是 R ,离天线 1 和 2 的距离分别是 R_1 和 R_2 。从图 4.39 中可知

$$R_1 = R + (d/2)\sin\theta, \quad R_2 = R - (d/2)\sin\theta \quad (4.102)$$

所以,两个天线接收到的回波有一相位差

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta \quad (4.103)$$

当偏角 θ 很小时, $\sin\theta \approx \theta$, 相位差 $\Delta\varphi$ 与 θ 成正比。因此, 比较两个天线的接收信号, 得出它们的相位差 $\Delta\varphi$, 经过放大以后, 就可以用来驱动天线, 修正角度的偏差。

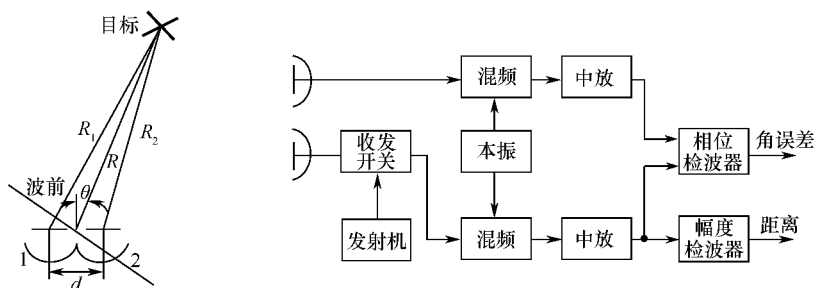


图 4.39 比相单脉冲跟踪雷达的组成框图

4.5 相控阵雷达

相控阵雷达是一种电子扫描雷达, 用电子方法实现天线波束指向空间的转动或扫描的天线称为电子扫描天线或电子扫描阵列(ESA)天线。

4.5.1 相控阵天线和相控阵雷达的特点

(1) 天线波束快速扫描, 实现多目标搜索、跟踪与多种雷达功能。

相控阵波束扫描速度远高于机械扫描。相控阵雷达具有的多目标跟踪与多种雷达功能的工作能力是基于相控阵天线波束快速扫描的技术特点, 利用波束快速扫描能力, 合理安排雷达搜索工作方式与跟踪方式之间的时间交替及其信号能量的分配与转换, 可以合理解决搜索、目标确认、跟踪起始、目标跟踪、跟踪丢失等不同工作状态遇到的特殊问题; 可以在维持对多目标跟踪的前提下, 继续维持对一定空域的搜索能力, 可以有效地解决对多批、高速、高机动目标的跟踪问题; 能按照雷达工作环境的变化, 自适应调整工作方式, 按目标反射面积(RCS)大小、目标远近及目标重要性或目标威胁程度等改变雷达工作方式, 并进行雷达信号的能量分配。

相控阵雷达能够实现的主要功能有四种, 即边搜索边跟踪(TMS)、跟踪加搜索(TAS)、分区搜索和集中能量。

(2) 具有多波束形成能力, 实现高搜索数据率和跟踪数据率。

相控阵天线的快速扫描和多波束形成能力, 可以实现高搜索数据率和跟踪数据率, 而数据率是反映雷达系统性能的一个非常重要的指标。

(3) 多阵元结构为阵列处理提供了物理基础。

声呐在阵列处理方面走在雷达前面, 其原因是声呐很早就采用了声基阵的结构。阵列处理的内容有数字波束形成、空间谱估计或到达角(DOA)估计、空间滤波、自适应空间、空时自适应处理等, 这些阵列处理的物理基础是多阵元结构, 而非单个天线。

(4) 天线孔径与雷达平台共形能力的实现。

① 共形相控阵天线可以获得更大的天线孔径和提高雷达的实孔径分辨率。

② 有利于实现全空域覆盖, 提高数据率, 具有更多的工作灵活性。

③ 可以将雷达、电子战、通信、导航等电子系统进行综合设计,构成综合电子集成系统。

④ 舰载相控阵雷达采用共形的相控阵天线有利于降低雷达自身引入的电磁特征,实现隐身舰船的设计。

⑤ 采用与地形共形的相控阵天线有利于雷达的伪装,有利于抵抗敌方的侦察。

⑥ 不会影响飞机的气动特性。

(5) 抗干扰能力好。

相控阵雷达天线波束的快速扫描、天线波束形状捷变、自适应空间滤波、自适应空时处理能力,以及多种信号波形的工作方式(如在一定范围内工作频率和调制方式的改变、脉冲重复频率和脉冲宽度的改变等),使得相控阵雷达成为目前最具抗干扰潜在性能的一种雷达体制。在相控阵雷达中大多数都运用了单脉冲角跟踪、脉冲压缩、频率分集、频率捷变和自适应旁瓣抑制等技术,既提高了测定目标参数的精度,又提高了抗干扰性能。

(6) 高可靠性。

在相控阵雷达,特别是在有源相控阵雷达中,有成百上千、甚至上万个辐射单元,每个辐射单元都有一个通用的收发(T/R)组件,这些 T/R 组件具有很好的重复性、一致性和可靠性,即使天线阵列中的部分 T/R 组件损坏,对雷达性能影响不大,而且可以方便地实现在线维修更换。

4.5.2 相控阵波束扫描三种基本方式

1. 三种波束扫描基本方式

(1) 相位扫描

天线波束指向与相位波前相垂直的方向。在相控阵中,通过分别控制每个辐射元激励的相位来调整这个相位波前,从而控制波束,相邻单元的相移增量为 $\psi = (2\pi/\lambda) \sin\theta_0$,如图 4.40(a)所示。如前所述,相位扫描仅适合窄带相控阵雷达。

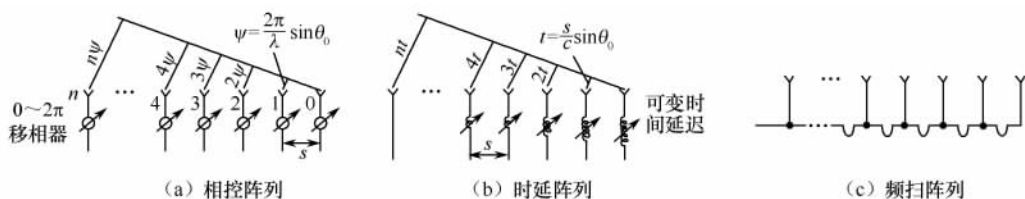


图 4.40 波束扫描的产生

(2) 时延扫描

相位扫描对频率很敏感,宽带信号必须用时延扫描代替相位扫描。如图 4.40(b)所示,可采用延迟线在单元之间提供一个延迟增量 $t = (s/c) \sin\theta_0$ 来代替移相器,给每个天线配一个单独的时延电路通常太昂贵,往往是给一组各自带有移相器的单元加上一个时延网络,就能合理地兼顾性能和经济性的要求,如图 4.41 所示。

(3) 频率扫描

可以利用相位扫描的频率敏感特性,使频率成为更有效的参数。图 4.40(c)显示了这种排列方式,连接两阵元为蛇形馈线,假定两个阵元之间馈线长度为 l ,馈线内电磁波的波长为 λ_g ,则相邻阵元间的相位差为 $\psi = 2\pi l/\lambda_g$,即频率改变意味着相位的改变,这样就可以通过改变频率而使波束扫描。频扫系统相对要简单和便宜些,且频扫系统已经得到了发展和应用,过去采取与机械水平旋转的雷达相结合为三坐标雷达提供高度角扫描,常用于舰船三坐标雷达;

但由于频率是雷达重要的资源,不能只把它用于扫描,因此频扫应用受到限制。

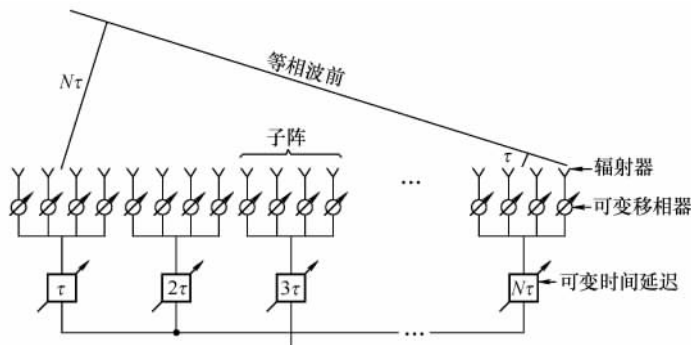


图 4.41 组间延时组内子阵移相的简化方案

2. 相控阵移相器件

移相器可分为两类,即可逆和不可逆。可逆移相器发射和接收的相移相同;而不可逆移相器发射和接收相位不同,在发射和接收之间必须有移相器的切换(即改变相位状态)。通常切换不可逆铁氧体移相器要花几微秒的时间,在此期间雷达无法检测目标。对于低脉冲重复频率(PRF)的雷达,如每秒钟 200~500 个脉冲(pps),这不会带来问题。举例来说如果 PRF 为 2000pps(或 Hz),脉冲间隔时间为 $500\mu\text{s}$,如果移相器切换时间为 $10\mu\text{s}$,那么仅浪费时间的 2%,且只损失小于 1.0n mile 的最小距离;另一方面如果 PRF 为 50kHz,脉冲间隔时间为 $20\mu\text{s}$,则不可能允许有 $10\mu\text{s}$ 的静寂时间用于移相器的切换。

目前,有三种基本类型的移相器常用于相控阵中,即二极管移相器、不可逆铁氧体移相器和可逆(双模)铁氧体移相器。

(1) 二极管(PIN)移相器

二极管移相器的特点是相移量按二进制增量(如 $180^\circ, 90^\circ, 45^\circ$)改变,一般用于 3GHz 以下,在 L 波段和更低的频段,显然应选择二极管移相器。

二极管移相器的优点是体积小、重量轻、热稳定性好,它适合于带状线、微带线和单片结构,通常被限制用在小于 1kW 的功率电平上。

缺点一是当需要低副瓣天线时,位数便要增加,对于超低副瓣天线,可能需要 5、6 或 7 位,当位数增加时,二极管移相器的成本和损耗也会增大;二是对于大功率应用会非常复杂。

(2) 不可逆铁氧体移相器

不可逆铁氧体移相器的特点是相移量可以任意小,而不会影响按二进制增量(如 $180^\circ, 90^\circ, 45^\circ$)改变,其损耗随频率增加而减小,一般用于 3GHz 以上。

其优点是低损耗、高功率,能处理高达 100kW 峰值功率的器件,它适合于波导结构。

其缺点是比二极管器件重且庞大。

(3) 可逆铁氧体移相器

可逆铁氧体移相器兼备了不可逆铁氧体移相器移向精度高的优点,但功率介于不可逆铁氧体移相器和二极管移相器之间。

其最大缺点是切换速度慢,速度的范围从数十到数百微秒。

旋转场铁氧体移相器也能进行可逆移相,使用较少,但对需要高功率和高精度的系统却很价值,但是由于大的维持功率的要求以及慢的开关速度限制了它的应用。

总而言之,二极管、不可逆铁氧体和可逆铁氧体移相器都有应用。随着二极管性能的提高,二极管移相器将比铁氧体器件更快地得到改进。在 L 波段和更低的频段,显然应选择二极管移相器。在 S 波段和更高频段,当在较高功率系统和在系统需要附加位以实现低副瓣天线所需的低相位误差时,铁氧体应占据领先地位。铁氧体移相器比二极管对温度更敏感,相位将随温度的变化而改变,这可以通过保持整个阵列温度不变(几度以内)来控制,常用的技术是在阵列的几个位置检测温度,然后进行修正并送到移相器的相位指令。

4.5.3 平面相控阵雷达波束形成

在 4.2 节介绍了线阵波束形成的方法,本小节将介绍平面阵波束形成方法,其基本原理一致,即调整各阵元的相位(窄带)和时延(宽带),使各阵元的信号给定的波束方向相位一致。

平面阵列能在二维空间控制波束。在球坐标系中,单位半球面上的点由两个坐标 θ 和 φ 来确定,如图 4.42 所示, θ 是从法线量起的扫描角, φ 是从 x 轴量起的扫描平面,将半球面上的点向一个平面上投影(如图 4.43 所示),平面的轴是方向余弦 $\cos\alpha_x, \cos\alpha_y$ 。对于半球面上的任意方向,方向余弦为

$$\cos\alpha_x = \sin\theta\cos\varphi, \quad \cos\alpha_y = \sin\theta\sin\varphi \quad (4.104)$$

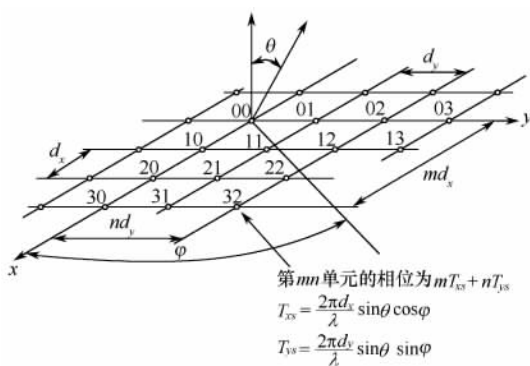


图 4.42 平面阵列单元的位置和相位

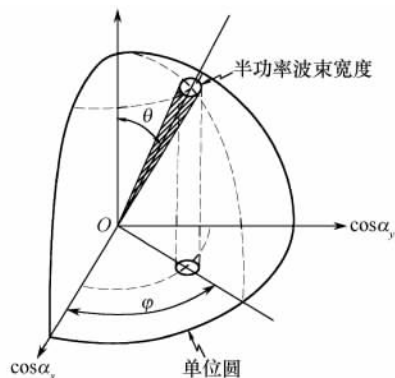


图 4.43 半球面上的点在阵列平面上的投影

扫描方向由方向余弦 $\cos\alpha_x, \cos\alpha_y$ 来表示,扫描面由从 $\cos\alpha_x$ 轴反时针旋转测量的角度 φ 来确定

$$\varphi = \arctan \frac{\cos\alpha_y}{\cos\alpha_x} \quad (4.105)$$

扫描角 θ 由原点到点 $(\cos\alpha_x, \cos\alpha_y)$ 的距离确定,这一距离等于 $\sin\theta$ 。为此,把这种类型表示称为 $\sin\theta$ 空间。 $\sin\theta$ 空间的特征是扫描方向不影响天线波瓣图形。随着波束扫描,图形中的每一个点和波束最大值一样,在同一方向并以同样距离移动。

在单位圆以内的范围

$$\cos^2\alpha_x + \cos^2\alpha_y \leq 1 \quad (4.106)$$

称为实空间,能量向这个半球内辐射;在单位圆以外的无穷大区域,称为虚空间。虽然没有功率辐射到虚空间,但在阵列扫描时,为观测栅瓣运动,这个概念还是有用的。

最普通的单元点阵不是矩形格子就是三角形格子,如图 4.42 所示,第 nm 单元位于 (md_x, nd_y) , 三角形格子可以想象为每隔一个单元省去一个单元的矩形格子。在这种情况下,通过要求 $(m+n)$ 为偶数值的方法,可以确定单元的位置。

由于采用方向余弦的坐标系统,单元控制相位的计算大大简化。在这一系统中,由波束控制方向 $(\cos\alpha_{xs}, \cos\alpha_{ys})$ 所定义的线性相位的渐变可以在每个单元上加起来。因此,第 mn 单元上的相位为

$$\psi_{mn} = mT_{xs} + nT_{ys} \quad (4.107)$$

式中, $T_{xs} = (2\pi/\lambda)d_x \cos\alpha_{xs}$ 为在 x 方向上单元之间的相移, $T_{ys} = (2\pi/\lambda)d_y \cos\alpha_{ys}$ 为在 y 方向上单元之间的相移。

二维阵列的阵因子可以由阵列中各个单元在空间每一点贡献的矢量和来计算,对于向着方向余弦 $\cos\alpha_{xs}$ 和 $\cos\alpha_{ys}$ 给出的方向扫描的阵列, $M \times N$ 个辐射元的矩形阵列的阵因子可以表示为

$$E_a(\cos\alpha_{xs}, \cos\alpha_{ys}) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |A_{mn}| e^{j[m(T_x - T_{xs}) + n(T_y - T_{ys})]} \quad (4.108)$$

式中, $T_x = (2\pi/\lambda)d_x \cos\alpha_x$; $T_y = (2\pi/\lambda)d_y \cos\alpha_y$; A_{mn} 为第 mn 个单元的幅度。

阵列可看成具有无限个栅瓣,但只希望在实空间内仅有一个瓣(即主瓣)。当控制了相位后,使主瓣指向法线方向时就很容易绘出栅瓣位置,并在主瓣扫描时观察它们的运动。

图 4.44 给出在矩形和三角形排列时栅瓣的位置。对矩形阵列,栅瓣位于:

$$\cos\alpha_{xs} - \cos\alpha_x = \pm \frac{\lambda}{d_x} p, \quad \cos\alpha_{ys} - \cos\alpha_y = \pm \frac{\lambda}{d_y} q, \quad p, q = 0, 1, 2, \dots \quad (4.109)$$

当 $p=q=0$ 时,所对应的就是主瓣。用三角形格子抑制栅瓣比用矩形格子更为有效,所以对于给定的孔径尺寸,它需要的单元较少。如果三角形格子在 (md_x, nd_y) 上包含单元,这里 $m+n$ 是偶数,那么栅瓣位于

$$\cos\alpha_{xs} - \cos\alpha_x = \pm \frac{\lambda}{2d_x} p, \quad \cos\alpha_{ys} - \cos\alpha_y = \pm \frac{\lambda}{2d_y} q \quad (4.110)$$

式中, $p+q$ 为偶数。

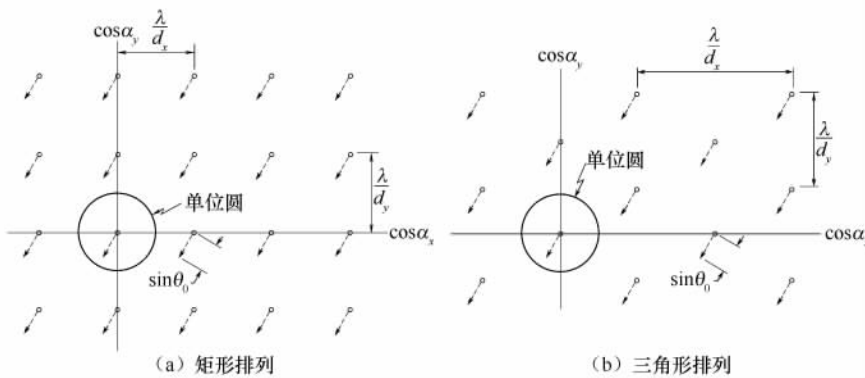


图 4.44 当波束扫描到 θ_0 时,矩形排列和三角形排列的栅瓣移动情况

由于通常希望在实空间内只有一个主瓣,因此一个适当的设计应是对所有的扫描角而言,除了一个最大值外,其余均在虚空间内。如果单元间距大于 $\lambda/2$,由于扫描的缘故,原来在虚空间内的波瓣可能移向实空间。当阵列扫描从法线离开时,每一个栅瓣(在 $\sin\theta$ 空间)在扫描面所决定的方向上将移动一段等于扫描角正弦的距离。为了保证没有栅瓣进入实空间,单元间距必须这样选择,即对于最大的扫描角 θ_m ,栅瓣移动 $\sin\theta_m$ 时不会把自身带进实空间。如果对每个扫描面都要有从法线算起 60° 的扫描角,那么在 $1 + \sin\theta_m = 1.866$ 为半径的圆内,就不能存在栅瓣。满足这一要求的方形格子有

$$\lambda/d_x = \lambda/d_y = 1.866 \quad \text{或} \quad d_x = d_y = 0.536\lambda \quad (4.111)$$

式中,每个单元的面积

$$d_x d_y = (0.536\lambda)^2 = 0.287\lambda^2 \quad (4.112)$$

对于等边三角形阵列,需满足

$$\lambda/d_y = \lambda/(\sqrt{3}d_x) = 1.866 \quad \text{或} \quad d_y = 0.536\lambda, d_x = 0.309\lambda \quad (4.113)$$

因为每隔一个 mn 值放置一个单元,则每一个单元面积为

$$2d_x d_y = 2(0.536\lambda)(0.309\lambda) = 0.332\lambda^2 \quad (4.114)$$

对于同样的栅瓣抑制,方形格子则大约多出 16% 的单元数。

4.5.4 相控阵雷达的馈电和馈相方式

1. 串联馈电

图 4.45 所示为几种串联馈电系统。在除了图 4.45(d)所示的类型以外的所有情况下,当调整移相器时,到每个辐射单元的路径长度必须作为频率函数来计算和加以考虑。图 4.45(a)是一个端馈阵,它对频率敏感,这就导致它比大多数其他馈电系统有更严格的带宽限制;图 4.45(b)是中心馈电,它具有与并馈网络基本相同的带宽,和波瓣与差波瓣输出都有,但它们对最佳幅度分布的要求有矛盾,两者不能同时满足,结果是可能获得好的和波瓣,或是好的差波瓣,但要同时给出好的和波瓣与差波瓣几乎是不可能的,需以增加复杂性为代价;用图 4.45(c)所示的方法就可以克服这一困难,其中用了两根分开的中心馈线,它们在一个网络内混合,并给出和差波瓣的输出,对于这两种幅度分布进行独立的控制是可能的,为了能有效地工作,两根馈线所要求的分布是正交的,即它们产生的波瓣图中一个波瓣图的峰值对应于另一个波瓣图的零点,孔径分布则分别为偶数和奇数;图 4.45(d)所示为一种具有等路径长度、频带非常宽的串馈系统,如果带宽已由相位扫描限制,那么以尺寸和重量明显增加的代价并没有获得多大的好处;图 4.45(e)所示的方案,每个移相器只需做同样的调整,编程相对简单,但由于串联插入损耗随辐射器的序列增加,同时调整相位所需要的容差也高,因此这种类型不常使用。

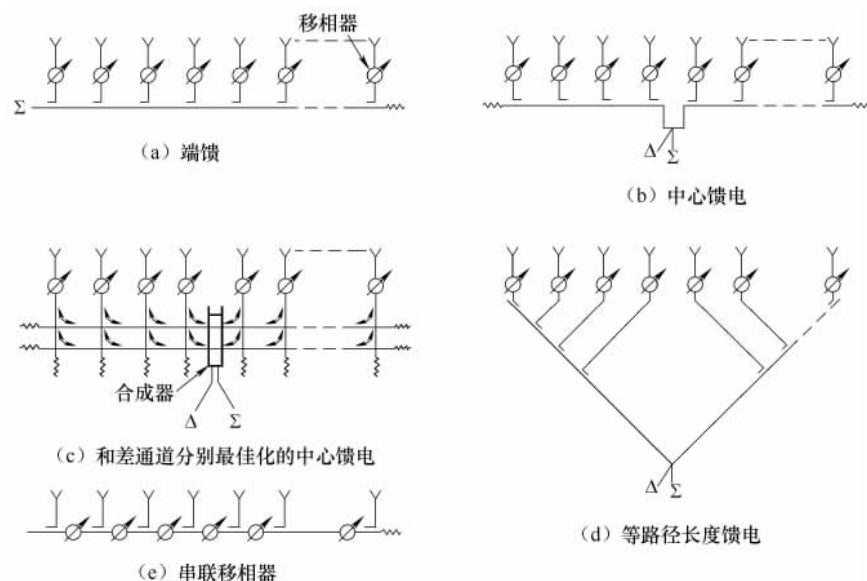


图 4.45 串联馈电网络

2. 并联馈电

图 4.46 给出许多并联馈电系统,它们常常把若干个辐射器组合成子阵,然后把子阵串接或并接组合起来以形成和差波瓣。

图 4.46(a)示出了一种匹配组合馈电,它由一些匹配的混合接头组合起来,孔径的不匹配反射和其他不平衡反射引起的不同相位分量被终端负载吸收,同相分量和平衡分量回到输入端。为了破坏周期性并降低最大量化副瓣,在个别馈线中可引入少量附加的固定相移,并可通过对移相器进行相应的调整来补偿。

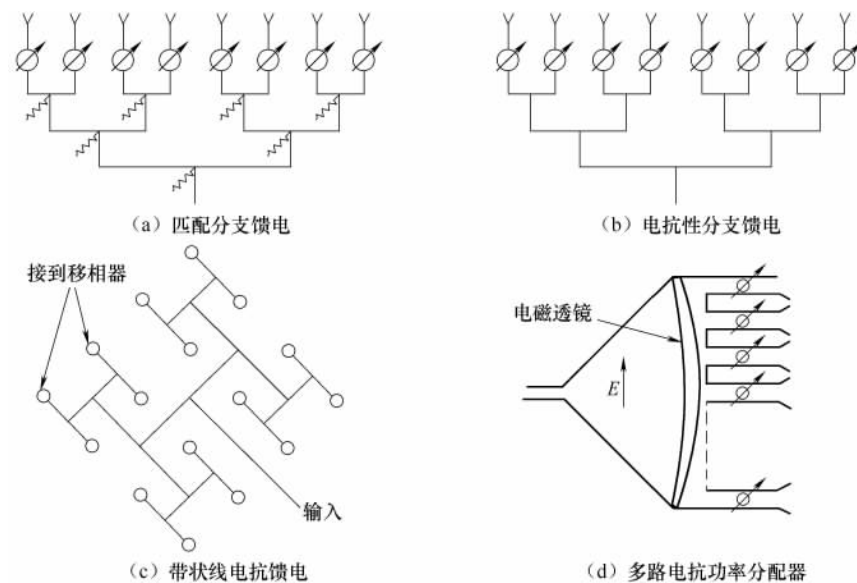


图 4.46 并联馈电网络

图 4.46(b)所示的电抗性馈电网络比匹配结构简单,它的缺点是不能吸收不平衡的反射,这种不平衡的反射至少可能引起部分重新辐射,产生副瓣。图 4.46(c)示出了带状线功率分配器。图 4.46(d)示出了一种用电磁透镜的强制光学功率分配器,透镜可以省去,但要在移相器上进行修正,对于用非可逆移相器的情况,一部分从孔径反射的功率将再辐射(作为副瓣),而不回到输入端,喇叭口上的幅度分布是由波导模式给定,对图示的一个 E 面喇叭,其幅度是相等的。

4.5.5 有源相控阵

有源相控阵雷达是现代雷达发展的一个重要方向。有源相控阵是指天线的每个子阵都有接收机和发射机的相控阵系统,其适用范围从用于监视的超高频(UHF)到用于机载系统的 X 波段,甚至更高的频段,其接收机和发射机又称为 T/R 组件。有源相控阵的技术基础是固态发射机技术,因此 T/R 组件又称为固态模块。T/R 组件的性能在很大程度上决定了有源相控阵雷达的性能,且 T/R 组件的生产成本决定了有源相控阵雷达的推广应用前景。

采用有源相控阵雷达天线的雷达称为有源相控阵雷达(APAR),有源相控阵雷达已成为当今相控阵雷达发展的一个重要方向,很多战略、战术雷达都是有源相控阵雷达。随着数字与模拟集成电路技术及功率放大器件的快速发展,有源相控阵技术正由雷达向通信、电子战、定位导航等领域发展。

1. T/R 组件基本结构

典型 T/R 组件如图 4.47 所示,它由发射放大链、接收前置放大器、带激励器的共同移相器,以及分隔发射和接收路径的环流器与/或开关组成。

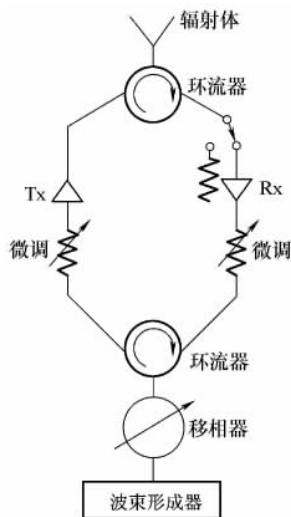


图 4.47 典型的固态模块

用于单元级发射的功率放大器通常有 30dB 或更大的增益,以补偿在波束形成器上功率分配的损耗。晶体管能产生高的平均功率,但只能产生相对较低的峰值功率。因此,需要高占空比的波形(10%~20%)以有效地发射足够的能量。峰值功率不足是相控阵雷达中固态模块的主要缺点,这一点从很大的程度上可通过在接收机中使用脉冲压缩,以及使用对抗干扰的极宽的带宽来补偿,但要以增加信号处理为代价。晶体管的主要优点在于具有宽带宽的潜力。

接收机通常需要 10~20dB 的增益以便给出低噪声系数,允许移相和波束形成的损耗,模块在单元波瓣(不仅是天线波瓣)范围内也接收来自各个方向上、带宽内所有频率上的干扰信号。因此,低接收机增益有利于保证动态范围。为了在频带内为低副瓣性能提供幅度和相位跟踪,模块之间一致性要求非常严格。可编程增益调整对于校正模块间的变化有帮助,可放松对模块性能规格的要求。

由于噪声系数已确定,可以把馈电网络分开,以便为和差通道的发射和接收提供独立的最佳孔径幅度分布。在另一种结构中,馈电网络设计成提供等幅孔径分布形式,以便在目标上提供最高的发射功率,接收器增益控制用来提供和通道的幅度渐变,也可以为差通道加上第二个馈电系统。

模块移相器在低的信号功率电平上工作,因为它位于发射放大之前,接收放大之后,其插入损耗可以很高。因此,甚至在许多位(如为实现低副瓣选择 5,6 或 7 位)的情况下,也完全允许使用二极管移相器,插入损耗的变化可用增益调整来动态补偿。

高功率一侧的环流器可为功率放大器提供阻抗匹配,并足以保护接收机。从图 4.47 中可见,添加的开关可使因天线失配而反射的功率被吸收,并能在发射期间为接收机提供额外的保护。如果要重点考虑重量(如当它处于空基系统中的情况),那么环流器可以用需要附加逻辑和激励电路的二极管开关来代替。

2. 有源相控阵天线的特点

与无源相控阵天线相比,有源相控阵天线具有如下特点:

① 由于功率源直接连在阵元后面,故馈源和移相器的损耗不影响雷达性能,接收机的噪声系数由 T/R 组件中的低噪声放大器决定,不受移相器和相加网络影响,信噪比容易提高。

② 降低馈线系统承受高功率的要求,降低相控阵天线中馈线网络即信号功率相加网络(接收时)的损耗。

③ 每个阵元通道上均有一个 T/R 组件,重复性、可靠性、一致性好,即使有少量 T/R 组件损坏,也不会明显影响性能指标,而且能很方便地更换组件。

④ 易于实现共形相控阵天线。

⑤ 可实现变极化。可在天线处正交放置一对偶极子天线,它们分别辐射或接收水平线极化与垂直线极化信号。天线单元用作圆极化天线单元,因此用一个 3dB 电桥和一个 $0/\pi$ 倒相

的极化转换开关,即可实现发射左旋或右旋圆极化信号,以及接收右旋或左旋圆极化信号。

圆极化发射和接收雷达信号有利于消除电离层对电磁波产生的极化偏转效应(法拉第效应),这对探测空间目标、卫星与中远程弹道导弹的大型相控阵雷达是十分必要的。此外,变极化还可以用于雷达抗干扰。

⑥ 有利于采用单片微波集成电路(MMIC)和混合微波集成电路(HMIC),可提高相控阵天线的宽带性能,有利于实现频谱共享的多功能天线阵列,为实现综合化电子信息系统(包括雷达、ESM 和通信等)提供可能的条件。

⑦ 采用有源相控阵天线后,有利于与光纤及光电子技术相结合,实现光控相控阵天线和集成度更高的相控阵天线系统。

有源相控阵天线虽然具有许多优点,但价格昂贵,是否采用相控阵雷达要从实际需求出发,既要看雷达应完成的任务,也要分析实际条件和采用有源相控阵天线的代价,考虑技术风险及对雷达研制周期和生产成本的影响。

4.5.6 数字阵列雷达

对于有源相控阵雷达来说,借助 DDS 技术,具备不用移相器或延时线实现相控发射的能力。如果接收像声呐那样采用的数字波束形成,就可以完全抛弃移相器或延时线,这就是未来的数字阵列雷达(DAR)技术。

数字阵列雷达的基本结构框图如图 4.48 所示,主要由数字 T/R 组件、数字波束形成(DBF)、信号处理器、控制处理器和基准时钟等部分组成。它的 T/R 组件如图 4.49 所示,不再含有移相器,发射波形的移相或延时依靠 DDS 来完成,同时也可以看出它已经完成了正交解调和模数转换,得到了接收信号复包络的数字形式,为数字波束形成奠定了基础。

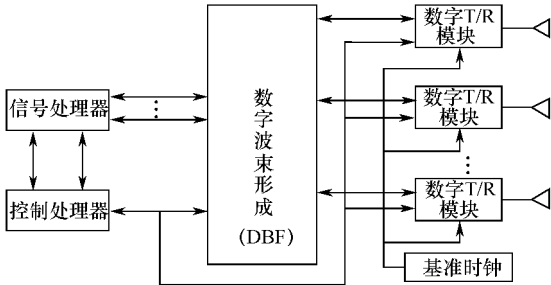


图 4.48 数字阵列雷达的基本结构框图

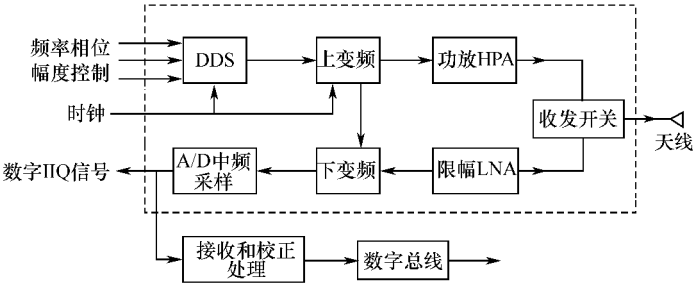


图 4.49 基于 DDS 的数字 T/R 组件组成方框图

数字阵列雷达可能的发射波束和接收波束组合方式如图 4.50 所示,分别为:发射和接收均为单波束;宽发射波束、多波束接收;全向发射、多波束接收;多发射波束、多波束接收等几种方式。

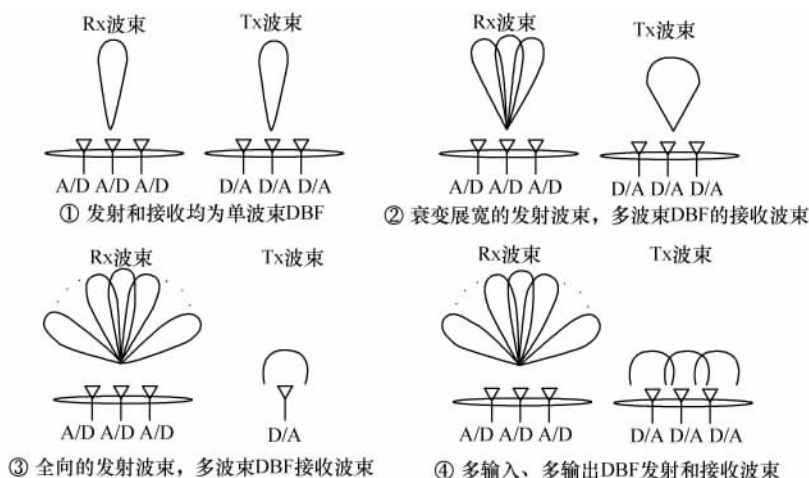


图 4.50 数字阵列雷达可能的发射波束和接收波束组合方式

4.6 三坐标雷达

通常的监视雷达只能测量距离和方位角这两个坐标,称为两坐标雷达。能测量目标在空间的三个坐标值,即距离、方位角和仰角的雷达称为三坐标雷达。曾经有多种方法来测量仰角和高度,如工作频率低的早期雷达,地(海)面反射使垂直面方向图分裂成波瓣形,这时可以利用波瓣形状的规律进行目标仰角估测;V形波束测高是在搜索波束之外再增加一个倾斜 45° 的倾斜波束,前者用来测量目标的距离和方位,增加的倾斜波束用来测定目标的高度。用一部“点头”式测高雷达配合两坐标的空中监视雷达协同工作,监视雷达发现目标并测得其距离和方位角,同时将目标坐标数据送给测高雷达,该雷达具有窄的仰角波束,并在仰角方向“点头”扫描,可以比较准确地测定目标的仰角和高度。这些测量方法的主要缺点是测量过程比较复杂、缓慢,可以同时容纳的目标数目较少,测量精度较差,不能满足出现高速度、高密度的空中目标时对雷达测量的要求。

对三坐标雷达的主要要求是能快速提供大空域、多批量目标的三坐标测量数据,同时要有较高的测量精度和分辨力。通常用数据率作为衡量三坐标雷达获得信息速度的一个重要指标,数据率这个指标也反映了雷达各主要参数之间的关系。在三坐标雷达中,为了提高测量方位角和仰角的精度和分辨力,通常都采用针状波束。

4.6.1 三坐标雷达的数据率

三坐标雷达的数据率 D 定义为单位时间内雷达对指定探测空域内任一目标能提供数据的次数。可以看出数据率也等于雷达对指定空域探测一次所需时间(称为扫描周期 T_s)的倒数,因为波束每扫描一次,对待测空域内的每一目标能够提供一次测量数据。

令雷达待测空域立体角为 V ,波束宽度立体角为 θ ,雷达脉冲重复周期为 T_r ,重复频率为 f_r ,雷达检测时所必需的回波脉冲数为 N 。为此,必须保证波束对任一目标照射时间不小于 NT_r (即波束在某一位置停留的时间不应小于 NT_r),则雷达波束的扫描周期为:

$$T_s = \frac{V}{\theta} NT_r \quad (4.115)$$

设雷达作用距离为 $R_{\max}$, 则目标回波的最大延迟时间为:

$$t_{\max} = \frac{2R_{\max}}{c} \quad (4.116)$$

式中, c 为光速。若取 $T_r = 1.2T_{\max}$, 则

$$T_s = \frac{V}{\theta} N \frac{2 \cdot 4R_{\max}}{c} \quad (4.117)$$

待测空域立体角 V 和波束宽度立体角 θ 可按以下方法计算:

球面上的某一块面积除以半径的平方定义为这块面积相对球心所张的立体角。

假定雷达波束在两个平面内的宽度相同, 设 $\theta_\alpha = \theta_\beta = \theta_b$, 则波束在以距离 R 为半径的球面上切出一个圆, 见图 4.51, 将该圆的内接正方形作为波束扫描中的一个基本单元, 以保证波束扫描时能覆盖整个空域。由图可知正方形的面积为 $(R\theta_b/\sqrt{2})^2$, 故波束立体角为 $B = (R\theta_b/\sqrt{2})^2/R^2$ 。

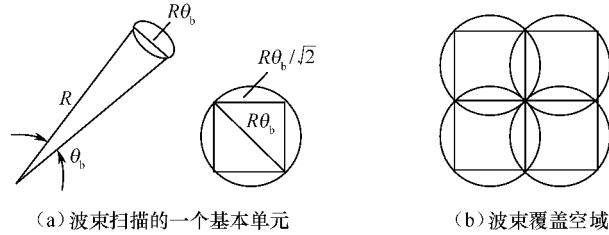


图 4.51 波束立体角计算图

波束宽度立体角 B 由测角精度和分辨力决定, 不能任意加宽, 同时 B 增大后将使天线增益下降, 使得探测距离减小, 回波脉冲数 N 则影响探测能力, 以及多普勒分辨能力等, 因此提高数据率是雷达系统综合设计研究的问题。

三坐标雷达大体上可分为单波束和多波束两大类。

4.6.2 单波束、多波束三坐标雷达

1. 单波束三坐标雷达

与炮瞄雷达一样, 三坐标雷达通常采用针状波束, 但是炮瞄雷达一般有引导雷达, 自身无法搜索目标, 但三坐标雷达一般用作对空搜索。为了提高数据率, 三坐标雷达有一维电扫, 新型的对空搜索雷达大都采用二维电扫。在有一维电扫的三坐标雷达中, 方位用机械旋转扫描, 转速较慢; 俯仰方向用电子扫描, 扫描速度很快。电子扫描的方式可以采用频扫和相扫, 但即使采用二维电扫, 扫描速度还是无法提高, 因为当距离给定后, 脉冲重复频率就定了。

单波束三坐标雷达, 在高度方向需要扫描, 扫描速度较慢。为了提高测高的速度, 可以在高度上形成多个波束, 这样就可以大大提高测高雷达的数据率, 如果有 M 个波束, 那么测高速度就可以提高 M 倍。

必须指出, 用增加波束的数目来提高数据率 D 时, 要相应地增加发射功率, 以保证每个波束所探测的空域均有足够的距离覆盖能力, 否则假定 M 个波束均分发射功率, 而总发射功率仍和单波束雷达一样, 则每个波束的回波功率减小至原来的 $1/M$, 为了达到同样的检测概率, 必须增加脉冲积累数 N , 其结果是与单波束雷达相比, 数据率并没有提高, 甚至还可能降低。

2. 偏焦多波束三坐标雷达

图 4.52 所示称为偏焦多波束三坐标雷达,天线的馈源为多个喇叭,在抛物面反射体的焦平面上垂直排列,由于各喇叭相继偏离焦点,故在仰角平面上可以形成彼此部分重叠的多个波束。这种三坐标雷达的好处是避免了采用相控阵,大大降低了系统的成本。

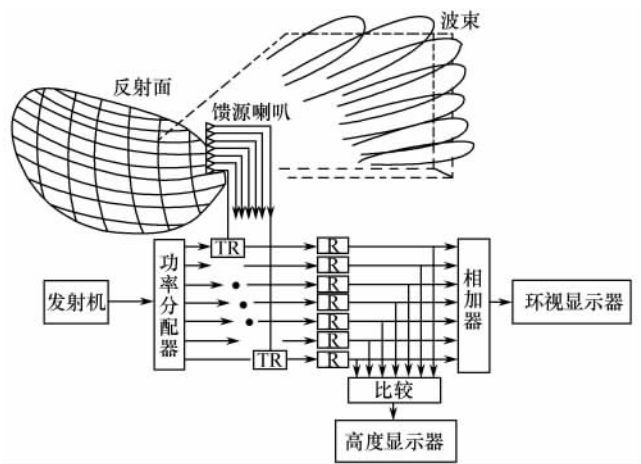


图 4.52 偏焦多波束三坐标雷达原理方框图

3. 相控阵多波束形成三坐标雷达

采用相控阵的方法可以在方位上实现多个收发波束,以提高三坐标雷达的数据率。图 4.53 给出了一种用波导作为延时线获得两个多波束的方案,由于各条相加波导放置的倾斜角 β 不同, Δl 不同,因而各条相加波导相应的波束指向也就不同,每个接收通道对应一个波束指向, M 根 β 角不同的相加波导及多个相应的接收通道就对应着 M 个波束。

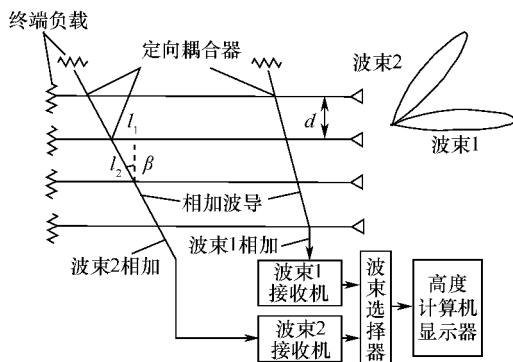


图 4.53 射频延时线相控阵三坐标雷达原理方框图

4.6.3 仰角测量范围和高度测量

1. 仰角测量范围

仰角测量范围是两坐标雷达的一个重要性能指标,它是雷达天线波束在仰角上的覆盖范围或扫描范围,对不同类型的相控阵雷达,其含义有所不同。对在方位上做一维相位扫描的相控阵雷达来说,雷达仰角测量范围取决于该雷达天线波束在仰角上下的形状;对大多数二坐标雷达而言,其仰角波束形状多数具有余割平方形状,对在仰角上做一维相位扫描的战术相控阵

三坐标雷达来说,仰角测量范围即天线波束在仰角上的相位扫描范围,有的三坐标雷达在仰角上采用多个波束或发射为余割平方宽波束,接收为多个窄波束,这时仰角测量范围取决于多波束的覆盖范围。当天线阵面倾斜放置时,仰角测量范围取决于天线倾角及天线波束偏离法线方向的上下扫描角度,如图 4.54 所示,图中 A 为天线在垂直方向上的倾斜角, $+\beta_{1\max}$ 与 $-\beta_{1\max}$ 分别表示天线波束偏离法线方向往上与往下的扫描范围。

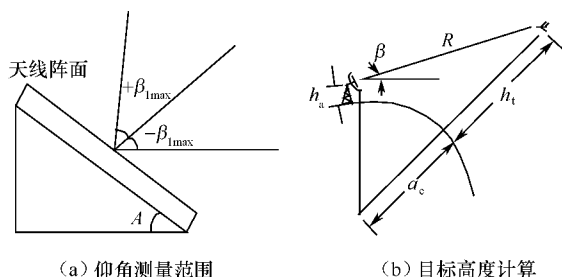


图 4.54 仰角测量范围和目标高度计算

对一般战术两坐标相控阵雷达来说,天线阵面的向后倾斜角比较容易决定,但对超远程空间探测相控阵雷达来说,由于它们要求有很大的仰角测量范围,天线阵面倾斜角 A 的确定应考虑的因素较多。如美国 AN/FPS-85 超远程相控阵雷达用于对空间目标的跟踪,收集前苏联导弹系统发射情报和洲际弹道导弹 (ICBM) 的早期预警,该雷达的仰角观察空域为 $0^\circ \sim 105^\circ$,其天线阵面的倾斜角为 45° ,意味着该雷达在仰角上偏离阵面法线方向往上与往下的扫描范围分别为 60° 和 45° ,这就决定了该雷达天线在垂直方向上的单元间距应按最大扫描角 $\beta_{1\max} = 60^\circ$ 进行设计。如果要求在低仰角方向,若水平方向有更好的检测和跟踪性能,天线阵面往后的倾斜角 A 应大一些,如选择 50° ,甚至是 55° ,但这就要求天线最大扫描角度为 65° ,甚至是 70° ,方能保证 $0^\circ \sim 105^\circ$ 的仰角覆盖要求,但这时相控阵天线的设计将更为困难,天线单元数目增加,且高仰角的雷达性能急剧降低。

2. 高度计算

在三坐标雷达中,根据测得的目标斜距和仰角,并考虑到地球曲率和大气折射的影响,可按图 4.53(b) 所示的几何关系计算目标高度,图中 R 为目标斜距, β 为目标的仰角, h_t 为目标的高度, h_a 为雷达天线的高度, a_e 为考虑大气折射后的地球等效半径,当大气折射系数随高度的变化梯度为 -0.039×10^{-8} 时, $a_e = (4/3)r$, $r = 8490\text{km}$,其中 r 为地球曲率半径。大气折射使电波传播路径发生弯曲,采用等效半径后,可认为电磁波仍按直线传播。

由余弦定理可得

$$(a_e + h_t)^2 = R^2 + (a_e + h_a)^2 - 2R(a_e + h_a)\cos(90^\circ + \beta) \quad (4.118)$$

因为 $(a_e + h_a) \gg R$, 故

$$(a_e + h_t) = (a_e + h_a) \left[1 + \frac{R^2 + 2R(a_e + h_a)\sin\beta}{(a_e + h_a)^2} \right]^{1/2} \quad (4.119)$$

注意到 $h_a \leq a_e$, 式(4.119)可化简成

$$h_t = h_a + \frac{R^2}{2a_e} + R\sin\beta \quad (4.120)$$

当距离很近时,有

$$h_t = h_a + R\sin\beta \quad (4.121)$$

思考题与习题

- 4.1 测角的基本方法有哪些?这些方法优缺点是什么?
- 4.2 相位法测角组成框图中(见图 4.37),如果两个接收天线间的距离 $d=75\text{cm}$,波长 $\lambda=25\text{cm}$,试计算以下问题:(1)若目标方向与接收天线方向的夹角 $\theta=5^\circ$,试求相位计测得的相位差 $\varphi=?$
(2)若要保证测角的单值性,则单个接收天线的水平波束宽度应为多少?
- 4.3 雷达和声呐常用的波束扫描方法有哪些?
- 4.4 数字波束形成包括哪些技术?各技术有哪些特点?
- 4.5 雷达单脉冲自动测角的原理和方法是什么?
- 4.6 被动声呐如何测向?如果要精确测量方位,应采用什么方法?
- 4.7 加权对阵的指向性指标有何改变?
- 4.8 加挡对阵的指向性指标有何改变?
- 4.9 前视主动声呐一般采用多波束声呐,如果其多波束形成结果在零度方向有强的虚警(该方向实际没有目标,但信号很强),请问可能是什么原因造成的?
- 4.10 完成均匀线阵的波束形成的计算机仿真。
- 4.11 在上题的基础上,采用仿真的方法研究切比雪夫加权对旁瓣的影响。
- 4.12 推导当阵元数为奇数时,均线阵波束图的数学表达式。(参考阵元数为偶数时的表达式。)
- 4.13 相控阵天线波束扫描时,为什么会发生波束变宽和增益下降?
- 4.14 试述相控阵雷达的优缺点。
- 4.15 无源相控阵如何形成两个独立的波束?(假定为线阵)
- 4.16 试述三坐标雷达的主要质量指标。
- 4.17 三坐标雷达有哪几种,哪一种最完善,为什么?

参考文献

- [1] 丁鹭飞等. 雷达原理(第四版). 北京:电子工业出版社,2009.
- [2] 田坦等. 声呐技术. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2004.
- [3] 承德宝. 雷达原理. 北京:国防工业出版社,2008.
- [4] 李启虎. 声呐信号处理引论. 北京:海洋出版社,2000.
- [5] 侯自强等. 声呐信号处理——原理与设备. 北京:海洋出版社,1988.

第 5 章 运动目标检测和速度测量

目标通常处于运动状态,而干扰的背景通常静止或慢速运动,例如雷达的地面、地面和云雨杂波及干扰箔条,声呐的混响等。利用速度的差异可以大大改善在杂波和混响背景下目标检测能力;鉴别电子干扰和水声对抗器材干扰,提高雷达或声呐抗干扰能力。此外,多个目标的径向速度也可能不同,利用速度差异可以分辨出多个目标,改善目标的分辨能力。雷达和声呐还必须具备测量目标或环境的速度的能力,如测量飞机、云雨、海洋表面流和海洋洋流的速度等。

大家熟知的多普勒效应是运动目标检测和径向速度测量的物理基础。它导致了基于速度鉴别的目标检测和径向运动速度测量的应用,包括雷达的动目标检测(MTD)、动目标指示(MTI)、脉冲多普勒雷达(PD),声呐的自身多普勒抑制(ODN)、多普勒流速剖面仪(ADCP),以及代表目前雷达和声呐技术研究的热点:合成孔径成像、动目标合成孔径成像、多运动目标逆合成孔径成像和空时二维处理(STAP)等。

基于空间多普勒域的测量是切向速度测量原理,可以分成两大类:真实空域方法和合成空域方法。本教材仅介绍基于真实空域切线速度测量方法,其物理基础是波形不变原理,利用沿切线方向布置阵列的接收阵元信号相似性来测量切向速度。在声相关流速剖面仪(ACCP)中得到应用。

5.1 径向速度的测量

5.1.1 多普勒效应

多普勒效应是指当发射源和接收者之间有相对径向运动时,接收到的信号频率将发生变化的现象。这一物理现象首先在声学上由物理学家多普勒于 1842 年发现,1930 年开始应用于电磁波。由于电磁波的多普勒效应讨论涉及狭义相对论,公式推导很复杂,因此我们采用声波来讨论多普勒效应,但对于收发共置的情形,雷达、声呐多普勒频率的公式是完全相同的。

1. 单频连续波情形

(1) 源静止,接收器运动的情形

假定源发射频率为 f_0 单频信号。设声波在媒质中传播的速度为 C ,接收器径向运动速度为 V_r ,相向运动速度为正,反之为负。如图 5.1(a)所示,那么单位时间接收到完整波的个数即为接收器接收信号的频率:

$$f_r = \frac{C+V_r}{C} f_0 \quad (5.1)$$

定义多普勒频率或频偏为

$$f_d = f_r - f_0 = \left[\frac{C+V_r}{C} - 1 \right] f_0 = \frac{V_r}{C} f_0 \quad (5.2)$$

(2) 源运动,接收器静止的情形

假设源运动的径向运动速度为 V_s ,接收器静止,其他假设同上。如图 5.1(b)所示,此时波

前移动,波前的形状将发生改变,波长变短,波长为

$$\lambda = \frac{C - V_s}{f_0} \quad (5.3)$$

波长对应的频率为

$$f_r = \frac{C}{\lambda} = \frac{C}{C - V_s} f_0 \quad (5.4)$$

多普勒频率为

$$f_d = f_r - f_0 = \left(\frac{C}{C - V_s} - 1 \right) f_0 = \left(\frac{V_s}{C - V_s} \right) f_0 \quad (5.5)$$

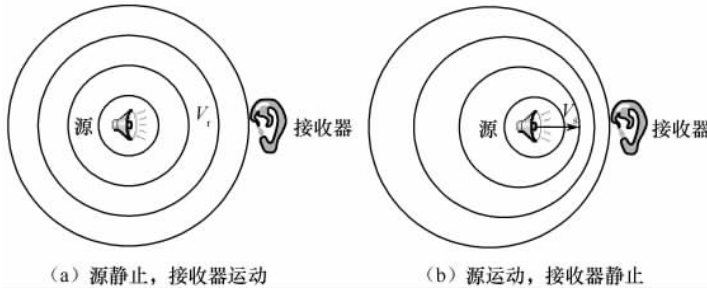


图 5.1 两种不同情形下多普勒解释

(3) 发射阵和接收阵共站声呐目标回波的多普勒频率

在发射信号达到目标之前属于声源静止,接收器(目标)运动的情形;在目标接收到回波并反射回波时,变成了源(回波)在运动,接收器(接收机)静止的情形。由式(5.1)和式(5.4)可知其接收回波的频率为

$$f_r = \frac{C + V_r}{C - V_r} f_0 \quad (5.6)$$

尽管这个公式是用声波推导出来的,但它对雷达也是完全适用的。多普勒频率为

$$f_d = f_r - f_0 = \left(\frac{C + V_r}{C - V_r} - 1 \right) f_0 \quad (5.7)$$

当 $C \gg V_r$ 时,利用泰勒公式展开可得多普勒频率近似为

$$f_d \approx 2 \frac{V_r}{C} f_0 = 2 \frac{V_r}{\lambda} \quad (5.8)$$

从式(5.8)可以看出,利用多普勒效应来检测运动目标时,可以提高检测性能,或提高频率,或提高频率的分辨率。

2. 宽带信号的情形

仅考虑收发阵共置情形下宽带信号的目标回波。这里宽带包含两重含义:一是相对带宽很大,二是时间带宽积很大,在脉宽持续的时间内,目标径向运动可能超过距离分辨单元,即

$$\frac{C}{2B} \leq TV_r \quad (5.9)$$

式中, B 、 T 分别为信号的带宽和脉宽; C 、 V_r 分别为波速和径向速度。方程左边是距离分辨率,右边是目标在信号持续时间内的径向运动。上式可以进一步写成如下时间带宽积(TB 积)的约束条件:

$$TB \geq \frac{C}{2V_r} \quad (5.10)$$

在声呐系统中,大时间带宽积信号很容易出现宽带信号问题,实际上在合成孔径雷达中也存在宽带问题,其合成孔径时间与带宽乘积不满足窄带条件,目标超过距离分辨单元的现象在

合成孔径雷达中被称为距离徙动。上述两重含义的宽带信号回波不能简单地用多普勒频来描述,它在时域上表现为波形的压缩或拉伸。对于窄带信号,实际上也是压缩与拉伸的过程,不过它的包络变化可以忽略,认为仅有多普勒频移的变化。

设收发阵位于坐标原点,发射信号为 $s_t(t)$,它被点目标反射回来,不考虑信号幅度变化,接收阵收到的信号为 $s_r(t)$ 。如果目标静止且位于距离 R 处,那么发射信号抵达目标的时间为 R/C ,双程时延为 $\tau = 2R/C$,信号的回波为 $s_r(t) = s_t(t - \tau) = s_t(t - 2R/C)$ 。

如果发射信号时刻位于 R_0 处目标以恒定的径向速度 V_r 向阵的方向运动,目标与阵的距离为 $R(t) = R_0 - V_r t$,时延不再是常数, $\tau(t) = 2R(t)/C$,信号的回波为 $s_r(t) = s_t[t - \tau(t)]$ 。由于发射信号抵达目标和目标反射信号期间,两者相对径向速度不变,因此 t 时刻接收阵接收到信号实际上是目标在 $t - \tau(t)/2$ 时刻接收并反射的信号,此时目标位于 $R[t - \tau(t)/2]$ 。因此双程时延为

$$\tau(t) = \frac{2R[t - \tau(t)/2]}{C} = \frac{2\{R_0 - V_r[t - \tau(t)/2]\}}{C} \quad (5.11)$$

由此解得:

$$\tau(t) = \frac{2}{C - V_r}(R_0 - V_r t) \quad (5.12)$$

那么接收信号可以表示为

$$s_r(t) = s_t[t - \tau(t)] = s_t\left[t - \frac{2}{C - V_r}(R_0 - V_r t)\right] = s_t[s(t - \tau_0)] \quad (5.13)$$

其中 $\tau_0 = 2R_0/(C + V_r)$ 。

$$s = \frac{C + V_r}{C - V_r} \quad (5.14)$$

称为多普勒伸缩因子。

宽带信号回波模型是通用模型,下面从宽带信号模型出发,通过近似的方法导出窄带信号的回波模型。不失一般性,设发射信号是满足窄带条件的矩形包络单频脉冲信号

$$s_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (5.15)$$

其中 ω_0, φ 分别为信号的角频率和初始相位。如果 $C \geq V_r$,对式(5.14)做泰勒展开可得

$$s = \frac{C + V_r}{C - V_r} \approx 1 + 2 \frac{V_r}{C} \quad (5.16)$$

接收信号为

$$\begin{aligned} s_r(t) &\approx \text{rect}\left[\frac{\left(1 + \frac{2V_r}{C}\right)(t - \tau_0)}{T}\right] \cos\left[\omega_0 \left(1 + \frac{2V_r}{C}\right)(t - \tau_0) + \varphi\right] \\ &\approx \text{rect}\left(\frac{t - \tau_0}{T}\right) \cos[(\omega_0 + \omega_d)(t - \tau_0) + \varphi] \end{aligned} \quad (5.17)$$

其中多普勒角频率为

$$\omega_d = (s - 1)\omega_0 \approx \frac{2V_r}{C}\omega_0 \quad (5.18)$$

可以看出式(5.18)与式(5.8)是一致的。接收信号的复包络为

$$\tilde{s}_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \tau_0}{T}\right) e^{j[\omega_d t - (\omega_0 + \omega_d)\tau_0 + \varphi]} \quad (5.19)$$

由此可见,基于波形伸缩描述的宽带信号模型是通用的多普勒模型,基于频移描述的窄带信号模型是其特例。

需要说明的是,如果相对带宽很大,也必须采用伸缩模型。这点相对带宽大和大时间带宽

积信号(但相对带宽可能不大)是一致的,这也许是为什么把多普勒伸缩模型的信号叫做宽带信号的原因。

5.1.2 多普勒信息的提取方法

多普勒信息的提取方法(见图 5.2)与工作的波形有关。工作的波形包括连续波、单个脉冲和脉冲串。

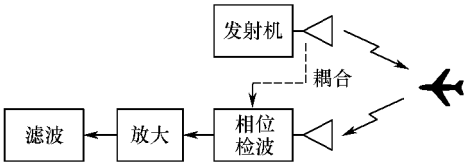


图 5.2 连续波多普勒信息提取方法

1. 连续波情形

在连续波工作情形下,发射机发射连续波,而多普勒信息提取的先决条件是必须有相参的参考信号。部分发射信号耦合到接收天线中,就可以作为参考信号。参考信号和接收信号经混频、放大和滤波后即可得到多普勒信号。

频率的分辨率和测量精度都与信号持续的时间成反比,连续波可最大限度利用相干处理间隔(CPI)。CPI 由目标速度的平稳性和波束驻留目标的时间决定。因此连续波测频性能最好,但由于连续波没有距离分辨和测量能力,因此常用的是单个脉冲测频和脉冲串测频。

2. 单个脉冲情形

单个脉冲情形必须选择单个脉冲模糊函数具有良好频率分辨率的信号。这类信号主要有两类:长脉冲宽度的连续波(CW)脉冲和相位编码信号。工程上一般选用前者,且采用时宽较大的脉冲工作,以提高频率的分辨率和测量精度,在声呐中被称为长脉宽 CW 波,以便与为了得到高距离分辨率采用的窄脉宽 CW 波区别开来。因为相位编码不仅需要距离和频率上进行二维处理,而且在声呐应用中还会带来宽带信号的问题,所以尽管它工作性能优异,但工程上难以应用。

单个脉冲情形下多普勒信号提取的工作框图如图 5.3(a)所示。参考信号与脉冲相乘,得到 CW 脉冲作为发射信号。接收信号与参考信号混频、放大和滤波后得到多普勒信号。各级信号波形图如图 5.3(b)所示。

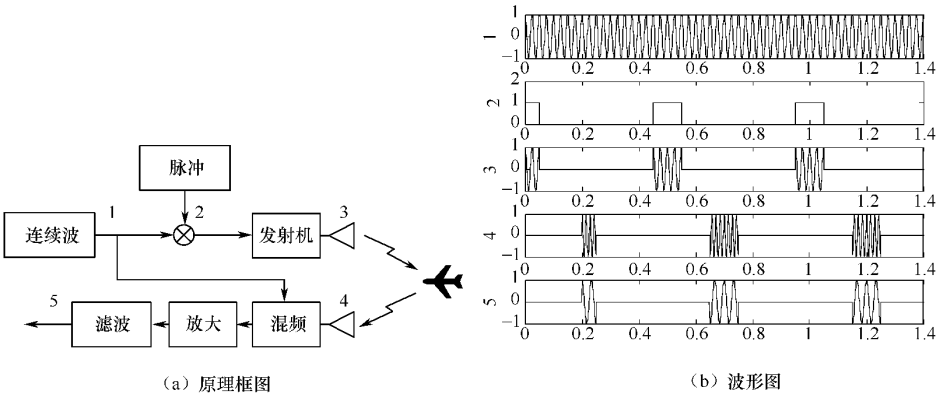


图 5.3 单个脉冲多普勒信息提取方法原理框图及波形图

设发射信号的预包络为

$$\tilde{s}_t(t) = \exp[j(\omega_0 t + \varphi)] \quad (5.20)$$

接收信号的预包络为

$$\tilde{s}_r(t) \approx \exp\{j[(\omega_0 + \omega_d)(t - \tau_0) + \varphi]\} \quad (5.21)$$

混频、滤波后信号的复包络为

$$\tilde{s}_m(t) = \exp\{j[\omega_d t - (\omega_0 + \omega_d)\tau_0]\} \quad (5.22)$$

利用单个脉冲提取多普勒信息又称为脉内测频。它在声呐中应用非常普遍,雷达对高速目标(如天体和弹道导弹)也可采用单个脉冲提取多普勒信息。

3. 相参脉冲串情形

(1) 工作原理

利用相参脉冲串测量频率时,信号持续时间是脉冲串信号的持续时间,而不是单个脉冲的宽度,因此具有很高的多普勒分辨能力和测量精度。

脉冲串对于每一个脉冲可以采用脉冲压缩技术以获得良好的测距性能。这样的工作信号同时具有很好的距离和频率分辨率和测量精度。

利用脉冲串提取多普勒效应是许多现代雷达和声呐技术的基础,如动目标指示(MTI)、动目标检测(MTD)、脉冲多普勒雷达(PD)、合成孔径雷达/声呐(SAR/SAS)和雷达空时二维处理(STAP)等。但总的来说,相参脉冲串波形在雷达中的应用远多于声呐。

脉冲串测频的工作框图与单脉冲相同,各点的波形如图 5.4 所示。其最大的差异在于单个脉冲回波信号或回波信号经脉冲压缩后脉宽很窄,不具备脉冲内频率测量能力,它利用脉冲间的相位的改变提取多普勒频率。

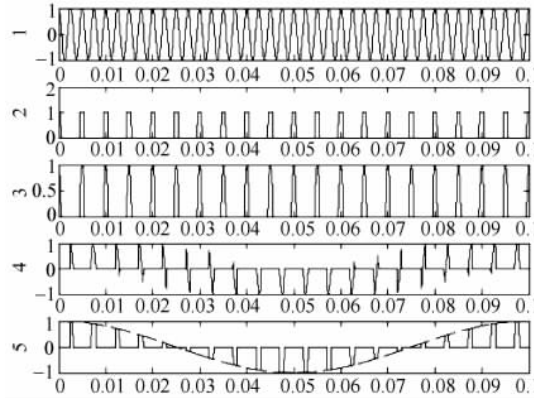


图 5.4 脉冲串多普勒信息提取的波形图

图 5.4 中第 5 点的波形的虚线是多普勒信号,实线是脉冲串波形。脉冲串测频最大的优点是既保证了距离的高分辨率和测量精度,又保证了高的频率分辨率和测量精度。但前提是距离和速度不能模糊。

不难看出,脉冲串多普勒测频的方法相当于对多普勒信号在时间上进行离散采样。采样的频率为脉冲重复频率(PRF)。根据采样定理,为了保证不模糊的测频,必须有

$$\text{PRF} \geq 2f_{\text{dmax}} \quad (5.23)$$

其中 f_{dmax} 为最大的多普勒频率。如果不能满足这个条件,就会出现频率模糊,频率模糊分盲速和频闪两种。

(2) 盲速和频闪

盲速和频闪都是由于脉冲重复频率不满足采样定理造成的。只是由于 PRF 取值不同,表现的现象不同而已。但是随后可以看到,对于 MTI 来说,盲速会造成目标丢失,但频闪不会,因此必须消除盲速现象。

如图 5.5 所示,当多普勒频率为脉冲重复频率的整数倍时即 $f_d = n \cdot \text{PRF}$, n 为整数。回波脉冲呈现为等幅的脉冲串,其回波特征同静止目标一样。而其他脉冲重复频率低于最大多普勒频率的情形,回波脉冲幅度会改变,但是存在测速模糊,则称为频闪。

出现频闪时,实际多普勒频率可能模糊了脉冲重复频率的整数倍。即 $f_d = n \cdot \text{PRF} + f'_d$ 。其中 f_d, f'_d 分别为实际的多普勒值和测量的多普勒值。在图 5.5 中脉冲重复频率为 18Hz,实际的多普勒信号为虚线,频率是 20Hz;但是测量的多普勒信号为点划线,其多普勒频率为 2Hz。可以看出盲速是频闪的特殊情形,此时 $f'_d = 0$ 。

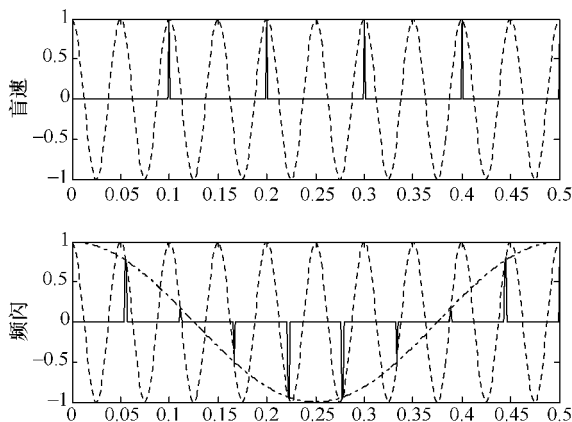


图 5.5 盲速和频闪的波形图

4. 声呐和雷达多普勒频率提取和利用方式的差异

除了天体、弹道导弹等高多普勒频率的情形外,雷达绝大多数采用脉间多普勒信息提取。除合成孔径声呐外,声呐大部分采用脉内多普勒信息提取。雷达、声呐这种差异源于两者脉冲重复频率和脉宽的不同。

由第 3 章可知,由于声速很低,为了保证测距不模糊,声呐脉冲重复频率 (PRF) 很低,很容易出现频率模糊,因此无法采用脉间测频。声呐典型的脉冲重复间隔为 20~60s,对应的不模糊距离为 15~45km。此外水声信道不稳定,导致脉冲间相位的不稳定也是难以采用脉间测频的原因。

雷达脉冲重复频率可以选择得很高,因此测频不模糊区间大。对于远程、相向运动的高速目标探测,雷达仍然会出现频率模糊,如果为了保证频率不模糊,需要提高脉冲重复频率,但距离上可能会出现模糊。有时为了充分利用频率的分辨能力,故意选择频率不模糊、距离模糊的工作波形,如脉冲多普勒雷达 (PD)。

此外,声呐和雷达选择工作的脉冲宽度也存在差异。主动声呐 CW 长脉冲可达秒级,而雷达采用 CW 脉冲宽度在微秒量级。但两者的波长是有可比性的,如主动声呐波长在米级,鱼雷自导工作的波长为 5cm。

对于相同的技术来说,雷达和声呐采用的多普勒提取方式可能相同,也可能不同。如空时二维处理,雷达采用脉冲串工作,但声呐采用单个脉冲工作。而合成孔径技术,雷达和声呐均采用脉冲串工作。

5. 慢时间与快时间

采用脉冲工作方式工作时,有两个时间因子,分别称为快时间和慢时间。如图 5.6(a)所示,快时间是指回波信号相对于发射脉冲到达的时刻,即径向距离对应的的时间,例如对雷达来说,15km 的目标快变时间为 $100\mu\text{s}$ 。快变时间采样频率与接收信号的带宽有关。而慢时间是每个脉冲相对于该组脉冲第一脉冲的开始时刻,第 i 个脉冲的慢变时间为 $(i-1)\text{PRI}$ (PRI 为脉冲重复间隔),它的采样频率为脉冲重复频率。快时间和慢时间概念在 MTI、PD、STAP、SAR 或 SAS 中都会用到。在 STAP 还需要扩展到三维乃至四维,在快时间和慢时间二维空间上增加一维(方位)或二维空域(方位和俯仰),空域可能是阵元域或波束域。图 5.6(b)将图 5.4 单目标回波表示成了快变时间和慢变时间的二维形式。

随后我们会看到,信号处理必须基于同一距离单元进行处理,这就要求目标在相干处理期间,径向距离移动不能超过一个距离分辨单元,这是限制 MTI、PD 和 STAP 的相干积累时间一个因素,此外还有波束驻留目标的时间。而 SAR 和 SAS 距离单元徙动是不可避免的,必须采用徙动校正的方法补偿到同一距离单元再进行相干积累。

对于脉间相干处理的信号处理方法,典型的步骤是选定某一个距离处理单元后,在同一距离单元对慢变时间进行处理,如滤波(含对消)、傅里叶变换等。

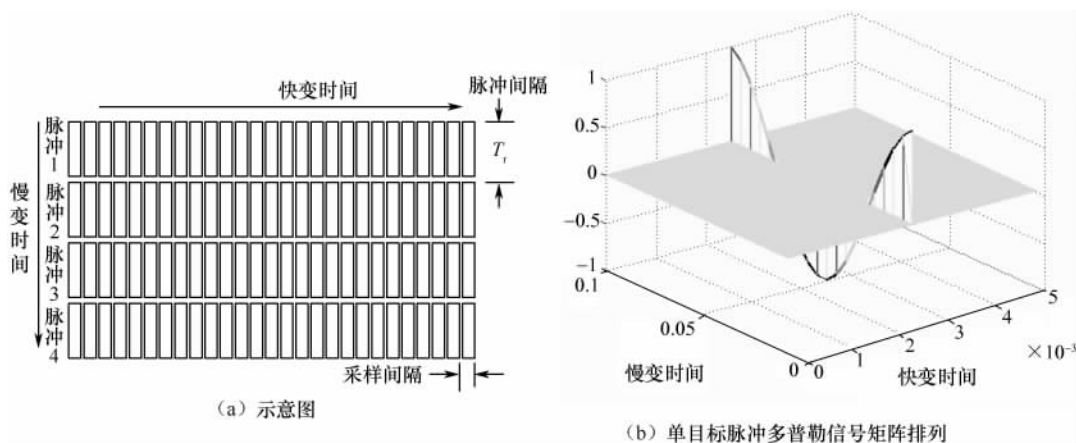


图 5.6 脉冲工作方式中的慢时间和快时间

5.2 运动目标显示与检测

5.2.1 雷达动目标显示 (MTI) 工作原理

1. 基本原理

动目标指示是采用前后脉冲回波对消来抑制固定或慢速杂波,改善动目标检测性能的信号处理方法。在大多数情形下,MTI 仅对径向速度敏感,但区域 MTI(即杂波图)技术对切向分量也一样敏感。

图 5.7(a)是一种简单的 MTI 框图。它在相位检波后,串接了一个一次对消器,该对消器将前一个脉冲延时一个脉冲重复间隔,然后将相邻两个脉冲的回波相减。在模拟处理中,延时可以采用声表波器件或 CCD 等延时器件来实现;在数字信号处理中,延时可以用移位寄存器或存储器寻址方法来实现。

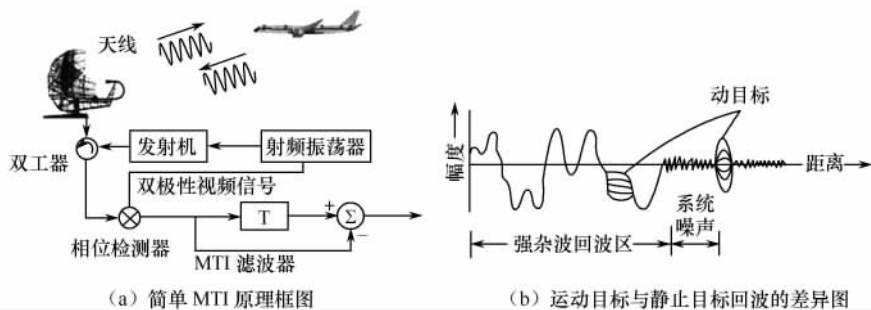


图 5.7 MTI 框图及对消前视频信号

相位检波后的信号如图 5.7(b)所示。对于固定杂波,由于没有多普勒速度,强固定杂波在脉间是不变的,但动目标回波幅度在不断改变,看起来上下跳动,像一只蝴蝶一样在拍打着翅膀。即使不使用对消器,利用 A 型显示可以看出,哪里是固定目标(固定杂波干扰),哪里是动目标。但为了进一步改善视觉效果可采用 MTI 技术,即固定目标对消技术。

前后两个脉冲间,固定目标仍在同一距离分辨单元,且幅度不变,前后两个脉冲相减,固定目标被抵消;但动目标在同一距离分辨单元,幅度不同。这样就可以抑制固定杂波和低速目标(如云雨、海浪)杂波。对消前后的 PPI 显示器的画面如图 5.8 所示。

还可以从频域来分析一次对消器的频率特性。从数字信号处理的角度来看它是一阶 FIR 滤波器,其冲击响应为

$$h(t) = \delta(t) - \delta(t - T_r) \quad (5.24)$$

式中, T_r 为脉冲重复间隔,即两个脉冲之间的时间。对式(5.24)做傅里叶变换即可得到其传递函数,即

$$H(\omega) = 1 - \exp(-j\omega T_r) = 2\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right) \exp\left[j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega T_r}{2}\right)\right] \quad (5.25)$$

其幅频响应为

$$|H(\omega)| = 2\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right) \quad (5.26)$$

图 5.9 是其传递函数的幅度频率响应曲线,可以看出对于多普勒频率等于零或为脉冲重复频率整数倍的信号,其响应为零,因而可以抑制固定杂波。为了改善滤波器的频率特性,可以考虑提高滤波器的阶数如采用二次(即三个脉冲)或四次对消器;还可以采用 IIR 滤波器。在 6.1.2 节可以看到,它实际上是杂波背景下,匹配滤波器的近似实现。

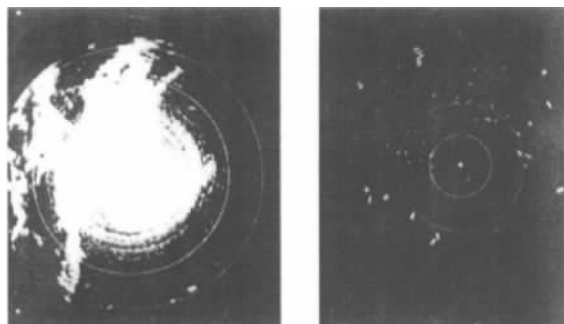


图 5.8 MTI 及对消前视频信号

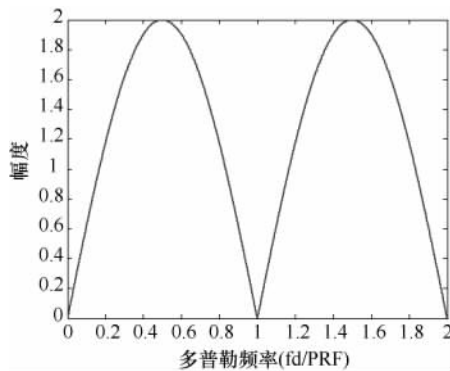


图 5.9 一次对消器的幅频响应

不难看出,在出现盲速时,MTI 是没有输出的。尽管提高脉冲重复频率可以解决这一问题,但是会出现距离模糊。一般来说,MTI 和 MTD 大都采用低脉冲重复频率,以避免距离模糊,但其频率测量是模糊的。尽管频率模糊,但只要不出现盲速,MTI 就有输出,可以检测出动目标。因此需要一种在频率模糊的条件下能避免盲速的技术手段。采用两种或多种不同重复频率的交错工作(称为参差重复频率或间隔)可达到这一目的。

2. 参差重复频率消除盲速

设雷达采用两种脉冲重复频率 f_{r1} 和 f_{r2} 交替工作,其对应的脉冲重复间隔为 T_{r1} 和 T_{r2} ,且均满足最大不模糊测距要求。那么各自一次对消器的幅频响应分别为 $2\sin\left(\frac{\omega T_{r1}}{2}\right)$ 和 $2\sin\left(\frac{\omega T_{r2}}{2}\right)$,其均方值响应为

$$|H(\omega)|_{\text{rms}} = \sqrt{\left[2\sin\left(\frac{\omega T_{r1}}{2}\right)\right]^2 + \left[2\sin\left(\frac{\omega T_{r2}}{2}\right)\right]^2} \quad (5.27)$$

对于脉冲重复频率 f_{r1} 和 f_{r2} ,出现盲速的条件分别是 $f_d = n_1 \cdot f_{r1}$ 和 $f_d = n_2 \cdot f_{r2}$,只有当两者都满足时,均方值响应幅度才为零,它等价于 $f_d \cdot T_{r1} = n_1$ 和 $f_d \cdot T_{r2} = n_2$,此时的盲速频率为

$$f_d = \frac{n_1}{T_{r1}} = \frac{n_2}{T_{r2}} \quad (5.28)$$

选择 $T_{r1} = a\Delta T$ 和 $T_{r2} = b\Delta T$,且 a, b 为互质的整数。其第一盲速点分别出现在 $n_1 = a$ 和 $n_2 = b$ 处,对应的第一盲速多普勒频率为

$$f_d = \frac{1}{\Delta T} \quad (5.29)$$

如果不采用参差频率,平均脉冲重复频率为 $T_r = \frac{a+b}{2}\Delta T$,其对应的第一盲速多普勒频率为

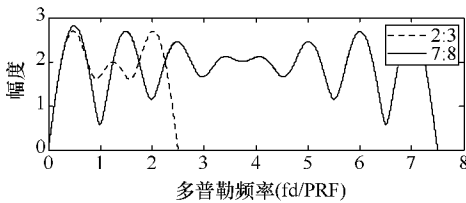
$$f'_d = \frac{1}{T_r} = \frac{2}{a+b} \cdot \frac{1}{\Delta T} \quad (5.30)$$

对比式(5.29)和式(5.30),两者的第一盲速比为

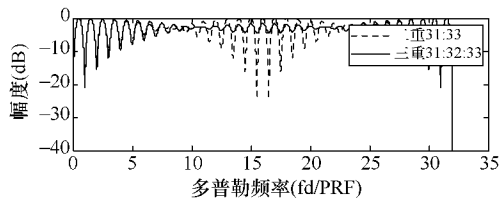
$$\frac{f_d}{f'_d} = \frac{a+b}{2} \quad (5.31)$$

这就证明了利用脉冲重复间隔参差技术可以提高第一盲速点。容易证明:对于 N 重互质的参差间隔,若其间隔比为 $(a_1, a_2, \dots, a_N)$,其第一盲速点可提高倍数为

$$\frac{f_d}{f'_d} = \frac{a_1 + a_2 + \dots + a_N}{N} \quad (5.32)$$



(a) 两重参差不同参差比的幅频响应比较



(b) 两重参差和三重参差幅频响应比较

图 5.10 不同间隔比和参差重数幅频响应的比较

图 5.10(a)给出了两种参差比 $T_{r1}:T_{r2}=2:3$ 和 $T_{r1}:T_{r2}=7:8$ 的幅频响应比较。可以看出,当参差的重数相同时,第一盲速点增加越大,响应越不平坦。图 5.10(b)给出了两重参差和三重参差的幅频响应比较。可以看出,第一盲速点增加相同时,三重参差比二重参差平坦,即增加

参差的重数可改善对消器的平坦性。

脉冲重复频率参差可以是脉冲间、驻留间(即波束在一个目标上停留的时间),或扫描间。对于 MTI 一般采用脉间参差,而对于 MTD 为了便于利用 DFT 构成滤波器组,因此一般采用驻留间频率参差,例如前 8 个脉冲采用一种脉冲重复频率,后 8 个脉冲采用另一种脉冲重复频率。扫描间参差频率的优点是很容易实现,且可以消除多次反射杂波,但处理时间间隔太长,滞后时间太长。脉间参差实现难度大,而且会因非均匀采样带来额外的杂波剩余。

3. 盲相及解决方法

如图 5.11 所示的 MTI 可能出现盲相现象。盲相是由于检相器工作特性不理想造成的一种现象。盲相分成点盲相和连续盲相两种情形。

由式(5.16)和式(5.18)可以得到对消器输出信号的复包络为

$$\tilde{s}_0(t) = e^{j[\omega_d t - (\omega_0 + \omega_d)\tau_0]} [1 - e^{j(\omega_d T_r)}] \quad (5.33)$$

其对应的实信号为

$$s_0(t) = 2\sin\left(\frac{\omega_d T_r}{2}\right) \sin\left[\omega_d t - \frac{\omega_d T_r}{2} - (\omega_0 + \omega_d)\tau_0\right] \quad (5.34)$$

式(5.34)说明对消器的输出不仅是多普勒频率的函数,还是时间的函数。如图 5.11(b)所示,即使不出现盲速,但一些特定的点输出为零,即出现盲相现象。它由相位检波器的特性[见图 5.11(a)]决定。图中的 a 、 c 两点,尽管相位不同,但输出相同,因此对消后没有输出,这种盲相称为点盲相。

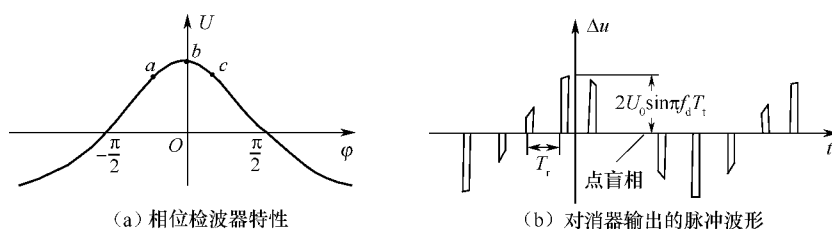


图 5.11 相位检波器特性和对消器输出波形

信号的相位就好比是力学中力的方向,可以形象地用矢量图来说明对消器的输出。信号相加等效于两信号矢量和,两信号相减等于两信号矢量差。杂波信号的矢量是固定的,而匀速运动目标的回波信号用围绕基准电压均匀旋转的一个矢量来表示,旋转的速度等于其多普勒频率。相检器的输出为该矢量沿基准电压方向的投影。一次对消器的输出则为相邻重复周期差矢量在基准电压轴方向的投影,如图 5.12(a)所示。当差矢量垂直于参考电压方向时,投影长度为零,出现点盲相。用单路相位检波器时,只能得到信号矢量在基准电压轴上的投影值,形成回波振幅的多普勒调制且可能出现点盲相。点盲相对于动目标检测影响不大,只相当于丢失一次目标。但是连续盲相将严重影响动目标检测。连续盲相产生的原因说明如下。

假定运动目标回波叠加在固定杂波上,则在一般情况下也将产生点盲相。但在强的杂波背景时,情况可能发生变化,这时的矢量图如图 5.12(c)所示。回波叠加在很强的杂波上,可能产生连续盲相。动目标和固定杂波的合成矢量变成端点在限幅电平的一小段圆弧上来回摆动的矢量,相当于当两个力大小悬殊太大时,力的方向由大的力决定一样;差不多在所有情况下差矢量均垂直于基准轴,相消器几乎没有输出,这种情况称为连续盲相,即对于固定杂波,叠加在它上面的运动目标回波将连续丢失。

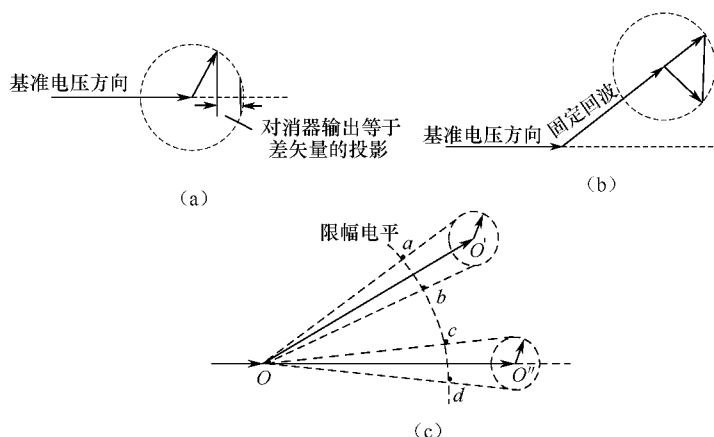


图 5.12 用矢量图说明相位检波和对消器的输出

为了克服连续盲相,还得从解决点盲相上寻找解决问题的出路。从图 5.13(b)可以看到,尽管对消器输出为零,但其矢量差不为零。如果能实现矢量相减,那么就可以克服点盲相,进而可以克服连续盲相。采用正交双通道处理即可达到这一目的,如图 5.13(a)所示。它的输出相当于式(5.33)复包络的幅度,而单通道 MTI 输出相当于复包络的实部,即式(5.34)。

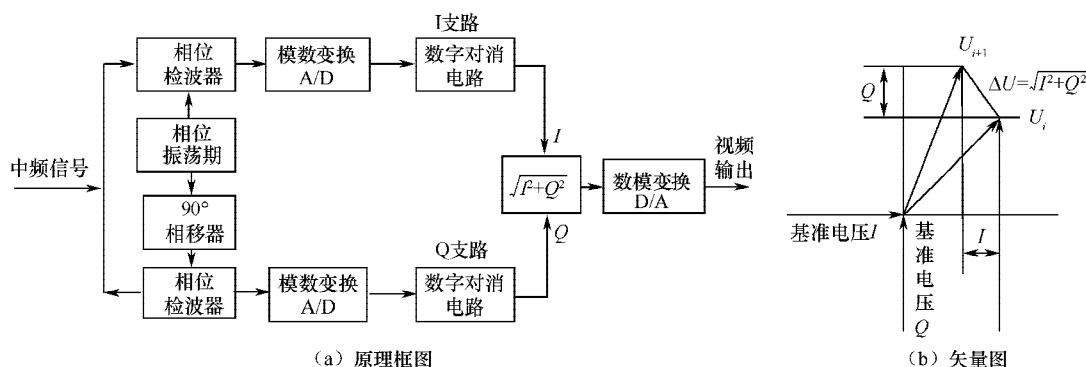


图 5.13 正交双通道 MTI 技术原理框图及矢量图

4. 改善因子

为了评价 MTI 对杂波抑制的能力,需要一个客观的评价指标。有多个技术指标用于这个目的,其中改善因子是常用的一个技术指标。其定义为:MTI 输出信杂比与输入信杂比的比值,即

$$I = \frac{S_o/C_o}{S_i/C_i} \quad (5.35)$$

不同多普勒频率上的改善因子可能是不同的,可以给出改善因子的频率曲线,也可以给出平均改善因子。MTI 对消后的剩余杂波包括对消不彻底的杂波和因脉冲重复频率参差引入的新杂波。

5.2.2 雷达动目标检测 (MTD) 工作原理

MTD 是一种增强的 MTI,它的主要特征是:MTI 预对消、线性放大器、多普勒滤波器组、自适应门限和杂波图。首先给出各单项技术的原理,最后给一个实际的 MTD 系统。

1. 杂波图

杂波图是雷达杂波强度的空间分布图,将空间每个分辨单元杂波幅度存储下来就构成了杂波图。杂波图的主要用途是抑制杂波和提高接收机的动态范围。

杂波图又称为区域 MTI。杂波图基于这样一个事实工作,即两次天线扫描间目标会移动若干个分辨单元(包括距离和方位分辨单元),而地物杂波在扫描间是相对固定的。假定我们已经有了空间某个分辨单元的杂波幅度值,如果要检测该分辨单元是否出现目标,只需将存储的杂波幅度与信号回波相减或归一化即可。

区域 MTI 技术没有利用多普勒信息,因而不仅可检测径向运动目标,还可检测切向运动目标。因而 MTD 具备在杂波背景下检测切向运动目标的能力。

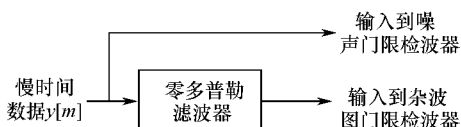


图 5.14 杂波图的输入原理图

如图 5.14 所示,杂波图的输入是 MTI 的剩余,为了保证杂波图的质量,必须对杂波的强度进行控制,以防将热噪声当成杂波。其中慢时间是指每个脉冲的时间。为了减小杂波的起伏的影响,需要对各距离和方位分辨单元的杂波进行多次平均。也可以采用 α 滤波器对杂波图进行更新,对于给定的分辨单元,有

$$c(i) = (1 - \alpha)c(i - 1) + \alpha x(i) \quad (5.36)$$

式中, $c(i)$ 、 $x(i)$ 分别为给定分辨单元第 i 次扫描后的杂波图和第 i 次扫描得到的杂波幅度测量值。 $0 < \alpha < 1$ 称为滤波增益, α 越大,杂波图更新越快,但噪声也会增大。

在使用杂波图时,一般采用若干个邻近分辨单元杂波图平均值或中值作为给定单元的杂波图。在使用杂波图抑制杂波时,可以将待检测单元的信号与杂波图相减,与 MTI 的对消相似。也可以用杂波图对检测单元信号进行归一化处理时,相当于是自适应门限,与 CFAR 相似,如图 5.15 所示。

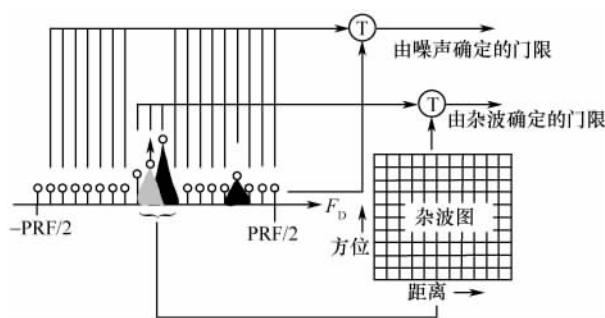


图 5.15 杂波图用作自适应门限

2. 线性放大

由于杂波的动力学范围为 50dB 或更强,而简单的 MTI 改善因子一般为 20dB,杂波剩余可达 30dB 以上,但是一般显示器的动力学范围只有 20dB,为了限制动力学范围,一般采用限幅放大。尽管这样做可以压制杂波,但叠加在杂波上的动目标信号被限幅掉,对消器没有输出。

为了提高 MTI 的改善因子,必须避免非线性环节。为了达到这一目的,通常使用杂波图来控制中放的增益,以增大动力学范围。具体做法是杂波强的地方,减小放大量,如图 5.16 所示。

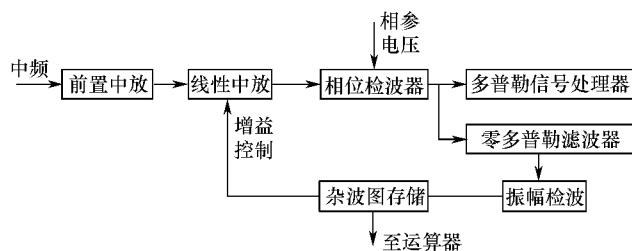


图 5.16 用杂波图控制中放增益

3. 多普勒滤波器组

如图 5.17(a)所示经过 MTI 对消后,还有部分杂波剩余和慢速运动物形成的杂波(如气象杂波)。这些杂波会影响运动目标的检测。为了抑制这些杂波,可以采用滤波器组滤除杂波剩余和慢速运动杂波。滤波器组的频带宽度与频率分辨率相同,如图 5.17(b)所示,即脉冲重复频率。

滤波器组有多种方式,可以采用 FIR 滤波器组或离散傅里叶变换(DFT)完成。FIR 滤波器组的滤波特性容易优化,但运算量较大。DFT 可以采用快速傅里叶变换完成,运算量小,但滤波器组的特性基本固定。考虑到 MTD 的脉冲数一般较小,两者运算量没有显著差异。

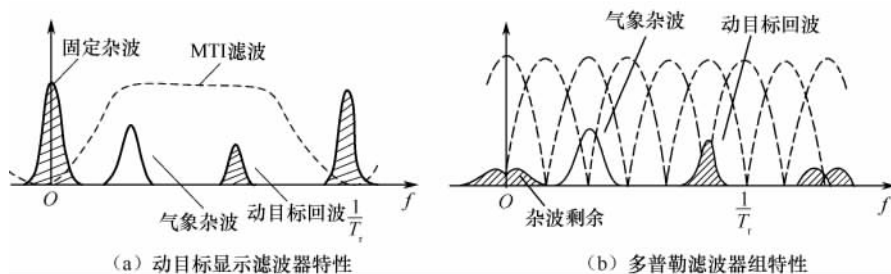


图 5.17 MTI 滤波器和多普勒滤波器组

4. MTD 实例

运动目标检测器(MTD)是多普勒处理系统中的一个术语,在许多机场监视雷达中有着广泛的应用。MTD 联合前面讨论的技术及其他技术,可获得好的全局运动目标检测性能。一个最原始的 MTD 框图如图 5.18 所示。上面的通道首先执行一个标准的三脉冲对消;杂波对消后的输出再用一个 8 点 FFT 进行脉冲多普勒谱分析,采用两个脉组间(驻留间)参差 PRF,以扩展非模糊的速度范围;“频率域加权”实现数据的时域加窗处理。对于某些窗,包括汉明窗,在频率域可以有效地实现为频域数据与一个 3 点核的卷积。每个 FFT 采样分别应用于一个 16 距离门 CFAR 门限检测器,门限对每一个频率单元分别进行选择。

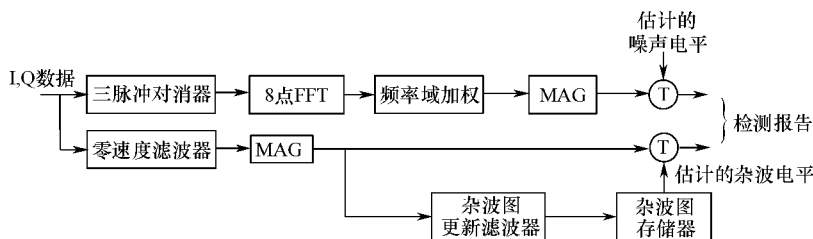


图 5.18 MTD 原理框图

为了提供对切向速度目标的检测能力,下面的通道利用一个与雷达站点有关的零速滤波器来分离出杂波和低多普勒目标的回波,输出也经过一个杂波图门限检测器。此 MTD 是利用 8 扫描滑动平均来更新杂波图,相应的数据历史为 32s。这里描述的只是原始的 MTD 实现,MTD 的设计已经改进了两代,典型的例子是机场监视雷达 ASR—9 和 ASR—12 中所用的 MTD。

5.2.3 运动杂波的抑制

前面讨论的动目标显示相消滤波器,主要是针对地面雷达抑制地物杂波。一般地物杂波的平均速度为零,滤波器的凹口位里在零频率处。但云雨、箔条、地面树木杂波、海浪杂波都是运动杂波。对于运动杂波来讲,杂波谱的中心会偏离零多普勒频率,如果不采取措施,杂波对消器就无法工作。

对于运动杂波必须首先估计杂波多普勒中心或计算出杂波多普勒中心,调整滤波器的途径通常有两种:一种办法是改变 MTI 滤波器,使滤波器的凹口位于移动杂波多普勒中心;另一种办法是 MTI 滤波器特性不变,而将运动杂波的频谱搬移到固定杂波谱的位置上。保证杂波落入 MTI 滤波器的凹口,以获得满意的杂波抑制。后者实现更方便,通过改变发射频率或接收机相参振荡器的频率即可达到频谱搬移的目的。

尽管运动平台与运动地物杂波特性有差异,但多普勒中心补偿的方法是一致的。而且雷达和声呐的做法也是相似的,具体的实现方法见 5.3 节和 5.4.1 小节,本节不再赘述。

5.3 声呐的自身多普勒(ODN)抑制技术

由于声呐利用脉内多普勒信息检测运动目标和测量目标速度,因此实现难度比雷达小。从理论上讲,模糊函数为图钉形的声呐信号(如伪随机相位编码信号)具有距离和多普勒分辨,具有最好的混响抑制能力,但这种信号的处理需要二维匹配滤波,工程上难以实现。

工程中一般采用长时宽的 CW 脉冲,其缺点是距离分辨能力差,影响了混响的抑制效果。脉冲宽度的选取往往是一个两难问题,增加脉冲宽度,多普勒分辨能力变好,但是距离分辨率降低,混响增大。在实际应用中需要综合分析,选择合适的脉冲宽度。脉冲宽度的选择还与工作频率有关,因为多普勒频率与工作频率有关。

由于大部分声呐的载体平台(如舰艇或鱼雷)是运动的,因此需要采用自身多普勒抑制(ODN)技术补偿非零的多普勒频率中心。基本的思想是通过回波信号进行频移或改变发射信号频率,使得混响谱的中心落在固定混响滤波器的凹口处。

5.3.1 改变本振信号的频率

如图 5.19 所示,根据载体的速度、波束舷角和倾角产生一个正弦参考信号。假定载体的速度、波束舷角、俯仰角和波长分别为 V_g 、 θ 、 φ 和 λ ,那么混响的中心频率为 $f_{dc} = 2V_g/\lambda \cos\theta \cos\varphi$ 。产生频率为 $f_0 + f_1 + f_{dc}$ 参考信号,其中 f_0 、 f_1 分别为发射频率和中频频率。将该信号与接收信号混频,并用低通滤波器取出差频信号,再送到静止目标滤波器。如果多普勒中心估计准确,且没有改变,那么混响的中心频率 $f_{dr} \approx f_{dc}$ 。这样使得主瓣的混响落在静止混响滤波器的凹口处。罗经信息的加入,是为了补偿舰艇角运动带来的误差。

潜艇在发射鱼雷前会发射数个主动脉冲测量目标距离参数。此时就需要根据被动声呐测量的方位角,在目标方向发射若干个声脉冲,避免全方位搜索,以减少被截获的概率。但中频

参考信号也可以根据混响多普勒中心估计来确定。该方法适合于单波束和多波束 ODN,不同的波束给予不同多普勒中心补偿。

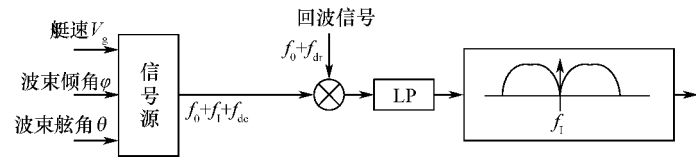


图 5.19 接收信号频移法原理框图

5.3.2 改变发射信号的频率

假定声呐最初发射频率确定为 f_0 ,多普勒滤波器凹口就设计在 f_0 。当声呐平台运动时,混响的中心频率肯定会改变。声呐首先发射若干个脉冲,测量混响谱的中心频率 f_{dr} ;然后将发射频率调整为 $f_T=f_0-f_{dr}$,那么混响信号中心频率正好落在滤波器凹口处。但这种方法只适合于单波束。

以上两种 ODN 技术称为开环系统。尽管多普勒中心分别采用计算或估计得到,但一旦确定后,不能随环境变化而改变,只能适应环境平稳的场合。

声呐动目标检测可以借鉴机载平台雷达动目标检测技术,改善动目标的检测性能。此外,雷达中的 STAP 技术也开始应用于声呐。

5.4 运动平台雷达动目标检测技术

夸张点说,近 20 年来雷达新技术的主要发展方向是运动平台的雷达技术。而机载雷达技术是其典型代表,这包括机载预警雷达、机载火控雷达和机载合成孔径雷达等。机载预警雷达和火控雷达的核心技术是脉冲多普勒(PD)技术,此外相控阵技术,尤其是有源相控阵技术在机载雷达中也日益普遍。

5.4.1 多普勒雷达的杂波特点

1. 三种脉冲重复频率的 PD 雷达

脉冲重复频率对 PD 雷达来说是一个至关重要的参数。不同的 PRF 的杂波谱是不同的,按其特点分可以分成三大类,即低重复频率、中重复频率和高重复频率。但通常将低重复频率的机载动目标检测方法称为 AMTI,其特点是距离不模糊,但速度模糊。我们通常所讲的 PD 雷达包含两大类,即中 PRF 雷达和高 PRF 雷达。中 PRF 的 PD 雷达目标和速度通常都是模糊的;高 PRF 的 PD 雷达距离是模糊的,速度是不模糊的。需要说明的是:雷达工作波长的不同,速度模糊对应得脉冲重复频率也不同。表 5.1 给出了波长为 3cm 的 X 波段机载雷达的典型参数。表中的不模糊速度考虑的情形是数值不模糊,符号模糊即脉冲重复频率 $f_r=f_{dmax}=2v_r/\lambda$ 。如果考虑符号,PRF 必须加倍。

表 5.1 典型 X 波段机载雷达参数

	PRF(kHz)	不模糊距离(km)	不模糊速度(m/s)	占空比(%)	特点
低重复频率	0.2~4	37.5~750	3~60	5~10	距离不模糊,速度模糊
中重复频率	10~40	3.75~15	150~600	10~20	距离模糊,速度模糊
高重复频率	100~300	0.5~1.5	1500~4500	15~50	距离模糊,速度不模糊

2. 杂波来源

如图 5.20 所示, PD 雷达杂波按来源可以分为高度线杂波、主瓣杂波和副瓣杂波三类。主瓣杂波是由天线主瓣形成的;副瓣杂波是由天线副瓣形成的杂波;高度线杂波也是副瓣杂波的一种,但由于它垂直于地面且距离近,因此比其他俯仰角的杂波强得多,甚至比主瓣杂波都强。副瓣杂波是 PD 难以对付的一种杂波,因此低副瓣天线是 PD 的关键技术之一。

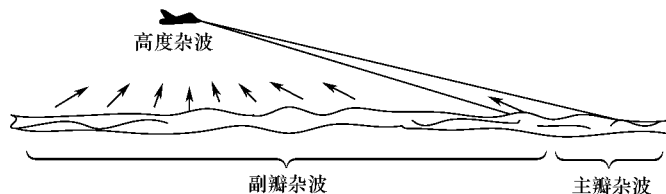


图 5.20 杂波的类型

(1) 主瓣杂波

机载雷达与地面散射单元的几何关系如图 5.21 所示。

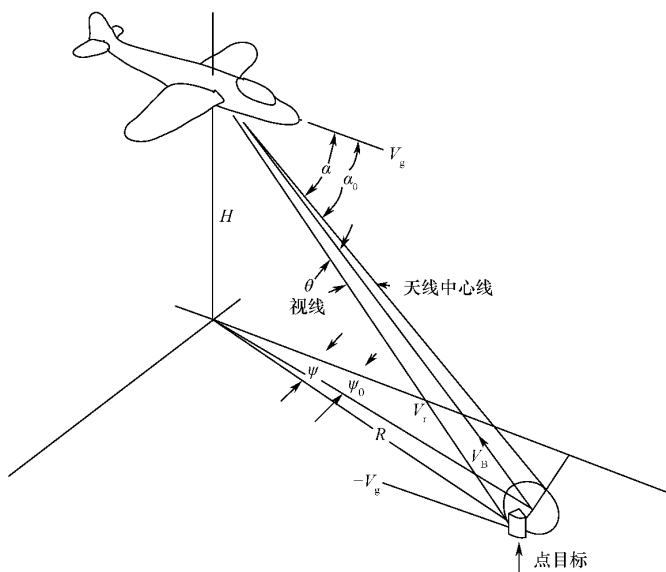


图 5.21 机载雷达与地面散射单元的几何关系

图中: α_0 —天线指向角; α —视线角(锥角); θ —偏离天线中心线的角度; V_g —飞机地速;
 V_r —点目标的径向速度; V_B —沿天线中心线(瞄准线)的径向速度; ψ_0 —天线方位角;
 ψ —方位角; R —到点目标的地面距离; H —飞机高度

地面散射单元回波的多普勒中心为

$$f_d = \frac{2V_g}{\lambda} \cos \alpha = \frac{2V_g}{\lambda} \frac{R}{\sqrt{R^2 + H^2}} \cos \psi \quad (5.37)$$

从式(5.37)可以看出,机载雷达主瓣杂波有两个特点。

① 斜距效应:当雷达放置在运动平台(如舰船、飞机或航天器上)时,杂波的多普勒频移将不再出现在零频。杂波的多普勒频移将依赖于杂波相对于移动平台的相对速度,随着平台速度以及杂波单元相对于雷达的方位和仰角而变化。

② 杂波谱展宽现象:由于波束有一定的宽度,假定其方位向宽度为 $\Delta\psi$ 。由于不同方向多普勒频率不同,杂波谱会出现展宽现象,且展宽的情形与方位角有关,如图 5.22 所示。由式(5.37)有

$$\Delta f_d = \frac{\partial f_d}{\partial \psi} \Delta \psi = \frac{2V_g}{\lambda} \frac{R}{\sqrt{R^2 + H^2}} \sin \psi \cdot \Delta \psi \quad (5.38)$$

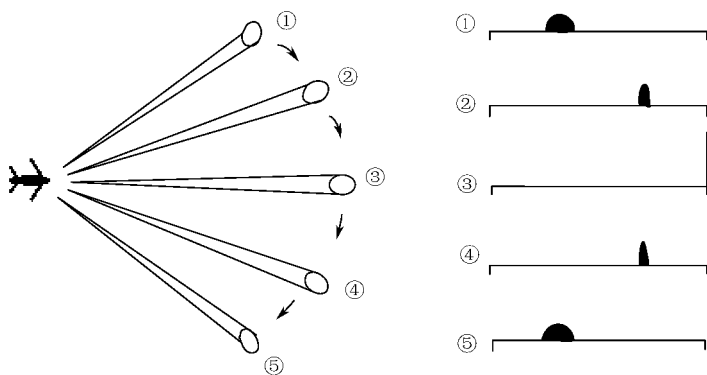


图 5.22 杂波谱展宽与方位角的关系

当天线指向前方时,主要影响是由于 α_0 随距离变化而引起的中心频率的相应变化。当天线指向与飞机垂直时,主要影响是天线波束宽度内的速度分布,展宽影响明显。这种现象称为平台运动效应。

(2) 副瓣杂波

由于雷达有多个副瓣,因此副瓣杂波的多普勒频率分布很广,几乎可以覆盖 $-2V_r/\lambda \sim 2V_r/\lambda$ 的范围。由于在锥角相等的面上,其多普勒频率也相等,因此等多普勒面是一个锥面,如图 5.23 所示。该锥面与地面的交点为一条双曲线,不同的多普勒频率将构成一族双曲线,如图 5.24 所示。

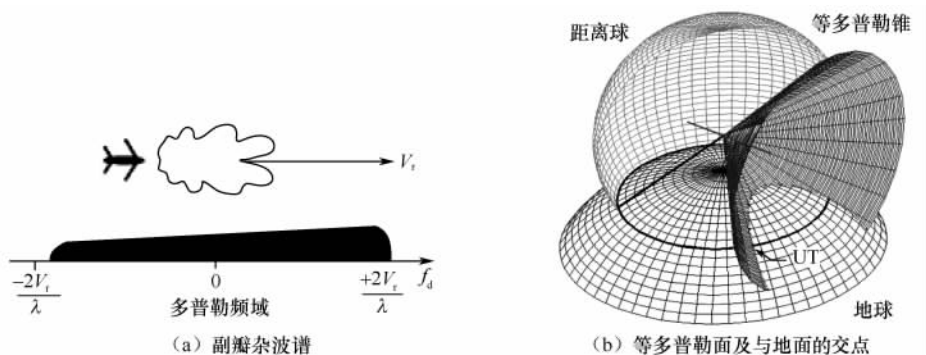


图 5.23 副瓣杂波的等多普勒面

(3) 高度线杂波

高度线杂波也是副瓣杂波,但由于它垂直入射,所以比其他角度的副瓣杂波强度大得多。载机平飞时,高度杂波谱多普勒中心一般为零,但载机作俯冲运动时,多普勒中心可能不为零。

3. 速度不模糊情形下杂波谱

在速度不模糊时,脉冲多普勒雷达杂波谱是以上三种谱的叠加,如图 5.25 所示。由于 PD 雷达相当于对多普勒信号进行离散采样,因此其谱线以脉冲重复频率重复,如图 5.25(a) 所示;其主值区间的放大图如图 5.25(b) 所示,频谱包络为 SINC 函数是因为脉冲串的包络为矩形。

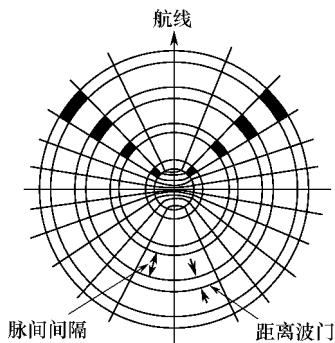


图 5.24 等距离(圆环)和等多普勒滤波(双曲线)

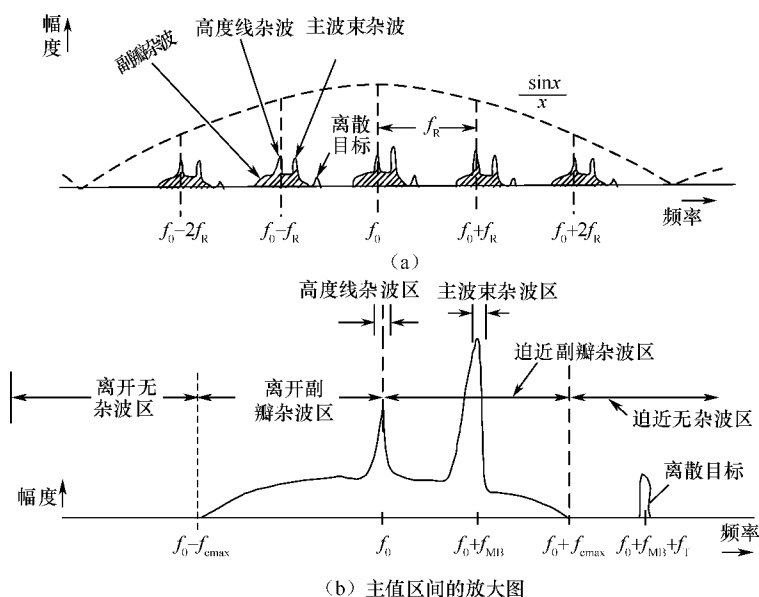


图 5.25 无频率模糊的杂波谱

4. 杂波谱与目标谱的关系

当雷达参数给定后,对于特定的区域地面的杂波谱就确定了。但目标谱与目标和载机之间相对运动有关,如图 5.26(a)所示,在迎头接近的过程中,多普勒频率很高,目标谱线落在杂波谱外。当没有多普勒模糊时,最利于目标检测。在尾追或侧面攻击过程中,情形就很复杂。在侧面攻击时,目标的谱线可能落在主瓣杂波谱中,因为飞机在切向飞行,敌机无径向速度,与地面杂波特性相同,如图 5.26(b)所示。尾追时,目标谱线可能落在副瓣杂波或高度线杂波谱中,与两者相对速度有关,分别如图 5.26(c)和(d)所示。当目标离去时,可能在副瓣杂波中,也有可能落在杂波谱外。

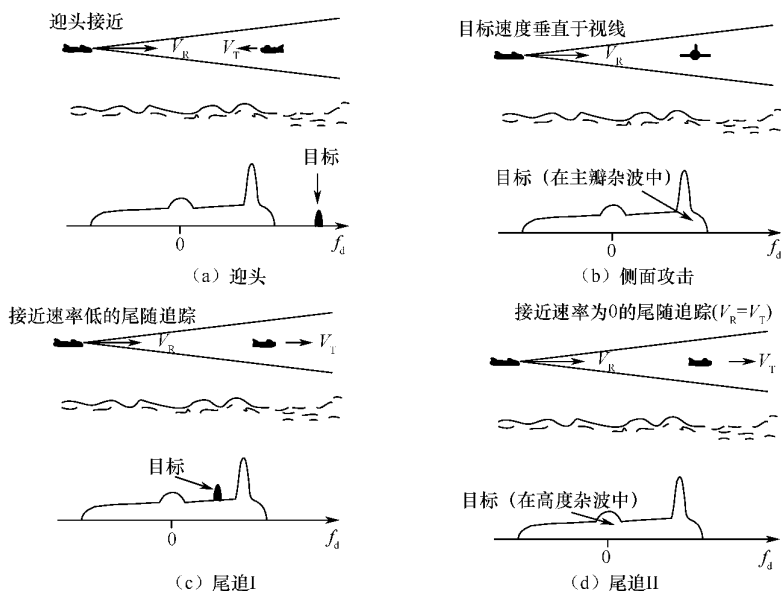


图 5.26 不同情形下的杂波谱与目标谱

若雷达平台的垂直运动速度为零,则由雷达平台正下方几乎垂直处的地面所产生的高度线杂波落在零多普勒频移上。由主波束返回的离散目标回波的频谱位于 $f_T = f_0 + (2V_R/\lambda) \cos\psi_0 + (2V_T/\lambda) \cos\psi_T$ 。式中, V_T 为目标速度; ψ_T 为雷达目标视线和目标速度矢量之间的夹角。图 5.26 的频谱成分随距离的变化而变化,这个问题以后还将进一步讨论。

图 5.27 示出了各种不同的杂波多普勒频率区,这些区域是天线方位和雷达与目标之间相对速度的函数。再次说明是对无折叠频谱而言,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,而副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副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($V_T \cos\psi_T > 0$)都能避开副瓣杂波;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两倍方能避开副瓣杂波。

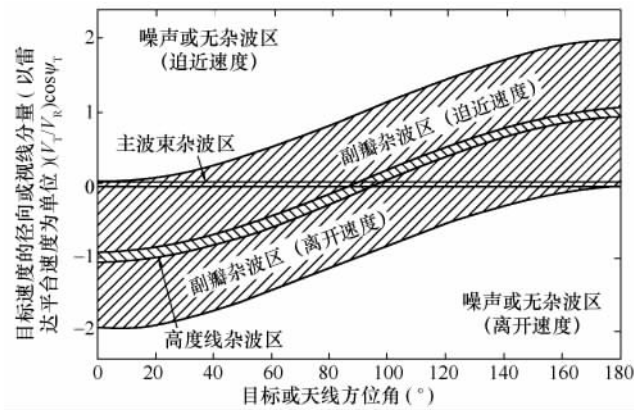


图 5.27 杂波区和无杂波区与目标速度和方位的关系

无副瓣杂波区和副瓣杂波区还可以用如图 5.28 所示的目标视角来表示。这里假设截击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° 。对应于副瓣杂波区和无副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 5.28 给出的 4 种情况。情况①是雷达和目标的相对速度相等,并且在目

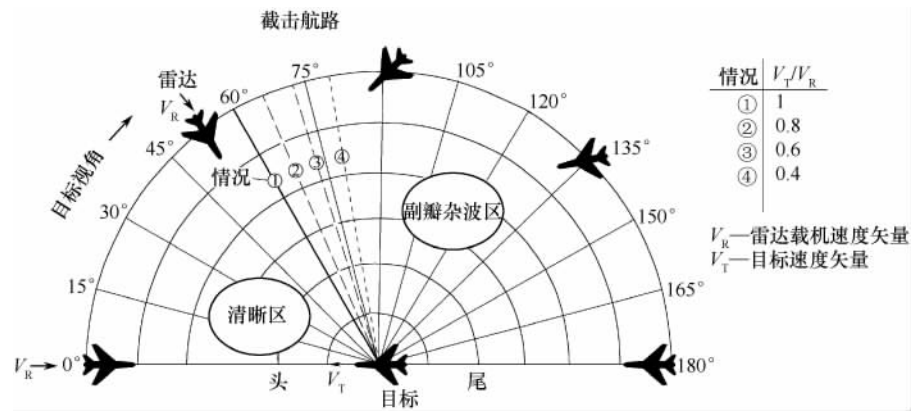


图 5.28 无副瓣杂波区和副瓣杂波区与目标视角的关系图

标速度矢量两侧、视角从迎头约 60° 都是能观测目标的无副瓣杂波区。同样,情况②至情况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,能观测目标的无副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,目标无副瓣杂波区的视角总是位于波束视角的前方。

注意:高度线杂波区和主波束杂波区的宽度随条件而变,根据雷达平台速度矢量至天线口径视向或至目标视线的角度测得方位角,水平运行情况。

5. 距离模糊和多普勒模糊对地面杂波的影响

(1) 距离模糊的影响

当距离没有模糊时,杂波沿距离方向的分布如图 5.29(a) 所示。尾追目标 A 处在副瓣杂波区,迎面目标 B 处在主瓣杂波区,地面有辆卡车 C 朝载机方向行驶也处在主瓣杂波区。从多普勒频率检测的角度来看,目标 A 处在尾追状态,很容易落入副瓣杂波区。但只要距离没有模糊,从距离上可以清楚地分辨目标 A。但当出现距离模糊时,仅依靠距离分辨目标 A 将无法实现。图 5.29(b) 所示的是三区模糊的情形,即整个距离区间有三重模糊,最终的回波信号是这三个区回波信号的叠加。

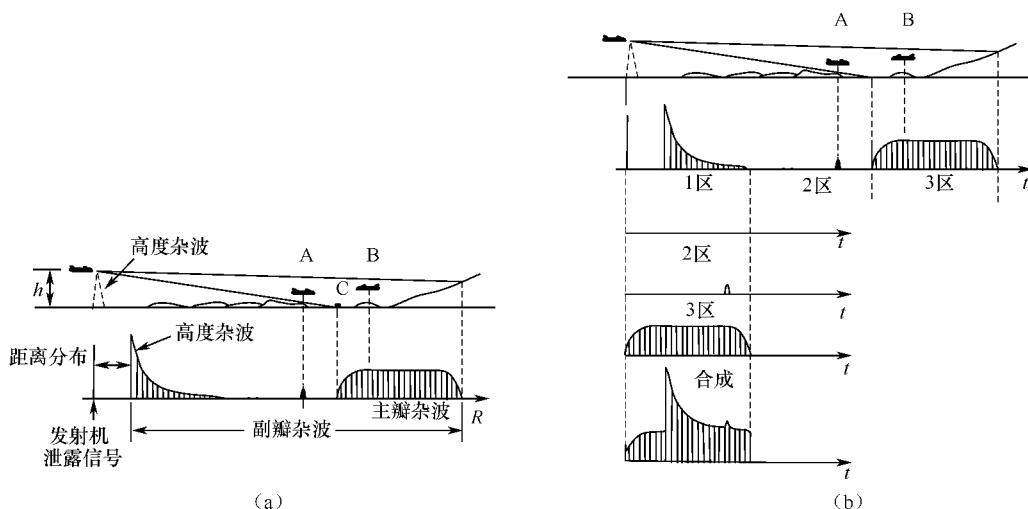


图 5.29 距离模糊对目标检测的影响

距离模糊尤其是多重距离模糊将使得 PD 雷达无法利用距离分辨率来检测目标,只能依靠频率分辨率来检测目标。此外由于距离模糊,近程的副瓣杂波无法采用时间灵敏度控制 (STC) 来抑制。

(2) 频率模糊的影响

三个目标:飞机 A、飞机 B 和卡车的多普勒谱与杂波谱关系如图 5.30(a) 所示。从频域上三者基本上可以被检测出来。但当出现多普勒频率模糊时,其合成的频谱如图 5.30(b) 所示。原本在清晰区的目标 B 和卡车,已湮没在副瓣杂波中。

随着脉冲重复频率的降低,一是相邻主瓣杂波之间越来越多的副瓣杂波混叠在一起;二是主瓣杂波谱线越来越靠近。因此频率模糊,尤其是多重频率模糊将使得 PD 雷达无法利用频率分辨率来检测目标,尤其是慢速目标。

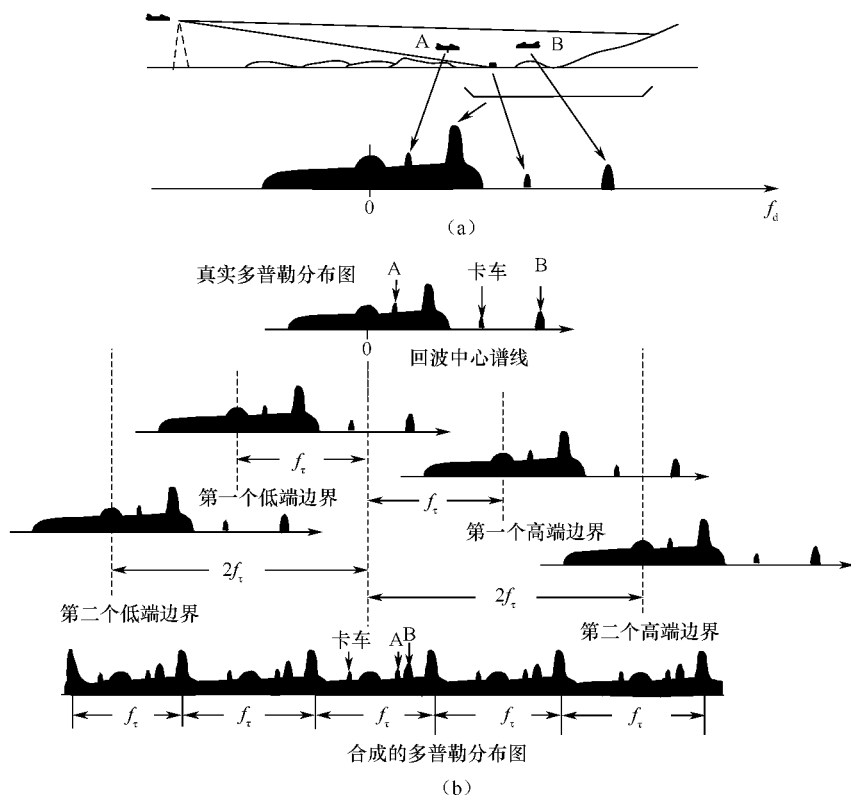


图 5.30 频率模糊对目标检测的影响

5.4.2 机载动目标显示 (AMTI)

机载雷达技术的发展是运动平台雷达的突出标志。预警飞机首要的任务是检测低空飞行的目标,而下视是其主要的工作模式。由于杂波功率近似与掠射角正弦的平方成正比,因此下视的杂波功率极强。最早实用的预警机 E—2C 采用的是称为机载运动目标指示 (Airborne Moving-Target Indication, AMTI) 技术。但是它仅适用于主瓣杂波较弱的场合,如较平静海面等。

AMTI 雷达的定义是:一部沿载机或者其他运动平台轨迹飞行,并能修正平台运动影响(如杂波多普勒频率非零和杂波多普勒频谱展宽)的 MTI 雷达。AMTI 的特点是:采用低重复频率工作,距离不模糊,但频率模糊。

AMTI 技术主要有两项:时间平均杂波相干机载雷达 (TACCAR) 和偏置相位中心天线 (DPCA),分别用于补偿平台的径向运动和横向运动。它们分别导致杂波谱偏移和展宽。也就是说,采用这两项技术的目的是把运动平台的杂波补偿成静止平台杂波。

1. 时间平均杂波相干机载雷达

对付多普勒中心偏移的基本思想是:对消器的凹口位置不变,把杂波频谱的中心移到对消器凹口处,使得杂波可以得到最大抑制。通过开环或闭环调整雷达信号的中频或射频,可达到这一目的。这种技术与声呐采用的 ODN 技术的基本思想是一致的。但由于机载雷达杂波的中心频率是随距离和方位变化的,因此采用闭环控制系统,使滤波器凹口跟踪多普勒偏移频率。

图 5.31 是时间平均杂波相参机载雷达的原理框图。杂波误差信号通过测量杂波回波的脉间相移 $\omega_d T_p$ 得出,它是一个非常灵敏的误差信号。平均误差信号控制压控相参主振荡器 (COMO),它决定了雷达的发射频率。相参主振荡器的频率,经图中的自动频率控制(AFC)环路,受控于系统基准振荡频率。当无杂波时,它提供一个稳定的频率基准。从飞机惯性导航系统和天线伺服系统来的一个输入信号提供一个预测的多普勒频移,这些输入为时间平均杂波相参机载雷达系统提供一个窄带校正信号。

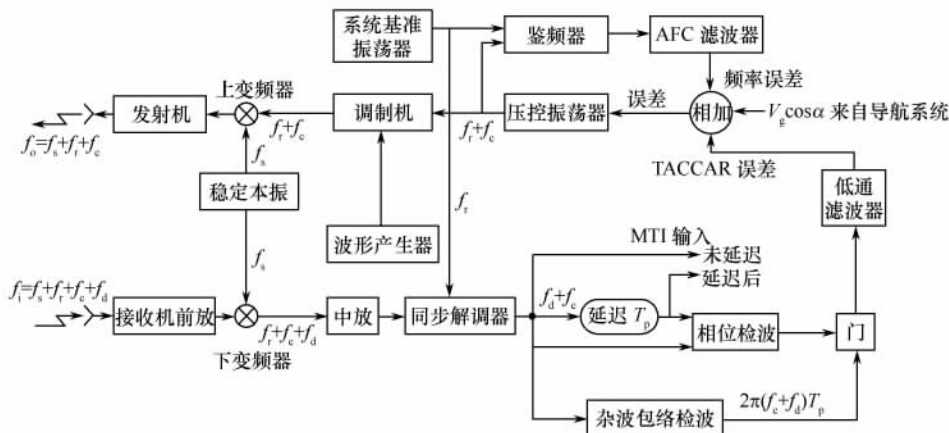


图 5.31 时间平均杂波相参机载雷达的原理框图

由式(5.37)可知,杂波谱多普勒中心除了与方位有关外,与距离也有关。因此,实用的 TACCAR 还必须对不同距离的相位中心进行估计,对于不同的距离用相应的电压控制 (VCO)。

由于这项技术能够补偿因海浪、箔条、气象杂波引起的平均多普勒频率偏移,因此它不仅可用于机载雷达,也可用于舰载和地面雷达。

2. 偏置相位中心天线

使用偏置相位中心天线(DPCA)技术的先决条件是雷达必须有多接收天线。如图 5.32 所示,以一发两收天线为例。



图 5.32 相位中心及 DPCA 工作原理图

为了表述的方便起见引入相位中心的概念。收发阵分置时,收发阵的等效相位中心定义为收发阵各自相位中心连线的中心位置,等效相位中心的间隔是接收天线间隔的一半。如图 5.32 所示,圆圈表示两个接收天线的相位中心。引入相位中心的物理意义是:当目标满足远场条件 ($\lambda^2/D \geq 1$, 其中 λ 、 D 分别为波长和收发阵间隔),且信号收发期间目标与平台间相对运动可以忽略时,收发分置天线(或阵元)双程时间与相位中心收发双程时间近似相等。引入相位中心概念可以简化单发多收阵型的分析,但一定要注意使用的条件。

假定前一脉冲天线 1 的相位中心,与当前脉冲天线 2 的相位中心重合。图中为了清楚起见,在距离方向(即图中的上下方向)错开了一段距离,天线 2 当前接收信号 $s_{i,2}$ 与天线 1 前一脉冲接收的信号 $s_{i-1,1}$ 等效于天线不运动时,相邻两个脉冲的信号。这样将运动平台的杂波补偿成静止平台的杂波,从而避免了谱展宽的问题。天线 2 当前接收信号 $s_{i,2}$ 与天线 1 前一脉冲

接收的信号 $s_{i-1,1}$ 相减 ($s_{i,2} - s_{i-1,1}$) 等效于 MTI 的一次对消。

使用这种 DPCA 的先决条件是: 相位中心的距离 d 与脉间平台沿轨方向位移相同, 即 $d = \text{PRI} \cdot V_T$, 通常通过调整 PRF 的方法予以保证。

上述的 DPCA 被称为经典 DPCA, 它对载机的航行速度要求苛刻, 因此现多采用电子合成的 DPCA。

3. AMTI 信号处理流程

AMTI 信号处理流程如图 5.33 所示。在信号量化前, STC 电路可以抑制近程副瓣杂波; 然后通过 TACCAR 修正多普勒中心, 使得主杂波中心落在静止目标滤波器的凹口处。对每一个距离单元, 采用 DPCA 杂波对消。对消后采用多普勒滤波器组进一步抑制慢速杂波; 然后对每个多普勒通道进行信号检测。

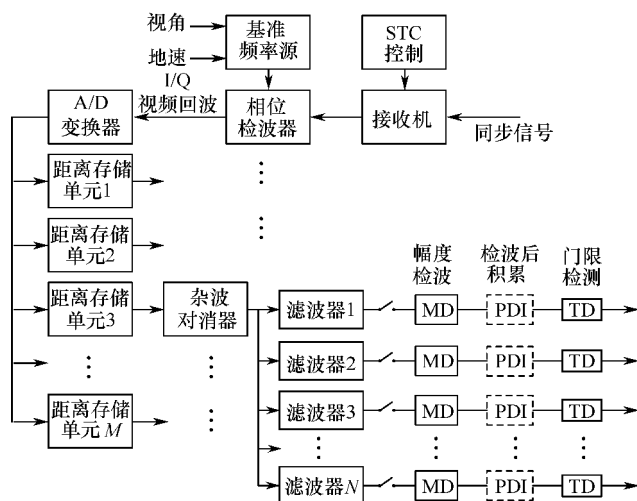


图 5.33 AMTI 信号处理流程

4. AMTI 存在的问题及解决方法

AMTI 最主要的问题是多重模糊区。由于 AMTI 频率是多重模糊的, 在盲速点附近的动目标将作为静止目标被对消器滤除。减少多重模糊区的途径是减少盲速点和缩小盲区范围。

(1) 减少盲速点的技术途径

采用低载频工作, 可以减少盲速点个数, E—2C 飞机采用 UHF 波段, 但低载频工作会降低速度的分辨率。采用如前所述的多重脉冲重复频率波形是有效的技术手段, 战术上还可以限制载机速度。

(2) 缩小盲区范围

减小波束宽度、限制雷达视角和限制载机速度, 可以防止杂波谱展宽, 从而缩小盲区范围。

以上这些措施使用必须考虑装机对象。有些对于预警机是可行的, 如低速飞行、降低载频和采用大孔径天线。但对于战斗机由于空间受限, 必须采用 X 波段, 飞行速度也无法降低。

5.4.3 PD 雷达脉冲重复频率的选择

PD 雷达的技术特征是:

- ① 采用相参发射和接收, 即发射脉冲和接收机本振信号都与一个高稳定的自激振荡器信

号同步。高稳定度的相参系统是 PD 的关键技术之一。

② PRF 足够高,距离是模糊的。

③ 采用相参处理来抑制主瓣杂波,以提高目标的检测能力和辅助进行目标识别或分类。

PD 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,如预警飞机的预警雷达、对地和下视的机载火控雷达等。

脉冲重复频率对 PD 雷达技术和战术是用来说都是一个至关重要的参数。PD 雷达可分为两大类,即中 PRF 和高 PRF 的 PD 雷达。中 PRF 的 PD 雷达目标距离、杂波距离和速度通常都是模糊的;高 PRF 的 PD 雷达距离是模糊的,而速度是不模糊的。PD 之所以 PRF 高,是因为战斗机机载雷达一般采用 X 波段,多普勒频率高,如果采用低 PRF 盲速点太多。

然而,某些 PD 雷达采用仅速度大小上无模糊的 PRF,即 $f_{Rmin} = 2V_{Tmax}/\lambda$,并依靠照射目标期间多重 PRF 检测来解决多普勒符号上的模糊问题。如果过去的高 PRF(没有速度模糊)雷达的定义扩展为可允许一个多普勒符号的速度模糊,则这些雷达可归属为高 PRF 类雷达。这种较低 PRF 不仅可保留高 PRF 在零多普勒频率附近只有一个盲速区的优点,而且还使目标距离测量变得容易。

高 PRF 和中 PRF 之间的选择涉及许多考虑,如发射脉冲占空比限制、脉冲压缩可行性、信号处理能力、导弹照射要求等,但通常取决于目标全方位可检测性的需要。全方位覆盖要求具有良好的尾追性能,此时目标多普勒频率位于副瓣杂波区中并接近于高度线杂波。在高 PRF 雷达中,距离折叠使距离维几乎无清晰区,因此降低了目标的探测能力。若采用较低的或中 PRF,则距离上的清晰区增大,但这是以高多普勒目标的速度折叠为代价的,而在高 PRF 时,它们位于无杂波区。例如,图 5.34 在距离—多普勒坐标上画出了杂波加噪声与噪声之比。其中,高度取 6000 英尺,PRF 取 12kHz。图 5.34 中画出了主波束杂波、高度线杂波和副瓣杂波。距离坐标表示不模糊距离间隔 R_0 ,频率坐标表示 PRF 间隔。由图可知,存在一个副瓣杂波低于热噪声且具有较好目标检测能力的距离—多普勒区,而主波束杂波可用滤波器滤除。

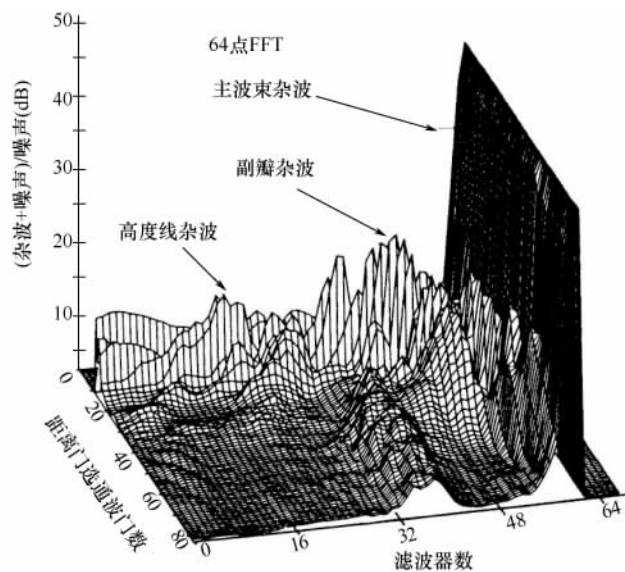


图 5.34 在距离—多普勒空间上的杂波加噪声与噪声之比

因为中 PRF 在距离和多普勒频率上杂波是折叠的,因此需要采用多重 PRF 来取得令人满意的检测概率,以解决距离模糊和多普勒模糊。多重 PRF 通过移动无杂波区的相对位置以

达到对目标的全方位覆盖。

表 5.2 给出了不同 PRF 情形下 PD(含 AMTI)的优缺点和适用范围。

表 5.2 不同 PRF 情形下 PD 雷达的优缺点和适用范围

波 形	优 点	缺 点	适 用 范 围
LPRF AMTI 距离不模糊 频率模糊	1. 利用距离分辨率可区分目标和杂波; 2. STC 电路可有效抑制副瓣杂波,降低了对动态范围的要求; 3. 旁瓣杂波可以通过提高距离分辨率抑制; 4. 比脉冲多普勒雷达更简单,费用低廉	1. 多重盲速,多普勒能见度低,目标很可能和主瓣杂波一起被抑制; 2. 地面慢目标检测困难; 3. 目标径向速度测量难	1. 仅适合主瓣杂波弱的场合,如空空仰视或水面上飞行目标; 2. 最好的工作频段为 UHF 或者 L 波段; 3. 适合地图测绘
MPRF PD 距离模糊 频率模糊	1. 在目标各视角都有良好的性能,即抗主副瓣杂波性能均好; 2. 良好的地面慢速目标抑制能力; 3. 可测量目标的径向速度; 4. 距离遮挡¹比 HPRF 小	1. 有距离幻影²; 2. 低高接近率目标探测距离受副瓣杂波限制; 3. 需要解模糊	适合中、低空作战、俯视或尾追
HPRF PD 距离模糊 频率不模糊	1. 头部能力好,高接近率目标可以在无杂波区; 2. 无盲速; 3. 良好的慢速目标抑制能力; 4. 占空比高,仅检测速度可提高探测距离	1. 对于低接近率目标,副瓣杂波限制了雷达性能; 2. 距离遮挡严重; 3. 难以采用脉冲测距; 4. 由于有距离重叠,导致稳定性要求高	适合迎头攻击

注:1. 由于 PD 距离是模糊的,因此当发射信号时,是接收不到回波的。这种现象称为遮挡。

2. 当两个目标距离不同,但由于模糊出现在同一距离分辨率单元的现象,称为距离幻影。

从表 5.2 可以看出,中、高脉冲重复频率的波形各有优缺点,在战术中往往需要交替使用,以弥补各自的不足。为了对中、高重复频率杂波特性有一个形象的认识,图 5.35 给出了 X 波段雷达在 $PRF=24\text{kHz}$ 和 $PRF=69\text{kHz}$ 两种情形下,杂波加噪声与噪声之比的距离—多普勒二维谱。图中主瓣杂波已搬移到直流。可以看到,中重复频率(24kHz)存在一个副瓣杂波低于热噪声的距离—多普勒区,可以为尾追目标提供良好的检测性能。高重复频率(69kHz)尾追目标几乎都必须与杂波副瓣相抗衡,难以检测;但它的无杂波区范围比中重复频率大得多。

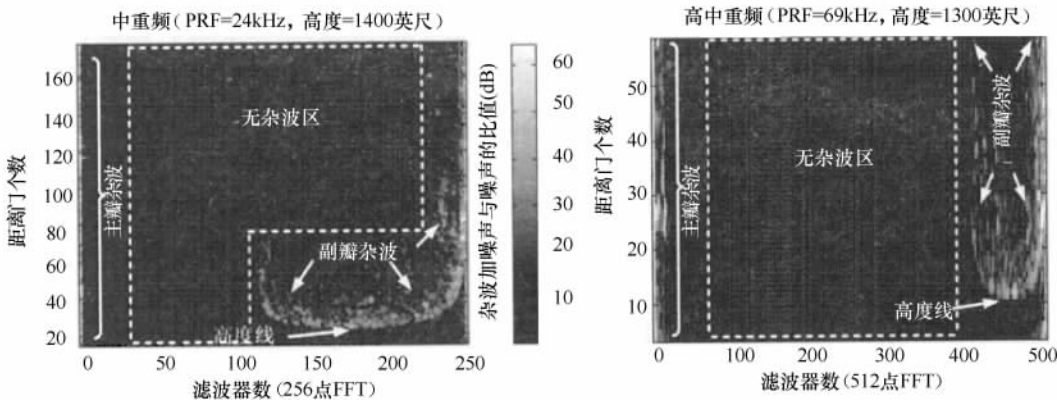


图 5.35 距离—多普勒域杂波加噪声与噪声之比

5.4.4 不同重复频率 PD 雷达信号处理

中脉冲重复频率 PD 雷达信号处理流程如图 5.36 所示。它基本与 AMTI 相似,但有三个区别:一是由于距离模糊,不能再使用 STC;二是由于频率分辨率提高,需要更多的滤波器组;三是需要解距离模糊,如果需要测频,还需要解频率模糊。看出中重复频率可以很好地利用快变时间和多普勒频率二维空间来检测目标。

中脉冲重复频率 PD 的频率模糊重数不多,盲速点远小于 AMTI,采用几个 PRF 即可消除盲速。

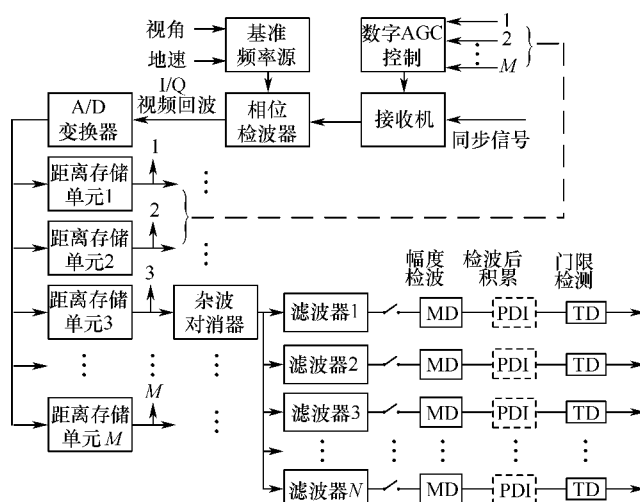


图 5.36 中脉冲重复频率 PD 雷达信号处理流程

高脉冲重复频率 PD 雷达信号处理与中重复频率没有区别,但通常距离单元很少;同时滤波器组更多。另外,高重复频率 PD 几乎无法利用距离分辨率来检测目标。

5.4.5 距离模糊的消除

在 PD 雷达中,由于 PRF 选择的不同,必然导致距离模糊或频率模糊。因此解距离模糊或速度模糊是 PD 雷达的一个重要方面。对于高脉冲重复频率 PD,由于距离模糊区太多,一般需要采用 3.2.1 节介绍的调频法测距。对于中脉冲重复频率 PD,通常利用多重离散 PRF 实现距离和频率解模糊。本节以距离解模糊为例予以介绍。

对于中脉冲重复频率 PD,一般采用多重脉冲频率法来解距离和速度模糊,类似的技术曾用于解决盲速问题。

1. 两重脉冲重复频率判测距模糊的原理

设脉冲重复频率分别为 f_{r1} 和 f_{r2} ,它们都不能满足不模糊测距的要求。两者的公约频率为 f_r ,即

$$f_r = \frac{f_{r1}}{N} = \frac{f_{r2}}{N+a} \quad (5.39)$$

式中, N, a 均为常数。选择 $a=1, N$ 使得 $N+a$ 互质,并且要求 f_r 能保证测距不模糊。

雷达以 f_{r1} 和 f_{r2} 的脉冲重复频率交替发射脉冲信号。通过记忆重合装置,将不同 PRF 发射信号进行重合,重合后的输出是重复频率 f_r 的脉冲串。同样也可得到重合的接收脉冲串,

二者之间的时延代表目标的真实距离,如图 5.37 所示,图中 t_1 和 t_2 分别为 f_{r1} 和 f_{r2} 脉冲重复频率测量得到的距离, t_r 为不模糊距离。公式表述如下。

$$t_r = t_1 + n_1 T_{r1} = t_2 + n_2 T_{r2} \quad (5.40)$$

式中, n_1, n_2 为整数, T_{r1}, T_{r2} 分别为 f_{r1} 和 f_{r2} 对应的脉冲重复间隔。当 $a=1$ 时, $n_1=n_2$ 或 $n_1=n_2+1$ 。因此有

$$t_r = \frac{t_1 f_{r1} - t_2 f_{r2}}{f_{r1} - f_{r2}} \quad \text{或} \quad t_r = \frac{t_1 f_{r1} - t_2 f_{r2} + 1}{f_{r1} - f_{r2}} \quad (5.41)$$

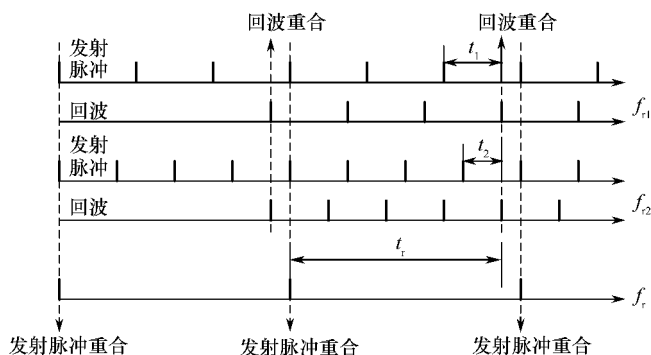


图 5.37 两重高脉冲重复频率判测距模糊的原理

2. 多重脉冲重复频率判测距模糊的原理

如果采用多重高重复频率测距,就能给出更大的不模糊距离,同时也可兼顾跳开发射脉冲遮挡的灵活性。下面举出采用三种高重复频率的例子来说明。例如,取 $f_{r1} : f_{r2} : f_{r3} = 7 : 8 : 9$, 则不模糊距离是单独采用 f_{r2} 时的 $7 \times 9 = 63$ 倍。这时在测距系统中可以根据三个模糊的测量值来解出其真实距离,其办法是利用余数定理。以三种重复频率为例,真实距离为

$$R_C = (C_1 A_1 + C_2 A_2 + C_3 A_3) \bmod (m_1 m_2 m_3) \quad (5.42)$$

式中, m_1, m_2 和 m_3 为脉冲重复频率的比。 A_1, A_2 和 A_3 为对应的模糊距离。其中常数 C_1, C_2 和 C_3 为

$$\begin{aligned} C_1 &= b_1 m_2 m_3 \bmod (m_1) \equiv 1 \\ C_2 &= b_2 m_1 m_3 \bmod (m_2) \equiv 1 \\ C_3 &= b_3 m_1 m_2 \bmod (m_3) \equiv 1 \end{aligned} \quad (5.43)$$

式中, b_1 为一最小的整数,它与 m_2 和 m_3 三者乘积对 m_1 求模,所得余数为 1。例如 $f_{r1} : f_{r2} : f_{r3} = 7 : 8 : 9$, 那么由式(5.43)可以得到 $b_1=4$ 。 b_2 和 b_3 定义相似。求出 b_1, b_2 和 b_3 后,便可确定 C_1, C_2 和 C_3 的值。代入式(5.42)即可得到模糊距离。

频率解模糊的原理与距离解模糊的原理相似,不再赘述。

3. 盲区的消除

在实际应用中,通常用 8 个不同的脉冲重复频率工作,在 8 个脉冲中有三个脉冲可以检测到目标,即认为目标存在。

5.5 切向速度测量原理

切向速度测量原理是基于空间多普勒域的测量,可以分成两大类:真实空域方法和合成空

域方法。合成空域方法与合成孔径技术密切相关,它相当于通过估计线性调频信号的调频斜率来估计目标的速度。本节仅介绍基于真实空域切线速度测量。

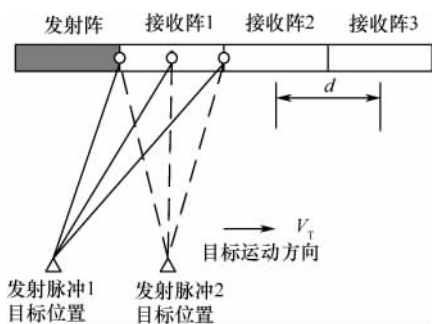


图 5.38 相位中心和波形不变原理示意图

如图 5.38 所示,真实空域切线速度测量必须有与切线速度方向一致的阵列。图中有一个发射阵和三个接收阵元。图中的圆圈分别为三个接收阵等效相位中心。同时可以看出对于均匀线阵,其相位中心的间隔为接收阵元间隔的一半。

假定发射阵发射第一个脉冲,目标位于位置 1;假定发射阵发射第二个脉冲,目标位于位置 2,脉冲间隔为 T_r 。第一个脉冲三个阵元接收到的该目标回波分别为 $s_{1,1}(t)$ 、 $s_{1,2}(t)$ 和 $s_{1,3}(t)$;第二个脉冲三个阵元接收到的该目标回波分别为 $s_{2,1}(t)$ 、 $s_{2,2}(t)$ 和 $s_{2,3}(t)$ 。

假定前后两个脉冲回波波形是不变的,则前后两组波形互相关,即

$$r_{ij}(\tau) = \langle s_{1,i}(t), s_{2,j}(t) \rangle = \int s_{1,i}^*(t) s_{2,j}(t - \tau) dt, \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (5.44)$$

寻找互相关峰的时延 $\tau=0$ 的两个阵元 i, j 。从图中可以看出, $s_{1,1}(t)$ 与 $s_{2,3}(t)$ 相对时延等于 0。对于均匀线阵,两阵元的间隔为 $D = (i - j) \cdot d$,其等效相位中心间隔为 $D/2$ 。

$$V_T = \frac{D}{2T_r} \quad (5.45)$$

但是由于阵元间隔是离散的,有可能找不到时延为零的互相关峰值点。减小阵元间隔,可以减轻离散效应,但会带来通道数过多的问题,采用非均匀阵列可以减少阵元个数。此外还可以采用数个时延最小峰值点内插来估计阵元位置。

声相关流速剖面仪(ACCP)就是基于波形不变的切向速度测量方法工作的。ACCP 最大优点是其速度测量与声速无关,不需要声速补偿。

思考题与习题

- 5.1 全相参雷达的重复频率 $f_r = 1000\text{Hz}$, 载频 $f_0 = 3000\text{MHz}$, 发现目标的距离 $R_0 = 10\text{km}$, 在径向速度 $V_r = 25\text{m/s}$ 和 $V_r = 125\text{m/s}$ 的状况下,用矢量绘图法画出相干视频信号,并求出相干视频信号包络的频率 f_d 。
- 5.2 如图 5.39 所示,假设距离雷达为 R 的目标运动方向与径向有一夹角 θ ,雷达发射窄带信号 $s_t(t)$,不考虑回波幅度变化,写出回波的复包络。
- 5.3 为了帮助理解宽带和窄带信号的区别,请完成如下计算机仿真作业。产生码片宽度为 1ms ,码长为 1023 的 m 序列(m 序列产生参见第 7 章)作为主动声呐的发射信号,假定目标与声呐之间的径向速度为 8 节。用宽带信号模型产生回波信号(不考虑幅度变化)。然后采用窄带和宽带分别处理信号,比较处理结果的差异。
- 5.4 哪些因素会影响多普勒频率?根据雷达和声呐实际工作情形,计算两者的多普勒频率大致范围。考察雷达和声呐的典型脉冲重复频率和脉冲宽度。说明两者为什么多普勒信

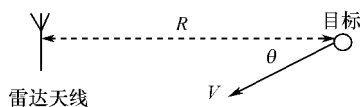


图 5.39 题 5.2 图

息处理方式存在差异。

- 5.5 试说明动目标显示雷达的工作质量及质量指标。
- 5.6 画出图 5.40 给出的 MTI 滤波器的振幅频率特性。(K=1.5)
- 5.7 已知目标的多普勒频率 $f_d=300\text{Hz}$, $\varphi_0=0.3\pi$, $f_r=300\text{Hz}$, 加于一次相消器的脉冲回波的脉冲幅度 $u_0=10\text{V}$, 试求: (1) 相消器在该多普勒频率的频率响应值, 并画出相消器的波形形标参数; (2) 多普勒频率为何值时, 频率响应值最大? 等于多少?
- 5.8 二次相消如图 5.41 所示, 求它的速度响应和频率响应, 并画出曲线。若输入端加一个大小一定的窄脉冲输出端波形如何?

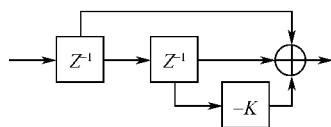


图 5.40 题 5.6 图

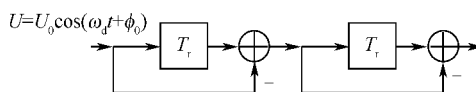


图 5.41 题 5.8 图

- 5.9 画出理想的一次中频相消器的频率响应和速度响应, 并画出相消前和相消后固定杂波和运动目标回波的频谱。
- 5.10 写出两参差频率 MTI 的程序。并研究不同的参差比为 2:3 和 7:8 的响应曲线。
- 5.11 MTI 雷达采用平衡相位检波器, 在满足平衡相检的条件下, 试画出相干检波器输出的相干视频信号和一次相消视频信号(设 $\varphi_0=0$, $\Delta\varphi_0=\frac{1}{4}\pi$)。
- 5.12 何为盲速和盲相, 它们有何影响, 如何解决盲速和盲相呢?
- 5.13 画出 MTI 正交双通道处理的方框图。若已知运动目标相邻两回波信号的矢量差 Δu 的幅度为 1V, 画出该处理器运动目标的输出波形。若 $f_d=4f_r$, 问矢量差 Δu 有何变化?
- 5.14 已知某 MTI 雷达由于天线扫描限制的改善因子为 40dB, 雷达不稳定限制的改善因子为 20dB, 杂波起伏限制的改善因子为 50dB, 相消器本身限制的改善因子为 50dB。试求雷达系统总的改善因子。
- 5.15 设甲、乙两部雷达分别对相同的杂波背景下的同一目标进行观测。甲雷达的水平和垂直波束宽度均为 1° , 脉冲宽度为 $3\mu\text{s}$, 乙雷达的水平和垂直波束宽度均为 10° , 脉冲宽度为 $10\mu\text{s}$ 。除杂波抑制设备外, 两部雷达其他参数相同。已知甲雷达的杂波中可见度为 42dB 时可以发现目标, 问乙雷达需要改善因子为多少时才能发现同一目标?
- 5.16 已知某雷达的改善因子为 40dB, 处于杂波中的动目标回波功率为 10^{-10}W , 问雷达能在多强的杂波功率下发现目标?
- 5.17 已知某 MTI 雷达的工作波长 $\lambda=10\text{cm}$, 重复频率 $f_r=1000\text{Hz}$, 天线波束照射目标期间获得的回波脉冲数目为 50, 采用单路非递归滤波器。若杂波内部运动速度分布的均方根值 $\sigma_v=0.12\text{m/s}$, 试求: (1) 杂波内部运动限制的改善因子和天线扫描限制的改善因子; (2) 若该雷达没有采用 MTI 系统时, 在该杂波背景中的作用距离为 200km, 求采用 MTI 后的作用距离。
- 5.18 试述机载脉冲多普勒雷达的基本组成和工作原理。
- 5.19 试画出机载脉冲多普勒雷达在高空向低空侦察来袭飞机时的各种杂波分布图形, 并加以分析说明?(即在 PD 雷达中如何处理这些杂波?)

5.20 试述脉冲多普勒雷达测速和连续多普勒雷达测速之间的差异和应用场合。

参 考 文 献

- [1] Merrill I. Skoink. 左纯声等译. 雷达系统导论(第三版). 北京:电子工业出版社,2007.
- [2] Merrill I. Skoink. 王军等译. 雷达手册(第二版). 北京:电子工业出版社,2004.
- [3] Merrill I. Skoink. 南京电子技术研究所译. 雷达手册(第三版). 北京:电子工业出版社,2010.
- [4] 王永良,彭永宁. 空时自适应信号处理. 北京:清华大学出版社,2000.
- [5] 严利华等. 机载雷达原理与系统. 北京:航空工业出版社,2010.
- [6] G. W. Stimson. 吴汉平译. 机载雷达导论(第二版). 北京:电子工业出版社,2005.
- [7] L. L. Weiss 'Wavelets and wideband correlation processing', IEEE Signal Processing Mag. Jan. 1994.

第 6 章 信号理论基础

从第 1 章的介绍,我们知道雷达和声呐的目标检测及参数估计性能与信噪比有关。如何使得线性滤波器输出的信噪比最大呢?早在 1943 年,诺斯(North)提出的匹配滤波器就回答了这个问题。

6.1 匹配滤波器

匹配滤波器不仅可以提高信噪比,提高信号的检测能力和参数估计精度,而且导致了在雷达和声呐技术中具有重要地位的脉冲压缩技术诞生。因此,匹配滤波器在雷达和声呐信号处理中占有非常重要的地位。

匹配滤波器是一种最优的线性滤波器,其优化准则是输出瞬时信噪比最大。不仅如此,在白高斯噪声背景下,它也是统计意义上的最优检测器。下面推导匹配滤波器的形式和其输出的信噪比。

6.1.1 白噪声背景下的匹配滤波器

1. 匹配滤波器及输出最大瞬态信噪比

设匹配滤波器的传递函数为 $H(j\omega)$,且噪声为白噪声,其功率谱为 $G(j\omega) = \frac{N_0}{2}$ 。那么匹配滤波器输出的噪声功率为

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) |H(j\omega)|^2 d\omega = \frac{N_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (6.1)$$

设雷达发射信号的复包络为 $s(t)$,其频谱为 $S(j\omega)$ 。那么匹配滤波器输出信号的频谱为

$$Y(j\omega) = S(j\omega) H(j\omega) \quad (6.2)$$

设在 $t=t_0$ 时刻匹配滤波器输出峰值为

$$s_o(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int S(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \quad (6.3)$$

此时输出信号的峰值功率为

$$E_o = |s_o(t_0)|^2 = \left| \frac{1}{2\pi} \int S(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2 \quad (6.4)$$

那么 $t=t_0$ 输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{\text{输出的峰值功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{E_o}{\sigma^2} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\frac{N_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} \quad (6.5)$$

由许瓦兹不等式有

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o \leq \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega) e^{j\omega t_0}|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{2E}{N_0} \quad (6.6)$$

其中 $E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega$ 为输入信号的能量。当且仅当

$$H(j\omega) = \alpha [S(j\omega) \exp(j\omega t_0)]^* = \alpha S^*(j\omega) \exp(-j\omega t_0) \quad (6.7)$$

等号成立,其中 α 为常数。由傅里叶变换的时延性质可知,最后一项 $\exp(-j\omega t_0)$ 只会改变峰值的位置。如果选择 $t_0=0$,那么峰值将出现在 $t=t_0=0$ 时刻。

式(6.6)给出了输出的最大峰值信噪比,可以看出最大峰值信噪比与信号波形无关,仅与信号的能量有关。这说明要提高信号的检测性能和参数估计的性能,必须提高发射信号的能量。

对式(6.7)进行反傅里叶变换,可以得到匹配滤波器的冲击响应为

$$h(t) = \alpha s^*(t_0 - t) \quad (6.8)$$

2. 匹配滤波器原理解释

可以分别从相干叠加和信号相关两个方面解释匹配滤波器的原理。

式(6.7)给出了匹配滤波器的频率响应,它可以用相干叠加原理来解释。接收信号频谱与自身共轭相乘,一方面频率分量的相位等于零,这样各频率信号相位完全相同,信号按幅度叠加,而噪声的相位与信号不相关,能量只能按功率叠加,从而可以提高输出的瞬态信噪比。另一方面频谱幅度大的频点上信号得到增强,从而可以抑制噪声,因为噪声的功率谱是均匀的。总的来说,匹配滤波器就是与信号相位匹配、幅度匹配。

相关运算是一种非常重要的信号处理。相关的数学表述是矢量或函数的内积。以函数为例定义信号 $s_1(t), s_2(t)$ 的互相关为

$$R_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} s_1^*(t) s_2(t) dt \quad (6.9)$$

相关是两个信号相似性的度量,两者越相似,输出越大。我们遇到的许多信号处理从本质上讲都是相关运算。例如傅里叶变换就是求信号 $s(t)$ 与复正弦信号 $e^{j\omega t}$ 的相关。

由式(6.8)可以看出:匹配滤波器的冲击响应是信号镜像共轭的延时。匹配滤波器输出的时域形式为

$$s_o(t) = s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau = \alpha \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) s^*(\tau + t_0 - t) d\tau \quad (6.10)$$

由式(6.10)可以看出,实际上是信号与自身延时进行自相关,因此输出的瞬态峰值信噪比可以达到最大。因此,匹配滤波器与通信中用的自相关器是等价的。

6.1.2 色噪声背景下的匹配滤波器

色噪声背景下的匹配滤波器又称广义匹配滤波器。设噪声为色噪声,其功率谱为 $G(j\omega)$ 。容易推导出色噪声背景下匹配滤波器的形式为

$$H(j\omega) = \frac{\alpha [S(j\omega) \exp(j\omega t_0)]^*}{G(j\omega)} \quad (6.11)$$

广义匹配滤波器可以这样理解:相位上匹配滤波器仍然与信号相位共轭,因为功率谱是实数,相位等于零。对于信噪比大的频点,权值大;信噪比小的频点,权值小,这样可以抑制噪声和干扰。实际上我们学习过的 MTI 的对消器就是广义匹配滤波器的一种近似实现。由于杂波在零频,所以在零频处要设一个凹口(零点)。

6.1.3 匹配滤波器增益

匹配滤波器是相干处理,容易证明匹配滤波器的信噪比增益为 $10 \lg BT$,其中 B, T 分别为

雷达或声呐信号的带宽和脉冲宽度。但需要说明的是在噪声和混响背景下(在声呐中分别称为噪声限和混响限),增加带宽效果是不同的。在噪声限的情形下,增大带宽,噪声功率也增加,得不到信噪比增益;但在混响背景下,增大带宽,分辨单元的尺寸减小,分辨单元内的噪声功率下降,可以提高信混比。

6.2 信号检测

判断目标有无的过程就是信号检测,这是雷达和声呐的最基本任务。现有的信号检测理论建立在统计学判决理论之上,检测器基本结构是统计量和门限,如图 6.1 所示。其中统计量为似然比,它决定了检测器的结构形式。

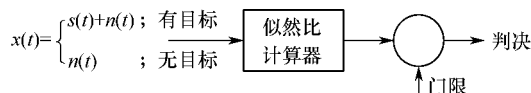


图 6.1 检测器基本结构

6.2.1 信号检测模型和似然比

假定噪声为加性,那么有目标和无目标两种假设的信号模型为

$$x(t) = \begin{cases} s(t) + n(t); & \text{有目标} \\ n(t); & \text{无目标} \end{cases} \quad (6.12)$$

式中, $s(t)$ 、 $n(t)$ 分别为信号和噪声。对信号进行采样,得到信号的观测矢量 $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T$,有目标和无目标的条件联合概率密度函数分别为 $p(X|H_1)$ 和 $p(X|H_0)$,似然比定义为

$$\Lambda(X) = \frac{p(X|H_1)}{p(X|H_0)} \quad (6.13)$$

判决过程是:对于给定的门限,似然函数大于门限判为有目标,否则判为无目标。

判决有多种准则,但不同的准则仅会影响门限,检测器的结构(即似然比)不会发生变化。对于雷达、声呐来说,最常用的就是纽曼—皮尔逊准则。该准则是在虚警概率(没有目标,判断成有目标的概率,属于误判)一定的条件下,使得发现概率(有目标,判断成有目标的概率,属于正确判决)最大。

下面介绍几种雷达和声呐中最常遇到的检测器结构。

6.2.2 被动声呐信号检测

1. 宽带噪声信号的检测

最简单的被动声呐信号检测模型是假定舰船目标的辐射噪声为宽带噪声信号,而海洋噪声也为宽带噪声。它可以抽象为零均值白高斯噪声背景下的零均值白高斯信号的检测问题。假定信号的观测矢量 $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T$,背景噪声的方差和信号的方差分别为 σ_n^2 、 σ_s^2 。因此有

$$\begin{aligned} p(X|H_1) &= \frac{1}{(2\pi)^{N/2} (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^{N/2}} \exp \left[-\frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2}{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} \right] \\ p(X|H_0) &= \frac{1}{(2\pi)^{N/2} (\sigma_n^2)^{N/2}} \exp \left[-\frac{x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2}{2\sigma_n^2} \right] \end{aligned} \quad (6.14)$$

将式(6.14)代入式(6.13)得

$$\Lambda(X) = \frac{p(X|H_1)}{p(X|H_0)} = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right)^{N/2} \exp \left[-\frac{x_1^2 + x_2^2 + \cdots + x_N^2}{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} + \frac{x_1^2 + x_2^2 + \cdots + x_N^2}{2\sigma_n^2} \right] \quad (6.15)$$

由于对数不改变函数的单调性,可采用对数似然比:

$$\ln \Lambda(X) = \frac{N}{2} \ln \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right) + \frac{\sigma_s^2 (x_1^2 + x_2^2 + \cdots + x_N^2)}{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)\sigma_n^2} \geq l_0 \quad (6.16)$$

上式可简化成

$$x_1^2 + x_2^2 + \cdots + x_N^2 \geq \frac{2(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \left[l_0 - \frac{N}{2} \ln \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right) \right] = l'_0 \quad (6.17)$$

检测器如图 6.2 所示,被动声呐检测器为平方检波器后级联时间积累器。

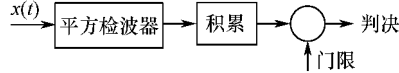


图 6.2 宽带噪声被动声呐信号检测器

宽带检测在被动声呐信号处理中属于时间处理的非相干积累,可以证明在白噪声中其时间处理的信噪比增益为 $5\lg BT$,其中 B, T 分别为声呐系统的带宽和处理的时宽。

2. 线谱信号的检测——LOFAR

图 6.3(a)是典型的舰船目标辐射噪声的功率谱,可以看到在宽带谱上叠加了许多低频线谱,其频率多在 300Hz 以下,这些线谱可能高出宽带谱十几 dB。根据匹配滤波器理论,对于具有线谱的目标,提高信噪比的方法是采用一组窄带滤波器组(参见 6.4.3 节)。我们知道,傅里叶变换等效于窄带滤波器组,因此可以采用傅里叶变换实现匹配滤波。由于目标辐射噪声的平稳时间是有限的,因此傅里叶变换的时间长度不宜太长,在信号分析中,对于这种情形,适合采用短时傅里叶变换(STFFT)。它的做法是将某个波束的信号 $s_b(\tau)$ 截取一段,并将截取的信号加窗 $w(t)$,然后对加窗的信号进行傅里叶变换。其公式表述为

$$S_b(t, \omega) = \text{STFFT}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_b(\tau) w^*(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (6.18)$$

其具体实现框图和典型目标频率时间历程分别如图 6.3(b)和(c)所示。采用频率时间历程显示相当于时间积累,可以提高信噪比,便于目标检测。

在被动声呐中,这种技术称为低频频率分析(LOFAR)。由于 LOFAR 需要额外的计算量,如果难以对所有的波束进行处理,那么可以选择怀疑目标存在的数个波束进行 LOFAR 处理。其中 FIR 是数字滤波器,典型的带宽为 100~4000Hz,它可以滤出线谱集中范围内的线谱信号,以提高信噪比。快速傅里叶变换(FFT)完成信号的功率谱分析。

窄带检测在被动声呐信号处理中属于时间处理的相干积累,在白噪声中其时间处理的信噪比增益为 $10\lg BT$,其中 B, T 分别为声呐系统的带宽和处理的时宽。这个信噪比增益等于匹配器滤波的增益,这可以解释为什么窄带检测的信噪比增益大于宽带检测。为了提高处理增益,在线谱信号平稳的前提下,尽可能加大窗函数的尺寸。必须说明的是,窄带检测使用的前提是噪声具备线谱,对于没有线谱分量的安静型潜艇,窄带检测无法使用。抑制线谱是安静型潜艇降噪努力的重要方面,但现役安静型潜艇是否存在低频线谱,学术界尚存争议。

3. 包络被调制信号的检测——DEMON

由于受到螺旋桨旋转的调制作用,辐射噪声包络往往呈现出周期的起伏特性,声呐兵称之

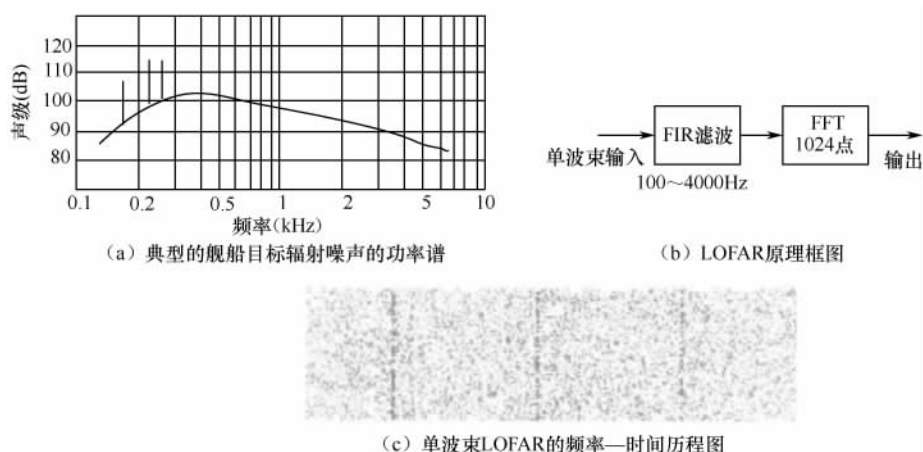


图 6.3 LOFAR 原理框图

为拍音。有经验的声呐兵往往根据拍音来识别目标的类型。利用这种起伏不仅可能提高目标的检测性能,还可以通过它得到目标螺旋桨的转速和叶数,为目标特征分析提供帮助。

对于包络被调制信号的检测可以使用 DEMON 技术,DEMON 是解调的意思,它也是一种谱分析的方法,但它不对信号直接进行谱分析,而是分析信号包络的功率谱。首先对这类调制型的信号进行带通滤波,滤波器的典型带宽为 $10\sim 300\text{Hz}$ (因为目标谱线的频率多在 300Hz 以下),以提高信噪比;然后将信号 $s(t)$ 进行绝对值检波或单边绝对值检波,即

$$d(t) = |s(t)| \quad \text{或} \quad d(t) = \begin{cases} s(t), & s(t) \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

式中, $s(t)$ 和 $d(t)$ 分别为检波前后的信号,然后对 $d(t)$ 去均值和 FIR 带通滤波,典型带宽为 $10\sim 80\text{Hz}$,此处的滤波主要是滤出绝对值检波非线性产生的高频分量,以滤出信号的调制包络。为了降低后面谱分析的运算量,可以进行下采样;再对下采样后的信号进行短时傅里叶变换。截取的信号时间长度越长,谱分辨率越高,但由于受信号的平稳性限制,时间太长信噪比反而会受损失,通常信号时间长度应大于 1 秒。为了提高信噪比,可以进行时间积累,但是这个积累是非相干的,此外采用时间历程的显示方式也能提高信噪比。

DEMON 谱信号处理过程原理框图和频率—时间历程图分别如图 6.4(a)和(b)所示。

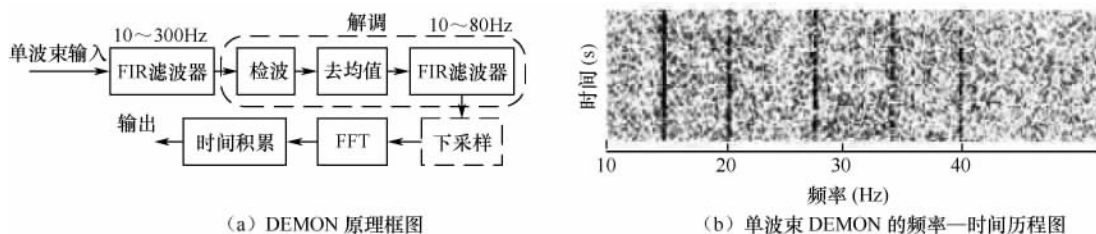


图 6.4 DEMON 分析原理框图及频率—时间历程图

6.2.3 主动雷达和声呐信号检测

1. 未知相位的脉冲信号检测

未知相位的脉冲信号的表达式为 $s(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \theta]$ 。其中 $a(t)$, ω_0 , $\varphi(t)$ 分别为包

络、角频率和信号的相位,为已知量或时间的确定函数; $a(t)$ 反映了脉冲的包络形状, $\varphi(t)$ 反映了相位的调制形式,例如 $\varphi(t)=0$ 为单频脉冲信号, $\varphi(t)=K\pi t^2$ 就为线性调频信号。 θ 为未知的初相,假定 θ 在 $[0, 2\pi)$ 均匀分布。如果信号满足窄带条件,其复包络为 $\tilde{s}(t)=a(t)\exp\{j[\varphi(t)+\theta]\}$ 。这种模型适用于雷达和主动声呐的单频脉冲检测。可以证明:如果噪声为高斯白噪声,其检测器的形式如图 6.5(a)、(b)所示,分别适合于大信噪比和小信噪比的情形。其中匹配滤波器的冲击响应复包络为

$$h(t)=a(\tau-t)\exp[-j\varphi(\tau-t)] \quad (6.19)$$

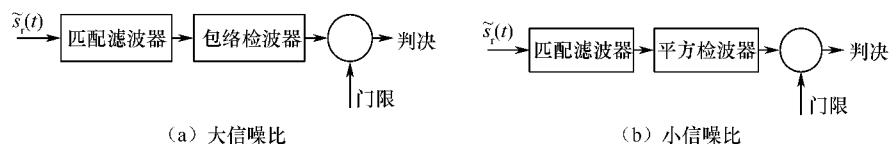


图 6.5 未知相位的单频脉冲信号检测器

2. 未知初相的相参脉冲串检测器

相参脉冲串信号是雷达常用的一种信号。这种信号的特点是脉冲串的初相是未知的,但每个脉冲的相位是相同的,通过各脉冲信号同相叠加,可以最大限度地提高信噪比。信号的相位就好比是力的方向;相位相同,好比是力的方向相同,因此合力最大。在背景噪声为高斯白噪声和大信噪比条件下,其检测器如图 6.6(a)所示。匹配滤波器的冲击响应的复包络与单个脉冲相同,由式(6.19)给出。值得注意的是,它的积累在包络检波器之前,为带相位的积累,以保证同相叠加。

3. 非相参脉冲串检测器

主动声呐使用的工作波形是非相参脉冲串,因为主动声呐脉冲间隔长,超过水声信道相位相干时间,难以实现相干积累。非相参脉冲串信号在现代雷达中使用不多,仅用于航海导航雷达等。通过与相参脉冲串检测器相对比,可以深入理解相干处理的重要性。在背景噪声为高斯白噪声和大信噪比条件下,非相干脉冲串检测器如图 6.6(b)所示。值得注意的是,它的积累在包络检波器之后,不再包含信号的相位。

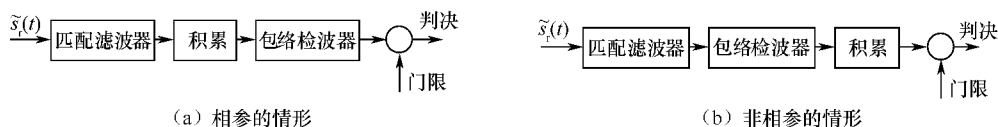


图 6.6 相参脉冲串和非相参脉冲串检测器

从以上三种主动雷达和声呐工作信号对应的检测器结构来看,匹配滤波器在信号检测中起着非常重要的作用,每种检测器的第一级均为匹配滤波器。

4. 相参脉冲串和非相参脉冲串的检测性能比较

把相参脉冲串这样带相位、按同相叠加的积累称为相干积累,而把幅度(大信噪比)或幅度平方(小信噪比)这样非同相叠加的积累称为非相干积累。 N 个等幅脉冲相干积累的信噪比可以提高 N 倍,而 N 个等幅脉冲非相干积累的信噪比只能提高 $\sqrt{N}$ 倍。两者之差近似为 $10\lg \sqrt{N}$ 。但实际上,随积累数的增大,还有大约 5.5dB 的额外损失。这是因为相参脉冲串信号先积累后检波,检波前信噪比高;而非相参脉冲串对每个脉冲先检波。小信噪比信号通过检波器时会有额

外的损失。因此当 $N \gg 1$ 时,非相干积累的损失为

$$L \approx 10 \lg \sqrt{N} - 5.5 \quad (6.20)$$

5. 目标起伏对检测性能的影响

以上讨论的脉冲串是等幅的情形。而实际上由于目标视角的改变、雷达频率或极化改变等原因,目标回波的幅度是起伏的。雷达目标起伏特性可以采用施威林(Swerling)Ⅳ型模型来描述,如表 6.1 所示。模型按幅度概率分布可以分成两类,按起伏的快慢可以分成快起伏和慢起伏两大类,因此可以组合成 4 种模型。

Swerling I、Ⅱ型模型的幅度概率分布如表 6.1 所示,服从瑞利分布,适合描述由多个强度大致相同的散射单元组成的目标。Swerling Ⅲ、Ⅳ型模型的幅度概率分布如表 6.1 所示,适合描述由不同强弱散射单元组成的目标。

快起伏是指在一组脉冲内,目标的回波是起伏的,也称为脉间起伏;慢起伏是指一组脉冲内幅度是固定的,但组与组之间是起伏的,也称为扫描间起伏。

可以将 Swerling 模型概念可以推广到距离扩展目标检测的情形,此时的组意味着一个脉冲得到的多个距离分辨单元。这意味着一个脉冲得到的回波,也有起伏。通常情形下应为快起伏。

表 6.1 Swerling 4 种模型

模 型	幅度概率分布	起伏快慢
Swerling I	$p(A) = \frac{A}{A_0} \exp\left[-\frac{A^2}{2A_0^2}\right], A \geq 0$	慢起伏
Swerling II		快起伏
Swerling III	$p(A) = \frac{9A^3}{2A_0^4} \exp\left[-\frac{3A^2}{2A_0^2}\right], A \geq 0$	慢起伏
Swerling IV		快起伏

检测理论告诉我们如下结论:

(1) 起伏模型检测器与不起伏的模型检测器相同。

(2) 起伏会带来信噪比损失。无论是相参积累,还是非相参积累,与目标不起伏模型相比,当发现概率大于 0.3 时(雷达或声呐实际的工作情形),目标起伏会降低目标的检测性能;或者说,当虚警一定时,达到相同的检测概率,目标起伏需要的信噪比更高。

(3) 快起伏检测性能优于慢起伏。甚至会出现高发现概率情形下,快起伏非相参积累优于慢起伏相参积累的情况。这提示我们采用降低目标回波幅度相关性的技术措施,可以改善目标的检测性能。对海雷达采用捷变频技术会优于 MTI 或 MTD 的性能就是一个典型的例子。由于舰船目标的多普勒频率很小,采用 MTI 或 MTD 难以奏效,采用捷变频技术可以使得目标幅度去相关,使回波幅度呈现出快起伏,从而改善检测性能。典型的数据是:脉冲频率为 2000Hz,目标照射时间为 10ms,脉冲数为 20 个,雷达为 X 波段,发现概率为 90%,虚警概率为 10^{-6} 。在上述条件下固定频率时独立杂波脉冲数为 2.3,而捷变频时为 13.4,由于去相关作用信噪比改善为 16dB。

声呐目标起伏的影响可以参照雷达的模型进行分析,但是对于声呐来说,脉冲间的相参积累是非常困难的。

6.2.4 恒虚警检测

前面讨论的检测器都假定干扰背景的功率已知,但实际上热噪声与电路温度有关,雷达的地面杂波、海面杂波和声呐的混响的功率都是未知的。

通常要求检测器必须是一致最大势检测器。所谓一致最大势检测器是指当信噪比改变时,检测器的结构是不变的。所幸的是我们上面讨论的检测器均为一致最大势检测器。由于雷达和声呐使用的检测准则为纽曼—皮尔逊准则,即在给定虚警概率条件下,使得发现概率最大。能保持虚警概率恒定的检测器,通常称为恒虚警(CFAR)检测器。

1. 噪声电平恒定电路

热噪声 CFAR 较为简单,因为它与距离无关。

设输入为零均值、方差 σ^2 为高斯过程,其概率密度为

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (6.21)$$

当温度改变时,方差会随之改变。对于零均值高斯过程,其方差估计为

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (6.22)$$

式中, $x_i (i=1, \dots, N)$ 为热噪声的样本,以此估计值对输入进行归一,如图 6.7(a) 所示。这样输出的 $y=x/\sigma$ 将服从标准正态分布。当温度变化引起方差变化时,其虚警率将保持不变。

还有一个保持虚警概率的方法是用 $\hat{\sigma}$ 去控制检测门限,如图 6.7(b) 所示。

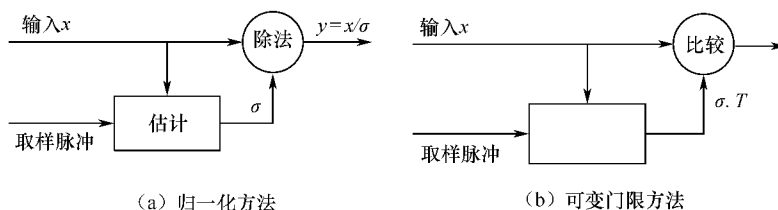


图 6.7 噪声电平恒定电路

2. 一维距离单元平均 CFAR

一维单元平均 CFAR 检测器如图 6.8 所示,这类 CFAR 检测器通常用于雷达杂波或声呐混响背景下的目标检测,因为杂波和混响一般不再服从瑞利分布。

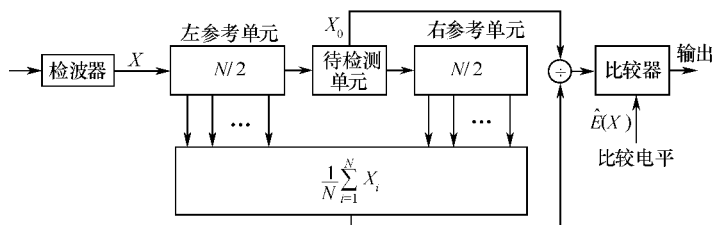


图 6.8 一维单元平均 CFAR 检测器

下面我们将证明对于指数分布杂波或混响背景下,该检测器是能保持虚警的 CFAR 检测器。图 6.8 所示中间的单元称为待检测单元,检测单元两旁的各 $N/2$ 个单元称为参考单元。

称 x 服从指数分布,其概率密度为

$$p_x(x) = \frac{1}{\beta^2} \exp\left(-\frac{x}{\beta^2}\right) \quad (6.23)$$

假设待检单元周围有 N 个相邻单元可以用来估计 β^2 ,且每个单元的干扰是独立同分布的,则 N 个样本数据组成的矢量 $\mathbf{x}$ 的联合概率密度函数为

$$p_{\mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\beta^{2N}} \exp\left[-\left(\sum_{i=1}^N x_i\right)/\beta^2\right] \quad (6.24)$$

对其对数似然函数求导

$$\frac{d(\ln \Lambda)}{d\beta^2} = -N\left(\frac{1}{\beta^2}\right) + \left(\frac{1}{\beta^2}\right)^2 \sum_{i=1}^N x_i = 0 \quad (6.25)$$

得到 β^2 的最大似然估计为

$$\hat{\beta}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (6.26)$$

将待检测单元归一或将 $T = \alpha \cdot \hat{\beta}^2$ 作为可变门限,即可得到恒虚警的性能。

3. 二维 CFAR

对于二维检测,如 PD 雷达在距离—多普勒域检测目标,CFAR 可以扩展到二维,如图 6.9(a)所示。此时邻近单元的概念如图 6.9(b)所示。引入保护单元的的目的是防止目标尺度超过一个检测单元,造成漏警。

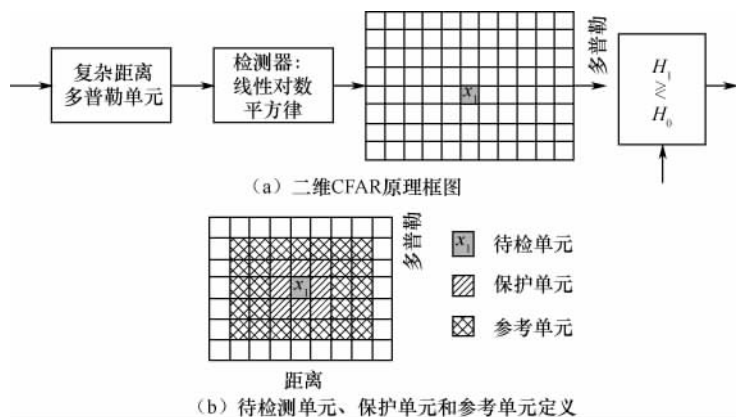


图 6.9 二维 CFAR

最后强调一点,CFAR 只是保持了虚警率不变,但会降低目标的检测概率。提高目标检测性能的最好方法是拒干扰于接收机之前,或在接收机内采用杂波或混响的抑制办法(如各种动目标检测方法)。

6.3 信号的模糊函数

雷达和声呐的测量参数和分辨空间有角度(方位和俯仰)、距离和多普勒频率。其中角度的测量精度及分辨率与阵的参数及工作波长有关,而距离和多普勒频率的测量精度及分辨率完全由发射信号的波形参数决定。因此对于主动雷达和声呐来说,工作信号的选择是非常重

要的。即使在被动雷达和声呐中,也可能遇到信号形式的选择问题,例如在声呐的被动测距中,就要考虑宽带信号和窄带信号的选择问题,并针对不同舰船辐射信号采用不同的参数(时延或相位)进行被动测距。

模糊函数是在匹配滤波处理(或相关处理)的前提条件下,研究信号的时间和频率测量精度和分辨率的工具,也是雷达和声呐发射波形设计的重要工具。同时它在复杂通信信道(如移动通信和水声通信)中也具有非常重要的意义。模糊函数的理论于 1950 年由 Woodward 提出,它奠定了雷达和声呐信号理论的基石。但限于篇幅,我们只能对模糊函数及应用进行简单介绍。

6.3.1 模糊函数的定义

假设以观测目标 1 为基准,并设基准目标 1 为向站目标,具有时延 x 和多普勒频移 y ,则目标 1 的回波信号表达式为

$$s_1(t) = a(t-x) \exp\{j[2\pi(f_0+y)(t-x)]\} \quad (6.27)$$

设目标 2 离雷达站比基准目标 1 更远,也是向站目标,而且径向速度更大,用时延和多普勒频移参量来描述,即目标 2 相对于基准目标 1 具有时延 τ 和多普勒频移 ξ 。这样,可以给出目标 2 的回波信号表达式为

$$s_2(t) = a[t-(x+\tau)] \exp\{j[2\pi(f_0+y+\xi)(t-(x+\tau))]\} \quad (6.28)$$

两个目标的回波信号的均方差可以写成

$$\begin{aligned} \epsilon^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} |s_1(t) - s_2(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |a(t-x)|^2 dt + \int_{-\infty}^{\infty} |a(t-x-\tau)|^2 dt - \\ &\quad 2\operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} a^*(t-x) a(t-x-\tau) \exp\{j2\pi[\xi(t-x) - (f_0+y+\xi)\tau]\} dt \end{aligned} \quad (6.29)$$

设两个回波信号能量相等,即 $\int_{-\infty}^{\infty} |a(t-x)|^2 dt = 2E$, $\int_{-\infty}^{\infty} |a(t-x-\tau)|^2 dt = 2E$, 并令 $t-x-\tau=t'$, 经过变量置换及简单运算后,式(6.29)可以简化为

$$\epsilon^2 = 2 \left\{ 2E - \operatorname{Re} \left[e^{-j2\pi(f_0+y)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} a(t') a^*(t'+\tau) e^{j2\pi\xi t'} dt' \right] \right\} \quad (6.30)$$

定义函数

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) a^*(t+\tau) \exp(j2\pi\xi t) dt \quad (6.31)$$

为模糊函数。容易看出它实际上是不同时延和多普勒频率信号所对应的匹配滤波器输出。

则式(6.30)可变为

$$\begin{aligned} \epsilon^2 &= 2 \{ 2E - \operatorname{Re} [e^{-j2\pi(f_0+y)\tau} \chi(\tau, \xi)] \} \\ &= 2 \{ 2E - |\chi(\tau, \xi)| \cos[2\pi(f_0+y)\tau + \arg \chi(\tau, \xi)] \} \\ &\geq 2 \{ 2E - |\chi(\tau, \xi)| \} \end{aligned} \quad (6.32)$$

式(6.32)通过定义函数 $|\chi(\tau, \xi)|$, 给两个邻近目标回波信号的均方差提供了一个保守的估计。换句话说, $|\chi(\tau, \xi)|$ 是决定相邻目标距离—速度联合分辨率的唯一因素。根据前面 $|\chi(\tau, \xi)|$ 的定义式, 当 $\tau=0, \xi=0$ 时, $|\chi(\tau, \xi)|=2E, \epsilon^2=0$, 此时两个目标完全重合因此无法分辨。显然, $|\chi(\tau, \xi)|$ 随着时延 τ 和多普勒频移 ξ 增大而下降得越迅速, 则 ϵ^2 就越大, 两个目标越容易分辨, 也就是模糊度越小。

定义 $|\chi(\tau, \xi)|$ 或 $|\chi(\tau, \xi)|^2$ 为模糊图, 当以 dB 为单位时, 两者相同。同时不难证明模糊函

数有如下性质。

(1) 原点最大:

$$|\chi(0,0)|=2E\geq|\chi(\tau,\xi)| \quad (6.33)$$

为了方便起见,通常将 $|\chi(\tau,\xi)|$ 进行归一化处理,使得 $|\chi(0,0)|=1$ 。

(2) 时间和频率偏移的影响:

如果 $v(t)=u(t-t_0)e^{j2\pi\xi_0(t-t_0)}$,其中 t_0,ξ_0 分别为时延和频偏,则

$$\chi_v(\tau,\xi)=e^{j2\pi(\xi t_0-\xi_0\tau)}\chi_u(\tau,\xi) \quad (6.34)$$

该性质表明,时延和频移不会改变模糊图。

6.3.2 典型信号的模糊函数

1. 单载频矩形脉冲信号的模糊函数

假设矩形脉冲信号的复包络 $s(t)$ 为

$$s(t)=\frac{1}{\sqrt{T}}\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (6.35)$$

式中, T 为脉冲宽度。矩形脉冲信号的模糊函数为

$$|\chi(\tau,\xi)|=\begin{cases} \frac{T-|\tau|}{T}|\text{sinc}[\xi(T-|\tau|)]|, & |\tau|\leq T \\ 0, & |\tau|>T \end{cases} \quad (6.36)$$

式中, $\text{sinc}(\cdot)=\sin(\pi x)/\pi x$ 为辛克函数。单频矩形脉冲的模糊函数主瓣的形状像刀刃,如图 6.10所示。请注意坐标的单位,时间和频率轴的单位分别为脉冲宽度和脉冲宽度的倒数。

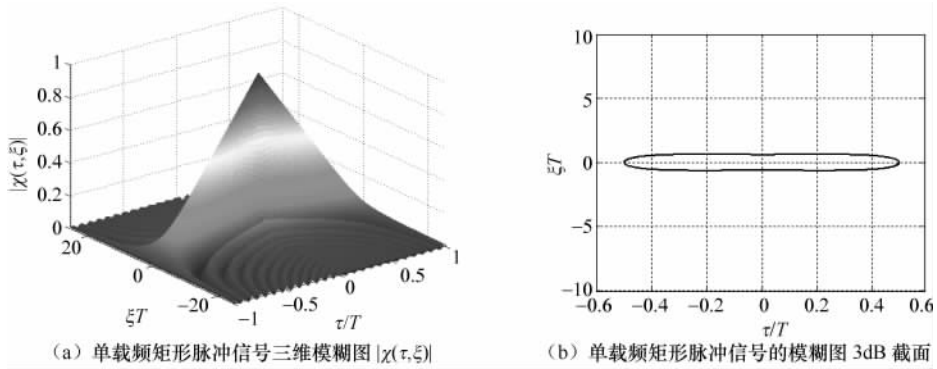


图 6.10 单载频矩形脉冲信号模糊图

2. 线性调频(LFM)信号的模糊函数

LFM 脉冲信号的复包络 $s(t)$ 为

$$s(t)=\frac{1}{\sqrt{T}}\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)e^{j\pi\gamma t^2} \quad (6.37)$$

式中, $\gamma=B/T$ 称为调频斜率; T 为发射脉冲时间宽度; B 为发射脉冲带宽。

把式(6.37)代入式(6.31),可以求得 LFM 脉冲信号的模糊函数,即

$$|\chi(\tau,\xi)|=\begin{cases} \frac{T-|\tau|}{T} \cdot |\text{sinc}[(\xi-\gamma\tau)(T-|\tau|)]|, & |\tau|\leq T \\ 0, & |\tau|\geq T \end{cases} \quad (6.38)$$

图 6.11(a)、(b) 分别给出了线性调频矩形脉冲信号的模糊函数图 $|\chi(\tau, \xi)|$, 等高线图 (−3dB 切割)。其中参数为 $T=5\mu\text{s}$, $B=5\text{MHz}$, $\tau=[-5\mu\text{s}, 5\mu\text{s}]$, $\xi=[-5\text{MHz}, 5\text{MHz}]$ 。LFM 信号的模糊函数外形像斜刀刃。

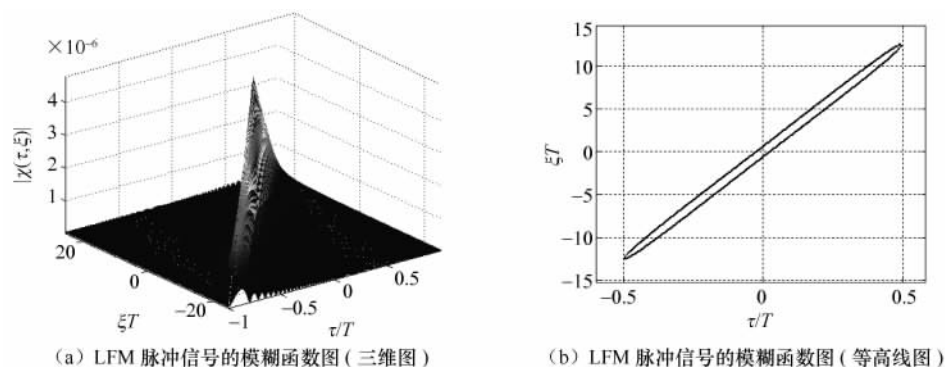


图 6.11 LFM 矩形脉冲信号模糊函数图

3. 双曲线性调频信号

目前发现的信号中, 双曲线性调频信号具有最大的多普勒容限, 其信号复包络为

$$s(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left\{j\left[2\pi K \ln\left(1 - \frac{t}{t_0}\right)\right]\right\}, & |t| \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6.39)$$

式中, T 为发射脉冲时间宽度; t_0 、 K 为常数。其时频图和波形分别如图 6.12(a)、(b) 所示。瞬时频率为:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\left[2\pi K \ln\left(1 - \frac{t}{t_0}\right)\right]}{dt} = \frac{K}{t_0 - t} \quad (6.40)$$

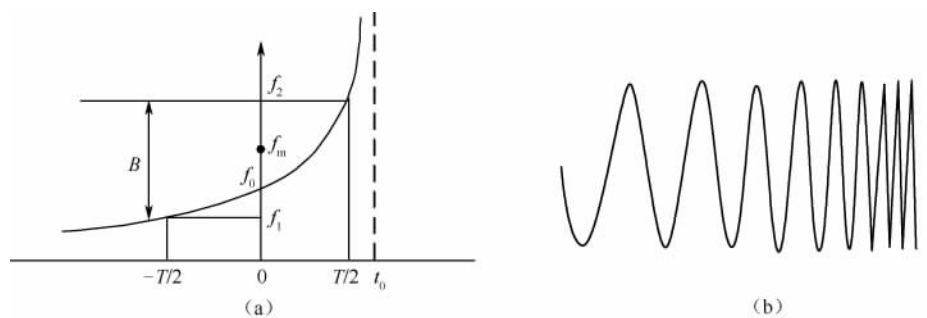


图 6.12 双曲线性调频信号的时频图和波形图

可以看出其瞬时频率与时间成反比。频率与时间为反比例函数, K 决定了频率改变的速度, 其特点是开始频率改变慢, 后来加快。下面研究如何选取常数 t_0 和 K , 使得信号的带宽等于 B , 同时由于双曲调频信号的频率中心不为零, 因此还必须确定中心频率。

定义 $t=0$ 时的频率为时间中心频率, 由式(6.40)可知

$$f_0 = \frac{K}{t_0} \quad (6.41)$$

由式(6.40)可以得到信号带宽为

$$B = f_2 - f_1 = \frac{2K}{2t_0 - T} - \frac{2K}{2t_0 + T} = \frac{4KT}{(2t_0 - T)(2t_0 + T)} \quad (6.42)$$

中心频率为

$$f_m = \frac{f_2 + f_1}{2} = \frac{K}{2t_0 - T} + \frac{K}{2t_0 + T} = \frac{4t_0 K}{(2t_0 - T)(2t_0 + T)} \quad (6.43)$$

由式(6.42)和式(6.43)可得到中心频率与名义调频斜率 B/T 和 t_0 的关系,即

$$f_m = \frac{B}{T} t_0 \quad (6.44)$$

常数 K 与名义调频斜率 B/T 、脉冲宽度和 t_0 的关系为

$$K = \frac{B(2t_0 - T)(2t_0 + T)}{4T} \quad (6.45)$$

双曲线性调频的模糊图与线性调频信号相似,为斜刀刃形。有意思的是,蝙蝠所用的多种信号中,有一种就是双曲线性调频。

4. 相位编码信号

相位编码脉冲信号由若干个单载频脉冲信号拼接而成,但每个脉冲的初始相位 φ_0 是变化的。常用的相位编码有二相码和四相码。最简单的相位编码信号是二相编码信号,其相移仅限于取 $0, \pi$ 两个数值,如巴克(Barker)码等,图 6.13(a)所示的是码长为 7 的二相巴克码信号的波形,其中, τ_c 为子脉冲宽度, N 为子脉冲个数(或称码长), $T = N \cdot \tau_c$ 是编码信号的持续期,子码振幅为 $[1, 1, 1, -1, -1, 1, -1]$,对应的调制相位 φ_0 为 $[0, 0, 0, \pi, \pi, 0, \pi]$ 。

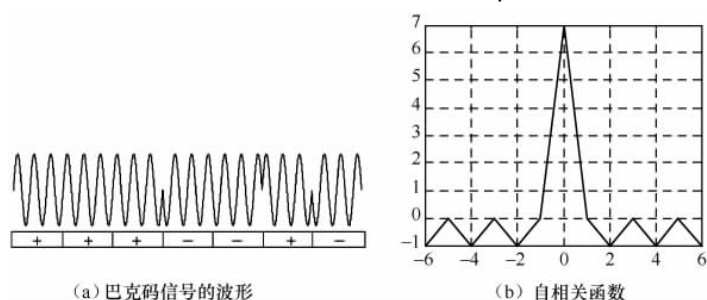


图 6.13 7 位二相巴克码信号的波形及自相关函数

在相位编码信号中,巴克码是非常重要的,其特点是非循环自相关函数值只能是 1、-1 或零,因此主副瓣比为 N ,图 6.13(b)给出了其自相关函数。主副瓣比越高,各距离检测单元之间的干扰就小。任何其他类型的相位编码信号主副瓣比远低于 N 。但遗憾的是,目前发现的巴克码最大码长只有 13。表 6.2 列出了所有已经发现的巴克码。

表 6.2 巴克码列表

码长 N	编 码	旁瓣/主瓣比 $[-20\lg(1/N)]$ (dB)
2	+- 或者 ++	-6.0
3	++-	-9.5
4	++-+ 或者 +++-	-18.0
5	+++-+	-14.0
7	++++--+-	-16.9
11	+++- -- + -- +-	-20.8
13	+++++ -- + + - + - +	-22.3

为了克服巴克码长度的不足,可以采用伪随机序列的相位编码信号。 m 序列是常用的一种,它产生非常简单,用线性反馈移位寄存器即可实现。反馈线的抽头由本原多项式给出。图 6.14(a)给出了用 10 位移位寄存器产生长度为 1023 的 m 序列方法,它对应的本原多项式为 $D^{10} + D^3 + 1$ 。

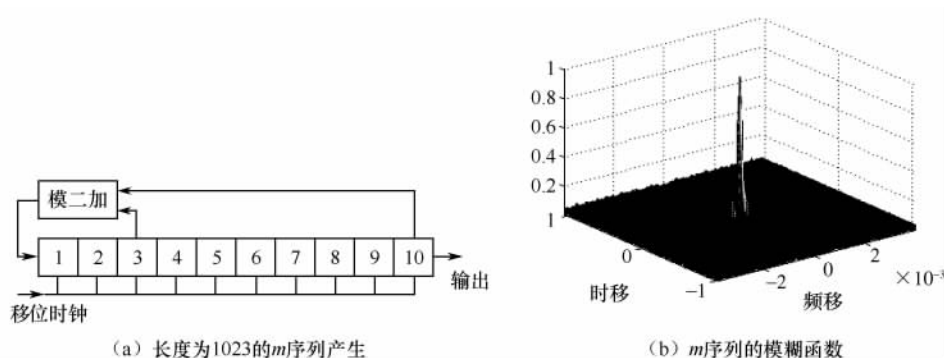


图 6.14 用线性移位寄存器产生 m 序列及模糊函数

m 序列在通信中很受欢迎,因为它的循环自相关副瓣恒为 1,而通信用的正是循环相关。但对雷达和声呐来说,匹配滤波器(或相关器)是非循环相关。伪随机序列的相位编码信号非循环相关的主副瓣比约为 $1/\sqrt{N}$,其中 N 为码长,也等于相位编码信号的时间带宽积,当码长较长或时间带宽积较大时,其主副瓣比可以远低于巴克码。

图 6.14(b)给出了长度为 1023 的 m 序列的模糊函数。它的模糊函数形状是图钉状,它代表了相位编码信号的模糊函数形式。具有这种模糊函数的信号被称为是最佳的信号,因为它的距离和频率分辨率都很好,而且复杂码型还具有良好的低截获性和抗干扰性。但是这种信号的处理非常困难,需要一组匹配滤波器,运算量极大,所以在实际中应用并不多;多用于目标速度较低的情形,如对海雷达等,此时匹配滤波器个数少。在声呐中应用还必须考虑可能出现的宽带问题或多普勒伸缩问题。但随着信号处理器速度的发展,性能优异的相位编码信号在将来的应用可能会越来越普遍。

5. 相参脉冲串信号

相参脉冲串信号广泛应用于现代雷达中,合成孔径声呐也采用相参脉冲串工作,其时域波形如图 6.15(a)所示,其复包络为

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} u_1(t - nT_r) \quad (6.46)$$

式中, N 和 T_r 分别为脉冲串中脉冲的个数和脉冲间隔,且

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} u_1(t - nT_r), u_1(t) = a(t)e^{j\phi(t)}$$

这意味着每个子脉冲可以是简单波形(即 CW 脉冲),也可以是复杂波形(调频脉冲或相位编码信号等)。

相参脉冲串信号模糊函数为如图 6.15(b)所示的钉板状,当不出现距离模糊和速度模糊时,其分辨率与图钉形模糊函数相同。因此使用相参脉冲串,为了得到良好的二维分辨率和测量精度,应尽量避免出现距离或速度模糊。钉板中各图钉形模糊函数的时间间隔为脉冲重复间隔,频率间隔为脉冲重复频率。但在 PD 雷达中,距离模糊和频率模糊往往是不可避免的,

此时必须牺牲一维或二维分辨率。

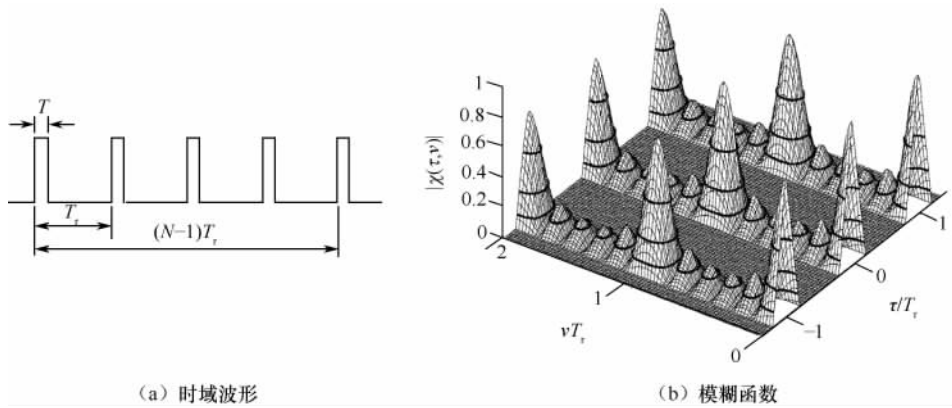


图 6.15 相参脉冲串信号时域波形及模糊函数

6.3.3 宽带模糊函数

式(6.31)定义的模糊函数只能适用于满足窄带条件的信号。对于宽带信号,多普勒效应不能近似为频移模型,而必须采用多普勒伸缩模型。我们知道模糊函数为匹配滤波器的输出,因此宽带条件下,两个实信号 $r(t)$ 的宽带模糊函数可以定义为

$$WBCAF(s, \tau) = \sqrt{|s|} \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) r^*[s(t + \tau)] dt \quad (6.47)$$

式中, s 为伸缩因子,由式(6.14)定义。

通常信号的宽带模糊图大致形状与窄带相似。除了 CW 脉冲有解析解外,其他常用的雷达、声呐信号的宽带模糊函数只能用数值计算的方法得到。

6.4 信号模糊函数的应用

6.4.1 距离和频率分辨率

1. 距离分辨率

雷达距离分辨率定义为在同一天线波束内分辨距离相近的两个多普勒频率为零的点目标能力。这个条件完全没有考虑多普勒分辨率的影响,因为它们的多普勒频率相同。由式(4.1)可知目标距离 R 与目标回波相对于发射信号的时间延迟 τ 有关,因此目标距离分辨率与延迟时间的分辨率有关。我们首先讨论时间分辨率。

模糊函数在频率等于零时的截面为 $|\chi(\tau, 0)|^2$ 。定义时间分辨率 $\Delta\tau$ 为

$$|\chi(\Delta\tau, 0)|^2 = \frac{1}{2} \quad (6.48)$$

由模糊函数的定义可知

$$\chi(\Delta\tau, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) a^*(t + \Delta\tau) dt = R(\Delta\tau) \quad (6.49)$$

因此它相当于工作信号自相关系数下降 3dB 对应的时宽。可以证明:距离名义分辨率由发射信号的均方带宽 β 决定,即

$$\Delta r = \frac{C}{2\beta} \quad (6.50)$$

式中, C 分别为波速; β 为均方带宽, 对于能量归一的信号 $u(t) \leftrightarrow U(f)$, 均方带宽定义为

$$\beta^2 = (2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} (f - \bar{f})^2 |U(f)|^2 df \quad (6.51)$$

$$\bar{f} = \int_{-\infty}^{\infty} f |U(f)|^2 df \quad (6.52)$$

均方带宽 β 与信号带宽 B 仅相差一个近似为 1 的系数, 不同的信号这个系数是不同的。在实际应用中可以近似用信号带宽 B 代替均方带宽。也就是说, 当波速一定时, 距离分辨率仅与信号的带宽有关。但我们采用单载频矩形脉冲时, 直觉是脉冲宽度越窄, 距离分辨率越高。这种直觉与理论是否矛盾呢? 首先肯定直觉是正确的, 但绝对不能得出距离分辨率与脉宽有关的结论。因为单频矩形脉冲 $T \cdot B \approx 1$, 其脉冲宽度越窄, 带宽越大, 因此距离分辨率越高。但对于 $T \cdot B \geq 1$ 线性调频信号和相位编码信号, 尽管其脉冲宽度很大, 但带宽也很大, 通过脉冲压缩技术仍然可以得到很高的距离分辨率。

2. 频率分辨率和速度分辨率

模糊函数在时延等于零时的截面为 $|\chi(0, \xi)|^2$ 。定义频率分辨率 Δf_d 为

$$|\chi(0, \Delta f_d)|^2 = \frac{1}{2} \quad (6.53)$$

可以证明, 多普勒频率分辨率为

$$\Delta f_d = \frac{\sqrt{2}}{\delta} \quad (6.54)$$

式中, δ 为均方脉冲宽度:

$$\delta^2 = (2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} (t - \bar{t})^2 |u(t)|^2 dt \quad (6.55)$$

$$\bar{t} = \int_{-\infty}^{\infty} t |u(t)|^2 dt \quad (6.56)$$

式(6.56)说明频率分辨率与脉冲宽度有关, 工作信号的脉冲宽度越长, 其多普勒分辨率就越高。为了方便起见, 我们近似认为多普勒分辨率与信号脉冲宽度的关系为

$$\Delta f_d = 1/T \quad (6.57)$$

因为目标的多普勒频移与速度的关系为 $f_d = 2v/\lambda$, 对应的速度分辨率 Δv 和多普勒分辨率 Δf_d 之间的关系为

$$\Delta v = \Delta f_d \lambda / 2 \quad (6.58)$$

其物理意义为分辨两个目标在径向速度方面的能力。从而可以确定速度分辨率为

$$\Delta v = \lambda / 2T \quad (6.59)$$

式(6.59)告诉我们速度的鉴别不仅与信号的时宽有关, 还与载频的波长有关, 如果希望提高速度的分辨率, 提高工作波长是有效的途径。

需要指出的是, 雷达一般采用脉间相参串提取或利用多普勒信息, 如动目标检测(MTD)、脉冲多普勒雷达(PD)等, 式(6.57)脉冲宽度参量 T 相应地变为相干积累时间 $T_s = NT_r$, 其中 N 为雷达相干处理的脉冲数目, T_r 为脉冲重复周期。雷达的相干处理时间越长, 其多普勒分辨率和速度分辨率就越高。但相干时间受到波束驻留时间、目标在距离单元的驻留时间和目标运动的平稳性等因素限制。

3. 时间—距离二维分辨率

定义时间—距离二维分辨率,为了方便起见,采用 $3/4$ 截面来定义:

$$|\chi(\tau, \xi)|^2 = \frac{3}{4} \quad (6.60)$$

式(6.60)定义的是一个截面。可以证明时间—距离二维分辨率可以表示为

$$\beta^2 \tau^2 - 2\alpha\tau\xi + \delta^2 \xi^2 = \frac{1}{4} \quad (6.61)$$

式中, α 为线性调频系数。

4. 不同脉冲宽度下 CW 信号的分辨率特点

当用绝对时间(s)和频率(Hz)做单位时,我们会发现:当脉冲宽度不同时,模糊函数的形状是截然不同的。以声呐使用的信号为例,图 6.16 给出了脉冲宽度为 2ms 和 0.2s 模糊图的 3dB 截面图。由于模糊函数的形状不同,决定了两者的用途不同。短 CW 脉冲,距离分辨率高,频率分辨率很低;一般用于需要高距离分辨率的场合,如成像声呐所用的脉冲宽度可低至 $20\mu\text{s}$,距离分辨率高达 1.5cm。而长 CW 脉冲,距离分辨率低,但频率分辨率很高,一般用于运动目标检测,如水面舰主动声呐所用的脉冲宽度长达秒级,频率分辨率高达 1Hz。对于雷达应用来说, CW 脉冲一般属于短脉冲,用于简单的导航雷达等场合。但用于天体速度的测量,则属于长脉冲。

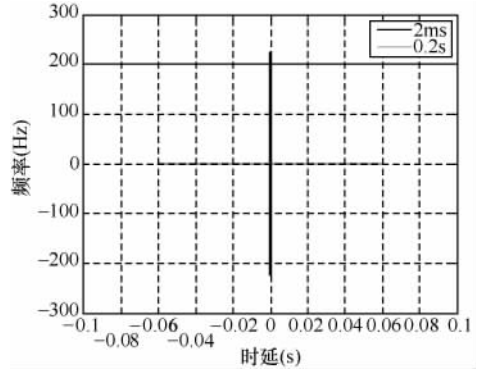


图 6.16 不同脉冲宽度 CW 脉冲模糊图的 3dB 截面图

短 CW 脉冲信号匹配滤波器可采用带宽与信号相同的低通滤波器来近似实现。长 CW 脉冲的匹配滤波器为一组窄带滤波器,也可采用 DFT 来实现。短 CW 和长 CW 脉冲模糊函数的特点,体现了量变到质变的哲学思想。

需要说明的是,本小节讨论的距离和频率分辨率是在最优处理即匹配滤波处理前提下的结果。不采用匹配滤波处理,分辨率可能改善,例如,高分辨谱估计方法、距离超分辨率方法等,但信噪比也会随之降低,会出现伪峰(即假目标或虚警)。

6.4.2 多普勒容限

多普勒容限就是描述波形对速度或多普勒频移敏感性的特征参量。它采用模糊图 3dB 或 6dB 截面来定义,由于模糊函数有宽带和窄带之分,多普勒容限也有宽带和窄带之分。对于窄带模糊函数其 3dB 截面为

$$|\chi(\tau, \xi_n)|^2 = \frac{1}{2} \quad (6.62)$$

定义多普勒容限为

$$\beta_n = |\xi_n|/f_0 \quad (6.63)$$

式中, f_0 为载频。因为最大多普勒频率与最大径向速度 V_n 的关系为

$$|\xi_n| = \frac{2|V_n|}{C} f_0 \quad (6.64)$$

由式(6.63)有最大径向速度 V_n 容限:

$$|V_n| = \frac{\beta_n C}{2} \quad (6.65)$$

对于宽带模糊函数其 3dB 截面为

$$|\chi(\tau, \xi_b)|^2 = \frac{1}{2} \quad (6.66)$$

对应的最大 $\beta_b = |1 - \xi_b|$ 为波形的宽带多普勒容限。与宽带多普勒容限对应的最大径向速度 V_n 容限:

$$|V_b| = \frac{\beta_b C}{2} \quad (6.67)$$

因此多普勒容限实际上是对目标与传感器之间径向速度和波速之比的容限,它是一个与信号有关的参数。对于矩形包络线性调频信号和双曲调频信号,其窄带多普勒容限宽带多普勒容限如表 6.3 所示。

表 6.3 矩形包络线性调频信号和双曲调频信号多普勒容限比较

	窄带多普勒容限	宽带多普勒容限
矩形包络线性调频	$\beta_n = \pm 0.3B/f_0$	$\beta_b = \pm 1.74/TB$
矩形包络双曲调频		$\beta_b \approx 1/(1 + 3.3t_0/T)$

对信号处理来说,多普勒容限越大,信号处理越简单。在多普勒容限范围内,采用一个匹配滤波器就可以完成信号的匹配滤波,而信噪比损失仅 3dB。

不难看出,多普勒容限与频率分辨率两者是矛盾的。频率分辨率越好的信号,多普勒宽度越差。为了不损失信噪比,当模糊图下降到 3dB 时,就必须重新设置一组匹配滤波器。

例如,相位编码信号和声呐中的长 CW 脉冲,都需要一组滤波器。而线性调频信号和双曲调频信号多普勒容限很宽,对于通常的目标速度,只要一个匹配滤波器。

6.4.3 距离和速度估计及测量精度

1. 最大似然估计

雷达和声呐测量方法和精度问题是统计理论中的估计问题,它告诉我们在不同概率模型下最佳的估计器形式和性能。

最大似然估值法是常用的一种估计方法。假定待估计参数为 θ ,那么条件密度函数 $p(r|\theta)$ 就称为似然函数,而使似然函数取最大值时所对应的 θ 就作为其估值 $\hat{\theta}$,这种方法就被称为最大似然法,即

$$\left. \frac{\partial p(r|\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0 \quad (6.68)$$

或采用对数似然函数:

$$\left. \frac{\partial \ln p(x|\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0 \quad (6.69)$$

例如,假定学生考试成绩服从条件高斯分布,条件为学生的平均成绩 θ ;条件高斯分布密度最大点对应的点就是学生的平均成绩估值 $\hat{\theta}$ 。

估计量有以下两个最重要的性质:

(1) 无偏性。假定待估计量真值 θ_0 ,那么 $\hat{\theta}$ 的数学期望等于均值,即

$$E[\hat{\theta} - \theta_0] = 0 \quad (6.70)$$

则称统计量 $\hat{\theta}$ 无偏。

(2) 有效性。估值均方误差最小,即

$$E[(\hat{\theta}-\theta_0)^2] \geq \min \quad (6.71)$$

对于无偏估计有

$$E[(\hat{\theta}-\theta_0)^2] \geq \frac{1}{E\left\{\left[\frac{\partial \ln p(x|\theta)}{\partial \theta}\right]^2\right\}} = \frac{-1}{E\left\{\left[\frac{\partial^2 \ln p(x|\theta)}{\partial \theta^2}\right]\right\}} \quad (6.72)$$

能够达到最小方差的估计量并不一定存在,但只要存在的话,它必定是最大似然估计。这个最小值称为克拉默—劳限。

雷达和声呐信号通常可以表示成窄带形式,即

$$s_r(t) = A a(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_c] \quad (6.73)$$

式中, A 为幅度; $a(t)$ 和 $\varphi(t)$ 分别为幅度和相位调制; θ_c 为未知的相位,服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布。接收信号的复包络为

$$\tilde{r}(t) = A \tilde{s}_{r0}(t) \exp(j\theta_c) + \tilde{n}(t) \quad (6.74)$$

式中 $\tilde{s}_{r0}(t) = a(t) \exp[j\varphi(t)]$ 。

由随机信号理论可知,复包络 $\tilde{r}(t)$ 的似然函数为

$$Ep(\tilde{r}) = \alpha I_0(2Aq/N_0) \exp\left[-\left(\frac{1}{2N_0}\right) \int_0^T [|\tilde{r}(t)|^2 + A^2 |\tilde{s}_{r0}(t)|^2] dt\right] \quad (6.75)$$

函数 $I_0(x)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数,以幅度表示的统计量为

$$q = \frac{1}{2} \left| \int_0^T \tilde{r}(t) \tilde{s}_{r0}^*(t) dt \right| \quad (6.76)$$

参数估计所需的信噪比较高,因此仅考虑高信噪比的情形,在此条件下有 $\ln I_0(x) \cong x$, 式(6.75)可以写成

$$\ln Ep(\tilde{r}) \cong \ln(\alpha) + 2Aq/N_0 - \frac{A^2}{N_0} \int_0^T |\tilde{s}_{r0}(t)|^2 dt \quad (6.77)$$

2. 时延估计

现在估计窄带信号的时延或到达时间 τ , 已知该信号分布区间为 $-T/2 \leq t \leq T/2$ 。 τ 的极大似然估计 $\hat{\tau}$ 是使式(6.77)的似然函数最大的 τ 值。由于假定只有到达时间是未知的,所以若统计量 q 最大,则似然函数就最大。最后要选择 τ 使下式最大:

$$q(\tau) = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{r}(t) \tilde{s}_{r0}^*(t) dt \right| = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{r}(t) \tilde{s}_t^*(t-\tau) dt \right| \quad (6.78)$$

式中, $\tilde{r}(t)$ 为接收信号复包络; $\tilde{s}_{r0}(t) = \tilde{s}_t(t-\tau)$ 表明归一化后的接收信号复包络就是发射信号复包络延迟时间 τ 。可以看出其最大似然估计就是发送复包络 $\tilde{s}_t(t)$ 的匹配滤波器输出的峰值出现的时间。

由式(6.72)和模糊函数定义,可以推导出时延估计误差的方差为

$$\text{Var}(\hat{\tau}-\tau) \geq 1/[(2E/N_0)\beta^2] \quad (6.79)$$

式中, $2E/N_0$ 为匹配滤波后的信噪比; β 为名义带宽,由式(6.51)所定义。测量精度一般由误差的均方根来度量,即

$$\sigma_\tau \geq \frac{1}{\sqrt{2E/N_0}\beta} \quad (6.80)$$

该式表明均方根误差与信噪比和信号带宽成反比。如果信噪比无穷大,精度可以无限高。或者说测量中,如果没有噪声,就没有测量误差(系统误差除外)。

3. 频率估计

设接收信号的幅度和时间已知,现在估计接收信号的多普勒频移 ω_D ,该频率与发射信号的频率 ω_C 不同。

设发射信号为

$$s_t(t) = a(t) \cos[\omega_C t + \Phi(t)] \quad (6.81)$$

则接收信号为

$$s_r(t) = Aa(t) \cos[(\omega_C + \omega_D)(t - \tau) + \Phi(t - \tau) + \theta_C] + n(t) \quad (6.82)$$

噪声为加性零均值白高斯噪声,噪声的功率谱密度为 $N_0/2$ 。将已知时延 τ 作为接收信号的时间原点,则相对于已知的载波频率,接收信号的复包络为

$$\tilde{r}(t) = \tilde{s}_r(t) + \tilde{n}(t) = A \tilde{s}_t(t) \exp(j\omega_D t) \exp(j\theta_C) + \tilde{n}(t) \quad (6.83)$$

接收包络的似然函数由式(6.75)给出:

$$q = \left| \int_0^T \tilde{r}(t) \tilde{s}_t^*(t) \exp(-j\omega_D t) dt \right| \quad (6.84)$$

多普勒频率的极大似然估计就是使式(6.84)最大的值。这相当于将接收信号通过一组匹配滤波器,该组滤波器用一个范围的多普勒频率对发射信号进行调制,并选择使输出包络最大的多普勒频率,如图 6.17 所示。

由式(6.72)和模糊函数定义,可以推导出频率估计误差的方差为

$$\text{Var}(\hat{\omega} - \omega) \geq 1 / [(2E/N_0)\delta^2] \quad (6.85)$$

式中, δ 为发射信号的等效时宽,由式(6.55)所定义。

$$\sigma_f \geq \frac{1}{\sqrt{2E/N_0}\delta} \quad (6.86)$$

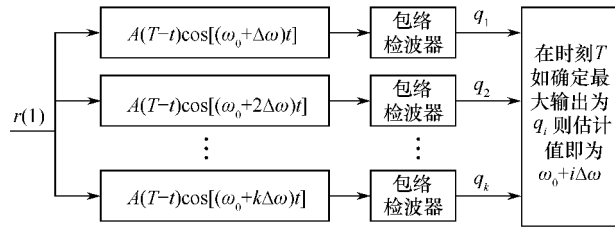


图 6.17 频率最大似然估计器

6.5 脉冲压缩技术

6.5.1 线性调频信号及其脉冲压缩处理

1. 线性调频信号脉冲压缩的理论分析

由匹配滤波器理论可知,当背景噪声功率谱给定时,探测距离只取决于信号能量 E 。信号能量为峰值功率与脉冲宽度的乘积,即 $E = P_t \cdot T$ 。加大信号能量可以有两途径:提高峰值功率 P_t 或增大脉冲宽度 T 。由于 P_t 的提高受到发射系统功率限制,这样通常的做法是在发射机最大允许平均功率的范围内,增大脉冲宽度 T 。但是早期雷达使用的工作波形

是单载频的 CW 脉冲。脉冲宽度 T 的增大使得距离分辨率及测距精度变差。而由信号分辨率的理论,我们知道决定距离分辨率不是脉冲宽度,而是信号带宽,如果能产生出时间宽、带宽 B 也大的信号,即大时宽带宽积信号,那么就有可能解决发射功率和提高距离分辨率之间的矛盾。

这涉及到三个问题:一是什么样的信号是 $T \cdot B \gg 1$ 信号?二是如何让发射的大时间带宽积信号的宽脉冲经过脉冲压缩处理变成窄脉冲?此外还必须回答脉冲压缩会不会降低雷达和声呐的检测性能、分辨率和测量精度。

目前广泛得到应用的大时宽带宽信号主要有线性调频信号(LFM)、非线性调频信号(NLFM)和二相及四相编码信号等。现代雷达的脉冲压缩信号的产生可以采用 D/A 转换和直接数字频率合成(DDS)器件产生,其中 DDS 更为方便和经济。

首先讨论雷达、声呐中使用得最多的线性调频信号脉冲压缩。

尽管现代雷达和声呐脉冲压缩已经采用数字处理。但回顾一下雷达线性调频信号的采用模拟器件实现信号产生和脉压处理对理解脉冲压缩的物理实质是有帮助的。

首先解释色散现象。当一束白光通过三棱镜时就会分解成七色光,这就是色散现象。形成色散有多种因素,如果有一种器件,不同频率光在其中传播的速度不同;那么输入为白光,输出在不同的时间会出现不同颜色的光,这种现象也称为色散。在光通信中色散是有害的,因为输入一个窄脉冲,输出的脉冲在时间展宽了,容易造成码间的串扰,通常需要进行校正;但早期雷达线性调频信号的产生和脉冲压缩正是利用了色散现象。

早期的雷达线性调频信号产生和脉冲压缩都采用声表面波(SAW)器件完成。SAW 的一个特点是声波仅沿其表面传播,因此衰减很小。例如,按表面波传播的地震波能量损失很小,因此千里外的地震我们都会有感觉。

雷达线性调频信号的脉压处理主要采用模拟器件来实现,其原理可以用图 6.18 来简要说明。

图 6.18(a)给出的是线性调频信号的时间—频率关系,其中 T 为线性调频脉冲宽度, f_0 为中心频率,信号频率随时间($0 \sim T$)由低到高线性变化(带宽 $B = f_2 - f_1$)。

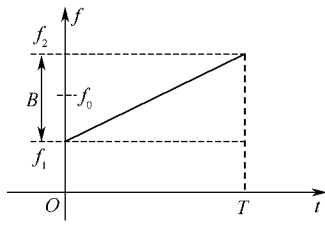
图 6.18(b)给出的是色散延迟线(通常由声表面波器件制成)的频率—时延关系。所谓“色散”,其物理意义就是不同频率的信号在器件中传送的速度不同。图中曲线表明频率低的信号传送速度较慢,在色散延迟线中的延迟时间较长(如 f_1 频率的信号对时间延迟为 t_{d1});而频率高的信号速度相对较快,对应的延迟时间相对较短(f_2 频率的信号对时间延迟为 t_{d2})。这样,频率低的信号在器件中先传送,“走”得慢,频率高的信号在器件中后传送,但“走”得快,结果相当于“走”在前面的低频信号在等,后面的高频信号则在“赶”,最后“大家几乎同时到达目的地”,从而“挤压”在一起形成了一个时间宽度窄、幅度高的脉冲。理想情况下,压缩后的脉冲时间宽度为 $1/B$,如图 6.18(c)所示。

根据上述讨论,我们知道实现脉冲压缩的滤波器是与信号产生时反的滤波器,而时反运算对应的频率响应是共轭。

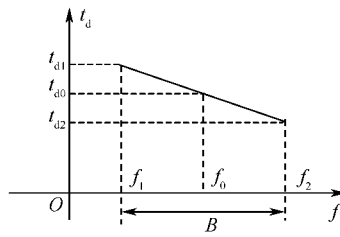
理论上,可以证明模拟脉压处理也是理想匹配滤波处理的一种形式。下面我们给出线性调频信号脉压处理的数学分析过程。

根据匹配滤波理论,匹配滤波器的冲击响应为

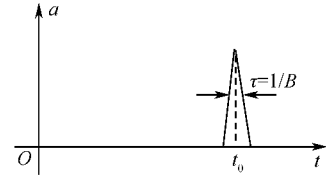
$$h(t) = \begin{cases} s_i^*(t_0 - t), & 0 \leq t \leq t_0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6.87)$$



(a) LFM信号时间—频率关系



(b) 色散延迟线的频率—时延关系



(c) 脉压输出信号

图 6.18 线性调频信号模拟脉压示意图

对应的输出为

$$\begin{aligned} s_0(t) &= s_i(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t-y)h(y)dy \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t-y)s_i(t_0-y)dy \end{aligned} \quad (6.88)$$

令 $t_0 - y = x, t_0 - t = t'$, 代入上式有

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x-t')s_i(x)dx \quad (6.89)$$

为分析方便,忽略回波的时延与多普勒频移参数,采用 LFM 信号形式为

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \cos\left[2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}\gamma t^2\right)\right] \quad (6.90)$$

代入式(6.89)可得

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{x}{\tau}\right) \text{rect}\left(\frac{x-t'}{\tau}\right) \cos(2\pi f_0 x + \pi \gamma x^2) \cdot \\ &\quad \cos[2\pi f_0 (x-t') + \pi \gamma (x-t')^2] dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \text{rect}\left(\frac{x}{\tau}\right) \text{rect}\left(\frac{x-t'}{\tau}\right) \left\{ \cos(2\pi f_0 (2x-t') + \pi \gamma x^2 + \pi \gamma (x-t')^2) + \right. \\ &\quad \left. \cos[2\pi f_0 t' + 2\pi \gamma x t' - \pi \gamma t'^2] \right\} dx \\ &\approx \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \text{rect}\left(\frac{x}{\tau}\right) \text{rect}\left(\frac{x-t'}{\tau}\right) \cdot \cos[2\pi f_0 t' + 2\pi \gamma x t' - \pi \gamma t'^2] dx \end{aligned} \quad (6.91)$$

式(6.91)最后一步近似的理论基础就是“相位驻留原理”:由于 f_0 较大,对 x 积分后第 1 个余弦项值近似为 0。

式(6.91)中 rect 函数的非 0 定义域为 $-\frac{\tau}{2} \leq x \leq \frac{\tau}{2}$ 和 $t' - \frac{\tau}{2} \leq x \leq t' + \frac{\tau}{2}$, 这样,可分成两种情况来分别计算式(6.91)。

(1) 当 $-\frac{\tau}{2} \leq t' - \frac{\tau}{2} \leq \frac{\tau}{2}$, 即 $0 < t' < \tau$ 时,则式(6.91) rect 函数的非 0 范围,即积分限为 $t' - \frac{\tau}{2} \leq x \leq \frac{\tau}{2}$ 。此时,有

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \int_{t'-\tau/2}^{\tau/2} \frac{1}{2} \cos[2\pi f_0 t' + 2\pi \gamma x t' - \pi \gamma t'^2] dx \\ &= \frac{1}{4\pi \gamma t'} \sin[2\pi f_0 t' + 2\pi \gamma x t' - \pi \gamma t'^2] \Big|_{t'-\tau/2}^{\tau/2} \\ &= \frac{1}{4\pi \gamma t'} \{ \sin[2\pi f_0 t' + \pi \gamma (\tau - t') t'] - \sin[2\pi f_0 t' - \pi \gamma (\tau - t') t'] \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi\gamma t'} \cos(2\pi f_0 t') \sin[\pi\gamma(\tau - t')t'] \\
&= \frac{1}{2\pi\gamma t'} \sin\left[\pi\gamma\tau\left(1 - \frac{t'}{\tau}\right)t'\right] \cos(2\pi f_0 t') \quad (6.92)
\end{aligned}$$

(2) 当 $-\frac{\tau}{2} \leq t' + \frac{\tau}{2} \leq \frac{\tau}{2}$, 即 $-\tau < t' < 0$ 时, 则式(6.92) rect 函数的非 0 范围, 即积分限为 $-\frac{\tau}{2} \leq x \leq t' + \frac{\tau}{2}$ 。此时, 有

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \int_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \frac{1}{2} \cos[2\pi f_0 t' + 2\pi\gamma x t' - \pi\gamma t'^2] dx \\
&= \frac{1}{4\pi\gamma t'} \sin[2\pi f_0 t' + 2\pi\gamma x t' - \pi\gamma t'^2] \Big|_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \\
&= \frac{1}{4\pi\gamma t'} \{ \sin[2\pi f_0 t' + \pi\gamma(\tau + t')t'] - \sin[2\pi f_0 t' - \pi\gamma(\tau + t')t'] \} \\
&= \frac{1}{2\pi\gamma t'} \cos(2\pi f_0 t') \sin[\pi\gamma(\tau + t')t'] \\
&= \frac{1}{2\pi\gamma t'} \sin\left[\pi\gamma\tau\left(1 + \frac{t'}{\tau}\right)t'\right] \cos(2\pi f_0 t') \quad (6.93)
\end{aligned}$$

将两种结果采用统一的形式来表达, 有

$$\begin{aligned}
s_0(t) &= \frac{1}{2\pi\gamma t'} \sin\left[\pi\gamma\tau\left(1 - \frac{|t'|}{\tau}\right)t'\right] \cos(2\pi f_0 t') \\
&= \frac{\pi B t'}{2\pi\gamma t'} \cdot \frac{\sin\left[\pi B t' \left(1 - \frac{|t'|}{\tau}\right)\right]}{\pi B t'} \cos(2\pi f_0 t') \quad (6.94)
\end{aligned}$$

通常采用大时宽信号情况下, 压缩比较大, 即压缩前后的脉冲宽度相差很大, 因此在压缩主瓣附近, 存在 $\frac{|t'|}{\tau} \ll 1$, 这样式(6.94)可近似为

$$s_0(t) \approx \frac{\pi B t'}{2\pi\gamma t'} \cdot \frac{\sin[\pi B t']}{\pi B t'} \cos(2\pi f_0 t') = \frac{\tau}{2} \cdot \text{sinc}(B t') \cos(2\pi f_0 t') \quad (6.95)$$

将 $t_0 - t = t'$ 代入式(6.95), 有

$$s_0(t) \approx \frac{\tau}{2} \cdot \text{sinc}[B(t_0 - t)] \cos[2\pi f_0(t_0 - t)] = \frac{\tau}{2} \cdot \text{sinc}[B(t - t_0)] \cdot \cos[2\pi f_0(t - t_0)] \quad (6.96)$$

归一化幅度为

$$|s_0(t)| = |\text{sinc}[B(t - t_0)]| \quad (6.97)$$

式中, t_0 是匹配滤波器的附加延时, 可以理解为其给出最大值(峰值)的时刻。

根据式(6.97)给出的脉压输出结果 $|s_0(t)| = |\text{sinc}[B(t - t_0)]|$, 当 $|B(t - t_0)| = 1/2$ 时, 其幅度值降低为 $2/\pi$ (近似为 -4dB 点), 对应辛克函数主瓣的时间宽度为 $\Delta t \approx 2 \times 1/2B = 1/B$, 从而可以确定脉压前后脉冲的时间宽度之比为 $D = \tau/\Delta t \approx \tau B$ (通常称为脉压比)。

2. 线性调频信号脉冲压缩副瓣的抑制

由以上可知, 线性调频信号理想脉压处理后的输出为 sinc 函数, 第一副瓣为 -13.2dB , 对于实际雷达的应用来说, 这个副瓣偏高, 带来的危害是: 一是大目标(如大型轰炸机、民航机等)的副瓣可能引起虚警。由于目标 RCS 较大, 其雷达回波信号经过脉压处理后的第一副瓣(甚

至第二副瓣)都可能超过雷达检测门限,从而判为多目标。二是造成小目标漏检。小目标贴近大型目标飞行时,容易造成大目标回波掩盖小目标回波,导致雷达无法检测小目标,如小 RCS 的军机伴随大型民航机飞行时,容易被民航机回波淹没而不被雷达发现。为此,雷达通常采用加权脉压处理,以降低脉压的距离副瓣,现代雷达对脉压距离副瓣的一般要求在 -30dB 以下。

为了便于理解副瓣问题,图 6.19(a)和(b)分别给出了 $\text{sinc}(x)$ 函数的归一化幅度曲线和对数幅度(dB)曲线。电压幅度(a)与对数幅度的转换关系为 $A=20\lg(a)\text{dB}$ 。从图 6.18(b)可以看出,脉压输出信号的最大旁瓣电平为 -13.2dB 。

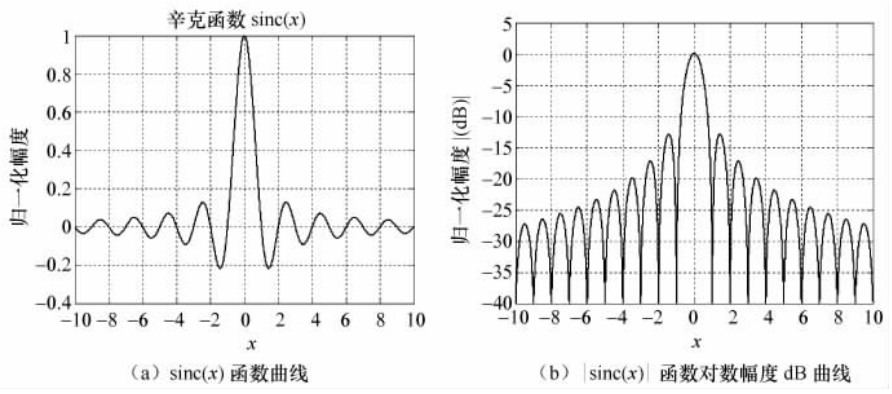


图 6.19 理想脉压处理输出信号幅度

工程上通常采用加权处理的方法来抑制雷达的压缩旁瓣。这里“加权”就是指在时域或频域乘上某些适当的窗函数(如汉宁窗、海明窗等),分别称为时域加权和频域加权。其中汉宁窗和海明窗函数分别为:

$$w(n)=0.5\left[1-\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)\right], \quad n=0,\cdots,N-1(\text{汉宁窗})$$

$$w(n)=0.54-0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), \quad n=0,\cdots,N-1(\text{海明窗})$$

图 6.20 给出了采用汉宁窗和海明窗两种加权的效果情况。从图 6.20 给出的结果可以看出,采用加权处理后,压缩旁瓣明显降低,达到了预期的目的,汉宁和汉明窗的主、副瓣比分别为 -32dB 和 -43dB 。但是,带来的问题是主瓣明显展宽(主瓣展宽会导致分辨力下降),这是压低旁瓣的代价;汉宁和汉明窗的主瓣展宽系数分别为 1.44 和 1.33。

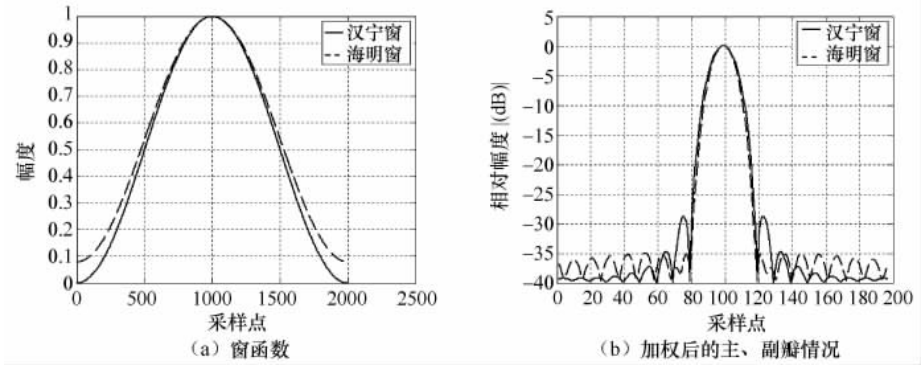


图 6.20 加权函数幅度曲线及旁瓣抑制效果

对于大 TB 积信号,时域加权和频域加权其副瓣抑制性能是等效的。对于小 TB 积线性调频信号,由于菲涅尔波动大,因此脉冲压缩后副瓣会高于一13.2dB,不仅时域加权和频域加权有差异,而且加权后副瓣改善不大,需要采用特殊的处理,实际上就是将其修改成非线性调频信号。通常非线性调频信号的副瓣低于线性调频信号。

6.5.2 脉冲压缩处理的主要指标

1. 压缩系数

理论上带宽为 B 的信号经过脉冲压缩处理后的时宽为 $1/B$,脉冲压缩的程度可用压缩后的脉冲宽度 τ 比发射脉冲宽度 T 缩小的倍数来表示,即脉冲压缩系数 D (或脉压比),它定义为:

$$D = T/\tau = TB \quad (6.98)$$

它是衡量脉压处理的主要技术指标之一。

脉压系数在数值上正好等于信号时间带宽积,其物理含义就是脉压处理给雷达系统带来的信噪比的提高量。目前实际雷达中所用信号的脉压系数通常为几十~几百,有的特殊设备可以达几千甚至上万。例如,某米波雷达脉冲宽度 $T=600\mu\text{s}$,线性调频带宽 $B=500\text{kHz}$,其脉压系数 $D=300$;某逆合成孔径雷达(ISAR)脉冲宽度 $T=20\mu\text{s}$,线性调频带宽 $B=120\text{MHz}$,其脉压系数 $D=2400$ 。

2. 距离旁瓣抑制能力

距离旁瓣抑制能力常用压缩后信号的主瓣峰值与第一副瓣峰值之比来表示,即

$$K_1 = 20\lg \frac{v}{v_1} \quad \text{dB} \quad (6.99)$$

式中, v 是压缩后信号的主瓣峰值; v_1 是压缩后信号的第一副瓣峰值。显然, K_1 值越大,距离旁瓣抑制能力越强。

思考题与习题

6.1 已知

$$s(t) = \sum_{i=1}^3 a_i \text{rect}\left(\frac{t - i\tau + \tau/2}{\tau}\right)$$

式中,当 $i=1,2$ 时, $a_i=1$;当 $i=3$ 时, $a_i=-1$ 。求它的匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 及输出波形 $y(t)$ 。

6.2 接收信号 $x(t)=s(t)+n(t)$,其中 $\{n(t)\}$ 是功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。信号

$$s(t) = \begin{cases} e^{-t}, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

试求:(1)匹配滤波器的传输函数以及脉冲响应。匹配滤波器是物理可实现的吗?有无可能将它变为物理可实现的?(2)若允许适当降低输出的最大信噪比,有无可能将匹配滤波器变为物理可实现的?

6.3 考虑白噪声背景下的匹配滤波器。信号是

$$s(t) = \begin{cases} a, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

试求:(1)滤波器的冲击响应、传输函数、输出信号波形及输出峰值信噪比;

(2)如果不用匹配滤波器,而用滤波器

$$h(t)=\begin{cases} e^{\alpha t}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

则输出峰值信噪比是多少?你认为 α 的最佳值应该是多少?

(3)如果采用滤波器 $h(t)=e^{\alpha t}(t \geq 0)$ 则输出信噪比是多少?证明这种情况的信噪比总小于等于(2)的结果。

- 6.4 完成 LOFAR 和 DEMON 的数字仿真。
- 6.5 距离和频率测量精度与哪些因素有关?与分辨率有何区别和联系?
- 6.6 采用匹配滤波器的输出方式绘制出 CW 信号、LFM 和 13 位巴克码的模糊函数。
- 6.7 试证明信号模糊函数的性质式(6.34)。
- 6.8 编制 LFM 信号脉冲压缩的程序。并研究不同加权情形下,对主瓣、副瓣的影响。
- 6.9 采用匹配滤波器的方法画出 CW 脉冲、线性调频信号和码长为 1023 的 m 序列模糊函数。
- 6.10 两山之间声音来回反射,会有余音袅袅的感觉,这种山谷称为回音谷。在回音谷,如果你想听到清晰的回音,你是选择拖长声音喊,还是短促地喊好?试从信号理论角度解释你的选择。
- 6.11 用计算机仿真的方法研究线性调频信号的脉冲压缩。
 - (1) 雷达参数为:带宽 200MHz,脉冲宽度 $10\mu\text{s}$,载频 10GHz,电磁波速度 $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 目标距离为 10km,定时脉冲从 9km 开始采样,产生该信号的复包络。
 - (2) 声呐参数为:带宽 10kHz,脉冲宽度 10ms,载频 100kHz,声波速度 1500m/s,目标距离为 100m,定时脉冲从 0m 开始采样,产生该信号的复包络。
 - (3) 研究这两种信号的脉冲压缩方法,包括时域方法和频域方法。观察其主瓣宽度,并与理论值相对比。
 - (4) 研究加窗对脉冲压缩的影响,研究不加窗、汉宁窗和海明窗其主瓣宽度和副瓣大小。

参考文献

- [1] Francois Le Chevalier. *Principles of Radar and Sonar Signal Processing*, Artech House, 2002.
- [2] 李启虎. 数字式声呐设计原理. 合肥:安徽科技出版社, 2002.
- [3] L. L Weiss *Wavelets and wideband correlation processing*, IEEE Signal Processing Mag. Jan. 1994.
- [4] 林茂庸,柯有安. 雷达信号理论. 北京:国防工业出版社, 1984.
- [5] 丁鹭飞,张平. 雷达系统. 西安:西北电讯工程学院出版社, 1984.
- [6] 侯自强,李贵斌. 声呐信号处理——原理与设备. 北京:海洋出版社, 1984.
- [7] 何友等. 雷达自动检测与恒虚警处理(第二版). 北京:清华大学出版社, 2011.
- [8] 唐劲松. 水声信号处理中的几个问题. 北京:海军工程大学博士后出站报告, 1998. 10.
- [9] R. N. McDonough, A. D. Whalen. *Signal Detection in Noise*. Academic Press, 1995.

若计数脉冲频率为 f , 距离采样间隔 $\tau_R = 1/f$, 由读出的距离数码 N , 可确定目标时延 t_R 和目标的距离 R 关系为

$$t_R \approx N\tau_R \quad (7.1)$$

$$R = \frac{1}{2}c t_R \approx \frac{1}{2}c N\tau_R \quad (7.2)$$

式中, c 是光速; 这里采用约等号是因为启动脉冲和回波脉冲不一定与计数脉冲重合, 见图 7.1 中的 Δt_1 和 Δt_2 。

2. 多个目标距离编码

当同一方向有多个不同距离的目标时, 就需要在一次距离扫掠的时间内, 读出多个目标的距离数据。这种多个目标的距离编码器如图 7.2 所示, 其工作原理是: 雷达发射信号时刻, 启动脉冲使触发器置“1”, 计数脉冲就经“与”门使距离计数器不断计数, 直到距离计数器产生溢出脉冲使触发器置“0”, 封闭“与”门。在计数过程中, 每当目标回波到来时, 通过读数脉冲产生器读出当时计数器的数码; 读数是通过对输出端的控制门进行的, 不影响计数器的工作。因此, 使用一个计数器便可得到不同距离的多个目标数据。图中把计数脉冲经过一段小的延迟线后加到读数脉冲产生器, 是为了保证读数在计数器稳定以后进行, 以避免输出的距离数据发生错乱。

现代雷达采用数字处理方式, 距离编码即对应于距离回波信号的存储器位置值, 因此读取更为简单。

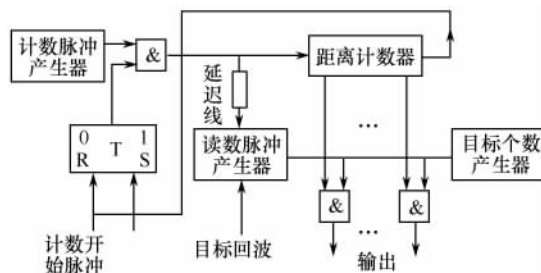


图 7.2 多个目标距离编码器

7.1.2 目标角度数据的录取方法

角坐标数据是雷达录取设备要获取的另一个目标参数。对两坐标雷达来说, 角坐标数据就是指方位角的数据; 对三坐标雷达, 角坐标数据包括方位角和仰角数据。但是, 测角的基本原理和方法是一样的。

目前雷达系统常用的角度传感器有两种: 一种叫光电码盘, 通过天线的机械旋转带动一个与之交链的码盘, 借助光电及附属电子电路, 将天线轴向位置直接转换为方位数码或方位增量脉冲。前者可以直接给出数值, 非常精细, 但成本高, 后者只能给出相对位置, 成本低。如果使用必须有零位指示。第二种用旋转变压器或自整角机(同步机)来把天线的机械运动产生的角转动变为电信号, 经过处理来获得方位码或方位增量脉冲。

7.1.3 目标高度数据的录取方法

专用的测高雷达, 它的波束是扁平的, 在方位上较宽, 在仰角上较窄, 测高时波束上下摆动。目标高度 h_t 的计算公式如下:

$$h_t = h_a + \frac{R^2}{2R_e} + R \sin \beta \quad (7.3)$$

式中, h_a 为雷达天线高度; R_e 为地球曲率半径。根据以上公式, 只要测得目标的斜距 R 和仰角 β (测角原理与方位角 θ 的测量原理是一样的), 就可以利用计算机来计算目标的高度, 这是目前常用的方法。这种两坐标雷达配上测高雷达完成三个坐标测量的体制, 工作过程如下: 对需要测量高度的目标, 由计算机送出目标的距离数据 (往往是提前量) 和方位数据, 测高雷达按照这些数据, 将天线转到给定目标方位上, 并在给定的距离上测量该目标的仰角和距离, 然后向计算机送回仰角数据 β (或 $\sin \beta$) 和距离数据 R , 就可以进行高度的计算。

测高雷达对距离和仰角的录取方法, 与前面介绍的距离数据和角度数据的录取方法是一样的, 有的测高雷达在录取仰角数据时, 所用的码盘不是通常读取角坐标的码盘, 而是按仰角的正弦读数的, 这就可以直接送来 $\sin \beta$ 的数字量。

7.1.4 其他参数的录取方法简介

雷达在录取了目标的坐标以后, 指挥机关还需要了解目标的某些特性, 如敌我信息、机型、架数、发现目标的时间, 以及其他有关信息。所有这些任务, 统称为目标特征参数的录取。特征参数的录取是比坐标录取更加复杂的问题, 这中间的某些任务, 在目前的技术条件下, 机器能够做到, 而另外一些, 机器是做不到的, 如识别机型, 现在主要依据操作员的人工判断。

1. 敌我识别 (IFF)

目标的敌我识别是一项非常重要的工作。在航空管制系统中, 存在着类似的问题, 即需要识别已经发现的目标是属于航行计划中已经编批的, 还是在计划以外的其他目标。

早在第二次世界大战期间, 就已经有了专门的敌我识别 (IFF) 系统。IFF 系统的操作比较简单, 操作员通过雷达显示控制台发出询问指令, 终端系统产生询问触发脉冲, 地面询问机通过与雷达天线同步旋转的询问机天线向空中目标发出询问信号 (通常是加密信号), 飞机上的应答器接收到询问信号以后, 如果认出是自己方面的询问, 就发回一个应答信号给地面站, 表示“正常”或“遇险”, 否则就不回答。应答信号由地面询问接收机接收、解密和处理, 其“正常”或“遇险”信号一方面送显示器显示, 另一方面应答标志进行录取。敌我识别的示意图如图 7.3 所示。

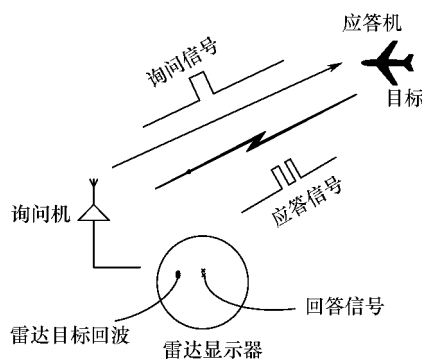


图 7.3 敌我识别示意图

2. 目标发现时间的录取

目标发现的时间是一个重要的特征参数, 它对运动参数的计算, 目标未来位置的预测, 指挥方案的组织实施等, 关系都很密切。

整个雷达网, 要有统一的计时系统, 上级指挥机关要进行对时, 下级统一以上级的时间为标准。计时的单位决定于计算运动参数所要求的精度, 通常取 10ms 。

一般情况, 通过计数器按照所选取的计时单位进行计数。由于检测器积累的时间比计时单位小得多, 所以检测器发现目标被认为是实时的, 因此可以选取检测过程中的一种标志信号作为发现时间的录取信号。在检测器检测出目标信息, 用“目标开始”、“目标发现”或“目标结

束”标识录取目标的距离和方位信息的同时,去提取时间计数器的计数结果,通过录取器或每个雷达触发中断信号,请求(通知)计算机通过 I/O 通道录取当时的时间。计算机在上级指挥机关对时标准的基础上,加上目标的发现时计数器的数码乘以计时单元,就是上一次对时信号发出以后,目标的发现时间。

3. 二次雷达数据的录取

第二次世界大战以后,二次雷达逐渐被用到军事以外的其他领域,特别是用在对飞机的导航和控制之中。二次雷达与一次雷达的工作方式不同,它是问答式的、被动的雷达系统。例如,对飞机导航时,地面设备发射询问信号,机上的应答设备接到以后,要加以识别,只有符合约定格式的询问信号,才予以回答。地面二次雷达接收机收到目标机的应答信号,即发现目标。

二次雷达的询问设备包括天线、发射机、接收机和模式编码等部件,按照国际标准,发射机的工作频率统一规定为 1030MHz。询问设备放在地面,而且与一次雷达放在一起,受一次雷达的触发而同步工作。询问信号是一组电码,有规定的国际通用的模式,按需要选用,询问器中的接收机接收应答信号,它的输出经过处理,用以识别目标。飞机上应答器收到询问信号,经过模式解码和模式比较以后,如果与事先选择的模式一致,则将约定的密码经过发射机和天线发回给地面。按照国际标准,飞机上发射的应答信号的频率是 1090MHz,和地面发射的询问信号相差 60MHz。对地面设备来说,发射机的工作频率与接收机的工作频率不一样,因此,二次雷达不存在杂波干扰,这是它的一个突出优点。

二次雷达共有 6 种不同的询问模式,如表 7.1 所示。其中模式 3/A 和模式 C 是军民共用的模式。这样利用这两种模式,民用设备可以控制军用飞机,军用设备也可以控制民用飞机。

表 7.1 二次雷达询问模式

模 式	脉冲间隔(μs)	用 途
1	3	军用识别
2	5	军用识别
3/A	8	军民共用识别
B	17	民用识别
C	21	军民共用测高
D	25	民用识别(备用)

为了便于读者理解二次雷达数据录取的工作过程,图 7.4 给出了时间、幅度、二次雷达识别码及高度码的录取原理框图。

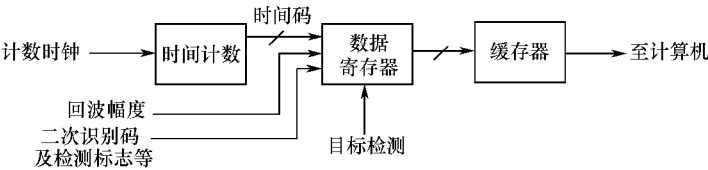


图 7.4 特征数据录取的原理框图

4. 二次雷达的高度录取

二次雷达的高度测量,在原理上与一次雷达测量高度是不同的,它是利用飞机上的气压表测高。大家知道,在海平面,标准的气压是 760mm,离海平面越高,气压越低。大约每升高

11m, 气压降低 1mm。飞机上的气压表读数的变化可以转化为机械轴的转动, 从而可以使安装在轴上的码盘随之旋转, 读出高度数据。在实际的航管系统中, 专门规定了一种模式(模式 C), 用以询问高度。当地面指挥所需要某个目标回答高度时, 用模式 C 发出询问信号, 机上的应答设备接到询问后, 就读出高度码盘的数值, 经高频调制后, 发回地面。地面的接收设备对应答码解调以后, 读出高度。通常与气压表耦合的码盘是按照循环码排列的, 所以地面接收到的机上应答高度是循环码, 译码以后, 需要把它变成二进制码供计算机使用, 或者直接变成十进制码加以显示。

地面收到的高度码, 一般还需要加以修正, 这是因为标准大气压随气象条件而有所变化, 有时海平面的气压可能低一些, 例如, 是 750mm, 比标准值低 10mm, 这样, 如果按 760mm 为标准, 高度的读数偏大, 其误差约为 110m, 因此要将读数减去 110m; 这个偏差有的时候可能还要偏高, 例如 770mm, 于是高度读数偏小, 需要加上 110 米。这一修正, 要根据气象台站的报告将修正的数字置入计算设备中去。另外, 飞机场本身与海平面相比较, 有一相对高度, 而气压表所提供的高度数据则是以海平面为标准的, 所以要减去机场的海拔高度, 才是飞机离地面的高度。

二次雷达所测量的高度数据, 比一次雷达所测量的高度数据准确。此外, 应用二次雷达测高, 数据容量大, 数据率高。所以, 在能够使用二次雷达测高的场合, 均以二次雷达的高度数据为准, 一次雷达的高度数据可以作为参考。

7.2 雷达和声呐的显示终端

雷达和声呐的显示终端用于显示雷达和声呐的信号和数据。显示的数据通常有目标的高度、航向、速度、运动轨迹、架数、目标属性、批号和敌我属性等。通常显示终端具备系统控制和参数输入功能, 因此显示终端也被称为显控台。

另外, 在指挥控制系统中, 综合显控台除了可以显示来自单部雷达的上述信息之外, 还可以显示多部雷达的数据, 如数据融合处理的综合信息等。

7.2.1 雷达的显示器

雷达显示器种类很多, 依据不同的分类得到不同的类型。根据显示目标的坐标数目分为: 一度空间显示器、二度空间显示器和三度空间显示器; 根据显示内容分为: 距离显示器、平面位置显示器、方位显示器、高度显示器、综合显示器等。

在地面监视雷达系统中, 根据雷达的不同用途, 经常需要几种显示器配合使用, 常用的显示器类型如下。

1. 距离显示器

距离显示器是一种幅度调制显示器, 属于一度空间显示器, 提供目标的距离和回波信号幅度信息, 扫描起点与触发脉冲同步, 其垂直偏转正比于目标回波强度, 而在水平偏转板加锯齿扫描电压形成水平基线, 基线长度表示目标距离。距离显示器也称 A 型显示器。

A 型显示器的扩展型为 A/R 显示器, 有两条水平扫描线, 上面一条与常规的 A 型显示器相同, 称为“粗基线”, 下面一条是上面扫描线中一小段的扩展, 扩展其中有回波的一小段, 可以用于观测波形并提高测距精度, 称为“精基线”。通常在 R 扫描线上所显示的那一段距离在 A 扫描线上以缺口显示出来, 以便使用人员观测。

距离显示器画面如图 7.5 所示。它的特点是操作人员能直接观察回波信号和噪声的幅度特性,在较小信噪比时辨认出目标,易于从回波的强弱变化或幅度起伏中判断出目标性质,距离分辨力和测距精度较高,但同一时间内只能观测一个方向上的目标,在雷达天线扫描时较难掌握空中目标的动态特性,往往需要和其他类型显示器来配合使用。A 型显示器多用于跟踪雷达。

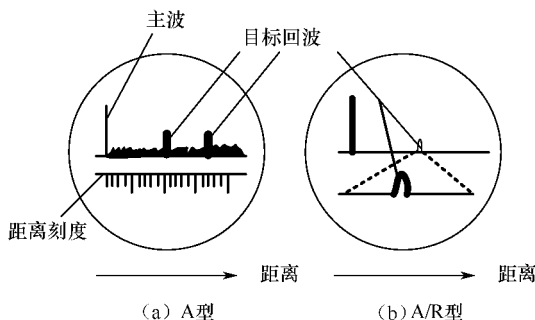


图 7.5 距离显示器画面

2. 平面位置显示器

平面位置显示器显示雷达目标的斜距和方位两个坐标,是二维空间显示器,画面如图 7.6 所示。天线不动时,显示一条由圆心到圆周的射线,称为距离扫描线(也称为时间基线);天线作圆周扫描时,时间基线随之同步旋转(方位扫描),并形成方位刻度线和距离刻度线(同心圆);目标回波信号加到阴极射线管的控制栅极或阴极,以亮点的方式显示,是一种辉度调制显示器。平面位置显示器以极坐标形式显示目标的距离和方位,方位角以正北为基准(零方位角),顺时针方向计量;距离则沿半径计量,圆心是雷达站(零距离)。它提供了 360° 范围内全部平面信息,所以也叫全景显示器或环视显示器,简称 PPI 显示器(Plan position indicator)。

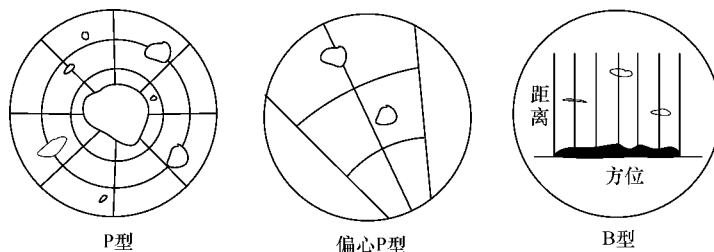


图 7.6 三种常见的平面位置显示器

平面位置显示器是使用最广泛的雷达终端显示器,因为它能够提供与通用平面地图一致的平面范围的目标分布情况。人工录取目标坐标时,通常是在平面位置显示器上进行的。优点是观测空域大,目标回波的位置直观、易于理解;不足之处是人眼对亮度调制的回波强度进行目标性质的识别能力不如幅度调制的,极坐标的方位分辨力随距离的远近不同而变化。为了提高方位显示的精度和分辨力,可用偏心或延时扫描来放大某个区域的雷达图像。

3. 方位显示器

方位显示器又称 B 型显示器,用直角坐标来显示某监视区的情况,横坐标表示方位,纵坐标表示距离,它实际上就是把 PPI 显示器的原点延伸为一条直线,其扫描线不是绕屏中心旋转,而是沿水平平移来获得有一定失真的雷达图像,显示画面如图 7.6 所示。B 型显示器通常

应用于空对空的场合,主要考虑点目标或群目标的距离和方位,而对延伸目标的形状或分离目标的相对位置不关心。B型显示器,在火控应用方面特别有用,也广泛应用于机载雷达和近程地面监视雷达。

4. 高度显示器

高度显示器显示雷达目标的距离和高度(或仰角),统称为 E 型显示器。这种显示器用在测高雷达和地形跟随雷达系统中,其典型画面如图 7.7 所示。横坐标表示距离,纵坐标表示仰角或高度。表示距离和高度的 E 型显示器又称为 RHI 显示器,主要用在测高雷达中。

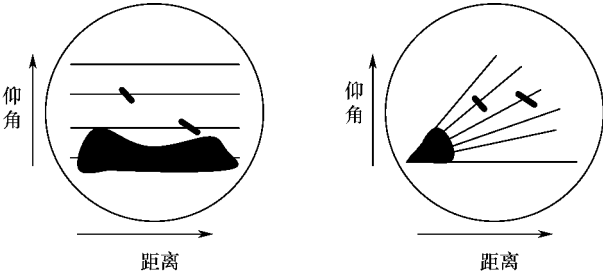


图 7.7 两种高度显示器的典型画面

5. 综合显示器

随着防空系统和航空管制系统要求的提高及数字技术在雷达中的广泛应用,出现了由计算机和微处理机控制的综合显示器。主要是在常规 PPI 显示器上叠加雷达二次信息,如表格数据、特征符号和地图背景(河流、空中航路、地面标志等),提供空中态势的综合图像,广泛用于防空作战指挥中心和空中交通管制中心,其显示画面示意图如图 7.8 所示。图中雷达图像为一次信息,综合图像为二次显示信息,它包括表格数据、特征符号和地图背景,如河流、跑道、桥梁及建筑物等。现代雷达终端设备都配有综合显示器,目标信息的录取都在这种显示器上进行。

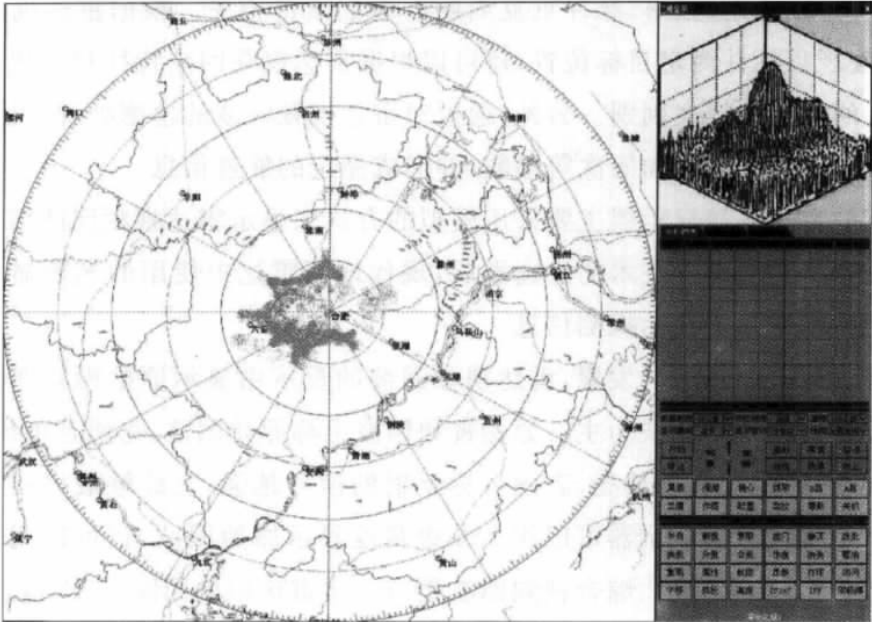


图 7.8 综合显示器的画面

7.2.2 声呐的显示器

1. 被动声呐显示器

被动声呐显示器主要有:方位时间历程显示、方位显示器(B显)、LOFAR显示和DEMON显示,后两者见6.2.2小节。方位时间历程显示器如图7.9(a)所示,图像横坐标是波束号,纵坐标为时间,亮度表示目标的强度。它给出了不同时段目标的方位。采用时间历程显示相当于进行了时间积累,可以改善被动目标的检测性能。方位显示器(B显)所示为单次时间积累后的各波束信号幅度。有两种方式:第一种如图7.9(b)所示,横坐标为波束号,纵坐标为信号幅度。第二种采用极坐标格式,如图7.9(c)所示。

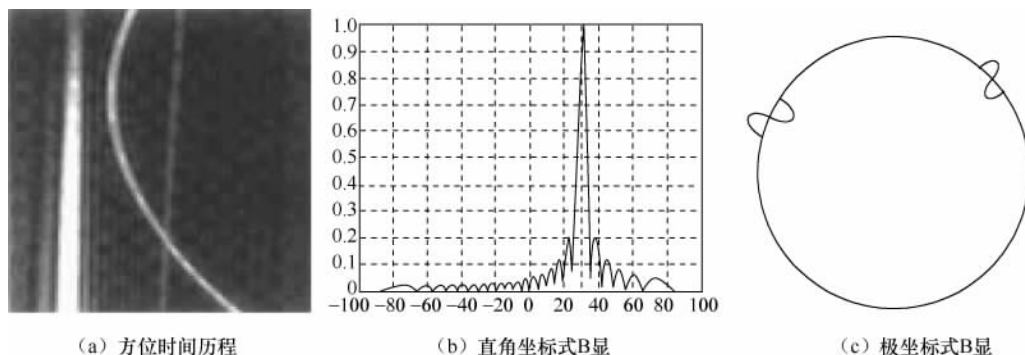


图 7.9 被动声呐显示器

2. 主动声呐显示器

主动声呐显示器为平面显示器,包括PPI显示器、偏心PPI显示器和B型显示器。其中B型较为常用。显示的格式与雷达相同,不再赘述。

7.3 雷达数据处理

雷达数据处理是指对雷达设备获取的目标位置及运动参数按一定算法进行处理,以提供每个目标的位置、速度、机动情况和属性识别,其精度和可靠性比一次观测的雷达要高。这种处理的核心就是实现多目标的跟踪。所以,雷达数据处理也叫多目标跟踪或目标航迹处理。本节首先依据两种标准对雷达数据处理进行分类,紧接着对有关名词术语进行阐述,最后介绍雷达数据处理的基本过程。

7.3.1 雷达数据处理分类及术语定义

1. 雷达数据处理分类

依据雷达种类和用途,可以将雷达数据处理分为三类。

(1) 边扫描边跟踪(TWS)系统,其波束在空间机械扫描,以大致固定的间隔录取目标位置的观测值。

(2) 相控阵雷达数据处理系统,天线波束在空间的扫描是电控的,具有灵活性和快速性,对不同的目标其点迹的录取率可以不同,也可以灵活地改变。

(3) 多站和组网雷达的数据处理,组网和多传感器数据融合是对付现代雷达四大威胁(隐

身目标、防辐射导弹、综合电子干扰和低空/超低空突防)的有效手段之一,可以获得更好的性能。

按照雷达(传感器)数目和要跟踪处理的目标数,也可以把雷达数据处理分成如下三类。

(1) 单传感器单目标跟踪(STT):用单个传感器跟踪单个目标的运动是雷达数据处理最基本的应用,如单目标跟踪火控雷达。这种情况下,将处理集中在连续更新单个目标的状态,用预测值来调整传感器探测位置以跟踪目标运动,始终保持跟踪传感器的视线指向单个要跟踪的目标。由于假定每个检测结果都来自单个目标或虚警,不需要复杂的分配逻辑,从而大大简化了处理。

(2) 单传感器多目标跟踪(MTT):随着目标数目的增加,需要把每次探测结果标识为一条已有航迹,或一条新航迹,或一个虚警,由此使得观测到目标的分配变得复杂。特别当目标变得稠密,或目标交叉、分批或继续聚合一起时,分配处理将更为复杂。

(3) 多传感器多目标跟踪(MMTT):这是最为复杂的数据处理,因为多个传感器具有不同的目标视角、测量几何方法、精度、分辨力和视野,不同的特性会使测量的分配问题进一步复杂化。

本章主要讨论单部雷达边扫描边跟踪系统中的多目标跟踪问题。

在单部雷达系统中,雷达数据处理的计算机进行,它置于数据录取器和显示器之间,基本上由一台/多台计算机、一套系统软件和应用软件,以及一些用来存储数据的输入/输出缓冲存储器组成。雷达数据处理可以看成是一种算法,在若干次的雷达扫描时间上获取雷达录取器的点迹流,储存在输入缓冲存储器,再由软件控制在计算机内进行运算、判别等处理,其处理结果即航迹数据,被存入输出缓冲存储器中,然后送显示器显示或上报指挥所。

2. 雷达数据处理中的有关术语

(1) 雷达目标

雷达目标是指被雷达监视、观测和跟踪的空中或地面物体,通常可以分为以下三种。

① 反(散)射目标:一次雷达的探测对象,如飞行器、舰船、坦克等;一些特殊用途雷达的观测对象,如云、雨、角反射体等。

② 协作目标:指二次雷达、IFF 应答机、弹载应答机、探空仪等的观测对象。

③ 辐射目标:指无源雷达(侦察技术设备)等的探测对象。

(2) 点迹

一次观测值或量测,是指从传感器信号处理器输出并满足一定检测准则而与目标状态有关的一组观测值(数据),如位置估计值、目标辐射强度等。

(3) 点迹录取

根据检测结果,对目标点迹进行估值的过程。按自动化程度,录取方法可分为人工、半自动、全自动录取和区域全自动等。

(4) 航迹

对不同目标的若干点迹进行处理后将同一目标点迹连成的有序点迹,即从一组观测值估计出的目标运动轨迹。

(5) 航迹处理

将同一目标点迹连成航迹的处理过程。一般包括航迹起始、相关、外推和终止等。

(6) 互联

根据雷达等传感器在每次环扫、扇扫或电扫中获得的观测来确定目标个数、判别不同时间

空间的数据是否来自同一个目标,进行点迹与航迹配对的过程,也称相关或关联。按照互联的对象可分为三类:①观测值与观测值互联(航迹起始);②观测值与已存在航迹互联(航迹维持或航迹更新);③航迹与航迹互联(航迹融合)。

(7) 波门

指以初始点迹或航迹外推位置为中心、符合一定约束的区域。

(8) 跟踪

对目标观测值与航迹互联,以便保持对运动目标现时状态进行估计的处理过程,一般包括:运动分量(位置、速度、加速度等);其他分量(辐射信号强度、频谱特性、特征信息等);常数或缓变参数(耦合系数、传播速度等)。

(9) 多目标跟踪

多目标跟踪是指同时对来自多个目标的观测值进行处理,以便保持对多个目标现时状态的估计。

(10) 机动

指目标运动出现了不可预测的变化,比如目标突然加速、转弯等。

(11) 运动模型

目标运动模型是目标运动规律的假设,如匀速直线运动、匀加速运动等,有了这些假设可以给出目标的状态方程。

3. 雷达数据处理的流程

雷达数据处理器的输入则是雷达信号处理器(检测器)的输出。信号处理器是用来检测目标并利用一定的方法来抑制由海(地)杂波、气象、射频干扰、噪声源和人为干扰所产生的不希望有的信号,处理后的视频输出信号再与某个门限相比较。若信号超过检测门限,便判断为“发现”目标,然后把目标信号输送到数据录取器,以便测量出目标的距离、方位、俯仰、径向速度以及其他一些特性。而数据录取器输出的便是目标观测值,称为点迹。由数据录取器输出的点迹在数据处理器中进行各种处理后在雷达显示器上显示目标的状态信息,从而完成对目标的状态估计,如图 7.10 所示。

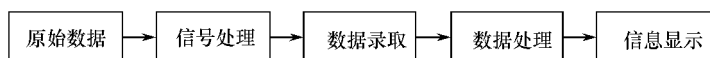


图 7.10 雷达数据处理流程

雷达数据处理主要指雷达在取得目标的位置、运动参数后进行的互联、跟踪、滤波、平滑、预测等运算。通过对雷达测量数据进行上述处理,可以有效地抑制测量过程中引入的随机误差,精确估计目标位置和有关运动参数,预测目标下一时刻的位置,并形成稳定的目标航迹。因此,雷达数据处理涉及三个方面的问题:①目标的参数录取和点迹形成;②点迹及航迹的互联;③航迹的更新。这里必须解决的问题包括:①点迹录取(完成对目标回波的测量和预处理);②航迹起始(如何从点迹建立航迹);③数据互联(完成点迹与航迹的配对);④航迹更新或维持(完成对被跟踪目标的滤波和预测);⑤航迹终止(终止不需要或不能继续跟踪的航迹);⑥性能评估等。

根据上述讨论,我们给出雷达数据处理的各个基本要素之间的相互关系,如图 7.11 所示。

雷达探测到目标后,点迹录取器提取目标的位置信息形成点迹数据,经预处理后,新的点迹与已存在的航迹进行数据关联,关联上的点迹用来更新航迹信息(跟踪滤波),并形成对目标

下一位置的预测波门,没有关联上的点迹进行新航迹起始。如果已有的目标航迹连续多次没有点迹与之关联,则航迹终止,以减少不必要的计算。

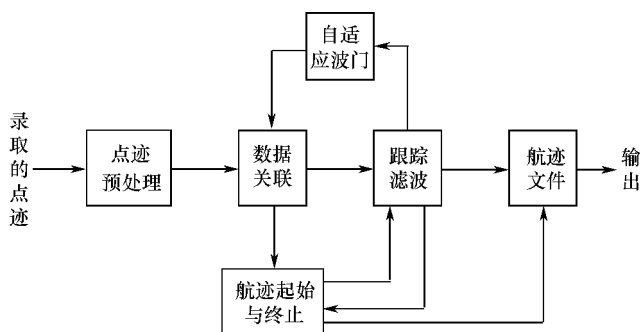


图 7.11 雷达数据处理基本流程示意图

航迹起始是对进入雷达监视区域的新目标快速建立航迹的过程。在获得一组观测点迹后,这些点迹首先与已经存在的航迹(可靠航迹)进行关联,关联成功的点迹用来更新航迹文件,剩余的点迹存入暂时航迹文件,暂时航迹可能是由进入监视区域的新目标引起,也可能是由噪声、杂波或干扰引起的虚假目标,因此暂时航迹必须经过确认才能转为可靠航迹。跟踪滤波的目的是根据已获得的目标观测数据对目标的状态进行精确估计,跟踪滤波的关键是对机动目标的跟踪,机动目标跟踪的主要困难在于设定的目标模型与实际的目标运动模型的不匹配问题。一般目标沿直线航线匀速运动,这时采用卡尔曼滤波技术可获得最佳估计;但当目标偏离直线航线而作机动飞行时,卡尔曼滤波可能会出现发散,所以需要采用自适应方法。

在多目标及杂波环境中,准确地判断点迹与目标的对应关系很困难。数据关联就是将录取的点迹与已经存在的航迹进行比较,并确定正确的点迹与航迹配对。最简单的数据关联方法是波门法,用已经存在的航迹预测点为中心,周围的区域作为波门。当目标的波门内只有一个点迹时,关联的过程是比较简单的;但当目标比较多且相互靠近时,关联的过程就变得十分复杂,此时要么是单个点迹位于多个波门内,要么是多个点迹位于单个目标波门内。目前,对此类问题的解决方法有两种:一种是所谓的最近邻域法,另一种方法称为全邻域法。

在多目标跟踪的过程中要充分利用点迹序列的性质,对点迹的预期特性规定得越缜密,数据处理器在区分不同目标和虚假点迹时的能力就越强。相继的目标点迹的间隔决定于目标速度,当目标作各种机动时,其速度是不断变化的。如果目标是飞机,那么其速度值有一个上限和下限,而且飞机加速度的上限大大限制了飞机所能机动的航迹。

7.3.2 雷达数据处理的实现

1. 航迹起始

航迹起始是多目标跟踪系统用来截获进入雷达威力区新目标的方法。它可由人工或数据处理器按航迹逻辑自动实现。自动航迹起始的目的是在目标进入雷达威力区后,能立即建立起目标的航迹文件。另外,还要防止由于存在不可避免的虚假点迹而建立起假航迹。所以,航迹起始方法应该在快速起始航迹的能力与防止产生假航迹的能力之间达到最佳的折中。这里主要介绍工程中常用的波门法。

在每个第一批点迹周围形成起始波门,波门大小由目标可能速度、录取周期和观测精度决定,第二批点迹落入起始波门的认为是同一目标,外推形成预测波门。若起始波门内落入多个

点迹,则形成分支,待后续点迹的到来再进行鉴别,这样错误的航迹会很快被删除。

以二点或三点法为例。航迹起始的第一步是建立临时航迹,不妨先研究单目标情况下临时航迹的建立问题。假定在天线扫描后的某一个周期内,第一次发现目标的点迹设定为001批目标,它的参数被录取进入计算机,于是,计算机以获得的点迹数据为中心,以观测目标的最大速度和加速度为依据设定一个半径,确定一个较大的跟踪门。在天线扫描的下一个周期,001批目标将出现在大波门内,则该批目标的第二个点迹再次被录取。记目标的第一个点迹位置的直角坐标为 $(x(1), y(1))$,第二个点迹位置的直角坐标为 $(x(2), y(2))$,则这两个点迹可连接成一条航迹,并且第二个点迹的估计值为

$$\begin{cases} \hat{x}(2|2) = x(2) \\ \hat{y}(2|2) = y(2) \end{cases} \quad (7.4)$$

假定该目标在 x, y 方向各自独立地做匀速直线运动,天线扫描周期为 T ,则目标的速度估计值为

$$\begin{cases} \hat{v}_x(2|2) = \frac{x(2) - x(1)}{T} \\ \hat{v}_y(2|2) = \frac{y(2) - y(1)}{T} \end{cases} \quad (7.5)$$

可预测目标在下一个扫描周期时目标的位置为

$$\begin{cases} \hat{x}(3|2) = x(2) + \hat{v}_x(2|2) \cdot T \\ \hat{y}(3|2) = y(2) + \hat{v}_y(2|2) \cdot T \end{cases} \quad (7.6)$$

因此,如果目标按匀速直线运动,则其回波应落在中心为该预测位置的波门内。此即为工程上常用的两点航迹起始方法,主要用来建立临时航迹。

若假定目标作匀加速直线运动,则可以用三点起始的方法来形成临时航迹,目标在第三点的观测值即为其估计值,并可估计此时的速度和加速度(以 x 轴为例)

$$\hat{v}_x(3|3) = \frac{x(3) - x(2)}{T} \quad (7.7)$$

$$\hat{a}_x(3|3) = \frac{\hat{v}_x(3|3) - \hat{v}_x(2|2)}{T} \quad (7.8)$$

从而可以预测到下一个扫描周期目标位置为

$$\hat{x}(4|3) = x(3) + \hat{v}_x(3|3) \cdot T + \frac{1}{2} \hat{a}_x(3|3) \cdot T^2 \quad (7.9)$$

为了便于后面跟踪算法的运行,还必须给定或计算初始估计的误差。临时航迹建立后,尚需继续对该航迹跟踪,与预测位置所在波门的点迹关联,直到此后若干个扫描周期都能在预测位置发现点迹,从而形成稳定的航迹。由于雷达的目标发现概率小于1,点迹处理软件在临时航迹确认阶段可以增加1位丢点标志,允许被观测目标在航迹起始阶段丢点,只要不是连续两帧以上丢点,临时航迹继续保留并进一步等待确认,有利于尽早自动起始稳定航迹。图7.12给出两种航迹起始过程的情况。图中,左边为丢失一点(空心圆)情形,而右边表示在发现第一个点迹后,建立波门,寻找第二个点迹,该点丢失,但在下一次扫描时继续建立波门,若发现该点,则形成临时航迹。概括地说,只要不是连续两个扫描周期丢点,则维持临时航迹,直到建立稳定航迹或航迹消亡。

2. 数据关联

数据关联是多目标跟踪技术中最重要也是最困难的问题,其任务就是将新的录取周期获

得的一批点迹分配给各自对应的航迹,即点迹与航迹的配对,也就是从当前的点迹和航迹中判断哪个点迹属于哪个目标航迹,哪些目标已经消失,哪些目标是新出现的。

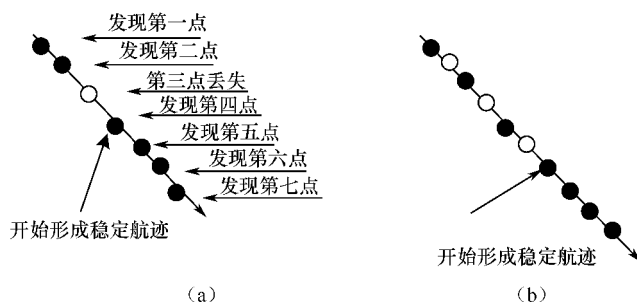


图 7.12 两种航迹起始情况举例

数据关联方法大致可以分成两类:最大似然法和贝叶斯法。属于前者有最近邻、0-1 整数规划法、多假设检验法(MHT);属于后者的有概率数据互联和联合概率数据互联法(PDA/JPDA)等。

设雷达天线匀速旋转,第一次扫描设有 m_1 个点迹,第二次扫描设有 m_2 个点迹等。这些点迹可能是真目标,也可能是假目标(干扰、虚警、杂波之类)。把同一目标在不同扫描周期里的点迹找出来并组成航迹的主要困难是计算量大。例如,当 $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 100$,仅 4 个点迹组成的可能航迹就有 $m_1 m_2 m_3 m_4 = 10^8$ 个。要求从 10^8 个可能航迹中找出 100 条实际航迹,犹如在大海中捞针一样的困难。如何淘汰诸多假航迹找到真航迹呢?这就要找出真航迹的主要特征,把它们逐步从可能航迹中筛选出来。

这里首先指出互联问题的以下两个明显的限制条件:

- ① 同一次扫描的点迹互不关联;
- ② 第 k 次和第 $k-1$ 次以前的点迹不关联。

另一个可利用的特征是目标的动力学特性,由于目标速度和加速度的限制,一条航迹相继两次扫描的观测值“距离”不会太大,这时可用波门技术来消除不可能的点迹——航迹配对。波门是一个以目标下一次扫描可能出现的预测点为中心的区域,它作为决定一个点迹是否属于先前已经建立的航迹或是新目标点迹与航迹关联算法的第一步,来把观测点迹粗分为两类:①用于航迹更新的候选点迹。即观测点迹落入一个或多个已经存在航迹的波门区域,这些点迹最后可能用于更新航迹,也可能用于起始一个新航迹;②新目标航迹的初始观测点迹。即观测点迹没有落入任何已存在航迹的波门区域,它直接作为起始新目标航迹的候选点迹。

如果每个航迹的预测波门中只有一个点迹,就不用解关联问题,如图 7.13 所示。它不仅可以减少处理的复杂性,而且可以降低错误关联的概率。在目标密集、复杂杂波的环境中,有可能出现一个点迹落入多个波门或多个点迹落入同一波门的情况,要是多个航迹“争夺”单个点迹,要是相关波门中的多个点迹与同一航迹关联。

首先确定一个基本原则:一条航迹只能分配一个点迹,一个点迹只能分配给一条航迹。这是严格的“一夫一妻”制。无论是下面将要讨论的最近邻原则,还是用平均距离最小原则,都应遵守。

下面以图 7.14 为例说明多点迹、航迹的关联问题。图中,1 号航迹波门内有两个点迹,2 号航迹波门内有三个点迹,而 3 号航迹波门内有一个点迹。按表 7.2 构成点迹和航迹间隔

矩阵,不相关的点迹—航迹配对用趋于无穷大的间隔作标记。首先介绍“最近邻”原则,即某个航迹暂时与最靠近的点迹关联,然后再检查这些暂时的关联,去掉那些重复使用的点迹。

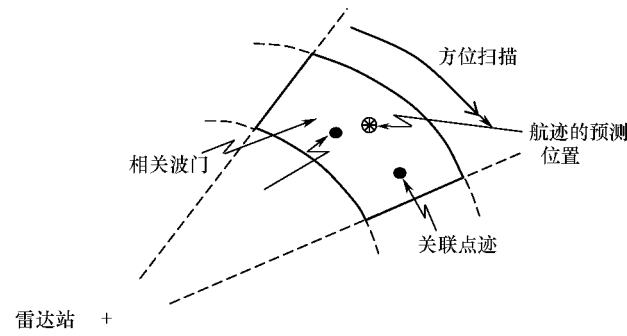


图 7.13 最简单的相关算法

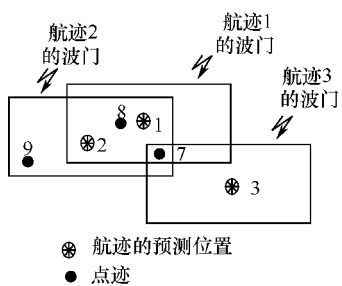


图 7.14 互相毗邻的多个点迹和航迹所产生的关联问题示例

表 7.2 点迹—航迹间隔矩阵

点迹 \ 航迹	航迹		
	1	2	3
7	4.2	5.4	6.3
8	1.2	4.1	∞
9	∞	7.2	∞

表 7.2 说明了这个关联过程。与航迹 1 和航迹 2 关联的点迹 8 同最靠近的航迹配对,然后再检查其余航迹,把所有与点迹 8 的关联去掉。这样,点迹 7 与航迹 1、2、3 关联。把航迹 2 与点迹 7 配对就解决了这种矛盾的情况。当与点迹 7 的其他关联去掉时,航迹 3 便没有点迹与之关联,故而在本次扫描中航迹 3 不会被更新。这样,航迹 1 被点迹 8 更新,航迹 2 被点迹 7 更新,而航迹 3 不更新。

再来介绍平均距离最小原则,如果与某个航迹只有一个相关点迹,那么总是用一个点迹与一条航迹配对。如前所述,可以用最小间隔来消除模糊。这样,在本例中,航迹 3 由点迹 7 更新,航迹 1 由点迹 8 更新,而航迹 2 由点迹 9 更新,参见表 7.3。

表 7.3 图 7.14 情况的关联逻辑

航迹号	最靠近的关联		第二个关联		第三个关联	
	点迹	间隔	点迹	间隔	点迹	间隔
1	8	1.2	7	4.2	—	—
2	8	4.1	7	5.4	9	7.2
3	7	6.3	—	—	—	—

图 7.15 示出了整个点迹—航迹配对的流程。
实际工程上,航迹配对常用的方法如下。

(1) 最近邻域法(NN):简单、易于工程实现,它选用落入波门内与航迹预测点统计距离最

近的点迹分配给航迹。具体实现时有三种准则:距离最近优先、唯一性优先及总距离和最小准则。该方法是一种局部最优的算法,在目标密度较大的情况下,多目标的波门相互交叉,最近的点迹未必由目标产生,因此,它有时会做出不正确的关联,甚至会导致航迹丢失。

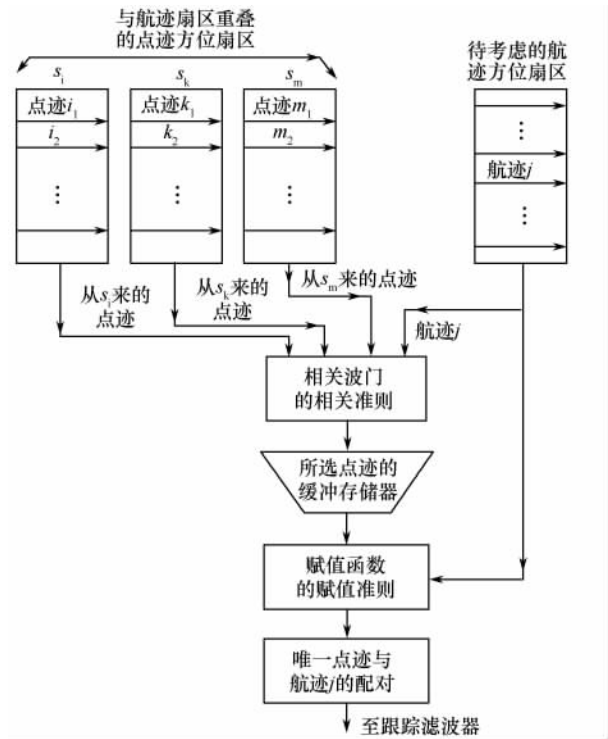


图 7.15 点迹—航迹配对的流程

图 7.16 是多个点迹落入一条航迹的情形,图 7.17 是图 7.16 根据最近邻域法形成的航迹。图 7.18 点迹落入多条航线外推波门情形,图 7.19 是图 7.18 根据最近邻域法形成的航迹。

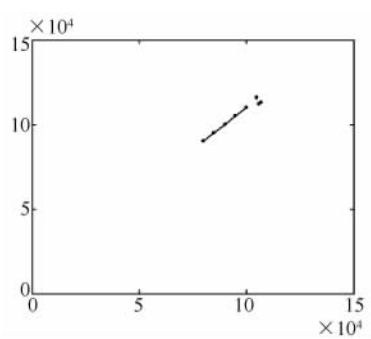


图 7.16 多个点迹落入一条航迹互联之前的航迹

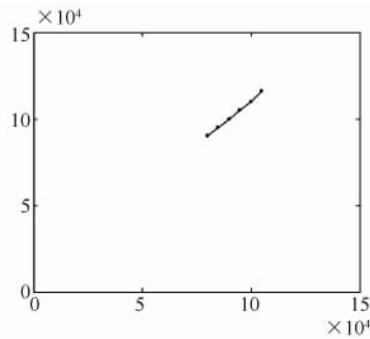


图 7.17 图 7.16 根据最近邻域法形成的航迹

(2) 航迹分裂法:认为波门内的每个点迹都可能来源于目标,都与目标航迹构成新的航迹分支,对每个分支航迹进行滤波、预测处理,得到新的状态估计,计算该航迹的似然函数,用来判别该航迹的真伪。随着扫描次数的增加,可能的组合越来越多,所以必须及时地删除似然比低于某门限的航迹,合并超过一定比例的重合点迹构成的航迹。

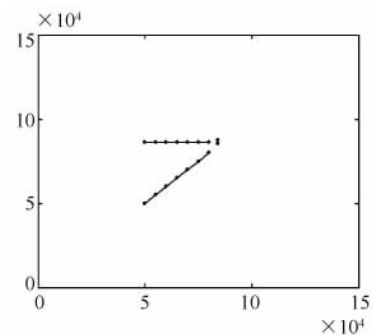


图 7.18 点迹落入多条航线外推波门

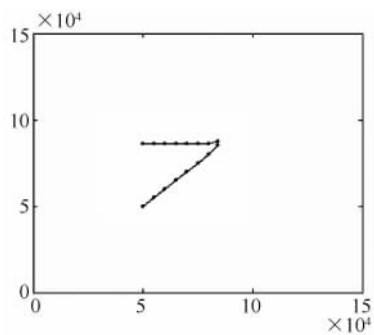


图 7.19 图 7.18 根据最近邻域法形成的航迹

3. 滤波与预测

对数据关联后分配给航迹的点迹数据进行处理,利用时间平均法减小观测误差、估计目标的速度和加速度、预测目标的未来位置。对目标现在的状态进行滤波,以及对目标未来的运动状态进行预测。这里着重介绍雷达数据处理中的一个系统模型和基本的滤波方法——卡尔曼 (Kalman) 滤波方法(标准算法见本章附录)。

(1) 递推滤波的基本思想

卡尔曼滤波的最大特点是采用递推滤波。为了帮助理解递推的概念,举例如下。设对一枝铅笔的长度测量 n 次。第 i 次测量值为 z_i 。如果假定每次测量误差为独立的同分布高斯噪声,那么易证铅笔长度 x 的最大似然估计为

$$\bar{x}_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z_i$$

也就是每次测量值的均值。也可以采用递推的方式求这个均值,定义第 k 次均值为

$$\bar{x}_k = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k z_i$$

那么第 $k+1$ 次均值可以表示为

$$\bar{x}_{k+1} = \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^{k+1} z_i = \bar{x}_k + \frac{1}{k+1} [z_{k+1} - \bar{x}_k]$$

定义新息(innovation):

$$z_{k+1} - \hat{z}_{(k+1)/k} = z_{k+1} - \bar{x}_k$$

式中, $\hat{z}_{(k+1)/k}$ 表示第 k 个时刻对第 $k+1$ 个时刻量测的预测,在这里我们用 k 时刻的均值作为其预测值。新息给出的是测量值与预测值的差异。新息前的系数 $1/(k+1)$ 称为权。权值越大,新息作用越大。

这种利用前一个估计值,结合新息给出下一个时刻的估计方法就是递推方法的思想。

(2) 系统模型

在无机动情形下二维匀速运动目标的状态方程可以写成

$$\mathbf{X}(k+1) = \Phi(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{V}(k) \quad (7.10)$$

式中

$$\Phi(k) = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

状态转移矩阵。 $X(k)$ 是 k 时刻的状态, $X(k)=[x(k) \quad \dot{x}(k) \quad y(k) \quad \dot{y}(k)]$ 。 $V(k)$ 是零均值高斯白噪声序列, 为气流扰动。假设 $V(k)$ 的协方差为 $Q(k)$ 。

量测方程是

$$Z(k+1)=H(k+1)X(k+1)+W(k+1) \quad (7.12)$$

式中, $H(k)$ 为量测矩阵, $W(k+1)$ 是零均值高斯白噪声序列, 且其协方差为 $R(k+1)$ 。

如果采用极坐标, 雷达的观测方程为线性方程, 即

$$Z(k+1)=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}X(k+1)+W(k+1) \quad (7.13)$$

式中, $Z(k)=[\hat{r}, \hat{\theta}]$ 为雷达测量得到的距离和方位矢量; $X(k)=[r, \theta]$ 为目标实际位置矢量。

但是由于匀速运动的目标仅在直角坐标系下才为线性方程。而在直角坐标系中, 雷达的观测方程为非线性方程, 即

$$Z(k+1)=\begin{bmatrix} \sqrt{x(k+1)^2+y(k+1)^2} \\ \arctan \frac{y(k+1)}{x(k+1)} \end{bmatrix}+W(k+1) \quad (7.14)$$

这是雷达和声呐跟踪中存在的一个问题: 如果采用直角坐标系目标的状态方程是线性的, 而观测方程是非线性的; 如果采用极坐标系目标的状态方程是非线性的, 而观测方程是线性的。而卡尔曼滤波要求状态方程和观测方程均为线性的。一个处理的办法是将观测方程进行线性化。此时的坐标系是混合坐标系, 状态方程采用的是直角坐标系, 观测方程采用的是极坐标系和直角坐标系。首先定义预测的误差(即新息)

$$\tilde{X}(k+1|k)=X(k+1)-\hat{X}(k+1|k) \quad (7.15)$$

那么极坐标下预测值为

$$\hat{Z}(k+1|k)=F[\hat{X}(k+1|k)] \quad (7.16)$$

将 $Z(k+1)$ 以 $\hat{X}(k+1|k)$ 为中心, 展开成一阶泰劳级数, 并忽略高次项:

$$\begin{aligned} Z(k+1|k) &= F[X(k+1|k)] + W(k+1) \\ &= F[\hat{X}(k+1|k)] + \left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k+1|k)} [X(k+1) - \hat{X}(k+1|k)] + W(k+1) \end{aligned} \quad (7.17)$$

极坐标下, 量测与量测预测值的差为

$$\begin{aligned} \tilde{Z}(k+1|k) &= Z(k+1) - \hat{Z}(k+1|k) \\ &= \left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k+1|k)} [X(k+1) - \hat{X}(k+1|k)] + W(k+1) \end{aligned} \quad (7.18)$$

令 $H(k+1)=\left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k+1|k)}$, 对于二维平面目标二坐标雷达的观测矩阵为

$$H(k+1)=\left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k+1|k)} = \begin{bmatrix} \frac{x}{r} & 0 & \frac{y}{r} & 0 \\ -\frac{y}{r^2} & 0 & \frac{x}{r^2} & 0 \end{bmatrix} \bigg|_{X=\hat{X}(k+1|k)} \quad (7.19)$$

该式意味着线性化后的观测方程是时变的, 它是状态预测的函数。由式(7.18)和式(7.19)两式有

$$\tilde{\mathbf{Z}}(k+1|k) = \mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{W}(k+1) \quad (7.20)$$

式(7.20)为线性化后的观测方程。这样我们就可以利用卡尔曼滤波算法来解决雷达跟踪问题,经过线性化处理后得到的 Kalman 滤波称为扩展 Kalman 滤波。

(3) 扩展 Kalman 滤波

Kalman 滤波算法状态估计的初始化问题是运用 Kalman 滤波的一个重要的前提条件,只有进行了初始化,才能利用 Kalman 滤波对目标进行跟踪。由于航迹起始时,已经有了位置信息,两点位置差除以时间可以得到目标的二维速度估计。

Kalman 滤波的基本思想是建立在线性系统空间状态模型上的递推无偏最小均方误差估计,它包括滤波和预测两大部分。事实上,滤波的目的就是对目标过去和现在的状态进行平滑,预测则是估计目标未来时刻的运动状态。扩展给出 Kalman 算法的滤波流程如下。

步骤 0 初始化:初始化 $\hat{\mathbf{X}}(0|0)$ 和 $\mathbf{P}(0|0)$

采用如上所述的两点法起始航迹。按式(7.4)和式(7.5)初始化 $\hat{\mathbf{X}}(0|0)$,即

$$\hat{\mathbf{X}}(0|0) = [x_2 \quad (x_2 - x_1)/T \quad y_2 \quad (y_2 - y_1)/T]^T \quad (7.21)$$

$\mathbf{P}(0|0)$ 并非初始估计值,而是一个适当大的初始值即可。太小的矩阵将导致卡尔曼滤波发散。

$$\mathbf{P}(0|0) = (2 \sim 5) \begin{bmatrix} \sigma_r^2 & \sigma_r^2/T & 0 & 0 \\ \sigma_r^2/T & 2\sigma_r^2/T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_r^2 & \sigma_r^2/T \\ 0 & 0 & \sigma_r^2/T & 2\sigma_r^2/T^2 \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

步骤 1 预测方程:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \Phi(k)\hat{\mathbf{X}}(k|k) \quad (7.23)$$

步骤 2 观测矩阵:

$$\mathbf{H}(k+1) = \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)} = \left[\begin{array}{cccc} \frac{x}{r} & 0 & \frac{y}{r} & 0 \\ -\frac{y}{r^2} & 0 & \frac{x}{r^2} & 0 \end{array} \right]_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)} \quad (7.24)$$

步骤 3 预测协方差矩阵:

$$\mathbf{P}(k+1|k) = \Phi(k)\mathbf{P}(k|k)\Phi'(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (7.25)$$

步骤 4 残差的协方差阵:

$$\mathbf{S}(k+1) = \mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}(k+1|k)\mathbf{H}'(k+1) + \mathbf{R}(k+1) \quad (7.26)$$

步骤 5 滤波的增益矩阵:

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1|k)\mathbf{H}'(k+1)\mathbf{S}^{-1}(k+1) \quad (7.27)$$

步骤 6 量测的预测:

$$\hat{\mathbf{Z}}(k+1|k) = \mathbf{F}[\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)] \quad (7.28)$$

步骤 7 最优滤波:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(k+1) &= \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1)\tilde{\mathbf{Z}}(k+1) \\ &= \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{Z}(k+1) - \hat{\mathbf{Z}}(k+1|k)] \end{aligned} \quad (7.29)$$

步骤 8 滤波误差的协方差阵:

$$\mathbf{P}(k+1|k+1) = \mathbf{P}(k+1|k) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{S}(k+1)\mathbf{K}'(k+1) \quad (7.30)$$

步骤 9 返回步骤 1。

卡尔曼滤波的增益随时间会迅速减小。但由于目标机动等原因,卡尔曼滤波会出现发散现象。为了防止这种现象的发生,可以定期地将 $P(k|k)$ 初始化。此外还可以设置机动检测逻辑,一旦发现多次量测的预测值与量测偏差很大,就认为目标出现了机动,除了初始化 $P(k|k)$ 外,还必须增加模型的阶数。

图 7.20 表示仿真的某运动目标真实航迹、经过 Kalman 滤波得到的该运动目标估计航迹,以及目标观测值航迹。其中的实点表示仿真的某运动目标真实航迹,深实线是经过 Kalman 滤波得到的该目标估计航迹,虚线表示目标观测值航迹。显然,深实线表示的是经过 Kalman 滤波得到的该目标估计航迹,比虚线表示的目标观测值航迹要平滑一些。可以看出,运用 Kalman 滤波得到的估计具有滤波和预测两大功能。

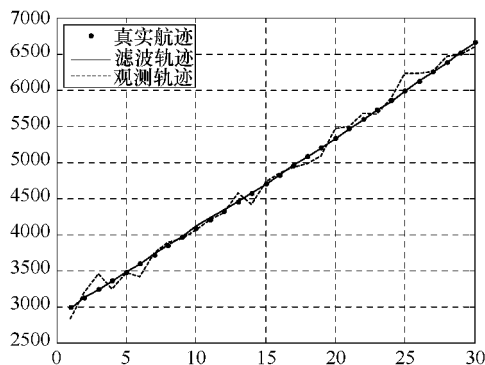


图 7.20 真实航迹、观测轨迹和 Kalman 滤波轨迹

4. 航迹终止

如果数据关联错误形成错误航迹,或目标飞离雷达威力范围,或目标强烈机动飞出跟踪波门而丢失目标,或目标降落到机场,或目标被击落,出现这些事件时航迹都应终止。航迹终止是航迹起始的逆过程,其处理方法与航迹起始类似。当某一扫描周期丢失目标时,不终止航迹,而用前一次的外推点补上丢失的航迹点。若连续几个扫描周期波门内没有点迹就令航迹终止,或依据一定的概率准则,当航迹为真的概率低于某一门限则令航迹终止。

边扫描边跟踪系统在新的扫描周期到来之前通常进行航迹核对,若一条航迹连续三次没有相关点迹,则该航迹终止。

附 标准卡尔曼滤波公式

1. 滤波方程

$$\bar{\mathbf{X}}(k|k) = \Phi \hat{\mathbf{X}}(k-1|k-1) + \mathbf{K}(k)[\mathbf{Z}(k) - \mathbf{H}\Phi \hat{\mathbf{X}}(k-1|k-1)]$$

2. 预测误差方差

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \Phi \mathbf{P}(k-1|k-1) \Phi^T + \mathbf{Q}$$

3. 最优增益计算

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k|k-1) \mathbf{H}^T [\mathbf{H} \mathbf{P}(k|k-1) \mathbf{H}^T + \mathbf{R}]^{-1}$$

4. 误差方差的递推:

$$\mathbf{P}(k|k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)] \mathbf{P}(k|k-1)$$

5. 一步最优预测:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \Phi \hat{\mathbf{X}}(k|k)$$

思考题与习题

- 7.1 什么是雷达数据处理？它包括哪几类？
- 7.2 什么是点迹、航迹、互联、波门？
- 7.3 画出雷达数据处理基本流程。
- 7.4 简述用两点航迹起始方法建立临时航迹的原理。
- 7.5 举例说明如何用最近邻域法进行数据关联。
- 7.6 设定在二维平面单目标飞行的情景，二坐标雷达对该目标进行跟踪。完成用扩展卡尔曼滤波实现跟踪的流程的仿真。具体要求如下：
 - (1) 模拟直线航迹(为简便起见,航迹不要加扰动):飞机速度为 300m/s 。雷达扫描周期为 30s 。连续跟踪 50 个脉冲。
 - (2) 在航迹上测量噪声,模拟量测。
 - (3) 起始值的给定:
初始位置:第二个脉冲的测量值
初始速度:(第二个脉冲的测量值与第一个脉冲的测量值差)/周期
初始的预测误差协方差
 - (4) 第一组输出结果:
 - ① 画出目标实际航迹
 - ② 画出雷达测量值
 - ③ 画出滤波值
 - (5) 第二组结果:分别画出距离误差和方位误差
 - (6) 第三组结果:画出距离维增益随时间变化的曲线
 - (7) 第四组结果:画出距离预测误差方差和误差方差随时间的曲线

参考文献

- [1] 丁鹭飞等. 雷达原理.(第四版),北京:电子工业出版社,2009.
- [2] A. Farina 著. 匡永胜译. 雷达数据处理.(第一卷),北京:国防工业出版社,1988.
- [3] A. Farina 著. 孙龙祥译. 雷达数据处理.(第二卷),北京:国防工业出版社,1992.
- [4] 何友等. 雷达数据处理及应用. 北京:电子工业出版社,2006.
- [5] 杨万海. 多传感器数据融合及其应用. 西安:西安电子科技大学出版社,2004.
- [6] 吴顺君等. 雷达信号处理和数据处理技术. 北京:电子工业出版社,2008.

第 8 章 雷达与声呐方程和目标特性

8.1 雷达方程

雷达方程是雷达作用距离方程,它集中反映了与雷达探测距离有关的因素以及它们之间的相互关系,揭示了雷达参数或环境特性变化时作用距离的变化规律。雷达方程是预测雷达性能的基础,是设计雷达必须首先完成的工作步骤,也是雷达的战术使用的重要方面。

本节主要讨论最常见的依靠目标后向散射的回波能量来探测目标的一次雷达方程,说明其作用距离和雷达参数及目标特性之间的关系。

8.1.1 基本雷达方程

设雷达发射脉冲功率为 P_t , 雷达发射天线的增益为 G_t , 则在理想无损耗、自由空间工作时,距雷达天线 R 远的目标处的功率密度 S_1 为

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (8.1)$$

目标受到发射电磁波的照射,因其散射特性而将产生散射回波。散射功率的大小显然和目标所在点的发射功率密度 S_1 , 以及目标的特性有关。

用目标的雷达截面积 σ (其定义将在后面给出,量纲为 m^2) 来表征其散射特性,并假定目标可将接收到的功率无损耗地辐射出来,则可得到由目标散射的功率(二次辐射功率)为

$$P_2 = \sigma S_1 = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R^2} \quad (8.2)$$

又假设 P_2 均匀地辐射出去,则在接收天线处收到的回波功率密度为

$$S_2 = \frac{P_2}{4\pi R^2} = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (8.3)$$

设雷达接收天线的有效接收面积为 A_r , 则在雷达接收到的回波功率 P_r 为

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t \sigma A_r}{(4\pi R^2)^2} \quad (8.4)$$

考虑到天线增益和有效面积之间的关系为

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (8.5)$$

式中, λ 为雷达工作波长。这样接收回波功率可表示为如下形式

$$P_r = \frac{P_t A_t A_r \sigma}{4\pi \lambda^2 R^4} \quad \text{或者} \quad P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (8.6)$$

单基地脉冲雷达通常收发共用天线,即 $A_t = A_r = A$, $G_t = G_r = G$, 将此关系式代入式(8.6)可得:

$$P_r = \frac{P_t A^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 R^4} \quad \text{或者} \quad P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (8.7)$$

由式(8.7)可以知道,雷达接收到的目标回波功率 P_r 反比于目标与雷达站间的距离 R 的

4 次方,当距离较远时信号功率衰减很大。这是因为一次雷达中,反射功率经过一次距离往返。实际中,接收到的功率 P_r 必须超过最小可检测信号功率 $S_{\min}$ (称为灵敏度),雷达才能可靠地发现目标,当 P_r 正好等于 $S_{\min}$ 时,就可得到雷达检测该目标的最大作用距离 $R_{\max}$ 。因为超过这个距离,接收的信号功率 P_r 进一步减小,雷达就不能可靠地检测到该目标。这样,可以得出灵敏度 $S_{\min}$ 与最大作用距离 $R_{\max}$ 之间的关系式为

$$S_{\min} = P_r = \frac{P_t \sigma A^2}{4\pi \lambda^2 R_{\max}^4} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{\max}^4} \quad (8.8)$$

表示成最大作用距离的形式,有

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \sigma A^2}{4\pi \lambda^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad \text{或者} \quad R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (8.9)$$

式(8.9)是雷达距离方程的两种基本形式,表明了作用距离 $R_{\max}$ 和雷达参数以及目标特性间的关系。

这里需要说明的是,在式(8.9)中,前式 $R_{\max}$ 与 $\lambda^{1/2}$ 成反比,而在后式中, $R_{\max}$ 却和 $\lambda^{1/2}$ 成正比,这中间不存在矛盾。其原因是,当天线面积不变、波长 λ 增大时,相对于天线的电气口径减小,导致天线增益下降,自然作用距离也就降低;而当天线增益不变,波长增大时要求的天线面积则将相应加大,有效面积增加,其结果是天线增益提高,作用距离加大。因此,可以看出雷达的工作波长是雷达的重要参数,它的选择将影响到诸如发射功率、接收灵敏度、天线尺寸、测量精度以及反隐身性能等众多因素,因而要全面权衡。

8.1.2 雷达最大作用距离

雷达方程虽然给出了作用距离和各参数间的定量关系,但因未考虑设备的实际损耗和环境因素,而且方程中还有两个不能准确预定的参量:目标有效反射面积 σ 和最小可检测信号功率 $S_{\min}$,因此工程上还需要将系统损耗、接收机的噪声系数等因素考虑进来,使雷达方程更加客观地反映雷达各参数对作用距离的影响。

在实际雷达系统中,存在着各种各样的系统损耗,如馈线传输损耗、收发开关损耗等,这里为方便起见使用符号 $L(L>1)$ 来表示系统的总损耗。这样,当系统总损耗为 L 时,式(8.7)和式(8.9)分别修正为

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (8.10)$$

和

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min} L} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (8.11)$$

接下来分析雷达接收系统灵敏度 $S_{\min}$ 的确定问题。在实际雷达系统中,灵敏度是根据系统设定的发现概率和虚警概率条件,在接收系统输出端宣称发现目标所必需的信号功率,其值由接收系统噪声温度、噪声系数、噪声带宽和接收系统输入端的信号噪声功率比等多个参量所确定,具体表达式为

$$S_{\min} = K T_0 B_n F_n (S/N)_{\min} \quad (8.12)$$

式中, K 是玻耳兹曼常数 (1.38×10^{-23} 单位为 J/K); T_0 是标准室温,一般取 290K; B_n 是接收系统噪声带宽; F_n 是接收机噪声系数; $(S/N)_{\min}$ 是雷达目标检测所要求的最小输入信噪比(目标回波信噪比的大小主要取决于发射功率、目标距离及目标 RCS 和信号积累方式等,具体在

信号处理部分讨论)。

将式(8.12)代入式(8.11),得到

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 B_n F_n (S/N)_{\min} L} \right]^{1/4} \quad (8.13)$$

式(8.13)中 P_t 和 $K T_0 B_n$ 的单位为 W, λ 的单位为 m, σ 单位为 m^2 , 距离以米为单位。式(8.13)给出的自由空间中的雷达方程对于已定义的参数而言是一个精确的方程。虽然方程本身没有任何近似,但涉及的一些参数的数值,如目标 RCS 值 σ 、噪声系数值 F_n 等在实际系统中都可能随系统状态或者环境不同而有所变化,这一点在实际应用中需要注意。

8.1.3 脉冲压缩雷达方程

另外,需要指出的是,随着器件水平的提高和技术的发展,现代雷达多采用大时宽带宽积信号,因为增大发射信号的时宽可以增大平均功率,也就可以增大雷达的作用距离。但是,一个直观的问题出来了,就是发射信号时宽增大后,距离分辨力下降了,实际中通过脉冲压缩处理(匹配滤波的一种实现方法)可以很好地解决增大作用距离(提高信噪比)与距离分辨力的矛盾。设雷达发射信号带宽为 B ,时宽为 T_p ,则经过脉压处理后的信噪比增加量 D 为

$$D = T_p \cdot B \quad (8.14)$$

经过脉压处理后的输出脉冲的时宽为

$$\tau_0 \approx 1/B \quad (8.15)$$

实际中, D 也称为脉压因子,其物理含义是脉压处理前后的信号时宽之比,即 $D = T_p / \tau_0$ 。显然,由上述两式同样可以推出这个关系式。这样,由于脉冲压缩处理提高了信噪比,作用距离也相应增加,其雷达方程修正为

$$R_{\max} = \left[\frac{D \cdot P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 B_n F_n (S/N)_{\min} L} \right]^{1/4} \quad (8.16)$$

但这并不表明信噪比也提高了 D 倍,因为带宽增加,噪声功率也提高了。这是噪声背景下雷达方程应注意的地方。具体增益继续分析如下。

设雷达脉冲重复周期为 T_r ,信号脉冲时宽为 T_p ,发射脉冲功率 P_t ,则对应的平均功率 P_{av} 为

$$P_{av} = \frac{T_p}{T_r} \cdot P_t \quad (8.17)$$

式中 T_p / T_r 称为占空比。在匹配滤波条件下,雷达系统的噪声带宽 B_n 与信号带宽 B 相同,即 $B_n = B$ 。这样,式(8.16)可以变为

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \left[\frac{T_p \cdot B \cdot P_{av} \cdot T_r / T_p G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 B F_n (S/N)_{\min} L} \right]^{1/4} \\ &= \left[\frac{P_{av} \cdot T_r G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 F_n (S/N)_{\min} L} \right]^{1/4} \\ &= \left[\frac{E_p G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K T_0 F_n (S/N)_{\min} L} \right]^{1/4} \end{aligned} \quad (8.18)$$

式中, $E_p = P_{av} \cdot T_r$ 代表一个脉冲周期内发射的信号能量。式(8.18)表明,在雷达系统天线增益、工作波长、接收机噪声系数等参数相同的条件下,雷达发射信号的平均功率或者能量是决定雷达威力的核心指标。

8.2 雷达目标截面积

雷达目标截面积(Radar Cross Section, RCS)是度量目标对雷达照射电磁波散射能力的一个物理量,其基本定义为:单位立体角内目标朝接收方向散射的功率与从给定方向入射于该目标的平面波功率密度之比的 4π 倍。

8.2.1 窄带雷达目标截面积

按照上述定义,目标的 RCS 是有“方向”性的,实际中最常见的是单基地雷达,其雷达发射和接收共用天线,横截面指的是朝向辐射源方向上的散射,因此是后向散射,对应的 RCS 是后向 RCS;而对于双基地雷达来说,发射机和接收机相对于目标分开一个双基地角,横截面指的是在接收方向上的散射,即目标的散射是非后向散射,其 RCS 则是非后向 RCS(近似单基地、前向或者准前向 RCS 等)。由于上述 RCS 的定义比较抽象,具体的数学描述又相当复杂,下面通过一个简单的例子来帮助读者理解其物理概念,并对 RCS 在数值上也有一个感性的认识。

假设有一个半径为 a 的各向同性的球体目标,其离雷达的距离足够远(满足远场条件),雷达波束以平面波方式均匀照射球体目标,并且球体目标处于雷达的一个立体分辨单元内部,在此条件下,雷达电磁波对球体目标的照射可以近似等同于光波对其照射,对应的 RCS 与光波照射面积相同,等效为球体的投影面积 πa^2 。

前面例子中的球体目标是一个典型的“点”目标(在实际雷达中,通常把一个体积小于雷达一个立体分辨单元的目标称为“点”目标)。对于实际中不同形状、不同类型的复杂目标(如飞机、卫星、导弹、舰船等),可以将其看成是由许多不同的“点”组成的复合目标,各个“点”的散射信号在雷达天线处实现矢量叠加,最后形成综合的截面积,即通常所说的等效截面积。

需要指出的是,一般意义下的 RCS 是对一个分辨单元而言的。因此,目标的 RCS 与雷达的分辨力有关。例如,一架普通民航机(如波音 737),对于普通窄带雷达(距离分辨力一般为 300m)来说,它是“点”目标,可以用等效 RCS 来描述,如 100m^2 ;而对于高分辨力雷达(距离分辨力高于 1m)来说,它就是距离延展目标,此时就无法再用等效 RCS 来说明其散射特性了。

另外,对于飞机、舰船等人造目标,都可以看出是由大量的单个散射点组成的体目标,实际中各个散射点所表现出来的散射强度是有很大差异的,有的散射点反射很强(如类似于角反射器),称为强散射点;有的散射点反射较弱,对整个目标回波的贡献不大。并且,散射点的强弱还与雷达的视角有关,视角不同,目标 RCS 也不一样。正是基于这个理由,现代隐身目标通过外形设计来消除强散射点(尤其是机头方向),从而达到降低目标雷达反射的目的。

总之,目标的 RCS 除与目标自身的性能有关外,还与多种因素有关。下面简要讨论雷达分辨力、入射波波长和极化方式对目标的 RCS 的影响问题。

8.2.2 高分辨力雷达目标截面积

高分辨力雷达可以分辨目标不同部位的散射“体”。实现高分辨力的方法就是发射宽带信号(一般在信号处理时通过脉压实现输出信号的时宽变窄),理论上距离分辨力 Δr 与信号带宽 B 的关系为 $\Delta r = c/2B$ 。同样,如果要求分辨力为 1m,则要求雷达的发射带宽约为 $B = 150\text{MHz}$ 。显然,无论采用窄脉冲还是宽带信号,对系统带宽的要求是一样的。

前面仅仅讨论了目标的距离分辨力问题,然而雷达是可以进行幅度、距离、方位和速度(或

多普勒)多维测量或者分辨的。高分辨的合成孔径(SAR)和逆合成孔径(ISAR)技术使得在斜距和横向距离上分辨各目标的各个散射体成为可能。

需要说明的是,目标的高分辨 RCS 的精确测量是困难的。目前有两种不同的认识,一种是雷达高分辨后,目标的 RCS 值将减小(其理由是一个目标被分成若干个小的目标);另一种是目标的高分辨力 RCS 值会变大(在某些单元),其解释是个别强散射点的凸显作用。但是,不论如何,可以肯定的是,目标的低分辨力 RCS 和高分辨力 RCS 值将不一样。

在高分辨率下,各分辨单元 RCS 的和将大于低分辨率的 RCS。这是因为低分辨 RCS 是各分辨单元 RCS 的矢量和,且这些矢量接近均匀分布。

8.2.3 目标截面积与雷达工作波长的关系

目标的 RCS 与波长关系很大,在理论和实践中,常以相对于波长的目标尺度来进行分类,具体分为三种散射方式:瑞利散射、谐振散射和光学散射。为方便起见,下面仍以各向同性的球体(其 RCS 与视角无关)为例来进行讨论。

设目标球的半径为 a ,当球体周长 $2\pi a \ll \lambda$ 时,称为瑞利区,此时,目标的 RCS 正比于波长 4 次方的倒数,即 $\sigma \propto \lambda^{-4}$;当球体周长与波长相当时(即 $2\pi a \approx \lambda$),就进入谐振区,RCS 在极限值之间振荡; $2\pi a \gg \lambda$ 的区域称为光学区,此时 RCS 振荡减弱,并趋于某一稳定值,它就是几何光学的投影面积 πa^2 。图 8.1 给出了球体目标 RCS 与雷达工作波长 λ 相对比例下的关系曲线。

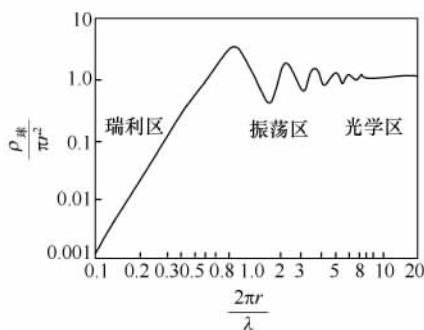


图 8.1 球体目标 RCS 与雷达工作波长 λ 的关系曲线

(1) 瑞利散射区的特点

当目标的尺度相对于波长很小时,目标处于瑞利散射区。此时,决定目标 RCS 的主要因素是目标体积,而目标形状对其 RCS 的影响很小。目前,雷达的主要工作频段集中在米波段以上,这样,绝大多数人造目标(如飞机、舰船等)不处在这个区域;但对于空气中的气象微粒(其尺度远小于波长)对常规雷达来说多处在这个散射区域。

(2) 谐振散射区的特点

当目标的尺度与雷达工作波长相当时,目标处在谐振散射区。此时,目标 RCS 随波长变化呈现较快变化(振荡),一般在均值附近 $\pm 5\text{dB}$ 范围内变化。由于目标运动和姿态的变化,处在谐振区的目标 RCS 是不稳定的,常规雷达多力求避免工作在这个区域。但在实际中时有不可避免的情况出现,例如,通常雨滴、冰雹、海面浪花等与 X 波段雷达的波长($\lambda=3\text{cm}$ 左右)相近,由于处在谐振散射区,大量的雨滴、冰雹、海面浪花形成较强的散射回波,并且表现出较大的变化性,对雷达的正常工作带来较大的影响。因此,实际中 X 波段等工作频率较高的雷达受气象杂波、海面杂波的影响较大;毫米波雷达则更易受气象微粒和空气中水分子含量的影

响,一般作用距离较近。这样,从减小云雨杂波的影响,而又不明显减小正常雷达目标 RCS 的考虑出发,远距离警戒雷达大部分工作在米波到 S 波段频率上。

不过也有工作在谐振区的雷达,例如,天波超视距雷达(工作时发射电磁波经过电离层反射,到达目标探测区,照射目标后回波按原路径返回到达雷达接收天线),其工作波长为几米至几十米,大多数飞机、导弹及小型船只的物理尺度与其工作波长相近,此时目标的 RCS 将有较大的起伏(回波幅度也有较大变化)。从这个意义上讲,由于回波幅度的起伏会带来目标检测信噪比的损失,天波超视距雷达对尺度较小的飞机、导弹等目标的探测不是最有利的。但是,由于天波超视距雷达谐振区工作和波束下视,使得目标隐身效果截然降低,因此天波超视距雷达成为隐身目标远距离探测的主要手段。

(3) 光学散射区的特点

当目标的尺度远大于雷达工作波长时,目标处在光学散射区。实际中,常规飞行器和导弹一类目标的尺度大多在几米到几十米的量级,舰船目标的尺度一般在几十米到几百米的量级,对于 P 波段以上的雷达来说,这些目标都处在光学区。光学区名称的来源是指目标尺度比波长大得多时,可以按几何光学的原理来确定目标(表面相对于波长是光滑的)的 RCS。按照几何光学原理,目标表面反射最强的区域应该是电磁波波前最突出的点附近的小区域(在光学中称为“亮斑”)。可以证明,当目标在“亮斑”附近为旋转对称时,其 RCS 为 $\pi\rho^2$ (ρ 为表面曲率半径),如果是球体,对应 RCS 为 πa^2 ,其 RCS 不随波长 λ 变化。

需要指出的是,处在光学区时,目标的外形和材料对其 RCS 将有大的影响,隐身目标正是通过恰当的外形设计和吸波材料涂层来达到降低其 RCS 的目的。

8.2.4 雷达目标特性与极化的关系

雷达目标的 RCS 通常还与入射波的极化有关。以天线辐射线极化方式为例,首先从天线特性来看,可以有两种形式:水平极化和垂直线极(收发互易);而从目标特性来看,同一目标在不同的入射波极化方式(波长、入射角等相同),其 RCS 可能不同。具体可以用散射矩阵来描述,散射场表示如下:

$$\begin{bmatrix} E_H^R \\ E_V^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{HH}, \alpha_{VH} \\ \alpha_{HV}, \alpha_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H^T \\ E_V^T \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

式中, α_{HH} 表示水平极化入射电场产生水平极化散射场的散射系数; α_{HV} 表示水平极化入射电场产生垂直极化散射场的散射系数; α_{VH} 表示垂直极化入射电场产生水平极化散射场的散射系数; α_{VV} 表示垂直极化入射电场产生垂直极化散射场的散射系数。

进一步,当只有入射水平极化电场 E_H^T 时($E_V^T=0$),由式(8.22)可以得到

$$\begin{bmatrix} E_H^R \\ E_V^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{HH}, \alpha_{VH} \\ \alpha_{HV}, \alpha_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H^T \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{HH} E_H^T \\ \alpha_{HV} E_H^T \end{bmatrix} \quad (8.20)$$

式(8.20)的物理意义为,入射水平极化电场 E_H^T ,目标产生水平极化散射电场 $\alpha_{HH} E_H^T$ 和垂直极化散射电场 $\alpha_{HV} E_H^T$ 两个分量。

同样地,当只有入射垂直极化电场 E_V^T 时($E_H^T=0$),由式(8.22)可以得到

$$\begin{bmatrix} E_H^R \\ E_V^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{HH}, \alpha_{VH} \\ \alpha_{HV}, \alpha_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ E_V^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{VH} E_V^T \\ \alpha_{VV} E_V^T \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

式(8.21)的物理意义为,入射垂直极化电场 E_V^T ,目标产生水平极化散射电场 $\alpha_{VH} E_V^T$ 和垂

直极化散射电场 $\alpha_{VV} E_V^T$ 两个分量。

工程上,习惯将散射波与入射波极化特性相同的散射分量称为同向极化分量,如 $\alpha_{HH} E_H^T$ 和 $\alpha_{VV} E_V^T$;而将散射波与入射波极化特性不同的散射分量称为交叉极化分量,如 $\alpha_{HV} E_H^T$ 和 $\alpha_{VH} E_V^T$ 。一般来说,在给定工作频率下,散射矩阵取决于目标本身特性(如形状、结构、材料等)。对于常规目标,通常情况下同向极化要强于交叉极化,但由于不同的目标,其水平极化和垂直极化的敏感性可能是不一样的(特别是人造目标),即散射系数 α_{HH} 和 α_{VV} 可能有一定的差别(一般在几 dB 的范围内)。通常,目标极化特性的差异在谐振区表现得更为突出。在实践中,人们应用不同极化方式来实现雷达的抗干扰,具体原理是通过调整雷达发射天线的极化方式,使得干扰机辐射天线(通常干扰机天线极化方式不能变化)与雷达天线的极化失配,从而实现干扰信号的最大抑制。另外,目标的极化特性也可作为目标识别的一个重要参量。

需要说明的是,交叉极化分量由于较同向分量弱,因此在目标的预警探测方面的应用不多,但作为目标特征的提取和分析目前已在合成孔径雷达(SAR)的图像识别领域广为应用。

8.3 雷达杂波模型

杂波是指雷达天线波束照射到非感兴趣目标对象所产生的回波。不同用途的雷达,杂波的内核不一样,如常规预警雷达,主要目的是探测飞机、导弹等目标,因此地面、海面、云雨或者其他不希望探测的目标所产生的回波信号均是杂波;又如气象雷达,其探测对象通常是风、云、雨,而飞机目标显然成了它的杂波。下面主要讨论地、海面反射特性与其杂波的分布模型。

8.3.1 地、海面反射特性

1. 散射模型

雷达的地(海)杂波信号可以用一个幅度项和一个多普勒速度项来表示。其复包络可以表示为

$$s(t, r) = A_0(r) \cdot A(t, r) e^{j2\pi \frac{2V(t, r)}{\lambda} t} \quad (8.22)$$

式中杂波信号的多普勒速度 $V(t, r)$ 是距离 r 和时间 t 的函数,其幅度由一个确定分量 $A_0(r)$ [正比于杂波的雷达等效截面积(RCS)]和一个随时间(按时间脉冲)、距离(按距离单元)变化的随机分量 $A(t, r)$ 共同决定, $A(t, r)$ 服从某种统计分布,而确定分量 $A_0(r)$ 则随距离 r 变化

$$A_0^2(r) = \frac{C \cdot \sigma_c(r)}{r^4} \quad (8.23)$$

式中, C 是距离 $r=1\text{km}$ 、 $\text{RCS}=1\text{m}^2$ 的目标(这里指杂波单元)的信噪比(SNR); $\sigma_c(r)$ 是地(海)杂波的 RCS,它与反射率 $\sigma^0(r)$ 的关系是 $\sigma_c(r) = \sigma^0(r) \cdot S(r)$,其中 $S(r) \approx r \times \theta_{3\text{dB}} \times \Delta r$, $\theta_{3\text{dB}}$ 是 3dB 水平波束宽度, $\Delta r = c/2B$ 是雷达距离分辨力。

杂波的平均功率 $P_c(r)$ 主要取决于受天线方向图调制的天线平均功率增益 $G_r(t)$ 和杂波平均雷达截面积 $\sigma_c(r)$ (暂不考虑其他因素的影响),即

$$P_c(r) = G_r(t) \cdot \sigma_c(r) \quad (8.24)$$

在这里杂波单元的雷达截面积 $\sigma_c(r)$ 和随机幅度调制 $A(t, r)$ 反映的正是杂波单元的散射特性。通常,机载雷达的杂波来自不同方位 θ ,式(8.24)中的随机幅度调制分量 $A(t, r)$ 应表示为三维变量形式 $A(t, \theta, r)$,这样,可以定义一个复数量:

$$\eta_c(t, \theta, \phi) = \sqrt{\sigma_c(r)} A(t, \theta, r) \cdot e^{j\phi} \quad (8.25)$$

来描述杂波单元的散射特性(也称之为复散射系数),其中, Φ_c 表示杂波的随机相位项。式(8.25)说明杂波单元的散射特性一方面由地类或海情决定反射的平均强度,另一方面 $A(t, \theta, r)$ 反映了杂波单元反射的随机性。一般情况下,可以认为在雷达相干处理时间内或同一次扫描内同一杂波单元的随机幅度分量 $A(t, \theta, r)$ 是近似不变的,这样, $A(t, \theta, r)$ 可以简化为 $A(\theta, r)$, 它反映的是不同距离环内或同一距离环内不同方位上的杂波单元的回波起伏。

2. 地面反射率

雷达杂波的强弱通常用单位面积的杂波雷达截面积,即反射率来表征,通常采用的地面反射率简单模型是等 γ 模型,即

$$\sigma^0 = \gamma \sin \theta_g + \sigma_{os} \exp \left[-\frac{\left(\frac{\pi}{2} - \theta_g \right)^2}{\Delta \theta_0^2} \right] \quad (8.26)$$

式中, γ 表示与漫反射强度有关的系数; σ_{os} 为镜面反射系数; θ_g 是掠地角或称为入射余角 (Grazing Angle), $\Delta \theta_0$ 为镜面反射区域角。

还有常采用的 Morchin 模型,可根据文献给出的结果进行修正后表示为

$$\sigma^0 = \frac{A \sigma_c^0 \sin \theta_g}{\lambda} + u \cot^2 \beta_0 \exp \left[-\frac{\tan^2 (B - \theta_g)}{\tan^2 \beta_0} \right] \quad (8.27)$$

式中, θ_g 为入射余角;地类为沙漠且 $\theta_g < \theta_c$ 时, $\sigma_c^0 = \left(\frac{\theta_g}{\theta_c} \right)^k$; 对于其他地类,或地类为沙漠且 $\theta_g > \theta_c$ 时:

$$\begin{aligned} \sigma_c^0 &= 1 \\ \theta_c &= \arcsin \left(\frac{\lambda}{4\pi h_e} \right) \\ h_e &\approx 9.3 \beta_0^2 \end{aligned} \quad (8.28)$$

系数 k 的建议值,通常 $k=1$; $u = \sqrt{f_0 (\text{GHz})} / 4.7$, f_0 是雷达的工作频率,其单位是 GHz; $A, B, \beta_0, \sigma_c^0$ 是与地类有关的系数,其数值如表 8.1 所示。

表 8.1 不同地类时系数 A, B 的数值

地 类	A	B	β_0	σ_c^0
沙漠	0.00126	$\pi/2$	0.14	θ_g/θ_c
农田	0.004	$\pi/2$	0.2	1
丘陵	0.0126	$\pi/2$	0.4	1
高山	0.04	1.24	0.5	1

式(8.27)所给出的模型相当于将不同地类系数划分成沙漠、农田、丘陵和高山等 4 大类,根据式(8.27)和表 8.1 所给出的参数可以画出不同地类的反射率随雷达波束入射余角变化的关系曲线。图 8.2 所示的是雷达工作波长 $\lambda=0.224\text{m}$ 时不同地面类型的反射率曲线。由图可见,在雷达波束入射余角 θ_g 较小时 ($\theta_g < 70^\circ$),沙漠的反射率最小,高山的反射率最大;当雷达波束入射余角 θ_g 较大时 ($\theta_g > 80^\circ$),沙漠的反射率增大很快,而高山的反射率增大不多;图中, * 曲线画出的是式(8.29)所给模型的结果 ($\gamma=0.1, \sigma_{os}=10, \Delta \theta_0=0.1$),其地面反射率介于丘陵和高山之间,反射率数值在雷达波束入射余角 θ_g 较大时 ($\theta_g > 80^\circ$) 增大很快,与沙漠类地面的反射率变化情况类似。

3. 海面反射率

海杂波反射率的近似模型为

$$\sigma^0 = \frac{4 \times 10^{-7} \cdot 10^{0.6(ss+1)} \sigma_c^0 \sin \theta_g}{\lambda} + \cot^2 \beta \exp \left[-\frac{\tan^2 (\pi/2 - \theta_g)}{\tan^2 \beta} \right] \quad (8.29)$$

式中, ss 是海情的级数; $\beta = [2.44(ss+1)1.08]/57.29$, 单位是弧度为

$$\sigma_c^0 = \begin{cases} \left(\frac{\theta_g}{\theta_c} \right)^k, & \theta_g < \theta_c \\ 1, & \theta_g > \theta_c \end{cases} \quad (8.30)$$

式中, $\theta_c = \arcsin \left(\frac{\lambda}{4\pi h_c} \right)$, 单位是弧度; $h_c \approx 0.025 + 0.046ss^{1.72}$, 单位是 m, 表示海面的粗糙度。

如五级海情时 $h_c \approx 0.75\text{m}$; 系数 k 的取值范围为 $1 \sim 4$ 之间, 建议值是 $k=1.9$ 。

根据式(8.29)所给出的模型, 可以画出不同海情况下的海面反射率随雷达波束入射余角变化的关系曲线。图 8.3 所示的是雷达工作波长 $\lambda=0.224\text{m}$ 时不同海情时海面的反射率曲线, 由图可见, 海情越高, 海面反射越强; 在雷达波束入射余角 θ_g 接近 90° 时, 海情越低, 海面就越平静, 其反射就越强(近似为镜面反射)。比较图 8.2 和图 8.3 的结果, 可以看出在小入射余角($\theta_g < 30^\circ$)情况下, 海面反射率要比地面反射率小得多, 其五级海情时的海面反射率与农田类地面反射率差不多。

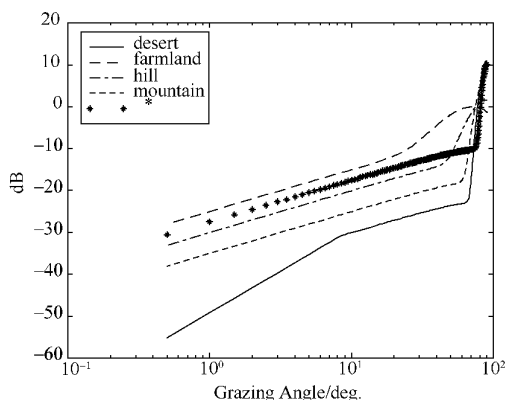


图 8.2 地面反射率变化曲线

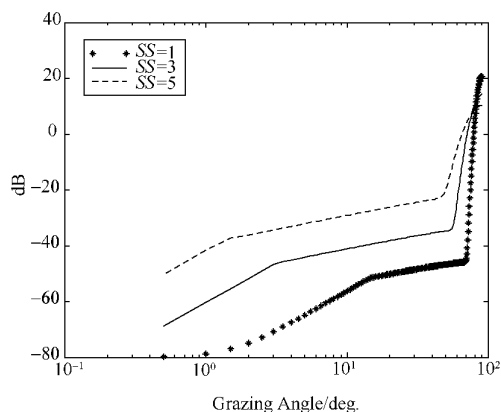


图 8.3 海面反射率变化曲线

8.3.2 杂波的幅度起伏

地(海)面的反射率反映的是杂波的平均强度, 而对于具体的某一个杂波单元来说, 其不同时刻的回波一般是不同的, 其振幅和相位一般都是随时间变化的, 通常认为相位是 $(0, 2\pi)$ 均匀分布的随机变量。另外, 由风速、海情以及雷达平台的运动等因素引起的杂波多普勒频率的变化也是随机的。对于特定的雷达和环境, 杂波的幅度和多普勒频率服从一定的统计分布。

1. 幅度起伏模型

这里主要介绍目前常用于描述雷达杂波幅度分布的 4 种模型。

(1) 瑞利(Rayleigh)分布

瑞利分布是最常用的一种分布函数。它的物理基础是在雷达分辨范围内(或称为一个杂波单元内)包含很多独立、随机的散射体, 且没有孤立的或贡献明显较大的、即没有一个起主导作用的散射目标(如水塔、电线杆等), 满足上述物理条件的杂波单元, 其雷达回波的包络振幅是服从瑞利分布的。设以 a 表示杂波单元回波的包络振幅, 以 σ^2 表示它的平均功率(方差),

则 a 的概率密度函数为

$$f(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (8.31)$$

(2) 对数—正态(Log-Normal)分布

对数—正态分布从经验上讲比较适合一些低入射余角、复杂地形的杂波数据或者平坦区的高分辨率海杂波数据。其概率密度函数为

$$f(a) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma a} \exp\left[-\frac{(\ln a - m)^2}{2\sigma^2}\right], & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (8.32)$$

式中, m, σ 分别为 $\ln a$ 的均值和标准差。

(3) 韦伯尔(Weibull)分布

韦伯尔分布比瑞利分布和对数—正态分布通常能在更宽广的环境内精确地表示实际的杂波分布。

$$f(a) = \begin{cases} \frac{n a^{n-1}}{a_m^n} \exp\left[-\left(\frac{a}{a_m}\right)^n\right], & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (8.33)$$

式中, a_m 是分布的中值(分布的尺度参数); n 是分布的形状(斜度)参数; n 的取值范围一般为 $0 < n \leq 2$ 。

(4) K 分布

K 分布是一种复合分布模型,它可以由一个均值为慢变化的瑞利分布来表示。其中,这个慢变化的均值服从 Γ 分布。

$$f(a) = \frac{2u}{\Gamma(v)} \left(\frac{ua}{2}\right)^v k_{v-1}(ua) \quad (8.34)$$

式中, $k_v(\cdot)$ 为第二类修正 Bessel 函数, $\Gamma(v)$ 为 gamma 函数。 u, v 分别为功率因子和形状因子。其 n 阶矩可表示为

$$m_n = E[a^n] = \left(\frac{2}{u}\right)^n \frac{\Gamma\left(\frac{n}{2} + v\right) \Gamma\left(\frac{n}{2} + 1\right)}{\Gamma(v)} \quad (8.35)$$

K 分布模型一般适用于描述高分辨雷达情况下的非均匀杂波,如已经验证高分辨雷达低入射余角情况下的海杂波是服从 K 分布的。

2. 频谱分布

风速的影响使得雷达杂波单元内各散射体具有一定的速度分布,雷达平台的运动以及机扫天线的转动扫描也带来杂波速度的起伏,因此,雷达杂波的多普勒频谱也具有一定的分布。这里选用高斯分布模型,其功率谱密度函数为

$$S_p(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left[-f^2/2\sigma_f^2\right] \quad (8.36)$$

式中, σ_f 为杂波谱的标准偏差,它与杂波速度起伏展宽值 σ_v 的关系为

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda} \quad (8.37)$$

与式(8.36)相对应的是杂波的自相关函数:

$$R_p(\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_\tau}\right) \quad (8.38)$$

式中, $\sigma_\tau = 1/2\pi\sigma_f$ 。

Nathanson 和 Barton 给出了海杂波速度起伏的近似关系

$$\sigma_{v0} = 0.101V_w \quad \text{m/s} \quad (8.39)$$

式中, V_w 是风速。对于地杂波, 近似有

$$\sigma_{v0} = 0.0066V_w^{1.261} \quad \text{m/s} \quad (8.40)$$

当天线采用机械扫描方式时, 天线的转动也会带来杂波速度的起伏

$$\sigma_{v1} = 0.133 \frac{\lambda \times \Omega}{\theta_{3\text{dB}}} \quad \text{m/s} \quad (8.41)$$

式中, Ω 表示天线的转速。对于机载雷达来说, 平台的运动使得杂波单元内部的各散射体具有不同的多普勒速度, 从而也带来相应的速度起伏, 其最坏估计值(即最大估计)为

$$\sigma_{v2} = \frac{V_r}{2\sqrt{2\ln 2}} \theta_{3\text{dB}} \quad \text{m/s} \quad (8.42)$$

式中, V_r 为载机的运动速度, $\theta_{3\text{dB}}$ 是扫描波束的半功率宽度, 其单位是弧度。这样, 总的杂波速度起伏可以表示为

$$\sigma_v = \sqrt{\sigma_{v0}^2 + \sigma_{v1}^2 + \sigma_{v2}^2} \quad \text{m/s} \quad (8.43)$$

考虑到载机的运动, 杂波单元存在一定的多普勒频率

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} \cos\theta \cos\phi \quad (8.44)$$

这样, 式(8.36)的杂波功率谱应该用机载雷达的杂波多普勒频移 f_d 修正为:

$$S_p(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_f^2}} \exp\left[-\frac{(f-f_d)^2}{2\sigma_f^2}\right] \quad (8.45)$$

8.4 雷达目标起伏模型

前面讨论的雷达目标的 RCS 是一个统计平均值。很显然, 处于运动状态的目标, 目标姿态在变, 雷达视角也在变, 目标的 RCS 也随之变化(起伏), 如图 8.4 给出了螺旋桨飞机 B-26 雷达截面积随视角起伏情形。

这样, 习惯上把目标的 RCS 看成是一个常量来进行雷达设计或者工程计算, 这样往往会带来较大的误差及出入。实践中, 多数人造目标(如飞机、导弹等)在运动状态下的 RCS 值符合某种统计分布, 经过前人的大量实验和研究分析, 归纳总结出了 5 种标准的目标起伏模型, 即非起伏的马克姆(Marcum)型(情况 0)和起伏目标的斯威林(Swerling)1~4 型(情况 1~4)。下面对 5 种标准的起伏模型进行简单介绍。

1. 非起伏目标模型

马克姆非起伏目标模型是指目标截面积 σ

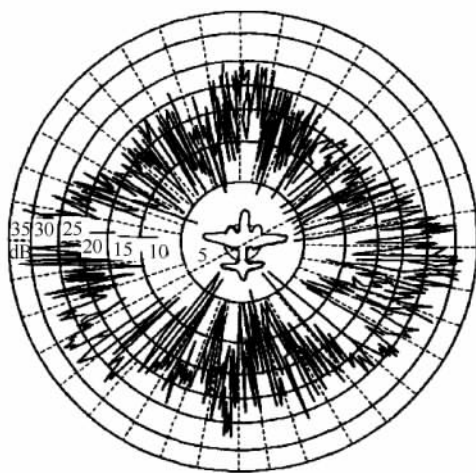


图 8.4 螺旋桨飞机 RCS 与视角起伏情形

为常数,输入功率信噪比 r 也为常数,并且仅由目标特性决定。例如,直径为好几个波长的光滑球形目标,可视为非起伏目标。

2. 斯威林—1 型起伏目标模型

斯威林—1 型起伏目标是指目标 RCS 在雷达天线不同的扫描周期间发生起伏的目标。对这类目标,接收到的回波在任意一次雷达天线扫描期间都是恒定的,但是一次扫描到下一次扫描则是独立的(两次扫描不相关)。因此,这类目标也称为慢起伏目标(例如,平稳飞行的民航飞机一般符合这一模型),其输入功率信噪比 r 的概率密度函数为

$$f(r) = \frac{1}{\bar{r}} \exp\left(-\frac{r}{\bar{r}}\right), \quad r \geq 0 \quad (8.46)$$

式中, $\bar{r}$ 为目标起伏全过程中 r 的平均值,称为平均功率信噪比。

3. 斯威林—2 型起伏目标模型

斯威林—2 型起伏目标是指目标 RCS 在雷达不同的发射脉冲间发生起伏的目标。对这类目标,雷达接收到的目标其每一个脉冲回波的功率信噪比 r 都是变化的。因此,习惯上将这类目标称为快起伏目标。例如,对于低重复频率的雷达,作高机动飞行的战斗机更接近这一模型,其输入功率信噪比 r 的概率密度函数同式(8.46)。

4. 斯威林—3 型起伏目标模型

斯威林—3 型起伏目标是指目标 RCS 在雷达不同的扫描间发生起伏的目标,这类目标与斯威林—1 型起伏情况相似,但其功率信噪比 r 所服从的概率模型 $f(r)$ 不一样,为

$$f(r) = \frac{4r}{\bar{r}^2} \exp\left(-\frac{2r}{\bar{r}}\right), \quad r \geq 0 \quad (8.47)$$

5. 斯威林—4 型起伏目标模型

斯威林—4 型起伏目标起伏情况与斯威林—2 型目标相同,但其目标回波功率信噪比 r 所服从的概率模型 $f(r)$ 并与斯威林—3 型目标的分布式(8.47)相同。

斯威林—1 型和 2 型目标相对于一组随机散射体,其中没有一个单一的散射体是起主导作用的。斯威林—3 型和 4 型,适用于一个大反射器和许多小反射器合成的目标,或者一个反射器在方位上有小的变化的情况。

8.5 声纳方程

声纳方程的地位、作用以及推导方法与雷达方程相似。声纳方程分为被动声纳方程和主动声纳方程两种。主动声纳方程又细分为混响限和噪声限两种情形。

8.5.1 声纳方程中出现的参数

声纳方程中出现的参数分成 4 大类。

1. 由声纳相关的参数

SL: 发射声源级,即离发射换能器 1m 处所接收到的声压,该参数用于主动声纳。SL 相当于雷达方程中的发射功率,它与声功率和发射阵指向性指数的关系为

$$SL = 10 \lg P + 170.8 + DI_t \quad (8.48)$$

式中, P 、 DI_t 分别为声功率(单位为瓦)和发射阵的指向性指数。

如果给出发射机电压和发射灵敏度,则发射声源级为

$$SL = 20 \lg v + S_v \quad (8.49)$$

GS: 声呐系统的空间增益。一般为接收空间增益。

GT: 声呐系统的时间增益。它是由信号处理获得的增益,其包括脉冲压缩和时间积累等。

对于被动声呐因为只能非相干积累, $GT = 5 \lg BT$; 对于主动声呐因为采用匹配滤波器,可能相干积累, $GT = 10 \lg BT$ 。但是需要注意的是:在噪声限的情形下,增大带宽,噪声的带级也会增大。因此,在噪声限的情形下,增大带宽没有好处。但在混响限的情形下,增大带宽,意味着距离分辨单元的减小,每个分辨单元的信混比增大,从而可以提高检测性能。

声呐(含主动)一般采用非相干积累,其积累增益为: $GT = 5 \lg n$, 其中 n 为积累数。

DT: 检测阈或检测门限。它表示检测目标所需的最小输出信噪比。它与虚警概率、发现概率和噪声模型有关,但它不等同于我们在检测中门限。一般宽带声呐为 6dB, 通信声呐为 10dB, 窄带与主动声呐为 10dB。

2. 与目标相关的参数

SL: 辐射噪声源的声源级,用于被动声呐。

TS: 目标强度,表示目标截获声能,并重新辐射出去的能力。与雷达截面积的概念相似,但有差别,两者差一个 4π 因子。声呐目标强度的特性与雷达相似。

3. 与环境有关的参数

NL: 背景噪声级。背景噪声包括海洋噪声、平台产生的自噪声和流噪声。其中流噪声随换能器与壳体的距离增大而迅速减小,因此只有高速拖曳的拖线阵才可能成为主要的噪声源。

TL: 传播损失。传播损失包括扩展损失、海水吸收损失和信道传播损失。声呐的传播损失远比雷达复杂,它与工作波长、声速剖面 and 海洋底质都密切相关。在工程应用中一般采用经验曲线或采用声场计算的方法进行预测。

4. 与声呐和环境相关的参数

RL: 混响级,混响级与发射功率、阵的参数、声速剖面 and 海洋底质都有关系。

在声呐方程中,以上参数都是以分贝(dB)作为单位的,这样使得声呐方程形式更为简洁,便于估算作用距离。

5. 谱级和带级

在声呐方程中,会用到两个物理量来度量背景噪声:谱级和带级。

谱级(SpL)是 1Hz 带宽的声强。参考的单位是 $1\mu Pa$ 声压的声强。带级(BL)是一个带宽范围内的总声强。

如果声谱是平坦的(白噪声),则有

$$BL = SpL + 10 \lg \Delta f \quad (8.50)$$

对于非平坦谱,带级需要在带宽范围内对声强进行积分,即

$$BL = \int_{f_1}^{f_2} I(f) df \quad (8.51)$$

8.5.2 被动声呐方程

下面来讨论被动声呐方程,它的形式为

$$SL - NL - TL + GS + GT = DT \quad (8.52)$$

参看图 8.5, 假定目标辐射噪声的指标声压是 SL , 经过距离为 r 的传播衰减, 在到达接收基阵时, 信号的声压变成 $SL - TL$, 所以单水听器接收到的信噪比是 $SL - TL - NL$, 其中 NL 为背景噪声级。经过接收机的信号处理后, 输出信噪比是 $SL - NL - TL + GS + GT$ 。信噪比高于检测阈才能检测到目标, 因此信噪比至少应等于检测阈。

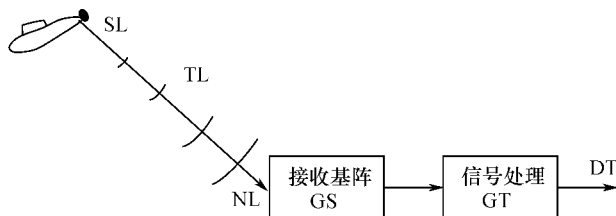


图 8.5 被动声呐方程的推导

定义被动声呐的优质因数:

$$FOM = SL - NL + GS + GT - DT \quad (8.53)$$

声呐方程中的检测阈 DT 是一个难于确定的量。如果是视觉检测, 一般要求 $DT \geq 6\text{dB}$, 如果是听觉检测, 那么不同的声呐员就会有不同的值, 一个训练有素的声呐兵的检测阈可以很低, 甚至是负的分贝数, 因而作用距离就会很远。所以在声呐系统对目标的检测过程中, 声呐兵的作用是不可忽视的。

在计算出一部声呐的优质因数 FOM , 为了估计作用距离, 必须知道各种不同水文条件下的传播损失 TL (对此需要有大量的实验统计数据), 只有这样才能做出正确的作用距离预报来。

8.5.3 主动声呐方程

主动声呐方程分为噪声限和混响限两种, 分别用于噪声或混响为主要干扰源的两种情形。一般来说, 混响随距离的增大, 混响强度将迅速衰减。在主动声呐工作频段范围内, 10km 以外基本属于噪声限的范围。

1. 噪声限主动声呐方程

如图 8.6 所示, 主动声呐方程的一般形式为

$$SL - 2TL + TS + GS + GT - NL = DT \quad (8.54)$$

方程的意思是在声呐接收机端, 信号应该比噪声 (含混响) 高出或至少等于检测阈。在声呐方程的左边, 凡是有利于信噪比增强的参数系数为正号, 反之为负。

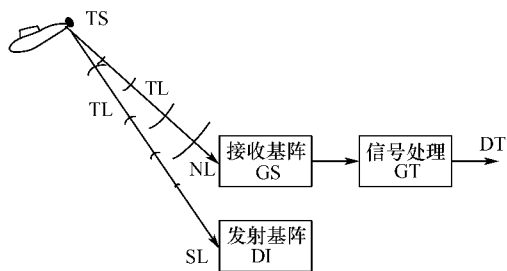


图 8.6 主动声呐方程推导示意图

一般来说, 我们利用声呐方程的目的之一是要从中求出声呐的作用距离, 也就是要从式 (8.54) 中确定出 r 来。为此我们定义主动声呐系统的优质因数为

$$FOM = (SL + TS - NL + GS + GT - DT) / 2 \quad (8.55)$$

由 $FOM = TL$, 便可定出最远的作用距离来。 FOM 越大, 声呐的作用距离越远。

2. 混响限主动声呐方程

将噪声限主动声呐中的噪声级换成混响级,即可得到混响限主动声呐方程,即

$$SL - 2TL + TS + GS + GT - RL = DT \quad (8.56)$$

对于噪声限的情形,增大主动声呐的声源级是提高检测性能和参数估计精度的有效方式。对于混响限的情形,增大主动声源级是无益的,因为混响也随之增大。有效的方法是改善声呐的分辨率和增加分辨空间的维数。

3. 侧扫声呐设计实例

例:假定侧扫声呐最大作用距离为 200m,工作频率为 100kHz,水平波束宽度为 1° ,垂直波束宽度为 45° 。海况为 4 级。最大距离的海底散射强度为 -35dB (已考虑入射角影响),信号为窄 CW 波,脉冲宽度为 0.1ms。取检测门限为 10dB。问:

(1) 发射声源级为多少,才能对海底进行测绘?

(2) 如果目标的散射强度为 -40dB ,为沉底目标,采用哪些技术可以探测此目标?

解 (1)

传播损失: $TL = 20\lg r + \alpha(r/1000) = 53\text{dB}$

指向性指数: 阵长: $L = 76/(f \cdot 2\theta_{//}) = 76/(100 \times 2) = 0.38\text{m}$

阵高: $H = 76/(f \cdot 2\theta_{\perp}) = 76/(100 \times 90) = 0.0084\text{m}$

$DI = 10\lg(4Lh/\lambda^2) = 18\text{dB}$

时间增益: $GT = 10\lg BT = 0\text{dB}$

海洋噪声:查曲线得 4 级海况 100kHz 谱级为 30dB,带级为 70dB。

最大分辨单元的混响强度为

$$\begin{aligned} RL &= S_b + 10\lg A = S_b + 10\lg \frac{CT}{2} R\theta_{//} \\ &= -35 + (750 \times 1.33 \times 10^{-4})(200 \times 0.017) = -40\text{dB} \end{aligned}$$

声源级: $SL = DT - (-2TL + TS + GS + GT - NL) = 10 + 2 \times 53 + 40 - 18 + 0 + 70 = 208\text{dB}$

(2) 沉底雷探测主要是混响限问题,需要增大声源级,提高回波强度,使之为混响限情形。在混响限条件下,可以采用脉冲压缩波形,在带宽保持不变的条件下,发射脉冲宽度取为 20ms,带来的时间增益为

$$GT = 10\lg(10^4 \times 20 \times 10^{-3}) = 13.0\text{dB}$$

此时最大分辨单元的混响强度将低于目标强度 13dB。

思考题与习题

8.1 已知某雷达的技术参数为 $P_t = 1\text{mW}$, $A = 10\text{m}^2$, $\lambda = 10\text{cm}$, $P_{\min} = 10^{-13}\text{W}$ 。求:

(1) 该雷达跟踪平均截面积 $\bar{\sigma} = 20\text{m}^2$ 的飞船,求在自由空间的最大跟踪距离。

(2) 该飞船装有雷达应答器,其参数为 $P'_s = 1\text{W}$, $A'_r = 1\text{m}^2$, $P_{\min} = 10^{-7}\text{W}$,求采用信标跟踪时自由空间的作用距离。

(注:认为满足一定的发现概率和虚警概率,不采用脉冲积累。)

8.2 如果上述脉冲雷达发射的脉冲宽度从 $0.3 \sim 3\mu\text{s}$,而且在这两种情况下都采用最佳接收

机带宽,发射机的脉冲功率不变。试确定雷达作用距离增加了还是减少了,变化了多少倍?

8.3 某雷达需求虚警时间 2 小时,中频带宽为 1MHz,试求:

- (1) 虚警概率和虚警总数。
- (2) 检测的相对门限电平 V_T/σ 应为多少?
- (3) 发现概率 P_d 分别为 50% 和 90% 时,检测所需的中频最小信噪比 (S/N) 是多少分贝?

8.4 若空间某一区域有目标存在的事件为 A ,相应的概率为 $p(A)=0.6$;若无目标事件为 $\bar{A}$,相应的概率为 $p(\bar{A})$;回波信号超过门限的事件为 B ,相应的概率为 $p(B)$;回波信号不超过门限的事件为 $\bar{B}$,相应的概率为 $p(\bar{B})$;有目标而又超过门限的概率为 $P(B/A)=0.8$,无目标而又超过门限的概率为 $P(B/\bar{A})=0.1$,试求:

- (1) 超过门限的概率 $P(B)$ 和不超过门限的概率 $P(\bar{B})$ 。
- (2) 当检测设备已经检测到回波信号时,目标却是存在的概率 $P(A/B)$ 为多少?

8.5 已知某雷达的工作频为 3000MHz,发射脉冲功率为 500kW,天线增益为 1000,接收机灵敏度为 $-90\text{dB}/\text{mW}$,要求的发现概率为 50%,虚警概率为 10^{-22} 。假设雷达在自由空间探测一架平均截面积为 10m^2 的飞机,试求:

- (1) 雷达的作用距离 $R_{\max}$ 。
- (2) 若天线有效面积不变,仅将工作频率改变为 10 000MHz,求 $R_{\max}$ 。
- (3) 若天线增益不变,仍为 1000,工作频率为 10 000MHz,求 $R_{\max}$,并与(2)小题计算结果加以比较。
- (4) 若要求发现概率由 50% 提高到 90%,其余参数不变,求 $R_{\max}$ 。

8.6 若某雷达要求的发现概率 $P_d=60\%$,虚警概率 $P_{fa}=10^{-6}$ 时,对歼击机的作用距离为 300km。试求当 $P_d=99.9\%$, $P_{fa}=10^{-11}$ 时对远程轰炸机的作用距离。

8.7 雷达脉冲重复频率 $F_r=600\text{Hz}$,水平波束宽 $Q_{\phi 0\text{B}}$,要求发现概率 $P_d=90\%$,虚警概率 $P_{fa}=10^{-12}$ 发现目标,已知不采用脉冲积累时的作用距离为 300km。现采用视频积累,试求:

- (1) 天线环扫描速度为 15 转/分钟的作用距离为多少?
- (2) 天线环扫描速度为 8 转/分钟作用距离变化多少倍?
- (3) 若目标按情况 1 起伏,求环扫描速度为 15 转/分钟时的作用距离为多少?

8.8 已知目标的飞行高度不小于 50m,某雷达对该目标的作用距离为 200km。为了充分利用雷达的作用距离,将该雷达装在飞机上,试问这个预警飞机应在多高的高度飞行?

8.9 某工作波长为 10cm 的雷达发现概率为 90%,虚警概率为 10^{-10} 的条件下,对平均雷达截面积为 100km,试求:

- (1) 将波长设为 3.2cm,这时发射机脉冲功率降低 4 倍,接收机噪声系数增大 4 倍,则作用距离变化多少?
- (2) 当允许将虚警概率提高到 10^{-6} ,而发射概率仍为 90%,作用距离变化多少?
- (3) 当目标高度为 200m 时,为能在 80 公里以外发现目标,雷达天线应架设多高?
- (4) 设原脉冲积累 $n=20$,现将扫描速度提高一倍,则对雷达作用距离的影响如何?

8.10 已知雷达的脉冲积累 $n=50$,时频积累效率 $E(n)=0.4$,求积累改善因子 $I(n)$ 和积累损失 $L(n)$ 各为多少分贝?如果采用理想中频积累,要达到同样的改善效果,需要积累多

少脉冲？

- 8.11 已知雷达参数为：发射功率 $P_s = 10^5 \text{ W}$ ，天线增益 $G = 40 \text{ dB}$ ，工作波长 $\lambda = 5.6 \text{ cm}$ ，噪声系数 $F_s = 10$ ，检测所需信噪比 $(S/N) = 2$ ，接收机带宽 $\Delta f = 1.6 \times 10^6 \text{ Hz}$ ，损耗系数 $L =$ 分贝， $T_0 = 290^\circ \text{ K}$ ，试求雷达的作用积累和接收机灵敏度。如果其他参数不变，当目标至雷达的积累为 150 功率时，求接收机输出的功率信噪比？
- 8.12 已知某警戒雷达参数为：发射脉冲功率 $P_s = 2 \text{ MW}$ ，工作波长 $\lambda = 10 \text{ cm}$ ，脉冲重复频率 $F_r = 300 \text{ Hz}$ ，脉冲宽度 $\tau = 2 \mu\text{s}$ ，接收机温度 $T_0 = 20^\circ \text{ C}$ ，噪声系数 $F = 6 \text{ dB}$ ，天线转速 $\omega_m = 4$ 转/分钟，检测所需单个脉冲回波信噪功率比 $(S/N) = 12 \text{ dB}$ ，相对门限电平 $V_r/\sigma = 5$ ，天线有效面积 $A_e = 7 \times 12 \text{ m}^2$ ，若目标的平均雷达截面积 $\sigma = 50 \text{ m}^2$ ，试求该雷达的作用距离 $R_{\max}$ ，发现概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} ？
- 8.13 要求某机载雷达考虑全程大气衰减后，在一定发现概率和虚警概率的条件下对某个目标的作用距离为 40 km ，设降雨率为 1 mm/h 。试求：
- (1) 工作波长 $\lambda = 1 \text{ cm}$ 时，自由空间的作用距离？
 - (2) 工作波长 $\lambda = 3 \text{ cm}$ 时，自由空间的作用距离？
 - (3) 保持天线增益及雷达其他参数相同，则为满足 $R_{\max} = 40 \text{ km}$ （考虑大气衰减后）， $\lambda = 1 \text{ km}$ 时所需的发射功率为 $\lambda = 3 \text{ cm}$ 时的多少倍？
- 8.14 已知某雷达参数： $P_t = 250 \text{ kW}$ ，工作波长 $\lambda = 3 \text{ cm}$ ，波束宽度 $\theta_{\beta 05} = \theta_{\alpha 05} = 3^\circ$ ，系统噪声系数 $F = 10$ ，中频带宽 $\Delta f = 3.5 \text{ Hz}$ ，脉冲宽度 $\tau = 0.5 \mu\text{s}$ ，脉冲重复频率为 1000 Hz ，天线扫描速度 $\omega_m = 5$ 转/分钟，波导系统单程损失为 4 dB ，接收机失配及带宽损耗为 3 dB ，要求发现概率 $P_d = 90\%$ ，虚警总数 $n_f = 10^{10}$ 。若用该雷达探测平均截面积为 10 m^2 的目标。试求：
- (1) 无雨时的雷达作用面积。
 - (2) 在整个雷达作用范围内都下小雨时的作用距离。
- 8.15 某舰载雷达的参数：发射脉冲功率 $P_t = 250 \text{ kW}$ ，工作波长 $\lambda = 3 \text{ cm}$ ，天线增益 $G = 2000$ ，天线高度 $h_a = 15 \text{ m}$ ，接收机带宽 $\Delta f = 3 \text{ MHz}$ 。天线扫描一周接收到的脉冲数 $n = 100$ ，要求的发现概率 $\text{wei}905$ ，虚警概率为 10^{-12} 。试求下雨情况下探测高度为 20 m ，平均截面积为 1000 m^2 的海上目标的作用距离，并将它与直视距离加以比较。
- 8.16 某警戒雷达对某目标的自由空间作用距离为 240 km ，工作频率为 100 MHz ，天线为水平极化，若该雷达架设于平地。天线架高为 10 m ，试求：
- (1) 第一波瓣的仰角 ϵ_1 。
 - (2) 第二盲区的仰角 ϵ'_2 。
 - (3) 若对应于第一波瓣仰角方向上的天线方向因素 $F(\epsilon_1) = 0.9$ ，求此时对这个目标的最大探测距离？
- 8.17 某雷达工作频率为 75 MHz ，天线为水平极化，欲将其与上题中的雷达架设在一起，以相互弥补盲区，求此雷达天线的架设高度？
- 8.18 某雷达天线波束环扫描一周接收的脉冲数 $n = 20$ ，假如脉冲宽度减少到 $1/3$ ，试问雷达的作用距离如何改变？
- 8.19 在雷达站方向有若干个相同的飞机以相邻间隔为 100 m 的距离飞行。如果雷达的脉冲宽度 $\tau = 2 \mu\text{s}$ 。试问在要求同样的发现概率和虚警概率条件下，该雷达对机组的作用距离比对一个飞机的作用距离大多少？

- 8.20 选择搜索雷达和跟踪雷达系统技术指标时扫描有什么不同？
- 8.21 雷达的参数同第 5 题(1),假若在飞机上装有侦察——干扰机侦察接收机的灵敏度为 -40dB/mW 。收发共用天线的增益 $G=10$,试求:
- (1) 侦察接收机发现雷达信号的最大距离是多少？
 - (2) 若飞机飞到雷达刚能发现它的距离 $R_{\max}$ 时施放与雷达跟工作频率相同的积极干扰,要求干扰强度是雷达到飞机回波功率的两倍。求干扰发射机的干扰功率 P_i 至少为多少？
 - (3) 若干扰机实际的发射功率 $P_i=2\text{W}$,干扰频率宽度等于雷达接收机带宽,干扰天线极化与雷达天线极化相同,且不计雷达系统损耗,求此时雷达的自卫距离是多少？
- 8.22 声呐发射机发射 40kW 声功率,且方向性指数 $\text{DI}=15\text{dB}$,其声源级是多少？
- 8.23 潜艇被动声呐基阵长为 8m ,高为 4m ,声速为 1500m/s 。积累的脉冲个数为 30 个。检测门限取目标辐射噪声和海洋背景谱级如下表:

	频率	鱼雷 A	鱼雷 B	潜艇 C	噪声谱级
宽 带	2000~4000	140	110	100	
	1000~2000	145	115	105	
窄 带	400	155	125	—	68
	200	165	135	—	73
	80	—	—	130	80
	40	—	—	140	85

求该声呐对这些目标的探测距离。

- 8.24 测深仪是最简单的主动声呐,它采用单波束工作,波束垂直向下,声波遇到海底返回水听器,通过测量收发时延,估计海深。假设测深仪的工作深度为 500m ,波束宽度为 5° 。工作频率为 40kHz ,假设海底强度为 10dB ,海洋噪声谱级为 35dB ,检测门限为 10dB ,发射 CW 波,脉冲宽度为 0.1ms ,求发射声源级。

参 考 文 献

- [1] 丁鹭飞等. 雷达原理. (第四版), 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [2] A. D. Waite, 王德石译. 实用声呐工程. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [3] 李启虎. 声呐信号处理导论. 北京: 海洋出版社, 2001.
- [4] R. L. 米切尔著, 陈训达译. 雷达系统模拟. 北京: 科学出版社, 1982.
- [5] 任迎舟, 张玉洪. 机载相控阵雷达时空二维杂波的仿真, 现代雷达, 1994.
- [6] C. Morchin, Airborne early warning radar, Artech House, Norwood, MA, 1990.
- [7] W. C. Morchin, Radar engineer's source book, Artech House, Norwood, MA, 1992.

第 9 章 探测与预警新技术

9.1 探测与预警系统简介

9.1.1 天基预警系统

天基预警系统以卫星、航天飞机为载体。“天基”电子探测设备包括光学、雷达和电子侦察设备等,主要用于弹道导弹预警、战场侦察、遥感、海洋环境感知和电子战。

光学成像设备主要有可见光、红外成像设备以及发展中的超光谱设备。美国军用的 KH—12“锁眼”(如图 9.1 所示)可见光、红外成像设备分辨率已经达到 0.1m。红外探测是弹道导弹早期预警的主要手段。

超光谱是近年发展起来的一种新的光学遥感方式,其谱分辨率非常高(5nm 波长分辨率),可提供多达数百个谱段图像切片,能对付普通的光学伪装。例如,同样是绿色,树木的绿色与伪装网的绿色人眼看起来差不多,但其光谱特性仍然有差异,利用这个差异就可以将两者区分开来。美国海军正在设计超光谱遥感卫星,其成像光谱仪称为“海岸海洋成像光谱仪”,该成像仪将红外波段分成 $0.4\sim 1.0\mu\text{m}$ (近红外)和 $1.0\sim 2.5\mu\text{m}$ (短波红外)两个波段,在以上谱段提供 210 个成像光谱数据,分辨率可达 1nm。

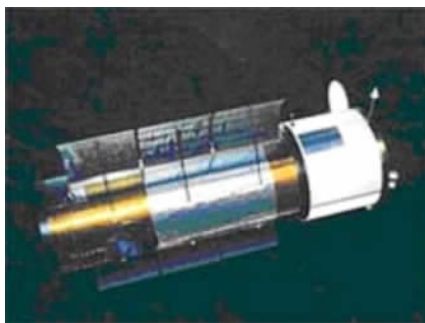


图 9.1 美国 KH—12“锁眼”光学卫星

光学成像的主要缺点是云雾天气无法成像。

天基雷达包括高度计、散射计、辐射计、合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)和干涉合成孔径雷达(InSAR 或, Interferometric Synthetic Aperture Radar, IFSAR)。辐射计和散射计分别测量地球表面的微波辐射强度和散射强度,一般用于地球和海洋遥感,分辨率较低。SAR 和 InSAR 能分别提供高分辨率二维雷达图像和三维雷达图像,除了用于地球和海洋遥感外,还可用于军事侦察。与光学传感器相比,合成孔径雷达的优点是:

- (1) 全天候和全天时工作:雷达波具有穿透云雨、雾的能力,而且在没有光照的环境下也能工作。
- (2) 具有自定标能力:合成孔径图像中目标的尺寸是可以测量的,但光学成像像素的大小与距离有关,且很难获得距离信息,需要额外标定。
- (3) SAR 还可以发现水下目标活动的迹象,如水下航行的潜艇和海底地貌。
- (4) 分辨率与工作频率无关,低频工作的 SAR 可以穿透树林甚至土层,具有良好的反伪装性能。

在 SAR 基础上发展起来的干涉合成孔径雷达(InSAR)可以提供测绘场景的三维图片,具有更好目标识别能力。典型的 SAR 系统是美国长曲棍球(Lacrosse)系列,典型 InSAR 是

美国的 SRTM(Shuttle Radar Topography Mission)。

“长曲棍球”卫星(如图 9.2 所示)由美国前麦道公司(现合并到波音公司)和洛马公司研制。“长曲棍球”卫星已成为美国卫星侦察情报的主要来源,美国军方计划再订购 6 台“长曲棍球”卫星上的 SAR,每台 SAR 价格约为 5 亿美元。其主要参数和技术指标如下。

- (1) 星体构造:主体呈八棱体,长为 8~12m,直径为 4m。
- (2) 卫星重约 14 500kg,天线展开直径约为 20m,太阳能。
- (3) 典型轨道:近地点为 670km,远地点为 780km,倾角为 57°和 68°。
- (4) 系统配置:双星组网。
- (5) 它采用 X、L 两个频段和双极化方式。其地面分辨率达到 1m(标准模式)、3 m(宽扫模式)和 0.3 m(精扫模式)。在宽扫模式下,其地面覆盖面积可达几百平方千米。
- (6) 它采用大型太阳电池翼,展开长度为 50m,可以为庞大的卫星(12 吨)提供足够的功率。
- (7) 卫星上装有 GPS 接收机和雷达高度计,故能进行精密测量。
- (8) 采用跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)实现大容量高速率数据的实时传送,可以在全球范围内执行侦察任务。

美国的 Lacrosse 系统为极化系统。“长曲棍球”卫星是当今世界上技术先进的雷达侦察卫星,它能够穿透云雨层向地面传输清晰的卫星图片。美国在南斯拉夫战争、伊拉克战争以及阿富汗战争中用其进行了卫星电子战(The Satellite Wars),取得了很好的作战效果。



图 9.2 美国“长曲棍球”星载合成孔径成像雷达

SRTM 是航天成像雷达(如图 9.3 所示)——C/X 波段合成孔径雷达(SIR—C/X—SAR)的改进型,它已分别于 1994 年 4 月和 10 月两次成功完成任务。SRTM 的 SIR—C 和 X—SAR 雷达设备各增加了第二个接收机通道和只用于接收的第二根天线,这两根天线装在长 60m 可伸缩的天线杆一端,这是第一部装载在航天器上环绕地球轨道进行通过单次测量的干涉仪。SRTM 是 NASA(美国宇航局)、NIMA(国防部国家测绘局)和 DLR(德国宇航中心)的一个合作项目。NASA 的喷气推进实验室(JPL)负责 C 波段雷达系统、天线杆、姿态与轨道测定仪(AODA)以及 C 波段数据处理。DLR 负责 X 波段雷达系统(X—SAR)的系统工程、理论、操作、校准和数据处理。ASTRIUM 是 X—SAR 飞机硬件部分的研发、集成和测试的主要承包商。意大利空间局(ASI)与 DLR 于 1994 年合作完成了飞机硬件部分的飞行实验和数据处理。

天基电子探测设备的优点是居高临下,视野宽阔,不易受到攻击,但是大部分传感器分辨率随距离增大而降低,无法做到明察秋毫。尽管合成孔径雷达分辨率与距离无关,但是横向分辨率的提高会带来多普勒带宽的增大,空间采样率往往不足,必须采用更为复杂的多子阵技术。主动探测设备还受到功率的限制,被动设备受到灵敏度的限制。

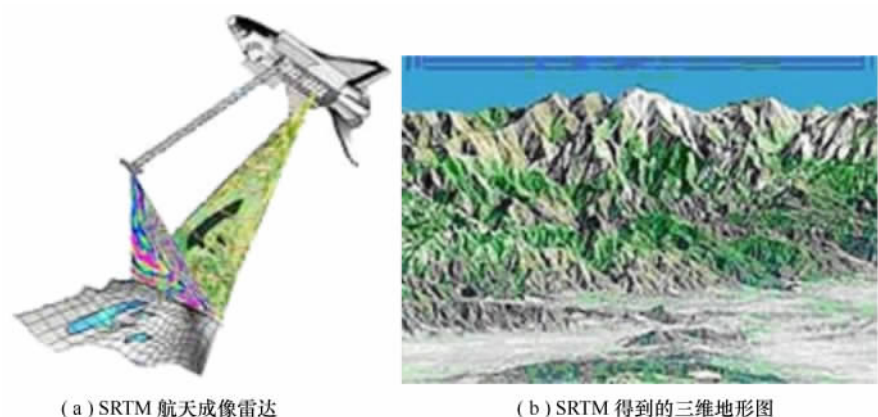


图 9.3 SRTM 航天成像雷达及三维地形

“天基”侦察的时效性差,因为卫星必须绕地球运动,不可能长时间对局部区域侦察。小卫星方案就是利用多个卫星来提高侦察的时效性。

9.1.2 空基探测与预警系统

1. 机载预警雷达

机载空中预警(Air Early Warning, AEW)雷达在现代空战中担负着十分重要的作用。下面介绍 5 种典型的预警机。

美国海军工作在 UHF 的 E—2C 机载预警(AMIT)雷达和美国空军工作在 S 波段的 E—3A AWACS(高 PRF 脉冲多普勒雷达)雷达[如图 9.4(a)所示],都采用大的外置旋转雷达天线罩(旋转雷达天线罩是封闭的天线罩,天线和天线罩一起旋转)。E—2C 采用由八木端射辐射器阵列构成的 UHF 雷达天线,而 S 波段 AWACS 雷达天线是超低旁瓣的裂缝波导阵列。尽管天线增益不同,E—2C 和 E—3A 有可比的有效孔径面积。E—2C(鹰眼)可探测和判明 480km 远的敌机威胁,它至少能同时自动和连续跟踪 250 个目标,还能同时指挥引导己方飞机对其中 30 个威胁最大的目标进行截击。E—3A(望楼)对低空目标的探测距离达 370km,可同时跟踪约 600 批目标,引导截击约 100 批目标。俄罗斯(前苏联)的 AEW 雷达也用旋转雷达天线罩。

以色列 L 波段 Phalcon[如图 9.4(b)所示]采用了先进的电扫描技术,具有重量轻、造价低、可靠性高的特点。其监控范围超过 800km,对飞机周围进行 360°覆盖,可同时跟踪 250 个目标,并具备监视地/海面运动目标的下视能力。与一般预警机背着一个巨大雷达天线罩的外形明显不同,“费尔康”预警机在设计上提出了一种“环”式预警机的全新概念,它以电扫描相控阵雷达取代了以往预警机机械扫描的预警雷达,甩掉了机身的雷达天线罩,在机鼻、机尾和机身两侧,加装了自行研制的“费尔康”六面全固态电扫描相控阵雷达,是现代预警机技术的重大突破,目前居世界领先地位,代表了新一代预警机的发展方向。总体看来,“费尔康”预警机与美 E—3A 属同一档次,某些性能指标甚至超过 E—3A。L 波段在对付隐身目标方面也有优势。

瑞典的 S 波段 Erieye AEW 雷达(平衡木)[如图 9.4(c)所示]使用相控阵雷达,天线沿机身的顶部放置以便察看飞机的两侧。Erieye 雷达是为小型飞机设计的,当目标大小一样时,与较大的系统相比作用距离较短。与 Phalcon 雷达一样,电扫相控阵天线可根据飞机的结构或沿机身外部共形安装。利用固定的相控阵天线获得 360°方位覆盖是困难的,而要在旋转罩内放置大天线也是困难的,旋转雷达天线罩在机身上可放置在相对较高的地方,以便使机翼和发

动机阻挡带来的不想要的旁瓣最小。旋转雷达天线罩的机械缺点并不是过去 AEW 雷达的限制。旋转雷达天线罩具有空气动力的提升部分补偿它的重量。尽管存在缺点和从美学上考虑应用共形的天线代替旋转雷达天线罩,但已证明,在远距离 360° 覆盖的 AEW 机载雷达中,采用旋转雷达天线罩是非常优秀的选择。

“楔尾”预警机如图 9.4(d)所示,采用美国洛克希德·马丁公司耗费多年心血研制的主动相控阵预警雷达,它在 20 世纪 90 年代初崭露头角,至今方兴未艾。该雷达一改常规的圆盘式旋转模式,采用横木天线罩,对不同威胁地区使用不同速率扫描。该天线罩长为 10.6m,里面的天线每面长为 8.5m,高为 1.6m,呈三角形配置,在 9000m 高度飞行时探测距离达 850km。该雷达系统有三个 L 波段雷达天线,像苍蝇的复眼一样,各负责全天候监视 120° 的目标区域,合起来就是一个周边 360° 。天线罩以两根大型支柱架在飞机背上,可在任何天气下锁定 600km 范围内的 180 个目标,同时指挥 24 架飞机作战,这么大的范围相当于三分之一澳大利亚的面积。

该预警机雷达包括电子对抗组件(以保护飞机免受攻击)和电子情报侦察(以对敌电子辐射源进行定位和识别)组件等,其作用与 E—3 预警机相似,加上高速处理能力和专用的降噪软件可使该机具有发现隐形飞机或巡航导弹的潜力。“楔尾”预警机的雷达选择在频率较高的 D 波段工作,可能是考虑到雷达的检测精度、恶劣天气环境条件下的雷达工作能力及小雷达反射面目标探测能力。

与传统机械转动预警雷达相比,“楔尾”预警机的雷达实现了全空域覆盖,并可有效消除机身、机翼、机尾的遮挡和干扰。另外,使用固态相控阵雷达,空中阻力更小,节省燃料,滞空时间更长(大于 8 小时)。据称,“楔尾”预警机雷达的信息处理速度高出 E—2C 预警机雷达 10 余倍。



(a) 美国的 E—3A



(b) 以色列的“费尔康”



(c) 瑞典的“平衡木”



(d) 美国的“楔尾”

图 9.4 各种预警机

2. 机载火控雷达

现代机载火控雷达的典型技术特征是采用脉冲多普勒技术和有源相控阵技术。

自 20 世纪 50 年代末相控阵雷达问世以来,相控阵技术在地面雷达和舰载雷达中得到了

广泛的应用,但迟迟未能在机载雷达上应用,这主要是由于体积重量的限制及器件性能与成本的制约。

美国早在 1964 年就开始了机载有源相控阵雷达的研究工作,开展了微电子用于雷达(MERA)计划,研制了一个 604 单元的有源阵列,因为当时的硅半导体器件只能在 S 波段进行信号放大,X 波段的信号是通过倍频得到的,效率很低,每个 T/R 组件仅有几百毫瓦的射频输出功率。尽管如此,该计划还是验证了机载有源相控阵的可行性。

20 世纪 70 年代,开展了可靠的机载固态雷达(RASSR)计划,研制了具有 1048 个 T/R 组件的有源阵列,验证了有源阵列的可靠性。

20 世纪 80 年代,由于有了砷化镓半导体器件,可以对 X 波段的信号直接放大,促进了机载有源相控阵雷达的研制工作,开展了固态相控阵(SSPA)计划,研制了一个 2000 单元的阵列,验证了功率效率和经济上的可行性。

20 世纪 90 年代,代表机载火控雷达发展方向的有源相控阵火控雷达 APG—77 研制成功,标志着机载火控雷达新时代的到来。

在欧洲,英国、法国和德国在联合研制机载多功能固态阵列雷达(AM SAR),用于法国的 Rafale 战斗机和欧洲联合战斗机的研制计划中。另外,日本、俄罗斯和以色列也都在研制机载有源相控阵火控雷达。表 9.1 中列出了美国计划中将要生产的机载有源相控阵火控雷达情况。

表 9.1 美国计划中的机载有源相控阵火控雷达情况

年 代	型号(载机)				
	APG—77 (F—22)	APG—81 (F—35)	APG—80 (F—16C/D)	APG—79 (F—18E/F)	APG—63 (V) (F—15C)
2001—2004	26				18
2005—2009	168	181	45	138	
2010—2013	137	650	35	120	
再后 2021		2021			
总计	331	2852	80	258	18

有源相控阵雷达具有的突出优点如下:

(1) 射频功率效率高

在机械扫描雷达中,发射机产生的射频功率经馈线网络送到天线阵面辐射出去,收、发双向产生的射频损耗一般要有 5dB 以上。在有源相控阵天线中,T/R 组件紧挨着天线单元,T/R 组件中的功率放大器和天线单元间的损耗,以及天线单元和 T/R 组件中的低噪声放大器间的损耗可以忽略不计,这对提高雷达探测性能的作用是明显的。

(2) 多功能

由于相控阵天线波束控制的灵活性,使雷达能以分割的方式实现多功能,能同时跟踪多批目标,可用一部雷达完成几部机械扫描雷达的功能。它能一边扫描跟踪(与机械扫描的 TWS 概念不同,搜索和跟踪在时间上和空间上分别是独立的),同时,还能跟踪多批目标。它在完成空/空功能的同时,还可以实现空/地、信标等功能,这是机械扫描雷达无法做到的。

(3) 提高探测和跟踪能力

由于波束指向灵活可控,可以根据雷达需要确定发射能量在观察空域中的分配,在有可能出现目标的方向上,集中能量,增大发现目标的距离;可根据目标的性质,决定波束在目标上的

驻留时间;改善跟踪稳定,还可采用序列检测的方法改善探测性能。

(4) 具有形成不同形状波束的能力

因为相控阵天线口径上的相位和幅度分布是可控的,所以可以根据需要形成不同的波束,比如针状波束、扇形波束和余割平方波束等。它还可以实现自适应波束,在存在干扰方向上形成零点,以抑制有源干扰,使雷达工作更有效。

(5) 具有极高的可靠性

在有源相控阵雷达中,去掉了可靠性差的大功率行波管发射机,取消了易出故障的机械旋转部件,使雷达系统可靠性大为提高。更重要的是,天线阵是多路并行工作,T/R 组件非常可靠,即使个别组件出故障,对雷达系统性能的影响不明显,即具有故障弱化功能,就是 6% 的组件发生故障,雷达系统仍可保持高性能工作,30% 的组件失效,雷达性能下降 3dB。Northrop Grumman 公司的工程师认为有源相控阵雷达能很好地有效运行数年。Raytheon 公司认为 APG—79 雷达的严重故障间平均时间可超过 15 000 小时,并声称其相控阵天线可能在 10~20 年内无须维护。因此,有源相控阵雷达具有超高的系统可用度。

(6) 雷达隐身性能好

该雷达具有在低的雷达截面积(RCS)起隐身作用。原因是:①天线以电扫描代替了机械扫描,去掉了对电磁波反射大的天线座及传动装置;②相控阵天线在工作时不转动,这有异于机械扫描天线面总是垂直于波束指向方向,因而降低了入射方向的电磁波的反射,致使 RCS 降低。相控阵天线的不动,可以采取减少对电磁波反射的措施。③相控阵雷达易于实现能量管理,再加天线阵的低副瓣性能,因而,相控阵雷达具有低截获概率(LPI)和隐身能力。

(7) 相控阵天线可以分成子阵多路并行工作,为时空自适应信号处理(STAP、DPCA)提供了条件,因而能实现对地面慢速目标的检测(GMTI)。

3. 无人侦察机

无人侦察机的主要负荷有:光学成像设备和合成孔径雷达。以美国“捕食者”为例,它携带的 MiniSAR 重量仅为 26 磅,其中电子设备为 9 磅,体积为 7 立方英寸,天线为 17 磅,体积为 10 立方英寸的立方体;工作频率为 16.8GHz,分辨率为 4 英寸;工作模式为聚束照射模式。其后续的系统频率进一步提高,重量将缩减至 18 磅,还将增加条带测绘模式、GMTI 和 CCD。

4. 航空反潜

用舰艇搜索潜艇有一个弱点,就是舰艇的速度慢。如果知道在某一个海区有了敌人的潜艇,派出舰艇搜索,舰艇到达那个海区要用很多时间,在这段时间里,潜艇可能早就溜掉了。因此,在反潜侦察中大量地使用飞机。航空反潜是反潜体系的前哨,尤其对于航母这样的重要目标,航空反潜是必不可少的。

(1) 直升机吊放式声呐

直升机上可以装上吊放式声呐,如图 9.5 所示。直升机需要探潜时就在海面上不很高的地方悬停,用铠装电缆把声呐换能器放入水中,探测附近的潜艇。如果没有发现潜艇,可以把声呐换能器吊起,直升机再飞到另一个地方去侦察,就像蜻蜓点水一样。在现代的驱逐舰上也装有直升机,作为搜索潜艇的主要兵力之一。

直升机吊放式声呐可以是主动的,也可以是被动的。直升机的螺旋桨噪声的一部分可能通过电缆线传到海水中,对水听器产生一定的干扰。必须采用适当的隔振降噪措施后解决这个问题。直升机还可以携带猎雷声呐,用于水雷的探测。

搜索时飞机必须悬停限制了搜索速度的进一步提高。

(2) 声呐浮标

直升机飞行的速度太慢,且需悬停,因此出现了固定翼的飞机搜索潜艇的方式。其工作方式是在发现有潜艇活动的迹象时就丢下声呐浮标,如图 9.6 所示。所谓的声呐浮标是一种能完成声呐功能的浮标,它通过无线电波与飞机联系。声呐浮标上面装有减小下降速度的车叶或降落伞,使它不致因下降速度过快而在入水时撞坏。浮标落到水中以后,浮出海面,自动把水听器放到水下。浮标上面的超短波发射机天线自动弹出,声呐浮标就可以正常工作了。声呐浮标有许多种,最简单的一种是非定向噪声浮标。这种浮标的水听器收听附近的潜艇的噪声,通过超短波发射机和天线,把噪声信号送到反潜飞机上去。反潜飞机上装有超短波接收机,声呐员可以用耳机收听。浮标上往往装有雷达反射罩,以使用飞机上的雷达探测它的位置,一般地说,为了侦察某个海区是否有潜艇,需要丢下两三个声呐浮标;为了给潜艇定位,则要丢下 10 个以上的声呐浮标,根据哪个浮标的噪声大来确定潜艇是在哪个位置。浮标的听声距离一般在几千米。如果在飞机上装有能测潜艇低频线谱的设备,声呐浮标的作用距离就可以大大增加,而且利用多普勒效应,可以利用各浮标送来的线谱的频率的细微差别来判断潜艇的位置。还有一种噪声定向浮标,不但能收听到潜艇的噪声,还能定出潜艇的方向。这种浮标上装有罗盘,超短波发射机不断把潜艇噪声和潜艇的方位信号送到飞机上去。这种浮标只要有两个,就可以定出潜艇的位置。



图 9.5 直升机吊放式声呐



图 9.6 航空声呐浮标

发现水下的目标,只不过是声呐浮标的一种功能,利用声呐浮标还可以实现潜艇和飞机之间的通信。潜艇用通信机发出编码助声信号,由声呐浮标用水听器来接收,经过放大,转变成无线电信号以后,再由超短波天线发射机发射,送给飞机上的超短波接收机。而飞机上的信号则用超短波天线电台发出,由声呐浮标的超短波接收机接收,放大后,经水声换能器把信号变成声信号发出,送到潜艇的通信机。

无线电浮标还可以用来收集海洋的各种参数。在需要收集水文数据的地方,飞机投下温度、深度的测量浮标,这种浮标落水之后,就放出一个带有水声发射装置的温度测量探头。探头以其自身的形状、重力和海水阻力决定的恒定速度下降,探头上装有温度测量的仪器,测出的温度参数通过水声信号发送到浮标上,然后通过超短波发射机发送到飞机上的超短波接收机。

所有这些浮标内部都有电源,最常用的是海水电池。这种电池平时没有电,在接触海水后开始工作。浮标装有自沉装置,工作若干小时以后自动放进海水,沉入海底,以免被敌人捞到。

这种浮标使用一次就无法再用,也叫做消耗性浮标。

除了这种临时投放的消耗性浮标外,还有一种半永久性的浮标。这种浮标体积比较大,使用的声换能器阵比较复杂,电源容量也比较大,可以工作几个月之久。在有敌人潜艇出没的海域可以放上几个半永久性浮标,监视敌人潜艇的活动。

以前,浮标收到的信号大都是通过无线电超短波发送到飞机上去,由于地球是圆的,超短波是按直线传播的,作用距离决定于飞机的高度,一般是几十千米。在人造卫星出现以后,也可以用超短波把信号发送到人造卫星,然后再由卫星上的无线电设备转发到地面站,利用一个卫星可以监听很大的海域。

9.1.3 陆基探测与预警系统

陆基预警系统的对象主要包括弹道导弹和飞机的预警,使用的雷达主要有大型相控阵雷达和天波雷达。本小节仅介绍基于相控阵技术的弹道导弹预警雷达,它代表了陆基预警探测系统的最高水平。

弹道导弹预警卫星多采用红外探测,只能探测助推段飞行的导弹,对导弹发动机熄火后靠惯性飞行的目标则无能为力;仅能对目标进行粗略地跟踪与识别,探测精度低。陆基远程预警雷达可利用雷达成像技术观测飞行中弹头的变化情况,便于真假弹头识别。

1. 美国早期预警雷达的发展

美国于 1956 年和 1957 年分别开始研制用于弹道导弹预警的单脉冲 AN/FPS—49 雷达和脉冲多普勒 AN/FPS—50 雷达,并于 20 世纪 60 年代开始装备使用。AN/FPS—49 和 AN /FPS—50 是当时美国弹道导弹预警系统(BMEWS)的主要雷达,作用距离分别达 5000km 和 4800km。

为了加强对低轨道的弹道目标的防御,美国于 1966 年在阿拉斯加又补充了一部 AN/FPS—49 的改进型雷达——AN/FPS—92 雷达,以进一步加强 BMEWS 的能力。美国空军于 1963 年起在美国佛罗里达州的格林空军基地开始研制美国首部大型相控阵雷达——AN/FPS—85,一种 UHF 波段的远程弹道导弹预警雷达。原设想该雷达于 1965 年实现服役,但由于一场大火毁坏了整个系统,直到 1969 年该雷达系统才达到初始作战能力。20 世纪 50 年代末和 60 年代初随着技术的进步,前苏联和美国又相继掌握了潜射弹道导弹(SLBM)技术,为此美国进一步感到加强 BMEWS 的必要性,实现对 SLBM 的预警成为 BMEWS 新的发展方向。美国于 1971 年开始部署由 7 部 AN/FPS—27 预警雷达组成 SLBM 雷达警戒网,AN/FPS—27 雷达由装在美国东西海岸及各港湾的防空雷达 AN /FPS—26 改装而成,用于探测和预警射向美国本土的 SLBM。

1975 年,美国在 AN/FPS—85 雷达原任务的基础上,进行了改进,增加了对 SLBM 探测和预警能力。随着前苏联解体与冷战结束,美国在战略预警政策上进行了调整,取消了一些战略预警雷达项目,如后向散射超视距预警雷达 AN/FPS—118。随着技术的进步,一些新型雷达也逐步取代了老式雷达的功能,如 AN/FPS—85 雷达的预警功能已由“铺路爪”取代。AN/FPS—85 现主要执行空间监视任务,美国战略预警雷达的部署随之进入到了一个新的时期。

2. 丹麦眼镜蛇雷达

丹麦眼镜蛇雷达项目于 1971 年获得批准,项目合同于 1973 年 7 月授予了雷神公司。系统测试于 1976 年后期完成,整个系统于 1977 年达到作战能力。该雷达只生产了一部,现部

署于美国阿拉斯加州的阿留申群岛,其正式编号为 AN /FPS—108。丹麦眼镜蛇雷达是一部大型 L 波段固定式相控阵雷达,探测距离为 4600km,可提供 120°方位扇区覆盖。该雷达天线为单面稀疏阵,直径约为 30m,由 35000 个单元组成,其中有源单元约为 15000 多个,其余是无源的,后期可用有源单元进行替换。丹麦眼镜蛇雷达的主要任务是探测和跟踪 ICBM、SLBM 和卫星。该雷达主要收集俄罗斯及相关国家的导弹飞行轨迹数据,提供对 ICBM 的预警,探测新卫星并更新已知卫星的参数。其数字数据与语音通信系统与美国国家航空情报中心 (NAIC) 和北美防空司令部 (NORAD) 连接。

20 世纪 90 年代进行的丹麦眼镜蛇雷达的现代化改进项目已使该系统的工作寿命延续至今,雷达增强的性能满足了更高的任务需求。雷达升级改进了数据采集能力,采用了新型硬件更换过时的数据处理设备,包括信号与数据处理系统、接收机和显示器等,并应用了 Ada 软件(一种可设计成重复使用的软件)。

3. 铺路爪雷达

美国为了寻求改进并扩大 SLBM 探测能力,于 1976 年 4 月开始研制新型相控阵雷达系统—AN/FPS—115 铺路爪。铺路爪雷达的英文为 PAVE PAWS,PAVE 为美国空军的项目名称,而 PAWS 为相控阵预警系统的英文缩写。

铺路爪雷达由美国雷神公司生产,是一种 UHF 波段固态大型相控阵雷达。雷达的主要任务是探测和跟踪 SLBM 和 ICBM,也辅助进行一些环地轨道卫星探测与跟踪,并把采集的 SLBM/ICBM 和卫星探测信息迅速传递给 NORAD、美国国家军事指挥中心和美国战略司令部等相关机构。该雷达由一对直径约为 30m 的圆形平面相控阵列组成,两个阵列各包含近 2000 个单元,安装在约为 32m 高的建筑物相邻的两面上。两阵面的电子波束在仰角上覆盖 85°,在方位角上覆盖 240°。雷达可检测到 4800km 处大小为 10m² 的目标。美国本土原先共部署了 4 部 AN/FPS—115 铺路爪。首部系统于 1980 年 4 月在美国马萨诸塞州奥蒂斯空军基地开始服役。另两部系统分别于 1981 年和 1986 年在美国加利福尼亚州比尔空军基地和美国乔治亚州的罗宾斯空军基地(该基地于冷战结束后退役)开始工作。第四部系统于 1987 年 5 月在美国得克萨斯州埃尔多拉多空军基地(该基地已拆迁搬到美国阿拉斯加州的克里尔)投入使用。在美国本土的这 4 个铺路爪雷达站,其后只有美国马萨诸塞州科德角空军站(与奥蒂斯空军基地驻扎于同一地点)和美国加利福尼亚州比尔空军基地仍在运行,这两基地的 AN/FPS—115 铺路爪也升级为改进型的铺路爪雷达 AN/FPS—123,而搬到美国阿拉斯加州的克里尔空军站的另一部 AN/FPS—115 铺路爪也于 2001 年初完成升级工作,投入运行。

此外,在美国本土之外丹麦格陵兰图勒空军基地和英国菲林代尔斯皇家空军基地也都曾装配有改进型铺路爪雷达—AN/FPS—120 雷达和 AN/FPS—126 雷达,其中 AN/FPS—126 雷达为三面阵雷达,每个阵面有超过 2500 个单元,提供 360°方位的预警和跟踪能力。

4. 改进型预警雷达

美国雷神公司的 AN/FPS—132 改进型预警雷达(UWR)是相控阵战略预警雷达系列的新成员,是铺路爪雷达的一种升级结构,其任务主要是进行导弹预警、导弹防御和空间监视。AN/FPS—132 雷达能对来袭弹道导弹进行早期探测和精确跟踪,并能迅速准确判定威胁和非威胁目标,为 NORAD、美国战略司令部以及其他用户提供 LBM/ICBM 的综合战术预警和攻击评估。AN/FPS—132 还是弹道导弹防御系统(BMDS)至关重要的传感器,能在进行预警任务的同时,支持在大气层外或远离导弹袭击目标之外的地方拦截来袭导弹。

AN/FPS—132 的升级结构采用了目前最好的商业软件和雷神公司定制的器件,其软件算法也运用了美国导弹防御局(MDA)为扩展空间监视能力开发的先进算法。该雷达的冗余设计确保了高度的可靠性和可用性,而其通用数字结构更是极大地减少了支撑和维护成本。AN/FPS—132 安装的新型收/发模块,扩大了雷达的作战范围并增强了雷达的探测能力。此外,AN/FPS—132 的结构还支持网络中心体系结构作战。

2007 年,两部 AN/FPS—132 UEWB 已分别在美国加利福尼亚州比尔空军基地和英国菲林代尔斯英国皇家空军基地实现了全天时作战能力,这两部雷达由原来分别在这两地的改进型铺路爪雷达 AN/FPS—123 和 AN/FPS—126 升级而成。图 9.7 给出了从 AN/FPS—108 雷达到 AN/FPS—132 UEWB 的发展过程。



图 9.7 从 AN/FPS—108 雷达到 AN/FPS—132 UEWB 的发展过程

AN/FPS—132 雷达联合分别位于美国阿拉斯加州的克里尔空军站和美国马萨诸塞州科德角空军站的两部 AN /FPS—123 雷达,实现了对美国本土的全天时防御。在菲林代尔斯的 UEWB (三面阵)实现 360° 覆盖外,其余雷达(两面阵)在方位角上均实现了 240° 覆盖。

9.1.4 海基探测与预警系统

1. 舰艇预警探测系统

水面舰预警探测系统主要有雷达和光电系统。雷达应用占主导地位。水面舰雷达的特点是种类多,一艘水面舰往往有十几部雷达。就功能分为:对空/海预警雷达、对空/海导弹火控雷达、炮瞄雷达、导航雷达、近程反导雷达、导弹告警系统。航空母舰还有着舰引导雷达,如美国航母使用的全天候自动着舰系统(All Weather Carrier Landing System, AWCLS)。

水面舰雷达与陆地雷达的最大区别有以下 4 点:

(1) 天线姿态稳定系统和抗风荷设计

由于舰船受到海浪和风的影响,舰船存在横滚、纵倾和偏航等角运动误差,这些误差的存在严重影响雷达的角度测量精度,因此需要予以补偿。

舰载雷达现在大多采用两轴或三轴稳定方式。两轴稳定方式稳定雷达在方位和俯仰两个方向的指向控制。这种方式只稳定雷达轴线(指向),不稳定雷达波束,即雷达波束会发生滚动(横倾角不为零)。三轴稳定方式通常有两种形式:一种是稳定方位和俯仰,同时控制雷达波束旋转使其空间不滚动,即保持横倾角水平稳定;另一种是设立机械稳定平台,通过稳定纵摇和横摇,使其在舰船摇摆时水平稳定,同时控制雷达的方位指向。

上述三种常用稳定方式中,前两种方式雷达波束横倾角是在垂直于甲板的平面内测量;而在具有机械稳定平台稳定方式的三轴系统中,雷达波束横倾角是在垂直于稳定平台的平面内测量。

相控阵雷达可以方便地采用控制波束指向来补偿舰艇的角运动,无须稳定平台或天线基座。

由于大洋上风速可以达到 10m/s,因此雷达天线必须采用抗风设计。

(2) 海杂波

海杂波与陆地杂波不同之处有三点:一是海杂波是不稳定的,无法像陆地杂波那样建立杂波图予以对消;二是由于海洋表面流的影响,海杂波存在多普勒频率;三是海面目标速度低,与海杂波的多普勒频率差异小。再加上舰船也是运动平台,MTI 技术包括 TACCAR 技术在对海雷达中应用效果并不明显。捷变频雷达可以改善海杂波背景下的目标检测性能。

(3) 多径效应

海面产生的镜反射或漫散射造成多路径效应。雷达波速照射到海面后,会产生相互干涉的直射波和反射波,此时的目标回波进入雷达接收机后,不仅造成信号衰落,影响检测性能,还会引起仰角跟踪系统的不稳定。舰载雷达由于安装位置距海面很低,同时目标在很多情形下是海面目标和低空飞行目标,多径效应影响很大。

(4) 电磁兼容问题十分突出

尽管舰载雷达功能不同,工作频段差异很大,但是频段仍然非常拥挤,再加上通信设备、电子对抗设备等,使得整个舰船电磁兼容问题十分突出,而且存在多种耦合方式,从空间上难以抑制。

下面介绍俄罗斯“现代”级和美国“伯克”级驱逐舰舰载雷达的配置情况。表 9.2 是俄罗斯“现代”级驱逐舰装备的雷达情况,雷达的位置如图 9.8 所示。

表 9.2 俄罗斯“现代”级驱逐舰雷达配置

型 号	二坐标 /三坐标	数 量	位 置	波 段	用 途
MR—750MA “顶板”	三坐标	1	前桅顶部	D/E	对空搜索雷达
棕榈叶	二坐标	3	前桅的第一层平台上	I	对空/对海搜索雷达
音乐台	二坐标	1	驾驶室顶 半球形天线罩	D/E/F	火控雷达,控制 SS—N—22(日炙) 反舰导弹(2 座四联装)
MR—90 前罩	三坐标	6	鱼雷发射管上方 01 甲板两 舷(2 部),04 甲板前桅底部 稍靠前两舷(2 部),后桅底 部 03 甲板两舷(2 部)	F	火控雷达,控制 SA—N—7(牛虻) 主/被动航空导弹
MR—184 鸢鸣	三坐标	1	首部上层建筑的顶层	H/I/K	火控雷达,控制 AK—130 舰炮 2 座双联装 130MM AK130—MR184 型
MR—123 椴木槌	三坐标	2	中部 02 甲板的左右舷平 台上	H/I/K	火控雷达,控制 AK—630 近防炮 4 座 6 管 30mm AK630 型近防炮
轻球	二坐标	2			导航雷达



图 9.8 “现代”级驱逐舰雷达的位置图

表 9.3 是“阿利·伯克”级驱逐舰装备的雷达情况,雷达的位置如图 9.9 所示。不难看出,“伯克”级驱逐舰装备的雷达数量远远少于俄罗斯“现代”级,这得益于它的多功能相控阵雷达 AN/SPY-1D。

表 9.3 美国阿利·“伯克”级驱逐舰雷达配置

型 号	二坐标 /三坐标	数 量	波 段	用 途
SPY-1D	三坐标	1	E/F	无源多功能相控阵雷达
SPS-67(V)3		1		
SPS-64(V)9		1		导航雷达
SPG-62		3		火控雷达,目标照射雷达,与 SPY—1D 配套使用
URN25		1		“塔康”空中战术导航雷达



图 9.9 “阿利·伯克”级驱逐舰雷达位置

AN/SPY—1D(V)E/F 波段无源三维电扫描相控阵雷达,可同时探测 400 批、跟踪 1005 批目标。这种 S 波段相控阵雷达是海军“宙斯盾”(Aegis)武器系统中的一部分,它由雷神公司研制。它有 4 个相控阵孔径以提供无障碍的半球覆盖范围(如图 7.1 所示),在其早期结构中,接收时它使用带 68 个子阵的简单馈电系统,每个子阵包含 64 个波导型辐射器,总共 4352 个单元。发射时,子阵成对组合,32 个这样的子阵对给出 4096 个辐射器的发射孔径。移相器有 5 位且是非可逆、磁力线激励、锁紧式石榴石的结构,

它直接向波导辐射器馈电。后来的改型是为低副瓣设计的,子阵的规模不得不减为两个单元以避免量化波瓣。相似地,移相器必须通过用 7 位精度来激励而加以改进。合成的相控阵有一个具有强制馈电结构和 4350 个波导型辐射器的孔径。单脉冲和差接收波瓣及发射波瓣分别被最佳化。

2. 舰艇声呐

舰艇包括水面舰和潜艇。水面舰声呐主要类型有:球鼻艏声呐、拖线阵声呐和通信声呐。潜艇声呐主要类型有:球鼻艏声呐、舷侧阵声呐、被动测距声呐、拖线阵声呐、侦察声呐、通信声呐和自噪声监测仪。

水面舰声呐主要任务是反潜。水面舰球鼻艏声呐一般采用圆柱阵,可用作主动和被动声

呐。一旦进入猎潜作战,一般采用主动工作方式,它的发射波束通常有无指向性、单波束扫描和三波束扫描等方式。为了防止水面舰因风浪颠簸导致探测能力下降,它还可能具备垂直方向相控发射的能力。主动声呐信号一般可以作为窄带信号处理,波束形成采用移相即可。

主动声呐在近距离(10km 以内),检测背景为混响限,对于混响限有效的检测方法是提高分辨率和利用多普勒效应。对于远程噪声限的情形,增加距离分辨率对提高检测性能帮助不大,因为带宽增大,噪声也增大。

在动目标检测方面,声呐与雷达的工作方式完全不同,它采用脉内频率鉴别方式工作。由于声速低,为了保证测距不模糊,其脉冲重复频率非常低。对于作用距离为 30km 的主动声呐来说,其脉冲重复间隔至少应为 40s。如此低的脉冲重复频率,脉间测频是完全无法应用的,因此主动声呐对动目标检测需要发射长脉宽的 CW 脉冲,并采用脉内频率鉴别技术。主动声呐脉间相干积累是不可能的,只能采用非相干积累,这使得声呐检测性能提高十分困难。

潜艇声呐为了保证隐蔽性,主动声呐的使用受到严格的控制。被动声呐的波束形成远比主动声呐运算量大,必须采用时延的方法或频域波束形成。被动检测的有效方法是利用调制谱和低频线谱。



图 9.10 圆柱阵(左边)和球形阵(右边)

(1) 球鼻艏声呐

大部分被动声呐是装在潜艇或舰艇的球鼻艏的位置。通常是采用玻璃钢或透声橡胶作为导流罩,因为这两种材料具有很好的透声性能。采用导流罩的目的有两个:一是减小艇或舰的阻力,另外可以减小流噪声。流噪声是物体在流体中运动时产生的噪声,它与物体表面的形状和相对流速有关,相对流速越大,流噪声越大,流噪声大了,就会影响声呐检测目标的能力。这就像在嘈杂的背景下,听别人讲话非常困难一样。导流罩还必须有足够的耐压强度,因为为了避免海水对基阵金属件的腐蚀和海洋生物的附着,导流罩必须将声呐基阵与海水隔离开来,导流罩内用淡水填充。如何设计导流罩,既要有良好的流体动力特性(阻力小)、耐压强度高,又要使得流噪声小且透声性好,是一个重要的研究方向。球鼻艏声呐的阵有三种形式:圆柱阵、球形阵和马蹄形阵。

ANSQS—53 型声呐是当前美国反潜水面舰艇使用的最大型的主被动舰壳声呐。其球鼻艏装圆柱阵的直径为 4.8m,高为 1.7m,由 72×8 个换能器阵元组成,主动工作频率在 3.5kHz 以下,发射功率在 150kw 以上。它是由原数模混合型的 AN/SQS—26CX 声呐改进后形成的

一型低频大功率全数字化声呐,是为装备 DD963 导弹驱逐舰专门研制的。随着数字化和信号处理技术的不断提高,ANSQS—53 型声呐已有 A、B、C 三种改进型,美国休斯公司生产的 B 型虽已全部数字化,但硬件设备量仍比较庞大,通用电器公司采用美海军第一代先进的模块化声信号处理机 UYS—1 和标准计算机 UYK—20 改进的 C 型,其信号处理部分的设备量较 B 型减少了一半。目前,ANSQS—53 的 B、C 两型声呐是 SQQ—89 系统中主要的目标定位声呐。其主动工作方式可以利用三种声传播途径(表面声道、海底反射和会聚区)实施远程目标主动定位,作用距离不但可满足射程为 10 海里的鱼雷(MK50)射击要求,而且会聚区探测方式还可满足射程为 30 海里的火箭助飞鱼雷的射击要求。

如果想采用更低的频率工作且保持阵增益,那么就必须增大阵的尺寸,球鼻艏空间是非常有限的,因此出现了两种新的被动声呐:拖曳线列阵声呐(简称拖线阵声呐)和舷侧阵声呐。

(2) 拖曳线列阵声呐

大家都知道,要增加作用距离就必须降低声呐的工作频率,增大换能器阵的长度,可是船的长度总是有限的。这个矛盾怎么解决呢?解决的方法就是在船的后面放一个长长的尾巴,上面装上换能器阵。这个“尾巴”采用充油式结构,具有零浮力,在水中既不上浮也不下沉。它可以比船长许多倍,因此频率可以大大地降低,作用距离也可以大大地增加。这种尾巴叫做拖曳线列阵。在巡逻的时候,可以把这条尾巴放出去,由于船的航行和水的阻力,拖曳线列阵自然会伸直,能够很好地监测远处的目标。在准备作战时可以把这条尾巴卷起来,收入舱中,以免被损坏。这种拖曳线列阵不但可以在水面舰艇上使用,在潜艇上也可以安装,使用起来同样方便。

不仅如此,拖线阵声呐还可以根据海洋的水文条件,改变拖曳深度,通过综合利用各种可能的传播途径,以提高探测距离,这点与变深度声呐(VDS)相同。

以美国海军装备水面舰艇(如驱逐舰、护卫艇等)的拖曳线列阵声呐为例,它有一条长长的换能器基阵,具有挠性且可扭曲。基阵中的换能器基元能够根据不同的需要进行增减,至多可采用 8 个声学模块(内含换能器基元和电子线路)。除此以外,一个模块是传感器辅助模块,用以提供深度、温度和方位数据;另一个模块,是遥测驱动和振动隔离模块,然后借助含有同轴电缆的拖缆与水面舰艇后甲板上的收放机械连接。

在使用时由收放装置中的绞车把它放入水中。水面舰艇航行时,通过换能器基阵将收听到的目标噪声信息转变成电信号,然后借助电缆把电信号传输到舱内作战指挥中心的控制台。借助微型计算机对信号进行分析和处理,声呐兵将所获得的敌方潜艇活动的信息报告给指挥员,或者在分显示器上给出有关信息,为反潜部门长官和舰长的决策提供可靠的依据。

声呐兵在控制台上能够发出拖曳线列阵声呐放下和回收的指令,以及操纵线列基阵的下潜深度,选择拖缆的合适长度,并且要求水面舰艇提供最佳的拖曳航速,既确保一定的搜索速度,又使本舰运动引起的水下流噪声减少到允许的程度,以满足战术技术要求,完成所肩负的作战任务。上述这型拖曳线列阵声呐由美国哥特防卫电子学公司和通用电气公司承担设计与制造。由于整个设备的自动化程度高,因此拖曳线列阵声呐的全部操作只需两名声呐兵即可完成。

这型拖曳线列阵声呐的探测作用距离为 90 海里,测向精度为 $1\sim 2^\circ$;线列基阵的长度为 120m,直径为 8cm,重量为 4536kg;最大下潜深度为 364m,舰上电子设备重量为 5850kg。此外,拖曳线列阵声呐工作可靠并具有故障自检功能无故障工作时间平均为 2000 小时。

拖曳线列阵声呐的任务是探测水下目标供反潜武器射击指挥用,装在水面舰艇上可以与

其他反潜兵力相配合,使航空母舰和运输船队免遭敌方潜舰的攻击。

拖线阵主要需要解决的问题是流噪声和本舰艇与僚舰艇的干扰。前者通常通过合理设计拖线阵和选择拖曳速度来实现,后者主要通过信号处理来解决。

拖线阵声呐存在的另一个问题是左右舷模糊问题。拖线阵的水听器阵元采用的是陶瓷换能器,其左右上下是没有指向性的,拖线阵又无法加挡以保证阵元具有指向性。目前采用的方法有:改变发射阵的指向、同心环结构和双线阵技术。由于这些技术出现较晚,主要应用于近年出现的低频主动/被动拖线阵声呐,因此我们将在主动拖线阵声呐一节予以详细地介绍。

(3) 舷侧阵声呐

国外海军 20 世纪 70 年代开始装备拖曳线列阵声呐。它的问世是现代声呐技术发展中大突破。拖曳线列阵声呐具有孔径大、远离本舰噪声源、可实现对低频信号的远程探测等突出优点。但是它不能直接测定噪声目标的具体方位(不能区分左、右舷的目标),拖曳机械比较复杂,基阵收放困难等缺点。为更方便地实现远程探测,80 年代国外海军又发展了一种新型的潜用声呐——舷侧阵声呐。它的设计思想可能来源于共形阵被动声呐。它是将若干个水听器沿艇身纵长方向连续排列在两舷侧壳体上形成两列长线阵。这种声呐起初被命名为艇壳安装线列阵声呐,90 年代才渐渐改称为舷侧阵声呐。

舷侧阵声呐是一种低频被动声呐,其探测的噪声信号频率下限为 10Hz,上限为 2~6kHz。探测性能极佳,作用距离最远可达 50 海里。它以远程噪声检测、噪声测向和噪声识别为主,可兼顾噪声测距方式。这种声呐的水听器布满艇体两舷较平直的部分,不占潜艇空间位置,也不破坏艇体的线型(有些专家甚至认为还可以改善潜艇的线型),是一种较理想的阵结构形式。舷侧阵的长度约为艇长的 $1/3 \sim 1/2$,声孔径大,空间增益高,便于使用低声频工作。在艇的左、右舷可各布一列阵,不存在空间两重性,没有阵形畸变损失,还可利用艇体垂直空间,获得垂直增益,减少多径干扰的影响。它还具有多目标自动跟踪(4~15 个,甚至更多)及早期在远距离对水面舰艇和潜艇低噪声目标快速分类识别的能力。

由于舷侧阵具有上述独特的优点,国外海军对它的研究相当重视,自 20 世纪 80 年代开始研制以来,已有 20 余种舷侧阵声呐相继问世。在美、俄、英、法、德、意、荷兰和以色列等国海军 20 世纪 80 年代新造或现代化改装的核动力和常规动力潜艇上都装备了舷侧阵声呐,并取得了良好效果。挪威海军认为,舷侧阵安装后艇壳表面平滑,改善了潜艇的隐蔽性。

舷侧阵声呐主要由两列水听器阵、信号处理设备和显示控制台等几部分组成。

水听器阵安装在潜艇两舷耐压壳体外部艇壳上,隔离本艇自身的噪声是舷侧阵的头等大事。它的设计需要复杂的专门技术,有许多特殊的要求,各国海军根据几十年来研制被动声呐所积累的丰富经验,研制出了各具特色的舷侧阵。

舷侧阵目前主要有 4 种模式:线列型、板条型、模块型和平板型。最早的舷侧阵声呐是英国桑·埃米电子有限公司研制的 186 型声呐,20 世纪 60 年代初装备使用,它的两个阵各由 12~24 个水听器组成,等间隔安装在艇侧水线以下,两舷水听器的位置是相互对准的。现在英国马可尼水下系统有限公司研制的 Hydra 舷侧阵声呐采用了模块化的设计方法,其舷侧阵由标准的模块组成,采用专用聚氨酯密封,以获得最佳的流噪声去耦性能,模块的尺寸是 $2 \times 12\text{m}$ 。模块内大面积水听器的间隔不是固定不变的,但一个模块最多容纳 12 个水听器,每个模块都可为自己的前置放大器,装在模块的流线型外壳里,以便使信号传输损失最小,同时便于维修。模块数取决于潜艇的长度,阵的两端采用两块专用的流线型模块,提供平滑过渡以降低流噪声。

法国汤姆逊·辛特拉公司研制的 LSI 舷侧阵声呐阵长为 30m,一般由 30~64 块 PVDF 平板构成,每块板的尺寸为 $1\text{m}\times 1.5\text{m}$,厚为 60~100mm。PVDF 的平均密度与水的密度相近,因此,流噪声对阵不会产生明显的影响。据报道,该型舷侧阵已交付法国、澳大利亚和挪威海军,挪威海军将其装在新型“尤拉”级潜艇上,已投入使用。具有 60 多年研制经验的德国克虏伯·阿特拉斯电子设备公司已成功地研制了 FAS3—1 舷侧阵声呐(见图 9.11),其舷侧阵长度可为 20~48m,一般为 30m。每个阵含有 96 个水听器板条,每条三个水听器单元,共 288 个水听器单元。



图 9.11 FAS3—1 舷侧阵声呐

俄国的舷侧阵声呐与 FAS3—1 有些相似,阵长约 30m,高约 2m,由 70 多个板条构成,每条含 10 个非均匀排列的水听器。

舷侧阵声呐的性能主要受本艇流噪声和机械噪声的限制。舷侧部位的噪声比艇艏的要大得多,噪声主要是螺旋桨辐射噪声、流噪声,艇体部位辐射噪声以及壳体 and 设备的机械振动噪声。国外海军在设计舷侧阵时,充分考虑了降噪问题,如在水听器密封材料的选择及阵结构(流线型和平滑过渡外型)方面,都满足了声和机械特性的要求,达到降噪和去耦的目的。在阵的安装方面,特别使用了专用声学材料或隔声结构,以便与艇体结构噪声源相隔离,等等。

采用新型材料制作高灵敏度水听器,是提高阵性能的又一重要途径。法国研制的聚偏二氟乙烯(PVDF)和日本 NGK 公司最新研制的压电橡胶是制作舷侧阵水听器的理想材料,它们具有良好的防水、减振性能,且比较柔韧,易于加工。PVDF 有单质型和多孔型两种形式,单质型的环境稳定性好,多孔型的接收灵敏度高。汤姆逊·辛特拉公司已成功地用单质型 PVDF 制作了舷侧阵水听器,海试证明这种水听器指向性好,增益高,频率响应完全平坦。这种阵实用性强,可以在低频工作,也可以在高达 10kHz 左右的频带工作。众所周知,在进行被动定位时,需要高精度的方位数据。通常,声呐的工作频率高于 5kHz 时才能获得这种数据。利用线列型陶瓷水听器阵进行定位时,虽然在低频可测定目标的方位,但各个舷侧水听器接收的方位数据相差不太大,难以由三角测量提供距离数据,而 PVDF 阵由于表面积大则可以提供距离数据。此外,陶瓷水听器阵必须与艇壳流噪声隔离,才能提高信噪比,减小寄生信号。而 PVDF 阵的大表面允许几个传感器的输出汇集在一起,降低了对流噪声及弯曲度的灵敏度。流噪声是由水听器附近湍流附面层中的湍流作用到水听器表面上的压力而形成的,由于湍流噪声压力的相关距离小,在大面积的 PVDF 平板上正负压力可以相互抵消,从而达到降低流噪声的目的。日本研制的压电橡胶是一种将钛酸铅碎粒掺混在氯丁橡胶内的复合材料,可制成薄带。它既可制作消声材料,又可制作水听器。美海军对这种橡胶很感兴趣,准备利用这种材料研制大孔径舷侧阵,首装在“百人队长”级潜艇上。

舷侧阵声呐采用了最新的数字信号处理技术,可同时进行宽带和窄带信号分析,具有全向观察、多目标跟踪、目标判别和本艇噪声监测等功能。如德国的 FAS3—1 舷侧阵声呐,接收的

信号经前置处理之后,送给可编程指北波束形成器,形成 128 个波束。同时,产生足够多的内插值以提供非常准确的方位数据。独立的能量检测通道为显示器和音频通道增强信号,有 8 个自动目标跟踪器(ATI),可以任意设定跟踪捕捉到的目标。此外,还有 8 个进行 DEMON 和 LOFAR 分析的线谱跟踪器(MLT),可跟踪目标特征的典型线谱。ATI 和 MLT 同时使用,可实现对目标的远距离跟踪,即使目标航迹有交叉,仍能保持跟踪,而不需声呐员介入。数据处理单元可计算目标船的轴转速率、桨叶数和其他重要数据。机内多点分割器、光标及其他辅助装置帮助声呐员对接收信号进行分析和计算,可以识别目标发动机的类型、齿轮传动比等。

舷侧阵声呐采用新的微电子器件,满足大信息量的处理要求,英国 2075 综合声呐(含有舷侧阵)的信号处理是由 Transputer 模块化支持的分布式通用计算机网络,为信号处理能力的扩充提供了可能,它还应用光纤局域网把操控台与信号处理和显示设备连接起来。

舷侧阵声呐可以有自己的信号处理机,也可以与其他声呐综合构成系统。已有几个国家实现了包括舷侧阵在内的声呐系统与火控系统的进一步综合,形成高度自动化的作战系统,如美国的 AN/BYS—1。

由于使用多部声呐,增加了数据量,加重了声呐员的负担,现在准备解决多阵声呐数据检测、分类和综合的方法问题,综合完成最佳检测和分类,以提高声呐系统的效率,降低虚警率。

舷侧阵声呐技术的发展,把现代声呐技术又推向了一个新阶段。

(4) 变深主动声呐

球鼻艏主动声呐的缺点有两个:一是无法完全隔离本舰或本艇的噪声,尽管一般采取了隔振措施;二是它无法根据水文条件,选择合适的声呐工作深度,以躲开影区等。把主动声呐系统装在拖鱼上,拖鱼可以放到希望的深度,这就是变深声呐(VDS),其工作示意图如图 9.12 所示。实际使用时必须结合使用声速剖面仪和声线轨迹仪或声场预测软件,选择合适的工作深度,以达到最佳探测性能。

变深声呐对拖曳系统的稳定性要求较高。拖曳系统有两种形式:零浮力拖曳和重力拖曳。零浮力拖曳的拖鱼水中的重量接近零,所用的缆也是零浮力缆,但形成零浮力的浮力材料需要占据一定的空间,拖鱼体积大、重量重。重力拖曳无须配重,拖鱼体积小,重量轻,但为了保证拖曳系统的稳定,通常需要伺服系统,自动调整缆的长度,减小风浪的影响。

(5) 低频主动拖线阵声呐

低频主动声呐(LFAS)是一种相对新的主动声呐。国外最早出现在 20 世纪 90 年代初期,它主要是用来探测隐身潜艇。我们知道被动拖线阵声呐优点是频率低、阵长、阵增益高,但隐身潜艇辐射噪声甚至与三级海况的海洋噪声差不多,使用被动方式是无法探测隐身潜艇的,只有靠低频主动声呐。

低频主动声呐仅比被动拖线阵多了一个发射源,改动不大。它也同样存在左右舷分辨问题。国际上的解决方法通常是使用双拖缆,其工作示意图如图 9.13 所示。

低频主动声呐可能会损伤海洋哺乳动物的听力,从而造成它们集体自杀。就现有的资料来看,没有确切证据能证实这点。国际绿色和平组织一直反对美国军方装备 LFAS。

(6) 侦察声呐

侦察声呐主要用来侦察敌方主动声呐发射出来的声信号。但它本身不发声,从这点意义上讲,它应归类为被动声呐。但它侦听的是敌方主动声呐信号,因此也可以归到主动声呐。敌方常见的主动声呐有:主动搜索声呐、通信声呐和鱼雷自导声呐。这类声呐通常设备较为简单,但信号处理还是相当复杂的,它需要在信号密集的环境下对信号进行分类和参数估计。如

估计信号的类型(CW、线性调频、双曲调频或相位编码信号)、信号参数(如载频、脉冲宽度、脉冲重复频率等)和信号源(敌舰)的方位等。

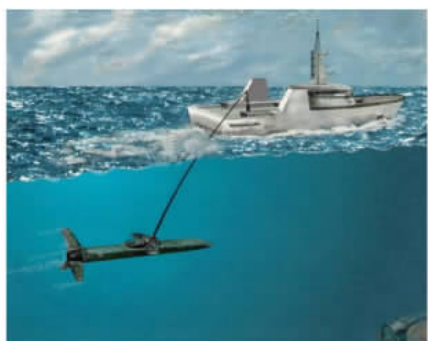


图 9.12 变深声呐工作示意图

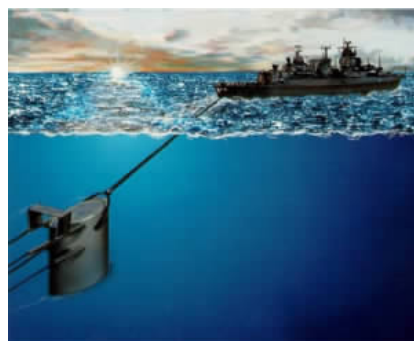


图 9.13 低频主动拖线阵声呐工作示意图



图 9.14 侦察声呐的声基阵

由于这类声呐的工作频率较高,基阵都不大,但由于其覆盖的频带范围较宽(从 1kHz 到 40kHz),通常需要多个频段的水听器配合工作,而且要求全向工作。

图 9.14 是国外侦察声呐的声基阵。不难看出,它有多种声基阵,主要是为了适合不同的频段,为了得到 360° 指向性。它采用了双层错开排列的结构,这样就不需要进行波束形成了,利用各阵元自身的指向性,可以确定目标的方位,设备成本低。有些侦察声呐还采用了棱台型的结构,以保证向上的指向性。

(7) 本艇噪声监测仪

本艇噪声监测仪主要用于监听本艇的噪声。通常在噪声源(如动力、艇艏和艇尾)和声基阵附近安装 4~10 个水听器,一方面可以对本艇噪声进行控制,另一方面可以评估声呐当前的工作性能,其频率范围为 0~12kHz。

(8) 通信声呐

通信声呐是实现艇与舰、艇与艇之间通信的唯一手段,还可用于 UUV(水下无人平台)的遥控以及潜水员与岸上的通信。通信声呐分成两种:报文通信和语音通信。远程的语音通信是不安全的,因为通话时效率很低,通信时间长,潜艇容易暴露。语音通信只适合短途通信。

Link-Quest 公司通信装备码速率已经达到 19200bps,作用距离达 10km。该设备结构非常简单,由水下声 modem 和水面接收机组成,如图 9.15 所示。远程通信声呐在低比特率情况下,在深海声轴上通信距离可以达到上千千米。

近年来,扩频技术已经应用到通信声呐领域,它可以用比特率换取作用距离,同时具有良好的保密性和抗多途信道衰落能力,适合军事需求。前面提到的远程通信声呐就是采用了扩频通信技术。

现代通信声呐性能的改善主要得益于以下技术:



图 9.15 通信装备

① 从非相干通信到相干通信。以前通信声呐的大部分调制方式为 FSK 或 MFSK。尽管它比 ASK 的性能好,但是与相干通信还是有相当大的差距。水声信道如此不稳定,相干通信能实现吗?回答是肯定的,现代高码速率的水声通信设备都采用相干通信。从理论上讲相干通信性能优于非相干通信,而且采用 MPSK 可以降低信号带宽。这对水声信道来说,非常有吸引力。因为水声通信载频高了,信号衰减大,载频低了,信道带宽难以提高。这一方面受换能器带宽的限制,另一方面受水声信道频散的限制。

② 先进的信号处理。相干通信需要保证信道的相位稳定,但水声信道难以满足这个要求。为了保证信道的稳定性,必须进行信道均衡技术,通过信号处理满足相干通信的要求。通常的信道均衡方法有判决反馈均衡法等,但信道均衡还是假定信道是局部平稳的,还有的采用 RAKE,它对快变信道也有很好的性能。但是 RAKE 接收机通常在发射信息声信号的同时,发射导频信号,导频信号不仅占消耗一部分能量,而且使得混合信号的峰值很高,对发射机和换能器都不利,因为我们知道通信的性能只与信号的平均功率有关。

③ 新调制方式的尝试。现代通信的一些新的调制方法也在水声通信中尝试,如 OFDM 等,虽然目前还没有成熟的产品,但扩频技术已经用到通信声呐中,可大大提高通信距离。

9.1.5 水下探测与预警系统

以往的水声设备基本上都是按单基地模式独立工作,人们所关心的也只是声呐本身的单程或双程探测能力。随着技术的进步,安静型潜艇使得常规声呐作用距离迅速下降,同时现代水下作战平台的航速和攻击武器的作用距离大大提高,要求发现水下目标的距离也要相应增加,因此必须扩大水声预警的范围才能保证作战的需要。为此人们正在努力把多种平台水面舰、潜艇、AUV(自主式水下航行器)、反潜飞机和固定式监视平台上的水声设备组合使用,形成具有区域作战能力的水下信息网络。甚至还进一步与卫星等手段联网,形成更大范围乃至覆盖全球海洋的信息网络,以保证战争的胜利。显然,这种网络式的海洋水声监视系统需要不同传播模式组合的远程水声传播特性、多基地工作方式下的混响、目标强度特性、水声通信技术、网络技术、信息融合技术等知识。

1. 美国现有的水声监视网络

SOSUS(Sound Surveillance System)声监视系统是美国从 20 世纪 50 年代起投巨资开发建立起来的庞大系统,总投资达 160 亿美元。在美国本土东、西两侧的大西洋和太平洋中建立起一系列深水的水听器阵。通过电缆连接到岸上的观察站(在 80 年代有 18 座),电缆长度达 30 000 海里。

在太平洋区,SOSUS 构成了南北向的三条警戒线:西太平洋海域的第一条警戒线是由前苏联的勘察加半岛起,经千岛群岛、日本群岛向南延伸到菲律宾和马六甲海域;第二条警戒线由阿留申群岛到夏威夷群岛;第三条警戒线则覆盖了美国西海岸外的 200~300 海里(最大达 600 海里)宽的范围。

大西洋海域中也构成了三道水声警戒线:东部从斯匹次卑尔根群岛到挪威的西北部;中间自纽芬兰经格陵兰、冰岛、法罗群岛、英国、法国至西班牙;西部,在美国东海岸至墨西哥一带大陆架也有宽达 240 千米的警戒线。

这个庞大的水声警戒网是逐步建成并不断更新的,它的详细情况至今仍属于保密范围。SOSUS 在战略反潜中起着很重要的作用,但由于是深水固定布设,工程难度大,难于维护更新,而且起步早,技术上逐渐落后。作为其补充和改进,美国后来又开发了

FDS(Fixed Distributed System)和 ADS(Advanced Deployable System)等,它们都应用了新的数字信号处理技术。硬、软件主要采用 COTS(Commercial Off The Shelf)技术开发。FDS还采用了光纤传输技术和局域网,它可以探测低噪声潜艇,可深海工作。它的小型化产品 FDS-D 以及 ADS 都可用于浅海、高噪声海区,既可探测核潜艇又可探测常规潜艇,而且可以快速布设。

除此以外,为了弥补固定式水声监视系统的不足,美国还建立了由专用拖船和战略型长拖曳线列阵构成的机动监视系统 SURTASS(SURveillance Towed Array Sonar System)并将 SOSUS 与 SURTASS、FDS 和 ADS 等综合集成为 IUSS(Integrated Undersea Surveillance System)。

美国为了弥补已有的 SOSUS(水声监视系统)和 SURTASS 系统对低噪声潜艇探测能力的急剧下降所带来的问题,执行了 HGI(高增益)计划。该计划采用固定布设的垂直阵和匹配场处理技术来探测,第一次成功的试验是在北极海区进行的,探测距离达到 250km。执行 HGI 计划以来,已用垂直基阵在深水区和浅水区进行过多项匹配场处理试验。实践证明,在信号场存在垂直多路径—多模式明显特征时,匹配场处理是相当有效的,探测距离为 1000km 时,25Hz 频点的深度分辨率优于 50m,距离分辨率优于 2km。

对于不便固定布设垂直阵或需要机动快速使用的场合,则采用声呐浮标型高增益基阵系统,美国海军已经使用的 VLAD(垂直线列阵定向和测距)系统就是一个典型的例子,它采用小型垂直基阵,可空投布设。除此以外,还有 STRAP(星体跟踪火箭高度定位)系统等。由浮标构成的整个网络都能用实时定位系统进行控制,其中 VLAD 用小型垂直线列阵来提高信噪比,而 STRAP 则是在对各个浮标传感器定位的基础上形成波束。

冷战结束后,随着战略形势和任务的变化,美国已经将 SOSUS 水声监视网部分开放,用于海洋生物监视、鲸鱼回游研究、大洋测温和长期天气变化研究等,同时重视向浅水、沿岸海域机动布设、方便使用、军民两用和廉价化的方向发展,近年来出现了不少小型实用的新产品。



图 9.16 水下作战平台——章鱼

这些是值得我们注意的动向。例如,美国 Lockheed-Martin 公司等开发的“海洋哨兵”型沿岸水下监视系统就是代表之一。它采用了光纤传输,COTS 硬、软件,谱分析,自适应波束形成等处理技术,价格比普通的舰载或航空声呐便宜得多。它可用来对水下、水面目标的监视、定位,既可用于军事,也可用于监视非法捕鱼、非法移民、反恐怖行动和反海盗等。

2. 无人潜器

无人潜器包括 AUV 和 UUV,近年来迅速发展。它将是水下网络战的一个重要的探测平台和攻击平台。美国最初的考虑是出于核潜艇自身的安全,因为鱼雷出管时的声音不仅声源级高,且为突发性信号,非常容易探测。美国海军水下战中心为此提出了 MANTA(章鱼)计划,该 AUV 及工作方式如图 9.16 所示。它最初被设想用于鱼雷发射,可以携带若干条鱼雷,在潜艇声信号的指挥下,实施攻击。

但不难看出,它还可以完成水雷的远程布雷,用于目标探测和水声对抗等战斗任务。无人

潜器目标特性小,在经济航速航行时,辐射噪声可以接近海洋背景噪声,难以被探测到。相对于潜艇来说,它成本低,即使被摧毁,也不会造成人员伤亡,而且可以完成潜艇无法完成的任务,如远程布雷和猎雷等。

9.2 合成孔径成像与干涉合成孔径成像

9.2.1 合成孔径成像原理

合成孔径雷达和合成孔径声呐(Synthetic Aperture Sonar, SAS)是一种高分辨的二维成像电子探测设备。SAR 在民用和军用方面应用十分广泛, SAS 也逐步用于民用和军用。

20 世纪 50 年代初, Goodyear 航空公司的 Wiley 提出利用多普勒频率分析改善雷达方位分辨率的思想, 提出了距离—多普勒成像原理。根据这一原理, 利用运动天线可以得到高方位(或横向)分辨率。合成孔径雷达、声呐都是在这一原理基础上发展起来的, 为此 IEEE AES 委员会将 1985 年 Pioneer 奖授予 Wiley。距离—多普勒成像原理提出来 60 年了, 没有一项雷达的新理论可以与之相媲美。

目前合成孔径雷达(SAR)相当成熟, 从载体平台来分有: 星载合成孔径雷达和机载合成孔径雷达; 从工作模式来分有: 正侧视、斜视、Spotlight、多通道、多极化等; 从工作体制来分有: 合成孔径雷达、转台成像雷达、逆合成孔径雷达(ISAR)。

合成孔径声呐(SAS)几乎与 SAR 同时起步, 但发展速度似乎远远落后于 SAR。可能原因是: (1) 由于水声信道相位稳定性差, 合成孔径难以达到预想的结果, (2) 水下导航困难。

合成孔径成像的最大优点是: 分辨率与距离和工作频率无关。分辨率与距离无关意味着可以得到远距离目标高分辨图像; 分辨率与频率无关意味着可以采用低频率工作。低频电磁信号可以穿透树林和地表, 可以发现隐藏在树林中的目标和地表下的古代遗址。低频声波可以穿透海底表层, 用于掩埋水雷的探测。

合成孔径成像的基本原理是距离—多普勒成像原理。这一原理用通俗的语言可表述为: 用大带宽信号获得距离维的高分辨率, 用多普勒频率获得横向距离的高分辨率。由雷达和声呐的分辨理论可知, 距离分辨率 $\Delta\rho_r$ 与信号带宽 B 的关系为

$$\Delta\rho_r = \frac{C}{2B} \quad (9.1)$$

式中, C 为波速, 因此增大信号带宽可以提高距离分辨率。

1. 合成孔径成像的阵列解释

合成孔径成像的横向线分辨率 $\Delta\rho_t$ 可以用合成阵列的原理加以解释。图 9.17 给出了一个匀速直线运动侧视雷达的平面图。假定声呐发射了 N 个脉冲, 相当于 N 个阵元的实孔径基阵。假定雷达天线的尺寸为 D , 其波束宽度为 β , 雷达到目标的垂直距离为 R_0 , 且波束宽度窄到使 $\beta \approx \tan\beta$ 成立, 那么雷达波束的照射宽度为

$$L_s = R_0 \times \beta = \frac{R_0 \lambda}{D} \quad (9.2)$$

聚焦合成处理后, 从图 9.17 的几何关系可以看出, 点 A 相当于用一尺寸为 $2L_s$ 的基阵照射(由于双倍的程差), 其对应的横向线分辨率为

$$\Delta\rho_c = R_0 \times \frac{\lambda}{2L_s} = \frac{D}{2} \quad (9.3)$$

从式(9.3)我们可以看到这样一个有趣的事实:基阵尺寸越小,合成孔径雷达横向线分辨率越高,这与传统的雷达或声呐正好相反。然而这很容易解释:雷达天线尺寸越小,其波束越宽,物体受照射时间也越长,合成孔径尺寸也越大,其对应的分辨率就越高。但方位分辨率不能无限地提高,可以证明合成孔径成像方位分辨率极限为 $\rho_c \leq \frac{\lambda}{4}$ 。

这种合成阵列解释容易接受,但从信号处理角度来看,是不合适的。这种直观解释掩盖了一个重要理论:利用多普勒频率的变化率或变化梯度可以提高横向分辨率,即 Wiley 提出的利用多普勒频率分析改善雷达方位分辨率的思想。

2. 合成孔径成像原理的脉冲压缩解释

假定雷达做匀速直线运动。如图 9.18 所示,雷达天线沿 x 轴做匀速直线运动,其速度为 v 。

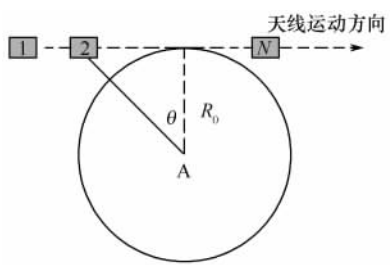


图 9.18 合成孔径雷达多普勒频率几何关系

雷达的位置为

$$x = vt \quad (9.4)$$

目标回波的多普勒频率为

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \sin\theta \quad (9.5)$$

当角度 θ 不大的时候有:

$$\sin\theta \approx \tan\theta = \frac{x}{R_0} \quad (9.6)$$

将式(9.6)代入式(9.5),可得:

$$f_d = \frac{2v}{R_0\lambda} x = \frac{2v^2}{R_0\lambda} t \quad (9.7)$$

式(9.7)表明,回波是一个脉间线性调频信号。如果我们对这一信号进行脉压处理,就可以得到高的横向线分辨率。由式(9.2)可知,这个线性调频信号的持续时间为

$$T_s = \frac{R_0\lambda}{Dv} \quad (9.8)$$

信号的调频斜率为

$$\mu = \frac{d\omega_d}{dt} = \frac{4\pi v^2}{R_0\lambda} \quad (9.9)$$

由式(9.8)和式(9.9)可得该线性调频信号的带宽为

$$B_c = \frac{2v}{D} \quad (9.10)$$

其脉压后的脉冲宽度为 $T' = \frac{1}{B_c}$ 。由此计算出其对应的横向线分辨率为

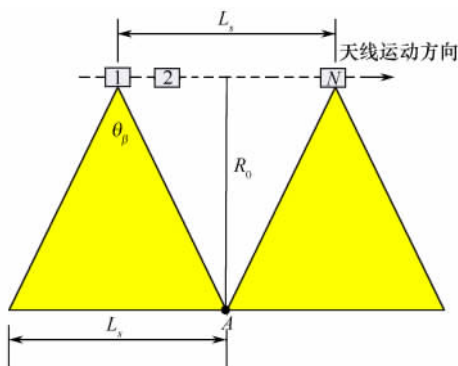


图 9.17 合成孔径雷达几何关系

$$\Delta\phi_c = vT' = \frac{v}{B_c} = \frac{D}{2} \quad (9.11)$$

式(9.11)与式(9.3)不谋而合。从上述的讨论我们可以看出,在可以解耦的前提下,合成孔径信号处理可以用二维的脉压完成:首先是距离维的脉压,它是脉内的脉压;然后是方位维的脉压,它是脉间的脉压。这一过程可用二维离散傅里叶变换完成。表 9.4 给出了合成孔径成像的多普勒参数表。

合成孔径成像系统的脉冲重复频率选择是一个至关重要的参数。为了保证测距不模糊,有

$$\text{PRF} \leq \frac{C}{2R_{\max}} \quad (9.12)$$

表 9.4 合成孔径成像的多普勒参数表

名 称	公 式	名 称	公 式
综合孔径时间 T_s	$\frac{\beta R}{v} = \frac{\lambda R}{Dv}$	多普勒斜率	$\frac{2v^2}{\lambda R}$
多普勒带宽	$\frac{2\beta v}{\lambda} = \frac{2v}{D}$	时间带宽积	$\frac{2\lambda R}{D^2}$

同时为了脉间线性调频信号采样率要求,脉冲重复频率必须满足:

$$\text{PRF} \geq B_c = \frac{2v}{D} \quad (9.13)$$

如果波速和平台运动速度可比拟时(如星载 SAR 或 SAS),两者对脉冲重复频率的要求往往是矛盾的。有效的方法是采用多接收子阵技术,用真实孔径来弥补合成孔径采样率不足的问题。多接收子阵合成孔径成像算法至今仍是一个开放问题。

“运动是答案,运动是问题。”这句话高度概括了合成孔径成像的特点。没有天线或基阵的匀速直线运动就形成不了空间虚拟的阵列。但实际载体运动总是偏离匀速直线的,这种运动误差会带来合成孔径图像品质的降低,必须予以补偿,这个过程称为运动补偿。对于机载合成孔径雷达和合成孔径声呐来说,运动补偿是合成孔径信号处理不可缺少的环节。

合成孔径成像有三种工作方式:正侧视、斜视和 Spotlight(聚束模式)。如果基阵指向与航迹垂直,那么称为正侧视工作方式;如果基阵指向与航迹不垂直,且夹角固定称为斜视工作方式。如果基阵指向在不断地变化始终指向在目标某一点上,那么称为聚束模式。聚束模式分辨率同下面讨论的逆合成孔径声呐一样,仅与视的在转角有关,而与基阵孔径大小无关,因而可以达到很高的横向分辨率,但它仅能对有限的区域成像。

3. 合成孔径的相位史

如图 9.18 所示,雷达位置为 vt ,对于位于 $(r,0)$ 的点目标,雷达与目标的距离为

$$R(t;r) = \sqrt{(vt)^2 + r^2} \quad (9.14)$$

不难看出,当合成孔径长度远小于距离 r 时,式(9.14)可以近似为

$$R(t;r) \approx r + \frac{(vt)^2}{2r} \quad (9.15)$$

可以看出,雷达与点目标的距离近似为抛物线,合成孔径雷达的原始回波信号和脉冲压缩后的信号如图 9.19 所示。该距离对应的相位为

$$\phi(t;r) = \frac{4\pi R(t;r)}{\lambda} \approx \frac{4\pi}{\lambda} \left[r + \frac{(vt)^2}{2r} \right] \quad (9.16)$$

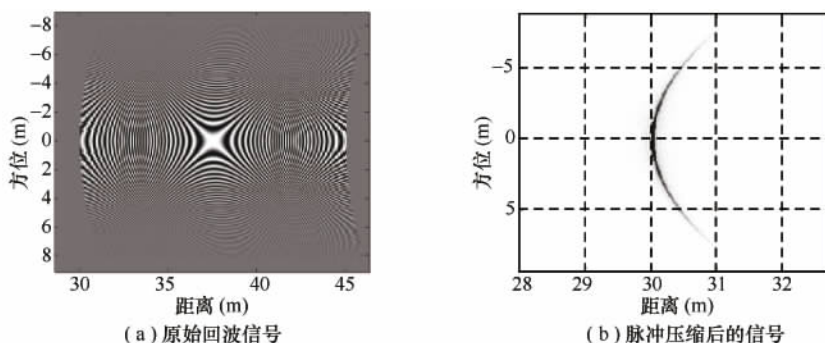


图 9.19 合成孔径雷达的原始回波信号和脉冲压缩后的信号

从其相位史可以看出,合成孔径雷达的波前是弯曲的,且在不同距离上,弯曲的程度是不同的。也就是说,合成孔径的相位史决定了它的回波在距离和方位上是耦合的。根据同相叠加原理,一方面要将弯曲的回波包络校正成直线,使其可以解耦成距离维和方位维,另一方面也可以单独进行脉冲压缩,此外还必须补偿由于波前弯曲带来的相移。同时由于这种校正和补偿是空变的,因此合成孔径成像算法非常复杂。

9.2.2 逆合成孔径雷达成像原理

逆合成孔径成像雷达(ISAR)假定目标做匀速转动,雷达天线静止不动。图 9.20 给出了 ISAR 的二维平面图。假定包含在雷达声呐波束内的目标以角频率 ω_r 绕点 O 匀速转动,点目标 P 的多普勒频率为

$$f_d = \frac{2vc\cos\alpha}{\lambda} = \frac{2\omega_r r \cos\alpha}{\lambda} = \frac{2\omega_r x}{\lambda} \quad (9.17)$$

式中, r 为目标与 O 点的距离。 α 为 r 与 x 轴的夹角。由上式可得,逆合成孔径雷达的横向线分辨率为

$$\Delta x = \Delta f_d \frac{\lambda}{2\omega_r} = \Delta f_d \frac{\lambda}{2 \frac{\Delta\theta}{T}} = \Delta f_d T \cdot \frac{\lambda}{2\Delta\theta} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \quad (9.18)$$

式中, T 为相干积累时间或观测时间。 $\Delta\theta$ 、 Δf_d 和 λ 分别为目标的转角、多普勒频率分辨率和发射信号的波长。等式 9.18 成立是因为:经典信号处理中频率分辨率与时间成反比。从式中可以看出这种成像雷达的横向线分辨率仅与目标的转角大小有关。转角越大,横向分辨率越高。

图 9.20 逆合成孔径雷达的二维平面图

逆合成孔径与医用 CT 原理上是相同的,都是要求目标与传感器有相对视角改变。差别在于 ISAR 是目标旋转,而 CT 是探头在旋转。ISAR 一般是属于小转角情形,目标散射点一般不超过一个距离分辨单元;而 CT 属于大转角情形。如果目标为理想的旋转运动,ISAR 也可以借助 CT 成像算法,得到很高的分辨率。在目标缩比模型的微波暗室转台测量中,如果转角太大就必须采用 CT 的成像算法。

为了保证测速不模糊,逆合成雷达的脉冲重复频率必须满足:

$$\text{PRF} \geq \frac{2\omega_{\max} x_{\max}}{\lambda} \quad (9.19)$$

式中, $\omega_{\max}$ 、 $x_{\max}$ 分别为目标的最大角速度和尺寸。

假定旋转速度是均匀的, 这个条件也等价于转角的步进量为

$$\Delta\delta \leq \frac{\lambda}{2x_{\max}} \quad (9.20)$$

通常目标运动时除了转动分量外, 还有径向运动分量。对于逆合成孔径雷达来说, 径向运动需要补偿掉, 这一过程称为运动补偿。ISAR 由于目标运动是非合作的, 因此运动补偿必须利用回波之间的相关性。在低信混比时, 运动补偿不彻底, 会严重影响成像的质量。

逆合成孔径雷达的主要操作步骤如下。

(1) 包络对齐

将前后相邻两个脉冲得到的距离像 $f_{i-1}(t)$ 和 $f_i(t)$ 进行互相关, 即

$$r(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{i-1}(t) f_{i-1}(t + \tau) dt \quad (9.21)$$

互相关峰值的时延 τ 即为后一个距离像相对于前一个距离像的时延, 根据这个时延移动后一个距离像, 使得后一个距离像与前一个距离像对齐。假定距离对齐后的第 i 个脉冲得到的距离像复包络为 $e_i(t)$ 。

(2) 相位补偿

包络对准只是将各距离单元的信号移到了所属的距离分辨单元, 但是由于信号已经解调, 距离移动不会改变由于径向运动造成的高频相位改变, 即使信号没有解调, 包络对齐的时延精度也无法满足径向运动带来的相位误差。为了补偿高频相位, 计算相邻两个距离像复包络之间的平均相位差的复指数。

$$e^{j\phi} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} e_{i-1}^*(t) e_i(t) dt}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} e_{i-1}^*(t) e_i(t) dt \right|} \quad (9.22)$$

将后一个脉冲的距离像复包络乘上该复指数的共轭, 使前后两幅距离像的复包络平均相位相同。

9.2.3 干涉合成孔径原理及应用

垂轨(cross track)干涉合成孔径雷达和干涉合成孔径声呐(InSAR 或 IFSAS), 可以得到目标的三维像。

以 InSAR 为例, 垂轨干涉测量原理简述如下。InSAR 在 SAR 基础上增加一副或多副垂直于航迹的接收基阵, 通过比相测高的方法得到场景的高度信息, 从而得到三维图像。

如图 9.21 所示, 两接收天线 A_1 、 A_2 之间的连线称为基线, 该基线与天线或阵运动的轨迹垂直, 也就是说, 图上两个阵元的运动方向是垂直纸面的。基线的参数有: 基线的长度 B 和倾角 (与水平夹角 α)。

对于测绘场景某点, 两阵元接收到的信号的相位差 (以阵元 1 为参考) 为

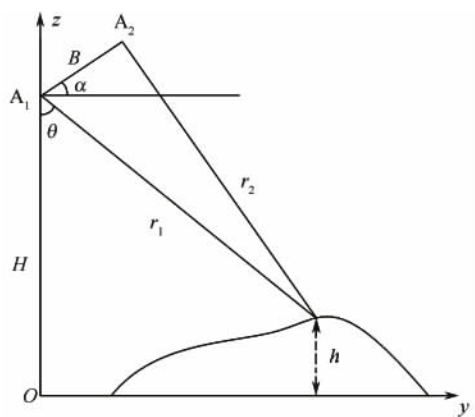


图 9.21 干涉测深原理图

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} [\rho_2 - \rho_1] \quad (9.23)$$

由图 9.21 和余弦定理有

$$\rho_2^2 = \rho_1^2 + B^2 - 2\rho_1 B \cos(90 - \theta + \alpha) \quad (9.24)$$

基于平面波(远场)假设,式(9.23)可简写成

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} B \sin(\theta - \alpha) \quad (9.25)$$

由几何关系可得

$$\cos\theta = \frac{H-h}{\rho_1} \quad (9.26)$$

利用式(9.25)和式(9.26)即可得到场景的高度为

$$h = H - \rho_1 \cos\theta \quad (9.27)$$

不难看出,干涉合成孔径成像实际上是利用相位来测量距离差,而该距离差反映了高程信息,属于相位测距的应用。我们知道比相测高基线越长,精度越高。为了提高测高精度干涉基线长度通常远远超过半波长,这样就出现了相位模糊问题或相位卷绕(phase wrapping)问题。鉴相器输出的相位并非式(9.25)的值,而是在 $[-\pi, \pi]$ 之间的主值。为了得到实际相位必须通过解卷的方法消除相位模糊,得到真正的相位差。消除相位模糊的过程称为相位展开(phase unwrapping)。

以上讨论的干涉合成孔径方式称为单过次,即一个航次就可以得到干涉图,代价是必须有多个接收天线或阵,增加了设备的复杂性。如果利用单个天线或阵,多次平行飞行得到垂轨基线,进行干涉测量,称为多过次。多过次平行度难以保证(尤其是机载),如果两次飞行前后时间过长,相干性会降低,影响干涉测量的性能。

从分辨的角度看,干涉成像的三维像是伪三维的,因为它在高度维没有分辨率能力,但它的测量精度非常高,这再次说明了分辨率与测量精度不是同一个概念。干涉测量的前提是测绘场景为面散射。如果在同一距离上有两个散射点(称为距离重叠现象)或出现体散射时,高度测量就会出现错误。但是瑕不掩瑜,干涉合成孔径技术确实取得了巨大的成功,美国SRTM(shuttle radar tomography mission)计划就证明了这点,近年干涉合成孔径声呐也陆续装备外国海军,用于水雷探测等。

图 9.22 是我国自行研制的干涉合成孔径声呐的二维声图和三维声图,其分辨率为 $2.5\text{cm} \times 5\text{cm}$ 。图 9.23 是干涉合成孔径声呐信号处理流程图。

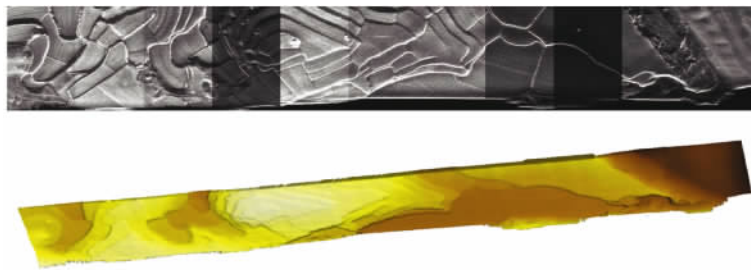


图 9.22 干涉合成孔径声呐二维/三维声图

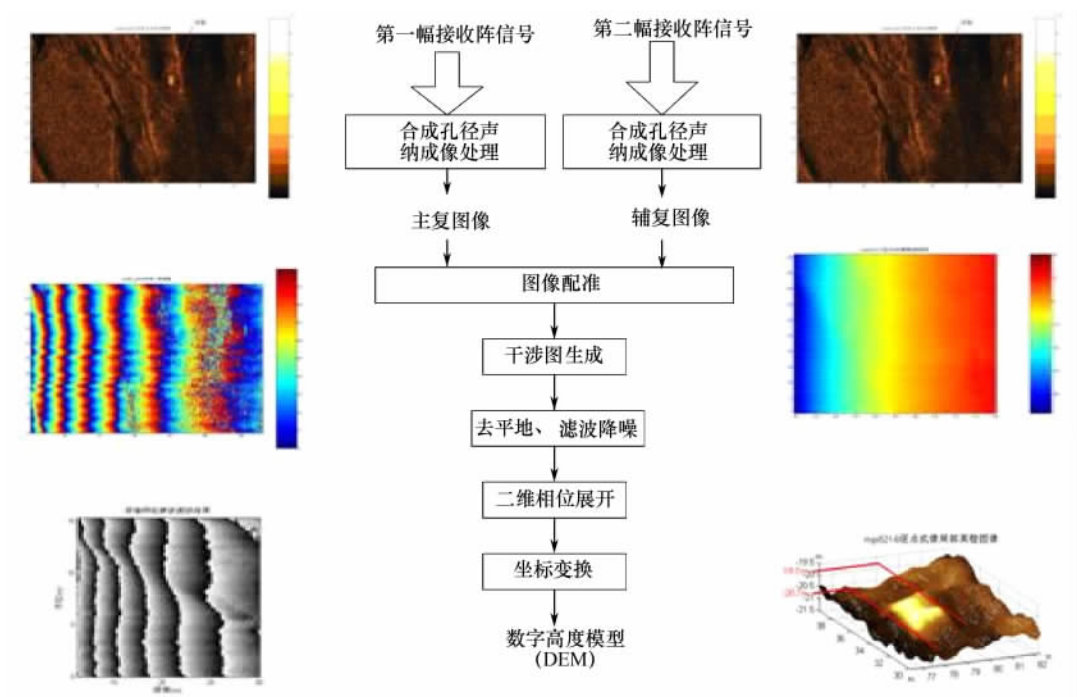


图 9.23 干涉合成孔径声呐信号处理流程图

9.3 超视距雷达

远程超视距雷达包括：地波雷达、天波雷达和大气波导微波雷达，其对应的传播方式如图 9.24 所示。

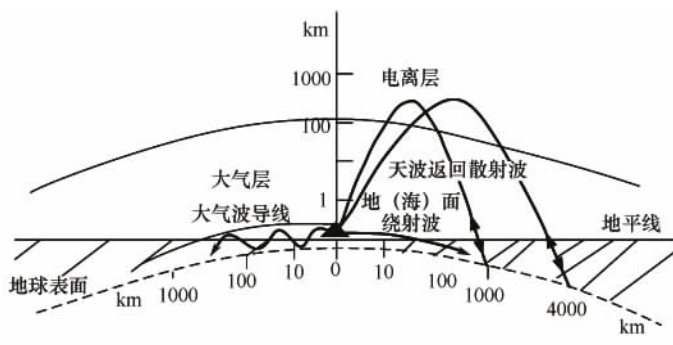


图 9.24 远程超视距雷达三种传播方式

9.3.1 地波和天波超视距

普通的微波雷达是直线传播的，它的视距受地球曲率的影响，其探测距离可以表示为

$$R=4.1(\sqrt{h_a}+\sqrt{h_t}) \quad (9.28)$$

式中， h_a 和 h_t 分别为天线和目标的高度，单位为米(m)；探测距离 R 的单位为千米(km)。显然天线越高，探测距离可以越远。这就是为什么雷达要架在高山，采用气球雷达和预警飞机的原因。

除了采用气球雷达和预警飞机外,还可以利用电磁波传播途径的不同达到超视距目的,这就是地波、天波和大气波导。图 9.25 所示为德国汉堡大学研制的 WERA 地波雷达系统。



图 9.25 德国汉堡大学研制的 WERA 地波雷达系统

地波沿地球表面传播,这种表面波的传播特性受地球表面的电气特性影响。采用这种传播方式的地波雷达可实现对 150km 内的地面上空和 400km 以内的海面及其上空的目标进行探测。但天波雷达更适合海面传播,多用于海面目标探测和海流的测量。

天波返回散射波传播的过程是:无线电波斜向投射到电离层,被折射到远方地(海)面,地(海)面的起伏不平及其电气特性不均匀性使电波向四面八方散射,而有一部分电波将沿着原来的(或其他可能的)路径再次经电离层折射回到发射点,被那里的接收机接收。也可能出现两次以上如此经地(海)面散射和电离层的多次返回散射波的传播。天波经地(海)面散射时,电波也可能偏离来时的大圆路径,发生非后向散射波的“侧向”传播,经电离层折射到达偏离发射点的地面站接收到,这样的传播过程称为地侧后向散射波传播。天波返回散射波传播有“跳距”,即近距离可能有天波不能到达的区域。采用这种传播方式的天波雷达可实现对 800~3500km 的地(海)面特性、海面目标及地(海)面上空的目标进行探测。多用于洲际导弹和飞机等运动目标的探测。由于工作波长长,且波束为俯视方式,因而适合隐身飞机的探测。

但由于天波和地波雷达工作频段为 HF 频段,绝对带宽难以提高,距离分辨很低,一般为数千米的量级。而且两者占地面积很大,容易被发现和攻击,抗毁性差。

(1) 天波和地波雷达的空间处理方式

天波和地波雷达相同点是均采用宽波束发射和多波束接收的方式,与主动声呐的空间处理方式相似。这是因为它们的探测距离远,距离扫描的时间很长。

(2) 天波和地波雷达的工作波形

天波和地波雷达的工作波形有两类,这两类波形与收发天线布置有关。对于收发分置天线通常采用线性调频连续波工作,对于收发共置天线,通常采用间断调频脉冲信号工作。

9.3.2 微波大气波导超视距雷达

通常情况下,由于受到地球曲率的限制,作为舰艇上主要传感器的微波雷达,只能探测到视距内的低空和海上目标。但在特定的气象条件下,利用大气的超折射效应,只要选择合适的工作频率和入射角,就可以使微波雷达信号在大气波导中以接近于由地球曲率形成的大圆路径进行传播,而且信号衰减很慢。因此,利用海上的大气波导现象,微波雷达可以实现对远距离海面目标和低空目标的超视距探测,如图 9.26 所示。实际的海上探测试验结果表明,通

过对贴近海面的大气波导层的有效利用,工作在较高频段的微波雷达可以在 100~400km 的距离上,探测到各种类型的舰船目标。

在非均匀介质中,波会向传播速度低的方向偏折。如果波速剖面为负梯度,就有可能使得我们可以看到视距外的景物,如海市蜃楼。把这种物理现象用于微波雷达,就可以实现超视距探测。

微波大气波导超视距雷达超视距探测的主要应用范围在海上,因为海面蒸发波导出现概率高。由于贴近海面的空气中水蒸气趋于饱和,相对湿度接近 100%,但海上蒸发波导限于海面的几十米高度以内。由于大多数舰载微波雷达的天线系统架设高度较低,一般为距海面 10~30m,正好位于蒸发波导的有效高度范围内,因此可有效利用蒸发波导传播条件进行远距离目标探测。作为对目标指示的雷达,它具有微波视距雷达的分辨能力与定位精度,可用于舰载导弹超视距攻击的目标指示。舰载大气波导超视距雷达在现代战争中的独特功能,可以作为空中预警机的一种低成本替代系统。不足之处是大气波导受季节和天气影响较大,不是稳健的方式。



图 9.26 大气波导超视距雷达

9.4 声学海洋仪器

9.4.1 图像声呐

图像声呐主要用于水雷探测、水下考古、防救和航道测绘(包括地形、地貌测绘和地质调查)。它们主要包括侧扫声呐、浅地层剖面仪、多波束测深仪、条带测深仪和前视声呐等。

俗话说:眼见为实,可见视觉对人的重要性。开发利用海洋和保卫海洋经济权益首先必须能“看见”海底的场景,我们将能得到场景图像的声呐称为图像声呐。图像声呐的声就相当于光学照相机的光。所有图像声呐都是主动的,即声呐系统发射声波,然后接收回波。

到目前为止,图像声呐已经形成了一个大的家族。图像声呐按其用途可分成二维图像声呐和三维图像声呐。二维图像声呐只能得到场景的二维图像,与照片相似,为平面图像,用于海底地形测绘;三维图像声呐可以得到场景的三维图像,与立体电影相似,为立体图像,用于海底地貌测绘。图像声呐按工作方式可分成:侧扫和扇扫两大类。扇扫容易理解,与医用 B 超原理一样,它可以得到场景的“凝视图”,仿佛闪光灯一闪,就得到了场景的图像,其显示方式与 B 超也非常相似。在简单应用中扇扫也有采用机械扫描,此时其波束同侧扫一样为顺序波束。侧扫声呐系统每发射一个脉冲,声波就“照亮”一个条带,将这些条带回波按瀑布方式自上而下地排列起来就得到了场景的图像。图像声呐按其工作原理可以分成真实孔径和合成孔径两大类。

图像声呐的最重要技术指标是分辨率,分辨率越高,图像越清晰,容易判读。反之,分辨率低的图像,就如同散焦的照片,模模糊糊。对于声呐来说,距离方向的分辨率取决于信号带宽,信号带宽越大,分辨率越高。例如带宽为 1kHz 信号得到的距离分辨率约为 0.75m。另外一维的分辨率则由声呐基阵的孔径决定。图像声呐的基阵孔径越大,波束越窄,分辨率越高;合成孔径声呐正好相反。

图像声呐技术指标还有测绘速率和作用距离。测绘速率用于评价声呐测绘的速度,通常

用单位时间测绘的面积来衡量,测绘速率取决于拖曳速度和测绘的条带宽度。而测绘的宽度与作用距离有一定的联系,作用距离越远,测绘带宽度可以提高。由于声速慢,测绘速率难以提高,图像声呐许多新的技术都为了提高测绘速率。

图像声呐的民用用途有:沉物打捞、水下考古、海底地质勘探、地形导航、防蛙人。图像声呐的军用用途有:水雷探测、地形导航和防蛙人等。

1. 侧扫声呐家族

侧扫声呐(SLS)是二维成像声呐,通常由工作船和拖鱼组成。声呐设备在拖鱼上,采用拖鱼的目的是提高声呐基阵的稳定性并使声呐尽量靠近测绘区域,并克服声速负梯度的影响。有的侧扫声呐直接安装在工作船上。侧扫声呐的基阵呈条状,这样沿航迹方向波束窄,能提高分辨率,高低向波束非常宽,像一个扇子,能提高测绘带宽度。

海洋石油和地质勘探用的浅地层剖面仪类似侧扫声呐,不过其波束垂直向下,二维波束都较窄。为了具有穿透地表的能力,浅地层剖面仪工作频率较低,一般为 $3\sim 12\text{kHz}$ 。

为了提高侧扫声呐方位分辨率,波束应越窄越好。使波束变窄的途径,一是加大基阵的孔径,但孔径大了,拖鱼布放、回收就不方便了;二是提高声呐工作频率,在给定基阵孔径前提下,频率越高,波束越窄。一般侧扫声呐工作频率高于 100kHz 。为了提高对目标尤其是对地质的识别能力,许多侧扫声呐还采用双频或多频工作,如图 9.26 所示。

波束变窄也带来了两个麻烦:一个麻烦是只要拖鱼稍不稳定,波束就发生偏离,图像或扭曲或变形。对于侧扫声呐来说,解决这个问题的方法是将声基阵安放在一个伺服平台上,用高精度角度传感器测量角度误差,然后通过伺服系统补偿角度误差,使得波束指向稳定。最新的方法是称为动态聚焦的方法,它可以根据角度传感器测量结果,直接控制波束指向。这样可以省去伺服平台,但信号处理较复杂。

主动声呐工作时要求脉冲发射的重复频率不能太快,发射一个声脉冲后,必须等待最远距离上回波到达接收阵后,才能发射下一个脉冲;否则上一个脉冲的回波可能与下一个脉冲的回波混叠在一起。这种现象在声呐系统中称为距离模糊,即不知道回波是哪个发射脉冲形成的,距离越远,要求脉冲重复频率越低。由于声速慢(水中声速为 1500m/s),如果最大成像距离为 750m ,那么脉冲发射的间隔必须大于 1s 。而拖曳速度不能太低,太低了测绘速率低,拖鱼姿态容易失稳。如果波束太窄,拖曳速度提高会给侧扫声呐带来第二个麻烦。为了保证距离不模糊,脉冲重复频率不能太高,这样有的条带就没有被声波照射到。轻者图像不连续,严重时,有些感兴趣的目标完全被漏掉了,这种现象称为空间采样率不足。

为了克服这个问题,出现了多波束侧扫声呐和多脉冲侧扫声呐。多波束侧扫声呐在运动方向上可以形成多个波束,每发射一个脉冲,有多个波束(或基阵)发射/接收,这样就不会漏掉目标,其工作原理如图 9.27 所示。美国 Klein 公司的 Klein 5800 采用 8 个波束工作,阵长 2.1m ,工作距离 200m ,拖曳速度达 15 节,代表了多波束侧扫声呐最高水平。图 9.27 是 5 个波束的多波束侧扫声呐工作示意图,其关键技术是恒定束宽波束形成。从工程实践来看,相同分辨率的多波束侧扫声呐与合成孔径声呐的图像质量仍有差距,这是因为此时多波束侧扫声呐的波束非常窄,可达 0.1° ,而载体平台的角运动误差为 $3^\circ\sim 5^\circ$,因此图像很容易扭曲变形。而合成孔径声呐采用宽波束工作,对角运动误差不敏感。

多波束侧扫声呐性能提高的代价是需要多个接收阵,不仅设备量增加了,而且拖鱼太长,不便于布放和回收。为此,国外出现了多脉冲侧扫声呐。前面提到过,脉冲重复频率太快的后果是距离模糊。如果发射的脉冲有特定标志,脉冲的回波就清楚了。这样的脉冲必须是正交

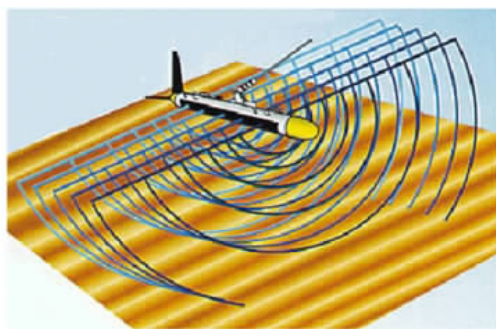


图 9.27 美国 Klein 公司多波束侧扫声呐示意图

的。目前美国 EdgeTech 公司采用的是称为全谱调频脉冲信号,利用调频信号的频分特性工作。目前多脉冲侧扫声呐拖曳速度可达 12 节。但从成像质量来看,多脉冲侧扫声呐质量不如水平多波束侧扫声呐。

2. 扇扫声呐

扇扫图像声呐通常用于前视声呐,它发射一个脉冲,然后通过多波束形成(或机械扫描)的方法就可以得到场景二维图像,属于同时波束成像,受载体运动误差影响小,另外没有侧扫声呐中空间采样率不足的问题。它主要用作猎雷、避碰声呐。

扇扫声呐的典型系统有洛克希德·马丁公司的 Pathmaker,其成像距离达 1000m,深度达 80m,可作 360° 搜索。新型扇扫声呐高低向发射器为电扫,用于避碰的多预形成波束。图 9.28 是 L3 通信公司的一款扇扫声呐工作原理图。

3. 多波束测深仪

多波束测深仪是三维图像声呐,它采用多波束工作。如图 9.29 所示,一般采用 Mills 十字阵。但与沿航迹方向多波束侧扫声呐不同,它的多波束在高低方向。通过最大值测向方法即可知道场景的高度信息。由于采用幅度测向,当测绘场景散射强度各分辨单元不同时,如有强的散射源出现时,容易造成高度的测量误差。现有的多波束都利用相位来确定高度。

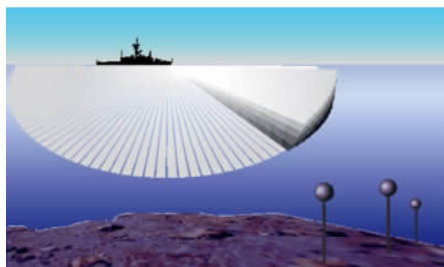


图 9.28 扇扫声呐工作原理图

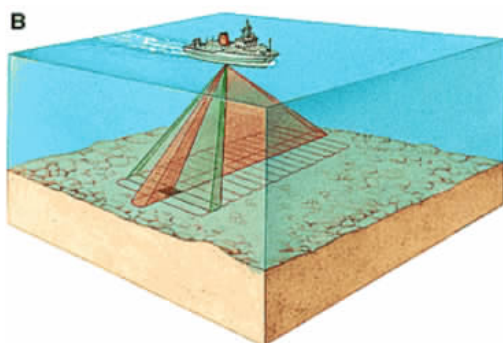


图 9.29 多波束测深仪工作示意图

SIMRAD 公司的 EM300 是典型的代表性产品,它有俯仰、横滚、偏航和升沉补偿的波束稳定系统。

多波束测深仪的缺点是二维声图分辨率太低,几乎没有使用价值;为了得到二维声图,必须联合使用侧扫声呐,这就带来了二维声图和三维声图配准的难题。

4. 条带测深侧扫声呐

多波束测深仪测量精度不高,限制了它的应用。基于比相测高条带测深侧扫声呐或干涉仪测深侧扫声呐逐步发展了起来,而且设备也非常简单,并能同时提供二维和三维声图,不存在二维、三维声图配准问题。

条带测深侧扫声呐的测深原理与 InSAS 的测深原理相同。但条带测深侧扫声呐的相位展开只能在一维上进行,这点与 InSAS 有本质的区别。多基线技术可以降低相位展开的难度,甚至可以避免相位展开问题。成熟的条带测深侧扫声呐产品大都属于多基线型。

掌握条带测深侧扫声呐技术的公司不多。典型的产品有英国 SUBMETRIX 公司的 ISIS、美国 Klein 公司的 5410 干涉仪侧扫声呐和英国超电子海洋系统公司的 DEEPSCAN 325 等。

9.4.2 海流速度剖面仪

海流流速剖面仪可以给出不同深度的二维海流流场结果,是一种非介入式的流速测量方法。同时它还可以给出工作平台相对于海底的速度,通过对底速进行积分可以确定舰艇的位置和航程,专门用于导航目的核对速测量声呐又称为计程仪。按工作原理可以分成声多普勒流速剖面仪(Acoustic Doppler Current Profile, ADCP)和声相关流速剖面仪(Acoustic Correlation Current Profile, ACCP),以及用于导航目的的声多普勒计程仪(Acoustic Doppler Log, ADL)和声相关计程仪(ACL)。ACCP 的原理在 5.5 节已经介绍,下面介绍 ADCP 的工作原理。

1. 脉冲对处理的原理

声多普勒流速剖面仪的基本工作原理是脉冲对处理。这项技术源于气象雷达中的云雨速度测量。由于流场和气象回波是随机过程,必须采用功率谱而非频谱来描述。如图 9.30 所示,海流和气象回波信号的功率谱或径向速度分布通常可用高斯模型来描述。对于高斯模型,仅用均值和方差两个参数就可以完全表述。这两个参量反映了中心频率(或平均速度)和谱的宽度(或速度的散布程度)。

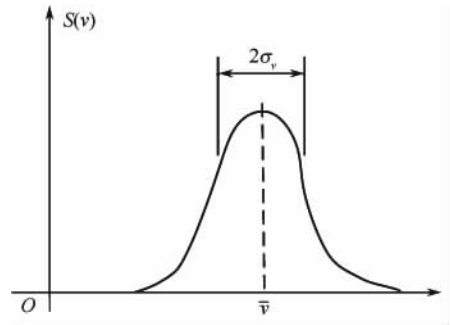


图 9.30 海流或气象回波功率谱

首先讨论时域测量方法。在给定的距离单元

中, M 个脉冲得到回波信号慢时间的复包络 $y(m)$, $m=0, \dots, M-1$ 。假定序列满足各态历经性,其自相关函数和功率谱可以表示为

$$R_Y(k) = \sum_{m=0}^{M-k-1} y^*(m)y(m+k) \quad (9.29)$$

$$G_Y(\omega) = F[R_Y(k)] = |Y(\omega)|^2 \quad (9.30)$$

式中, $F[\cdot]$ 为傅里叶变换算子, $Y(\omega)$ 为 $y(m)$ 的傅里叶变换。为了表述清楚起见,先假定信号为纯复正弦信号,即

$$y(m) = Ae^{j2\pi f_0 m} \quad (9.31)$$

式中, A 、 f_0 分别为回波信号的幅度和数字频率。假设 F_r 、 T_r 分别为脉冲的重复频率和重复间

隔, 数字频率与模拟频率 F_0 的关系是 $f_0 = F_0 / F_r = F_0 \cdot T_r$, 对于确定性序列, 对序列进行离散傅里叶变换, 即可得到 f_0 的估计。但对于随机序列, 只能用自相关函数和功率谱来描述。由式(9.29)其第一延迟相关为

$$R_Y(1) = A^2(M-1)e^{j2\pi f_0} \quad (9.32)$$

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi} \arg[R_Y(1)] \quad (9.33)$$

应该注意, 如果多普勒频率超过 PRF, 则频率估计的结果是模糊的。根据帕塞伐尔定理由式(9.33)可得:

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G_Y(\omega) e^{j\omega} d\omega \right] = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |Y(\omega)|^2 e^{j\omega} d\omega \right] \quad (9.34)$$

由此可以得到模拟频率时域和频域估计为

$$\hat{F}_0 = \frac{1}{2\pi T_r} \arg[R_Y(1)] = \frac{1}{2\pi T_r} \arctan \left[\frac{\int_{-\pi}^{\pi} |Y(\omega)|^2 \sin \omega d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} |Y(\omega)|^2 \cos \omega d\omega} \right] \quad (9.35)$$

根据多普勒频率与径向速度的关系, 可以得到平均流速的估计为

$$\hat{v} = \frac{\lambda}{4\pi T_r} \arg[R_Y(1)] = \frac{\lambda}{4\pi T_r} \arctan \left[\frac{\int_{-\pi}^{\pi} \pi |Y(\omega)|^2 \sin \omega d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} |Y(\omega)|^2 \cos \omega d\omega} \right] \quad (9.36)$$

时域方法和频域方法相比, 运算量时域方法略低一些, 它只要 M 次乘加运算。一般来说, 当信噪比较低或功率谱较窄时选用时域方法, 信噪比较高或功率谱较宽时, 选用频域方法。

2. ADCP 的声速校正

由式(9.3)测速时需要知道波长。当工作频率一定时, 波长与声速有关。而声速是水温、压力和盐度的函数。

通过下面的讨论可以看到: 只要测量 ADCP 换能器表面的声速, 即可进行声速修正。

根据 Snell 定理, 分层介质中入射和折射角存在如下关系:

$$\frac{\sin \theta_1}{C_1} = \frac{\sin \theta_2}{C_2} = \frac{\sin \theta_3}{C_3} = \dots = \text{常数} \quad (9.37)$$

式中, C_i 为分层介质中各层的声速。因此只要知道了换能器表面处声速, 得到波长即可。而不需要对其他水层声速变化进行补偿。

9.4.3 水声定位技术

水声定位系统包括作业平台对水下人或物的定位, 或水下人或物对自身进行定位。前者主要用于海洋测绘、石油勘探等海上作业对水下的拖体、ROV、AUV 和潜水员定位, 或测量水下兵器的弹道。后者主要用于水下航行体或潜水员对自身的定位, 就像陆地上我们用 GPS 对车进行定位一样。定位又有全局定位和局部定位之分, 全局定位是指定位的参数采用大地坐标系, 例如经纬度; 而局部定位是相对作业平台或测量平台等。

水声定位会用到多点测量或发射系统, 测量点或发射系统之间的距离我们称为基线。一般可根据基线的长度将水声定位系统分为长基线系统、短基线系统和超短基线系统, 表 9.5 列出了三种水声定位系统的分类。

表 9.5 水声定位系统分类

定位类型	基线长度(m)	简称	定位范围
长基线	100~6000	LBL	全局或局部
短基线	1~50	SBL	局部
超短基线	<1	USBL 或 SSBL	局部

实际中,定位系统分类没有绝对标准,通常可从如下两方面进行理解。

从基线长度方面,认为长基线定位系统是指基线长度可以和海深相比拟的定位系统。短基线定位系统指的是基线长度远小于海深的定位系统。超短基线定位系统则是基线长度极小(小到几厘米),且多个阵元构成一体的定位系统。

从定位方面理解,长基线和短基线定位系统可以理解为通过时间测量得到距离从而解算出目标位置的定位系统。长基线系统的基线通常为几百米以上,短基线系统的基线常为几米到几十米。超短基线定位系统则需通过相位测量来进行定位解算。

这个定义与无线电定位和电子侦察略有不同。在无线电定位中超短基线是基线长度为半波长的测向系统,短基线是指基线长度大于半波长,测向可能发生模糊的测向系统。而长基线则完全采用距离测量工作,而不采用测向。

定位的基本原理可分成三类:第一类仅测定水下目标的方向,例如飞机黑匣子都带有 38kHz 的声信标,搜救船安装有测向设备。第二类是测量目标相对于基线法向的角度和基线中心的距离,相当于求圆和直线的交点,如图 9.31(a)所示。超短基线采用这种原理定位。第三类完全依靠测距来定位,例如有三个位置已知的应答器,AUV 距三个应答器的距离已知如图 9.31(b)所示,那么以三个应答器为中心,以距离为半径的三个圆的交点即为 AUV 的位置。如果距离无法测量,而能测量出到三个应答器的距离差如图 9.31(c)所示,那么三组双曲线(距离差)的交点即为 AUV 位置。陆地上使用的 GPS 就是采用时差定位的。

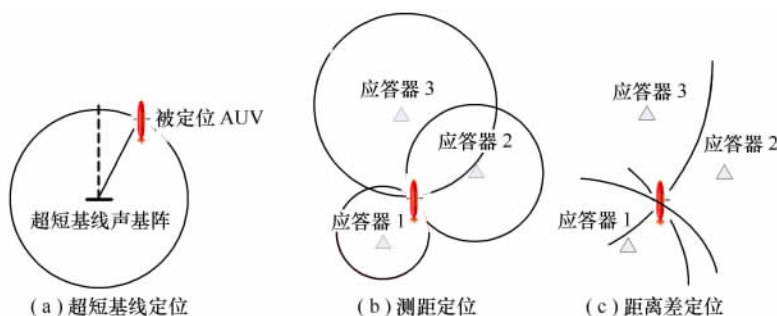


图 9.31 常见的定位方式

距离测量有两种方式:应答式和同步方式。水声定位多用应答式,应答式测距还见之于二次雷达。采用应答式测距,要求定位设备和被定位设备都有收发系统。定位设备发射一个声脉冲,被定位设备所带的应答器接收到声脉冲后,立刻发射一个应答声脉冲。

声速误差会给测距带来误差,但实际系统中通常采用一些方法来估计声速,例如测距定位中采用三个应答器,可以建立三个方程;如果采用 4 点,就会增加一个方程,4 个方程联立求解就同时估计出目标的位置和声速。由于海水介质在深度方向的非均匀特点以及界面反射,因此声线不是直线,通过时延测量得到的距离必须采用物理声学方法予以校正。由于水声定位设备工作频率比较高,通常采用射线模型来计算声场。在一些特定条件下,声线弯曲还可以自校正。限

于篇幅,我们不考虑声速和声速梯度对定位的影响,仅分别介绍三种水声定位的基本原理。

1. 短基线水声定位系统

短基线水声定位系统由安装在载体不同部位的多个水听器接收声脉冲,从而定出声信标(或应答器)的位置。短基线水声定位系统通常要求被定位的船或潜器上至少有三个(通常多于三个)水听器。它们接收来自信标(或应答器)发出的信号,进而测出各水听器与信标(或应答器)的距离,最终获得信标(或应答器)相对于基阵的三维位置坐标。若应答器置于海底,并对其地理坐标进行校准,那么水下潜器便可利用它进行局部区域导航。

短基线定位方式主要有两种,一种采用非同步信标,另一种使用应答器。

(1) 使用非同步信标的短基线系统

使用非同步信标时,由于信号发射时刻未知,只能根据两阵元之间接收信号的时间差先进行测向,再进行定位。

如图 9.32 所示,船壳底部装有三个水听器,两两连线垂直,基线长度分别为 D_1 和 D_2 ,记

$$(dt)_1 = t_3 - t_1 \quad (9.38)$$

$$(dt)_2 = t_2 - t_1 \quad (9.39)$$

分别表示水听器 3 与水听器 1、水听器 2 与水听器 1 接收信号的时间差。

根据图 9.32 有:

$$\sin\theta_x = dR/D_1 = c \cdot (dt)_1/D_1 \quad (9.40)$$

式中, θ_x 为 x 轴的两个水听器的信号入射角。另外有

$$x = z \cdot \tan\theta_x \quad (9.41)$$

当船在信标正上方时, θ_x 很小, $\tan\theta_x \approx \sin\theta_x$, 此时有

$$x = z \cdot c \cdot (dt)_1/D_1 \quad (9.42)$$

同理可以计算出信标在 y 上的位置,即

$$y = z \cdot c \cdot (dt)_2/D_2 \quad (9.43)$$

采用非同步信标进行短基线定位,必须已知信标深度 z 。

(2) 使用应答器的短基线系统

采用应答器时,船上除有水听器外,还需要有问答器,应答器只有在收到问答器发出的询问信号时才回答。使用应答器方式进行定位时,不需要进行假设,可利用绝对往返时间进行位置求解。

如图 9.33 所示,假设应答器的坐标为 $T(x, y, z)$, 4 个水听器位于边长为 $2a, 2b$ 的矩形顶点,在不考虑声线弯曲的情况下,可由几何关系得到如下定位方程:

$$\begin{aligned} R_1^2 &= (x-a)^2 + (y+b)^2 + z^2 \\ R_2^2 &= (x-a)^2 + (y-b)^2 + z^2 \\ R_3^2 &= (x+a)^2 + (y+b)^2 + z^2 \\ R_4^2 &= (x+a)^2 + (y-b)^2 + z^2 \end{aligned} \quad (9.44)$$

解得

$$x = \frac{(R_3^2 - R_1^2) + (R_4^2 - R_2^2)}{8a}, y = \frac{(R_1^2 - R_2^2) + (R_3^2 - R_4^2)}{8b} \quad (9.45)$$

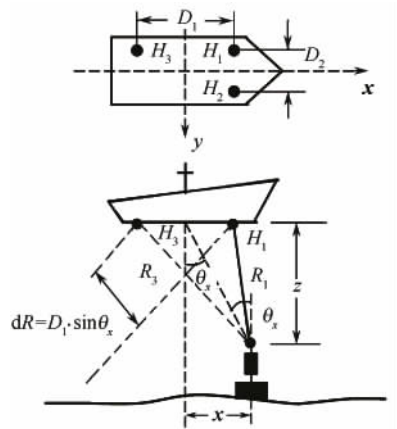
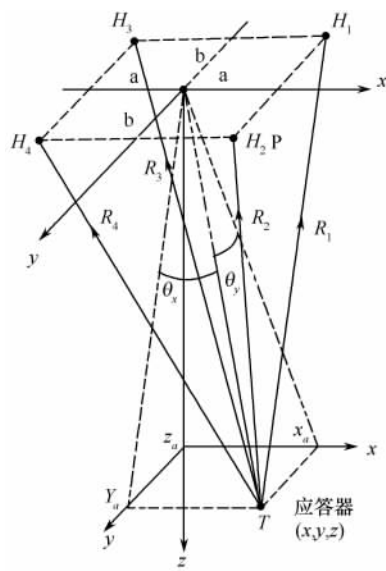


图 9.32 使用信标的短基线系统



33 使用应答器的短基线水声定位系统

由于式(9.44)为超定方程,根据式(9.44)和式(9.45)可以计算出 4 个深度值,即

$$\begin{aligned} z_1 &= [R_1^2 - (x-a)^2 - (y+b)^2]^{1/2} \\ z_2 &= [R_2^2 - (x-a)^2 - (y-b)^2]^{1/2} \\ z_3 &= [R_3^2 - (x+a)^2 - (y+b)^2]^{1/2} \\ z_4 &= [R_4^2 - (x+a)^2 - (y-b)^2]^{1/2} \end{aligned} \quad (9.46)$$

利用这 4 个值可以得到深度的平均值,即

$$\bar{z} = \frac{z_1 + z_2 + z_3 + z_4}{4} \quad (9.47)$$

解的位置是相对于船坐标系的。

2. 超短基线水声定位系统

超短基线水声定位系统的基元采用水听器,基线长度通常小于水中声信号的半波长。它的特点是基阵尺寸特别小,可以在较小的载体上使用。正是因为基阵尺寸小,所以必须采用相位差或相位比较法来确定信标(或应答器)在基阵坐标系中的方位,进行定位解算。当基线超过二分之一波长时,阵元间最大相位差将会落到 $[-\pi, \pi)$ 之外,造成相位差测量模糊,致使位置解算发生错误,通常需要采用时间测量的方法消除相位误差,或直接采用时间测量的方法来测量方位,但精度会大大降低。

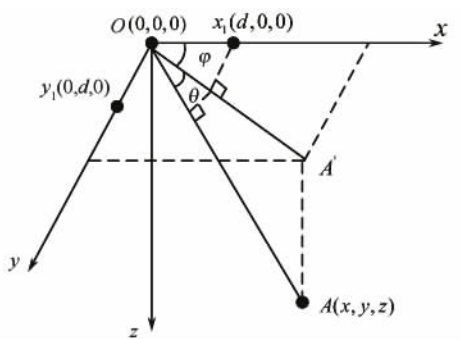


图 9.34 超短基线定位原理

超短基线的定位原理如下:水下载体或目标上安装一个声学应答器,在母船船底或船舷安装发射换能器和至少有三个水听器的平面接收阵。为简单起见,三个水听器的排列方式如图 9.34 所示,其坐标分别为 $O(0,0,0)$, $x_1(d,0,0)$ 和 $y_1(0,d,0)$ 。

工作时,母船发射询问信号,水下应答器接收后立即发出应答信号。定位系统根据应答时间测出水下目标的距离 R ,同时测出应答信号到诸水听器阵元的相位差。

由于基阵尺寸甚小,可认为是远场接收的情况,即入射到所有基元的声线平行。假设被定位的目标位于 $A(x, y, z)$ 点,水下目标发射的平面声波以 θ 角入射到接收阵, $O-x_1$ 和 $O-y_1$ 基元之间输出电信号的相位差分别为

$$\begin{aligned}\varphi_x &= 2\pi \cdot d \cos \theta \cos \varphi / \lambda \\ \varphi_y &= 2\pi \cdot d \sin \theta \cos \varphi / \lambda\end{aligned}\quad (9.48)$$

式中, λ 为接收阵处声波波长; d 为基线长度; θ 为入射声线与 xOy 平面之间的夹角; φ 为目标方位角。

从简单的几何关系可以看出 A 的坐标为

$$\begin{aligned}x &= R \cos \theta \cos \varphi \\ y &= R \cos \theta \sin \varphi \\ z &= R \sin \theta\end{aligned}\quad (9.49)$$

式中, $R = c \cdot t$ 为目标斜距(目标到接收阵的直线距离); t 为声波单程传播的时间; c 为水中的平均声速。由以上公式可得:

$$x = \frac{ct\lambda\varphi_x}{2\pi d}, \quad y = \frac{ct\lambda\varphi_y}{2\pi d}\quad (9.50)$$

方位角为

$$\varphi = \arctan(\varphi_y / \varphi_x)\quad (9.51)$$

由此可见,只要测得相位差 φ_x, φ_y 和传播时间 t ,就可以求出目标的水平坐标 x, y 和方位角 φ 。目标的水平距离和深度可以采用下式求出:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad z = \sqrt{R^2 - (x^2 + y^2)}\quad (9.52)$$

3. 长基线水声定位系统

长基线水声定位系统通常是由基线长度为数千米乃至数十千米的海底应答器阵和被定位载体上的问答机组成。

短基线和超短基线系统的水听器安装在载体上,它们所要确定的是海底信标或应答器相对于载体中心参考点的位置坐标。长基线则利用海底应答器阵来确定载体的位置,它所定出的位置坐标是相对于海底应答器阵的相对坐标。一般来说,长基线系统中的各个应答器的回答频率不同,载体上的问答机根据频率来区分不同的应答器。

长基线系统通常在海底布放 3 个以上的应答器,以一定几何图形组成海底阵。图 9.35 给出了长基线应答定位示意图。

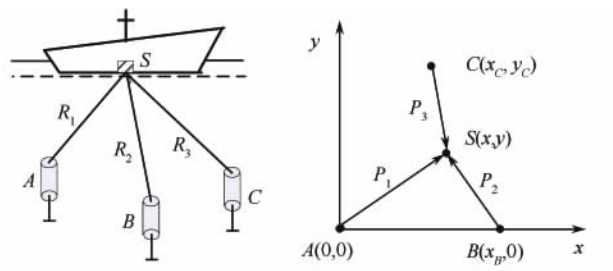


图 9.35 长基线应答定位示意图

首先在预定海域固定 3 个声应答器,通过船底发射装置与海底应答器之间的询问应答方

式,测定应答距离 R_1 、 R_2 和 R_3 作为船舶定位的参考基准。然后以海底某一应答器(如 A)作为原点,建立测量坐标系,即按原点 A 确定应答器 B 和 C 的坐标,以及船舶在 xy 直角坐标系中的投影 $S(x, y)$ 。

斜距 R_i 在 xy 平面上的投影距离 $P_i = \sqrt{R_i^2 - h^2}$, ($i=1, 2, 3$), 这里 h 为船底以下的水深。同时根据坐标系关系有

$$\begin{cases} P_1^2 = x^2 + y^2 \\ P_2^2 = (x_B - x)^2 + y^2 \\ P_3^2 = (x - x_C)^2 + (y_C - y)^2 \end{cases} \quad (9.53)$$

由此可解得船位坐标为

$$\begin{cases} x = (P_1^2 - P_2^2 + x_B^2) / 2x_B \\ y = (P_1^2 - P_3^2 + x_C^2 + y_C^2 - 2xx_C) / y_C \end{cases} \quad (9.54)$$

以上公式就是长基线声学定位系统的数学模型。在测得传播与应答器的斜距 R_i 后,根据水深 h 可求得 P_i 。由于应答器的坐标 x_i, y_i 是预先测定的,这样就可以计算出船的位置 (x, y) 。需要指出的是,上述结果是在假定海底相当平坦的情况下得出的,实际中应答器布置的海底不一定是平坦的,各个应答器所在的水深可能不同,这时需要采用水压深度计测量各应答器的深度,并进行校准。

9.5 被动多基地雷达

被动雷达在电子对抗中广泛用于对辐射源的侦察和定位,其载体平台可以是陆基、空基和天基。被动雷达包括单基地和多基地两种模式,地面一般为多基地模式。

近年来,为了抗辐射导弹和探测隐身飞机,被动多基地雷达也用于目标探测。“维拉—E”雷达由于在 1999 年 3 月末南联盟击落美军—117A“夜鹰”隐形战机的战斗中发挥了重要作用而名噪一时。“维拉—E”可同时探测和跟踪 200~300 个空中和地(海)面目标,对空探测最远距离 450km。乌克兰的“铠甲”比它更厉害,可探测 800km 远的空中目标,是目前世界上同类雷达系统中捕捉目标最远的系统。此外被动雷达的成本低于常规雷达。

被动辐射源包括飞机上的电子设备辐射和外部辐射(如电视、广播和基站)。从原理上讲利用飞机自身的辐射源是最有效的,不仅无须外辐射源、作用距离远,而且可以判别目标的属性,但需要强大的电子侦察数据库支持。“维拉—E”和“铠甲”都是属于利用飞机辐射信号进行工作的。

“寂静哨兵”则基于电视和 FM 广播工作,这种情况称为非合作式双基地雷达,也称为被动双基地雷达(PBR)。其工作频段为 50~80MHz,采用 8×25 英寸的相控阵天线,数据率为 8 次/秒。基于外辐射源的无源雷达其核心技术是无源相干定位技术,基本思想是以己方、敌方或中立方民用或军用辐射源(如雷达、电台)发射的直达波信号或近距离固定杂波作为参考。然而,在工程中仍遇到诸多问题,例如,如何从很强的直达波和背景噪声中检出微弱信号、测量“非合作模拟电视广播信号”对目标回波的“到达角”(AOA)和“到达时间差”(TDOA)数据,以及如何解决跟踪目标时由于模拟电视图像信号的周期性变化致使探测距离有很高的模糊度等问题。多普勒频差不仅可以改善直达波和杂波的干扰背景下目标的检测能力,而且可以解模糊,并提高定位精度。

被动多基地雷达主要定位方法列举如下。

9.5.1 基于时差定位

陆基或海基“多站无源定位系统”一般采用长基线时差定位(TDOA),其特点是定位精度高,但要完成两坐标定位跟踪的任务,至少配置三个侦收站(两副一主)。根据几何原理,二维定位时平面上一个动点到两个定点的距离差为定值,那么这个动点的集合将形成一条双曲线,有两对这样的定点,便形成两条双曲线,双曲线的交点确定了这个动点的平面坐标。动点到两个定点的距离差可用时差来表示,因此,距离差定位也称时差定位。如果目标为空间目标,则至少需要4个侦收站(三副一主)。国外典型的时差定位系统为捷克的“维拉—E”系统。

与GPS时差定位不同的是,GPS采用同步钟工作,而被动雷达时差定位有两个实现途径。一是架设专门的通信链路,将辅站信号传送到主站,各自与主站信号进行互相关以测量时差。这种方法适用于目标自身辐射源的情形。二是利用直达波和目标回波互相关测量相对时延,可省去宽带通信链路,此时辐射源到两个接收站的距离应预先测量。这种方法适合于外辐射源的情形。但这种方法受到杂波的干扰,往往很难提取出直达波。

为了提高互相关测时的精确性,照射信号带宽一定要大。电视和数字电视信号是很好的照射源。

9.5.2 到达方向交叉定位

每个站利用超短基线或短基线干涉仪对目标进行角度测量,两个站角度交叉即为目标的位置。超短基线和短基线分别利用相位测角和时延测角,分别适合于窄带辐射源和宽带辐射源。超短基线的长度不能超过半波长,否则出现测向模糊。但超短基线可用于窄带情形。

由于波束距离增大变宽,到达方向交叉定位精度随目标距离增大而迅速降低。当只有基于时差定位只有两个接收站时,可以采用到达方向定位去距离模糊。

9.5.3 差分多普勒定位

测向定位较难实现精确定位,测时差定位的优点是定位精度高,但存在定位模糊的缺点。多普勒频差无源定位方法具有不模糊、精度高等优点。首先讨论双基地多普勒频率。

如图9.36所示,考虑两坐标情形。且假定收发天线静止。目标相对接收与发射天线视线方向与正北的夹角分别为 θ_T , θ_R 。收发天线的连线 L 称为基线,目标与收发天线的夹角 $\beta = \theta_T - \theta_R$ 称为双基地角,其平分线为图中的虚线。目标的速度矢量 V 与双基地角平分线的夹角为 δ 。容易证明多普勒频率为

$$f_B = \frac{2V}{\lambda} \cos \delta \cos(\beta/2) \quad (9.55)$$

当 $\beta = 0^\circ$ 时,式(9.55)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 , $f_B = 0$ 。

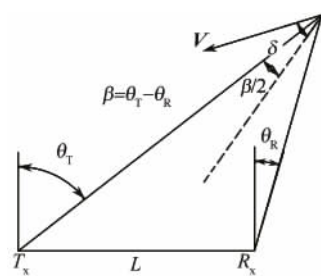


图 9.36 双基平面内双基多普勒几何关系

9.6 空时二维自适应处理

由9.1.2节可知,现代PD雷达最大的特点就是普遍采用有源相控阵技术。相控阵一般

为面阵,为了简化处理,通常与飞行垂直方向的阵元信号通过加权合成一路,因此面阵实际输出是一条与航迹平行的线阵。这样需要将第 5 章介绍的二维数据模型扩展到三维,快变时间维(距离维)、慢变时间维(脉冲维)和阵元维,如图 9.37 所示。随后可以看到空时二维自适应信号处理可能是在这些维的变换域进行的。

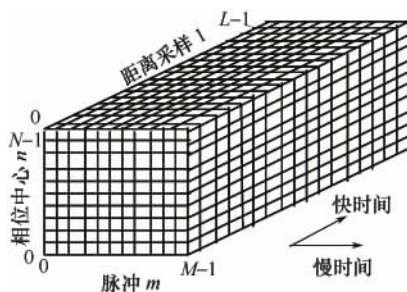


图 9.37 一个相干处理间隔内雷达数据块的三维图形表示

在 PD 或 MTI 中,信号处理在各距离单元上按慢时间处理。慢时间对应的频域是多普勒频率。有源相控阵增加了阵元的数据,阵元的数据是空间的,其频域对应的是角频率。本节就是研究如何在空(阵元)时(慢变时间)上进行最优信号处理。由于相控阵天线的空域和时域是耦合的,因此必须采取联合处理,即空时二维处理(STAP)。STAP 已经实现了数字相控阵。二维处理与一维处理相比,增加了处理的维数,为目标和杂波的分辨提供了新的空间。近年,这项技术也逐步应用于声呐混响的抑制。

与合成孔径最大的区别是,PD、MTI 和 STAP 假定采用的是窄波束,因此相干处理间隔(CPI)较小,其快变时间和慢变时间没有耦合,因此可以将某个距离切片进行独立处理。

9.6.1 空域滤波

为了帮助理解导向矢量这个概念,首先将常规波束形成的过程表示成导向矢量的形式。

如图 5.7 所示的线阵,假定阵元序号从左到右增大,那么由式(5.36)可知,第 i 个基元 H_i 所接收到的信号复包络为 $A \exp\{-j2\pi(i-1)d \sin\theta/\lambda\}$,那么阵元的接收矢量可写成

$$\begin{aligned} Y &= [y(0) \quad y(1) \quad \cdots \quad y(N-1)]' \\ &= A [1 \quad e^{-j2\pi d \sin\theta/\lambda} \quad \cdots \quad e^{-j2\pi(N-1)d \sin\theta/\lambda}]' \\ &= A [1 \quad e^{-jK_\theta} \quad \cdots \quad e^{-j(N-1)K_\theta}]' = A a_s(\theta) \end{aligned} \quad (9.56)$$

式中, $K_\theta = 2\pi d \sin\theta/\lambda$ 为空域频率, $a_s(\theta)$ 为导向矢量。

常规波束形成成为阵元信号的加权和,即 $z = h'Y$, h 为复权系数。对于均匀线阵零号波束,有

$$\begin{aligned} h &= [h_0 \quad h_1 \quad \cdots \quad h_{N-1}]' = [\omega_0 \quad \omega_1 e^{jK_\theta} \quad \cdots \quad \omega_{N-1} e^{j(N-1)K_\theta}]' \\ &= [\omega_0 \quad \omega_1 \quad \cdots \quad \omega_{N-1}]' \odot a_s(\theta) \end{aligned} \quad (9.57)$$

式中符号 $\odot$ 代表两个矢量的 Hadamard 积(对应元素相乘),窗矢量 $W = [\omega_0 \quad \omega_1 \quad \cdots \quad \omega_{N-1}]'$ 用于抑制旁瓣。

9.6.2 从信号检测谈起

考虑如下检测问题:

$$H_0: X = N$$

$$H_1: X = \alpha S + N$$

式中, X 、 S 、 N 分别表示接收信号矢量、导向矢量和噪声矢量。 α 为标量。 N 服从零均值、相关函数 R 为高斯分布。两种假设下条件概率密度为

$$f_X(X|H_0) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \|R\|^{1/2}} \exp\left[-\frac{X^T R^{-1} X}{2}\right]$$

$$f_X(X|H_1) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} \|R\|^{1/2}} \exp\left[-\frac{(X - \alpha S)^T R^{-1} (X - \alpha S)}{2}\right] \quad (9.58)$$

对数似然比为

$$\ln \Lambda(X) = \ln \frac{f_X(X|H_1)}{f_X(X|H_0)} = \alpha S^T R^{-1} X - \frac{1}{2} |\alpha|^2 S^T R^{-1} S \quad (9.59)$$

定义权值为

$$W = \alpha R^{-1} S \quad (9.60)$$

检测器结构可以写成:

$$W^T X \geq \Lambda_0 - \frac{1}{2} |\alpha|^2 S^T R^{-1} S \quad (9.61)$$

式中, Λ_0 为检测门限。由此可见, 高斯背景下检测器的结构是接收数据与一个最优权值的内积。

对于空时二维处理来说, 式(9.60)和式(9.61)是至关重要的。可以证明: 在高斯杂波干扰背景下, 空时处理的最优权值由式(9.60)给出。时空二维最优检测器的结构与式(9.61)相似。

9.6.3 雷达杂波的空时二维谱

考虑正侧视的情况。如图 9.38(a)所示, 假定雷达放在一个运动平台上, 平台运动速度为 V_g , 对于一个给定的距离单元, 其总的杂波回波来自于此等距离环内所有位置处的杂波散射点的贡献。(如果雷达系统是距离模糊的, 则此距离单元的杂波回波来自于多个等距离环内的杂波贡献。)

如第 5 章图 5.21 所示, 杂波的多普勒中心与锥角 α (飞机运动方向与波束视线的夹角, 为立体角) 关系为

$$f_d = \frac{2V_g}{\lambda} \cos \alpha \quad (9.62)$$

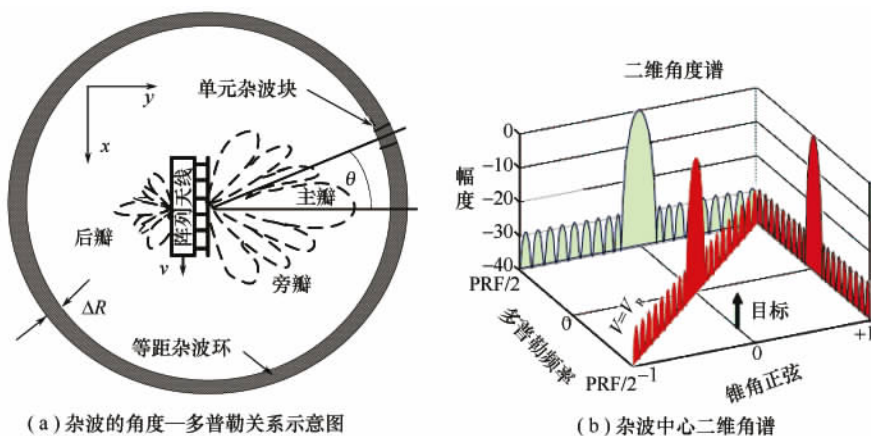


图 9.38 正侧视杂波谱及形成原理

杂波中心在二维谱图(锥角正弦和多普勒频率)上分布如图 9.38(b)所示。从图中可以看出有一个目标,无论在多普勒域或角度谱域都难以检测,尤其是对于低速目标。但在二维空间目标很容易检测。二维空时自适应处理就是要设计一个二维滤波器,在空时二维上滤掉杂波。维纳滤波告诉我们:如果采用线性最小均方最优滤波,那么这个最优权系数为

$$W=R^{-1}S \quad (9.63)$$

不难看出该式与式(9.60)的相似性。

9.6.4 空时信号模型

1. 空时数据矢量

空—时自适应处理(STAP)对每一距离单元的联合慢时间/相位中心数据应用矢量匹配滤波进行处理。通常 STAP 处理之前先进行脉冲压缩处理。如图 9.39 所示,雷达数据距离单元 l_0 的二维切片 $y(l_0, m, n)$ 称为空—时快拍(或简称为快拍)。把 $N \times M$ 二维快拍矩阵的所有列堆叠在一起形成一个 $N \cdot M \times 1$ 维列矢量 Y , 即

$$Y = \begin{bmatrix} y(l_0, 0, 0) \\ y(l_0, 0, 1) \\ \vdots \\ y(l_0, 0, N-1) \\ y(l_0, 1, 0) \\ y(l_0, 1, 1) \\ \vdots \\ y(l_0, 1, N-1) \\ \vdots \\ y(l_0, M-1, 0) \\ y(l_0, M-1, 1) \\ \vdots \\ y(l_0, M-1, N-1) \end{bmatrix} \quad (9.64)$$

这样就将某给定距离单元的数据转化成一个一维矢量。下面需要给出该矢量对应的导向矢量。

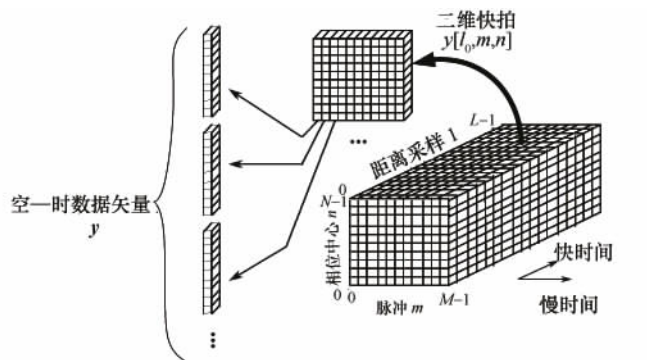


图 9.39 空—时数据矢量的构成

2. 空—时导向矢量

定义时域的导向矢量为

$$\mathbf{a}_t(f_{Dt}) = [1 \quad e^{-j2\pi f_{Dt}} \quad \cdots \quad e^{-j2\pi(M-1)f_{Dt}}]' \quad (9.65)$$

此矢量为慢目标的慢时间序列模型,其对应的归一化多普勒频率为 f_{Dt} 。对于多普勒频率为 f_{Dt} 和到达角为 θ_t 的目标回波的二维快拍矩阵,假定其每一行的时域变化(时域波形)为 $a_t(f_{Dt})$,每一列的空域变化(空域波形)为 $a_s(\theta_t)$ 。那么,此二维快拍具有如下形式:

$$\mathbf{y}(l_0, m, n) = [a_{t0}(f_{Dt})a_s(\theta_t) \quad a_{t1}(f_{Dt})a_s(\theta_t) \quad \cdots \quad a_{t(M-1)}(f_{Dt})a_s(\theta_t)] \quad (9.66)$$

式中, a_{tm} 为 $a_t(f_{Dt})$ 的第 m 个元素。

把一个空—时二维快拍矩阵进行矢量化(即把所有列矢量堆叠在一起)的结果即为期望的空域导向矢量和时域导向矢量的 Kronecker 积,即

$$\mathbf{t} = \mathbf{a}_t(f_{Dt}) \otimes \mathbf{a}_s(\theta_t) = \begin{bmatrix} a_{t0} \mathbf{a}_s(\theta_t) \\ a_{t1} \mathbf{a}_s(\theta_t) \\ \vdots \\ a_{t(M-1)} \mathbf{a}_s(\theta_t) \end{bmatrix} \quad (9.67)$$

3. 干扰协方差的模型

定义 $R=MN$, 接下来,我们需要对维数为 $R \times R$ 的干扰协方差矩阵 S_1 进行建模。干扰包括接收机噪声(n)、干扰源(J)和杂波(C)分量之和。假定这三个干扰分量是互不相关的,那么总的干扰协方差矩阵为这三个分量的协方差矩阵之和,即 $S_1 = S_n + S_J + S_C$ 。

接收机噪声通常假定为每一相位中心(阵元)和时间采样都是独立同分布(i, i, d)的零均值高斯自噪声,其协方差矩阵为 $S_n = \sigma_n^2 I_R$, 为一个 R 阶单位矩阵。

下面考虑一个噪声干扰源的情况,其空域矢量由式(9.56)给出,时域矢量的模型为

$$\mathbf{a}_{ij} = [a_{ij,0} \quad a_{ij,1} \quad \cdots \quad a_{ij,(M-1)}]' \quad (9.68)$$

式中, $a_{ij,m}$ 为互不相关的 i, i, d 随机变量,且具有相等功率时,那么时域矢量的协方差矩阵为

$$E\{\mathbf{a}_{ij} \mathbf{a}_{ij}'\} = \sigma_J^2 I_M \quad (9.69)$$

如果干扰的达到角度(AOA)为 θ_{J_0} 。则其空—时数据矢量为

$$\mathbf{J} = \sigma_J^2 \mathbf{a}_{ij} \otimes \mathbf{a}_{s_j}(\theta_{J_0}) \quad (9.70)$$

其协方差矩阵由下式给出:

$$\mathbf{S}_J = E\{\mathbf{J}^* \mathbf{J}'\} = \sigma_J^2 I_M \otimes \mathbf{a}_{s_j}(\theta_{J_0}) \mathbf{a}_{s_j}^*(\theta_{J_0}) \quad (9.71)$$

S_J 为一个块对角矩阵。如果 P 个互不相关的干扰源同时存在,则总 S_J 为 P 个如式(9.71)所示的协方差矩阵之和,而每一个干扰源协方差矩阵都具有各自不同的干扰到达角度(AOA) θ_{J_p} 。

杂波信号为来自等距离环内的所有杂波散射点的回波之和(如果雷达系统是距离模糊的,则对应于多个距离环。)严格来说,应为具有角度平均反射率的杂波散射点的积分。然而,在 STAP 处理中,杂波的积分通常近似为 Q 个杂波块之和,每一个杂波块所占据的典型角度范围近似等于雷达波束宽度。对于杂波块 q 空—时数据矢量变为

$$\mathbf{c}_q = \sigma_{c_q}^2 \mathbf{a}_{t_c}(f_{Dc_q}) \otimes \mathbf{a}_{s_c}(\theta_{c_q}) \quad (9.72)$$

式中, $\sigma_{c_q}^2$ 代表第 q 个杂波块的功率,它取决于雷达距离方程,并且正比于此杂波块所在 AOA 方向的天线增益 $G(\theta_q)$ 。杂波块的归一化多普勒频率和 AOA 之间的关系由式(9.62)给出。总杂波矢量为

$$\mathbf{c} = \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{c}_q = \sum_{q=0}^{Q-1} \sigma_{c_q}^2 \mathbf{a}_{t_c}(f_{Dc_q}) \otimes \mathbf{a}_{s_c}(\theta_{c_q}) \quad (9.73)$$

杂波协方差矩阵为

$$\begin{aligned} S_c &= E\{\mathbf{c}^* \mathbf{c}'\} = \sum_{q=0}^{Q-1} \sigma_{c_q}^2 \mathbf{c}_q^* \mathbf{c}_q' \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} \sigma_{c_q}^2 [\mathbf{a}_{t_c}^*(f_{Dc_q}) \mathbf{a}_{t_c}'(f_{Dc_q})] \otimes [\mathbf{a}_{s_c}^*(\theta_{c_q}) \mathbf{a}_{s_c}'(\theta_{c_q})] \end{aligned} \quad (9.74)$$

此杂波协方差矩阵为一个 $M \times M$ 块矩阵, 其每一“元素”(为一个 $N \times N$) 都为两个不同 PRI 的空域快拍的互相关矩阵。 S_c 可以分解为

$$\begin{aligned} S_c &= \mathbf{C} \sum_c \mathbf{C} \\ \mathbf{C} &= [\mathbf{c}_0 \quad \mathbf{c}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{c}_{Q-1}] \\ \sum_c &= \text{diag}([\sigma_{c_0}^2 \quad \sigma_{c_1}^2 \quad \cdots \quad \sigma_{c_{Q-1}}^2]) \end{aligned} \quad (9.75)$$

9.6.5 最优空时二维处理

1. 最优处理

对一维数据快拍的最优空—时处理包括如下的步骤:

(1) 计算干扰协方差矩阵 S_1 。在实际中, S_1 必须由雷达数据进行估计, 才可能达到自适应的目的。通常的做法是像 CFAR 检测一样, 取待检测单元临近的单元作为参考单元, 估计干扰协方差矩阵 S_1 。根据 RMB 准则, 参考单元的数量通常应为空时数据矢量维数的 2~5 倍。

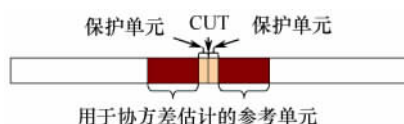


图 9.40 类似 CFAR 的协方差估计方法

(2) 选择需要执行目标检测的某一多普勒频率和到达角 AOA, 并利用式(9.67)形成目标的空—时导向矢量 $\mathbf{t}$ 。

(3) 利用式(9.60)或式(9.63)计算最优滤波器权矢量 $\mathbf{W} = \alpha S_1^{-1} \mathbf{t}$ 。

(4) 利用式(9.64)构造检测距离单元的空—时数据矢量 $\mathbf{Y}$ 。

(5) 把最优滤波权矢量应用于数据快拍, 得到检测统计量 $Z = \mathbf{W}^H \mathbf{Y}$ 作为检测统计量。

最优空—时二维处理的原理图如图 9.41 所示。

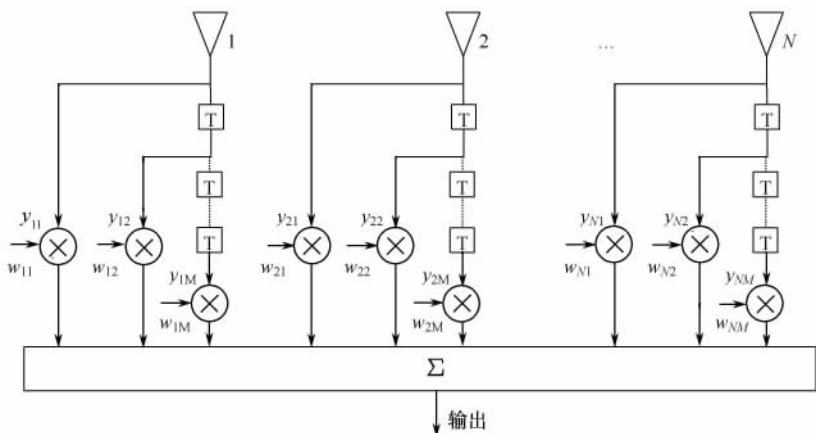


图 9.41 最优 STAP 原理图

2. 性能的度量

可以证明,空—时二维处理的信干比为

$$SIR = \frac{W^H t^* t' W}{W^H S_t W} \quad (9.76)$$

9.6.6 空—时二维处理的降维

空—时二维处理难以应用的一个主要问题是维数太高。降维处理对于 STAP 尤为重要,这是由于 STAP 的快拍维数非常大,达到几百的量级。这会使两个问题变得更加恶化。第一个问题,根据 RMB 准则,如果把估计协方差矩阵而引起的 SIR 损失控制在可接受的范围内,则要求参考距离单元的数目达到 $2R \sim 5R$ 之间。如此之多的样本数目要求,很可能导致从距离门中获得的训练数据不再满足统计一致性的假设(即杂波非均匀问题)。前面给出的例子参考距离单元的窗长达到 3.2km,对于更加复杂的系统(即更多的相位中心数和更多的 CPI 脉冲数),会需要更长的参考距离单元窗。第二个问题,运算量为 R^3 。如果维数减少到原来的一半,则运算量减小约一个量级。同理,如果为了获得更好的性能(例如,为了减小跨越损失)而把维数增加一倍,则运算量将增加约一个量级。

德国的 Klemm 博士对降维 STAP 进行了开拓性的理论研究。通过对杂波特性进行深入细致的分析,他发现空时协方差矩阵的大特征值的个数不超过 $N+M-1$ 个,其中 N 为阵元数, M 为时域脉冲数。这说明杂波的自由度低于 $N+M-1$ 。因此 STAP 方法存在降维的可能。

由于 STAP 对二维数据域进行操作,因此预处理既可以在慢时间维的多普勒域执行,也可以在相位中心维(波束域)执行,或两者同时执行。图 9.42 画出了降维 STAP 技术的分类,此分类的依据是预处理所采用的域。每一类又有很多派生。作为一个例子,图 9.43 画出了一个特定的波束空间—后多普勒 STAP 处理器结构。在此 STAP 处理器中,对二维数据分别利用 DFT 处理得到固定的角度—多普勒单元。对于一个给定的目标导向矢量 t ,只利用目标周围的少数几个角度—多普勒单元进行自适应处理。波束空间—后多普勒 STAP 处理器结构能够在角度和多普勒二维上对干扰进行隔离,因此可以大大减少 SMI 方程的阶数。典型的实现结构分别在多普勒和波束维上选用 3~5 个单元,因此总共可以提供 9~25 个自由度。

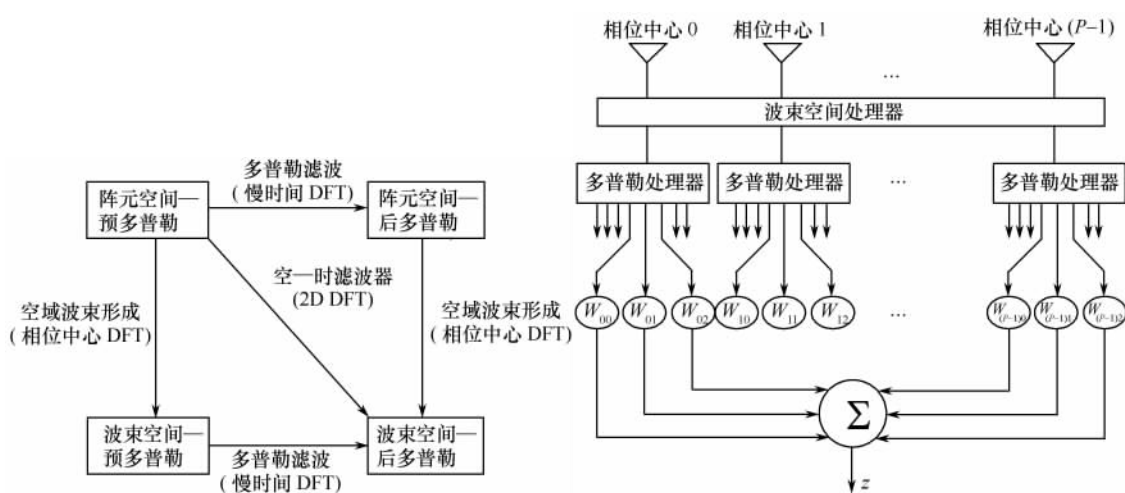


图 9.42 降维 STAP 算法的分类

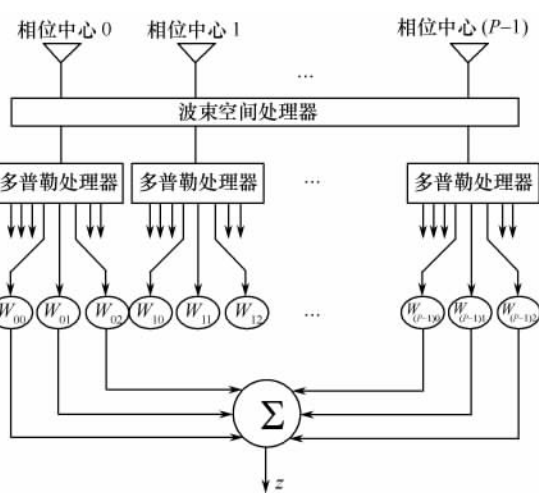


图 9.43 一种波束空间—后多普勒 STAP 处理器结构

思考题与习题

- 9.1 简述合成孔径雷达成像原理。
- 9.2 设卫星距离地面 700km, 雷达的频率为 3GHz, 要获得 10m 的方位分辨率, 采用合成孔径成像方法时天线尺寸为多大? 采用常规波束形成时天线尺寸为多大?
- 9.3 SRTM 为一种干涉合成孔径雷达, 其基线长为 60m, 工作频率为 10GHz, 基线倾角为 30° , 其运行轨道高度为 200km, 在距离该雷达 280km 的某一区域其相位差为 32 弧度, 该区域的海拔为多高?
- 9.4 根据基线长度, 水声定位技术可分为哪几类? 它们各自的定位原理是什么?
- 9.5 被动多基地雷达的主要定位方法有哪几种?

参考文献

- [1] 王小谟等著. 雷达与探测. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [2] 李启虎. 数字式声呐设计原理. 合肥: 安徽: 安徽教育出版社, 2003.
- [3] Merrill I. Skoink 著, 王军等译. 雷达手册(第二版). 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [4] Merrill I. Skoink 著, 南京电子技术研究所译. 雷达手册(第三版). 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [5] Roger J. Sullivan 著, 微波成像技术国家重点实验室译. 成像与先进雷达技术基础. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [6] 周文瑜, 焦培南. 超视距雷达技术. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [7] M. A. Richards 著, 邢孟道等译. 雷达信号处理基础. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [8] 丁鹭飞等. 雷达原理(第四版). 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [9] Merrill I. Skoink 著, 左群声等译. 雷达系统导论. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [10] 贲德. 机载有源相控阵火控雷达的新进展及发展趋势. 现代雷达, 2008.
- [11] 吴永亮. 美俄弹道导弹预警系统中的地基战略预警雷达. 飞航导弹, 2009.
- [12] 王永良, 彭永宁. 空时自适应信号处理. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [13] 赵申东. 主动声呐空时自适应处理方法研究. 武汉: 海军工程大学博士论文, 2008.
- [14] 田坦. 水下定位与导航技术. 北京: 国防工业出版社, 2007.

第 10 章 电子对抗基本原理

10.1 电子对抗及分类

10.1.1 电子对抗定义

随着电子战技术、装备和战术的发展,电子战的内涵不断扩展,定义几经修改。海湾战争后,美军根据电子战在战争中的实战经验,认为使用多年的电子战概念已不切合现代战争的实际。1993 年 3 月美国参谋长联席会议在第 6 号政策备忘录中,将电子战重新定义为:“运用电磁能或定向能以控制电磁频谱或攻击敌方的军事行动”。主要内容有:电子攻击(EA, Electronic Attack)、电子防护(EP, Electronic Protection)和电子战支援(ES, Electronic Support)。

电子攻击是指以削弱、抵消或摧毁敌方战斗力为目的,而使用电磁能和定向能攻击敌方人员、设施或装备的行动。电子攻击的主要手段包括电子干扰、电子欺骗、反辐射武器、定向能武器和目标隐身。

电子防护是指在己方对敌方实施电子战或敌方运用电子战削减、抵消或摧毁己方战斗能力时,为保护己方人员、设施和装备不受任何影响而采取的各种行动。它包括电子抗干扰、电磁加固、频率协调、信号保密、反隐身等各种防护措施。

电子战支援是指在作战指挥官分派或在其直接控制下,为搜索、截获、识别、定位有意和无意电磁辐射源,以达到辨认威胁的目的而采取的行动。电子支援包括信号情报、战斗告警和战斗测向三部分。其功能是为电子战作战、威胁规避、目标导向和其他战术行动的适时决策提供所需的情报信息,也是实施电子战的前提。

图 10.1 是新定义电子对抗包含的内容。三部分交叠表明某些电子战行动不止属于某一个范畴。

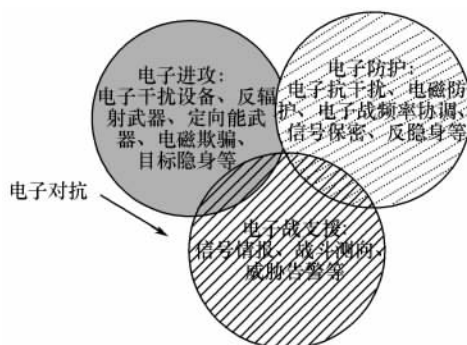


图 10.1 电子对抗包含的 3 个部分

2011 版军语对电子对抗的定义是:电子对抗亦称电子战。使用电磁能、定向能和声能等技术手段,控制电磁频谱,削弱、破坏敌方电子信息设备、系统、网络及相关武器系统或人员的作战效能,同时保护己方电子信息设备、系统、网络及相关武器系统或人员作战效能正常发挥

的作战行动,包括电子对抗侦察、电子进攻、电子防御。电子对抗分为雷达对抗、通信对抗、光电对抗、无线电导航对抗、水声对抗,以及反辐射攻击等,是信息作战的主要形式。

电子对抗侦察是指使用电子技术手段,对电磁(或水声)信号进行搜索、截获、测量、分析、识别,以获取敌方电子信息系统、电子设备的技术参数、功能、类型、位置、用途以及相关武器和平台类别等情报信息的侦察。它包括电子对抗情报侦察和电子对抗支援侦察。

电子进攻是指使用电磁能、定向能、声能等技术手段,扰乱、削减、破坏、摧毁敌方电子信息系统、电子设备及相关武器或人员作战效能的各种战术技术措施和行动。它包括电子干扰、反辐射摧毁、定向能攻击、计算机病毒干扰等。

电子防御是指使用电子或其他技术手段,在敌方或己方实施电子对抗侦察及电子进攻时,保护己方电子信息系统、电子设备及相关武器系统或人员的作战效能的各种战术技术措施和行动。

显然,美军电子战的定义中所表述的内涵与我军的电子对抗相近,其中三个组成部分电子战支援、电子攻击、电子防护分别与我军电子对抗中的电子对抗侦察、电子进攻、电子防御相对应。但是,美军对电子战的定义仅局限于作战使用过程,实际上电子战不仅在战争时期进行,而且在战争后及平时仍广泛使用。因此我军电子对抗定义中在引入了“电子对抗侦察”专用术语的同时,把它分为预先侦察(电子对抗情报侦察)和直接侦察(电子对抗支援侦察)。

10.1.2 电子对抗分类

电子对抗有多种分类方法。按电子设备的类型可以分成通信对抗、雷达对抗、制导对抗、引信对抗、光电对抗、无线电导航对抗和水声对抗等。其中前4者是大家熟知的“4大电子对抗”。按空间又可分为外层空间对抗、空中对抗、地面(包括海面)对抗和水下对抗。按频域又可分成射频对抗、光电对抗和声学对抗。声学对抗主要应用于水下信息对抗、次声波到超声波,是声呐、水下导航定位设备的主要工作频段。

10.2 电子对抗中的信号侦察

电子对抗主要解决三大问题:信号侦察、电子干扰和电子防御。其中信号侦察包括搜索、截获、识别、定位和告警。

信号侦察包括平时电子情报的收集和战时的实时侦测。平时电子情报收集主要包括辐射源的位置、功率、工作频率、极化方式、工作波形、波形参数(如雷达的脉冲重复频率、脉宽等),以及一些精细的频谱结构,并形成数据库。各国都有电子侦察机和侦察船,用于侦察别国电子设备的参数。侦察船还需要收集它国舰船辐射噪声数据。战时可直接利用这些数据库,或结合实时侦测的结果实施电子攻击。战时信号侦察除了平时侦察参数外,还需要脉冲到达时间、信号幅度等参数,以供欺骗干扰用。

告警系统是当目标受到雷达、导弹或鱼雷威胁时,报警设备会警示作战人员采取行动,例如飞机装有告警雷达,舰艇装有鱼雷告警声呐。这些报警设备也可能是与其他雷达或声呐共用硬件平台,也可能是单独的设备。图10.2是美国海军使用的AN/ALR—45F雷达报警器。

定位和测频是信号侦察的主要内容。定位包括测向和定位两个方面。测向对于电子对抗来说是最为重要的,因为有了辐射源的方向即可实施有效的干扰。测向的基本方法在第4章已经介绍。电子对抗的测向相对雷达、声呐会容易些,因为辐射源到达侦察机的信号为单程衰

减,信噪比一般较高。电子对抗中的测向一般采用多基线干涉仪方式以提高测角精度,这部分内容在测角部分已介绍。对辐射源进行定位(即地球坐标系下位置)也是必需的,例如,假目标欺骗干扰就需要雷达的位置信息。定位方法包括:到达方向和时差定位法等,这与被动雷达和水声定位相似。电子对抗的测角和定位技术不再赘述。



10.2 美国海军 AN/ALR—45F 雷达报警器

本小节主要介绍侦察系统的技术指标、信号测频和信号处理。

10.2.1 侦察系统主要技术指标

1. 灵敏度

灵敏度指满足侦察接收机对接收信号能量正常检测的条件下,在侦察接收机输入端的最小输入信号功率,也称最小功率门限。它一般分最小可辨信号灵敏度、切线灵敏度、工作灵敏度、检测灵敏度四种,最小可辨信号灵敏度和切线信号灵敏度常用来比较各种接收机检测信号能力,工作灵敏度和检测灵敏度是实际工作中要采用的灵敏度。侦察系统灵敏度的具体表示方法常用的有以下三种:

(1) 侦察系统接收机输入端的最小信号功率 S_p ,单位为 W 或 mW,或它们的分贝数 dB 或 dBm。这种方法所表示的灵敏度未考虑侦察天线的影响,而侦察天线一般为多个,因此,这种方法不能很好地反映系统的性能。

(2) 侦察天线口面处的单位面积上最小电磁辐射场强或能流密度 S_w ,单位为 W/m^2 或 mW/m^2 ,或它们的分贝数 dB/m^2 或 dBm/m^2 。它反映了包括天线在内的整个侦察接收系统的性能,对具有多个侦察天线的系统,这种表示方法较为科学。对只有一个天线的系统,这两种表示方法的关系为: $S_p = S_w A$, A 为天线有效孔径面积。

(3) 0dB 理想天线时的最小输入功率 S_i ,单位为功率单位,记为 dBi 或 dBmi,它与 S_w 的关系为: $S_w = S_i \lambda / 4\pi$,其中 λ 为信号波长。

2. 动态范围

动态范围是指侦察系统能够正常检测信号的强度范围,有饱和动态范围和瞬时动态范围之分。饱和动态范围描述接收机正常工作所允许的输入功率变化范围,一般用正常检测条件下输入信号的最大功率与最小功率之比表示。由于侦察机要能接收和处理同时到达信号,然而强信号产生的寄生信号会掩盖弱信号或者使参数测量精度降低,因此采用瞬时动态范围这一指标限制寄生信号电平,瞬时动态范围也称无寄生动态范围。

3. 测频范围、瞬时带宽、测频精度和频率分辨力

测频范围,又称侦察频段,是指测频接收机最大可测量的信号频率范围。测频范围根据侦

察系统所担负的具体任务而定,通常为几个或十几个倍频程。在测频范围较宽,一部测频接收机不能覆盖时,通常可分为几个频段,由几部测频接收机覆盖。

瞬时带宽是指测频接收机在任一瞬间可以测量的信号频率范围。

测频精度是指测频接收机输出信号的频率测量值与信号频率的真值之间的误差,一般用统计值描述。

频率分辨力是指测频接收机所能分开的两个同时到达信号的最小频率差。

4. 测向范围、瞬时测向范围和测向精度

测向范围是指测向接收机能够检测的辐射源的最大角度范围。

瞬时测向范围是指在任意给定时刻测向接收机能够测量辐射源的角度范围。

测向精度是指测向接收机测得的辐射源方向与辐射源的真实方向之间的误差。一般采用均方根误差表示,记为 σ_θ 。目前测向设备的精度可达 5° 左右,高精度测向设备的精度可达 1° 左右。

5. 信号参数测量范围和精度

侦察系统为了分辨和识别辐射源,需要对信号的多种参数进行测量,最常见的测量参数有:脉冲重复频率(或重复周期)、脉冲宽度、脉冲幅度等。对每一种参数的测量都有相应的测量范围和测量精度,参数测量精度通常用均方根误差表示。

6. 截获概率和截获时间

截获概率是指当辐射源和侦察系统都处于工作状态时,在一定的给定时间内,侦察系统能够截获信号的概率,用 P 表示。截获时间则是指达到给定概率所需要的时间。

侦察系统对辐射源信号的侦收要经过接收机接收、检测和测量信号(称为前端截获),再由信号处理机进行分选、识别、参数测量,才能输出对每个辐射源识别的结果(称为系统截获)。因此,截获概率有前端截获概率和系统截获概率之分,前端截获是系统截获的前提和保证。前端截获概率主要决定于接收机的体制、信号环境和辐射源特性。在给定信号环境下,对指定辐射源的系统截获概率和截获时间不仅取决于信号处理电路和处理软件,且与前端接收机对信号检测和测量的质量及截获概率有关。因此,不同用途的侦察接收机所采用的技术体制不同,而为了保证截获概率和截获时间,常常将两种以上不同体制的测频技术结合使用。

7. 信号环境适应能力

信号分选、识别是信号处理机的主要功能。信号处理的能力通常要用以下几个指标来描述:

(1) 信号环境密度,是指侦察系统能够正常接收并处理信号时所处空间位置的随机信号流的每秒平均脉冲数,其值通常为每秒10万~100万个脉冲。

(2) 能够分选的辐射源数量,一般为几部到几百部雷达。

(3) 能够分选、识别的辐射源的类型。以雷达辐射源为例,其类型很多,按照工作类型可分为警戒、引导、炮瞄、火控、制导等;按照信号类型可分为连续波、脉冲调制(单频、频率分集、线性调频、频率转变、频率编码、相位编码)等。通常,侦察系统可分选和识别的辐射源类型由其用途决定。

10.2.2 测频接收机

测频接收机的作用是对来自侦收天线阵的信号进行载频测量。

载频是辐射源最重要的参数之一。目前,雷达的工作频率分布范围较广,从米波到毫米波段分布有各种不同功能和用途的雷达,有源干扰机的工作频率范围与之相当。但是对单部的雷达,其工作频率的变化范围相对于载频而言很窄,即是窄带工作的。因此,辐射源载频是侦察系统进行信号分选、威胁识别的重要参数之一,对辐射源信号载频的测量是各类侦察系统必备的功能。

测频接收机的种类较多,目前使用较多的有:信道化接收机、比相法瞬时测频接收机、压缩接收机、声光接收机、数字接收机等。每种方法各有不同的优缺点,在实际使用中往往将两种以上配合使用,以取长补短。

1. 信道化接收机

信道化接收机是一种具有截获概率大、测频精度高、动态范围大、灵敏度高等优点的侦察接收机,在复杂、密集的辐射源信号环境中,具有极好的处理多个同时到达信号的能力。所以,在现代电子支援侦察系统中得到了广泛应用。它相当于多个窄带接收机同时工作,因此不需要进行频率扫描。下面介绍一种纯信道化接收机。

如图 10.3 所示,纯信道化接收机是先利用波段分路器或带通滤波器组把总的侦察频段分为 m_1 个分波段,再利用 m_1 个第一变频器将各个波段分路器的输出信号变成 m_1 路中频频率和频带均完全相同的信号,经中频放大器输出两路信号。一路经过检波和视频放大器,送到门限检测器进行门限判别,再由逻辑判决电路确定出信号的频谱质心(即中心频率),最后由编码器编出信号频率的波段码字;与此同时,另一路信号送往各自的分波段分路器,再分成 m_2 等分,每个分波段的信号再经过第二变频器和第二中频放大器分两路输出。一路经过检波和视频放大器,送往门限检测器、逻辑判决电路和编码器,编出信号频率的分波段码字;另一路继续重复以上过程,直到频率分辨率满足要求为止。

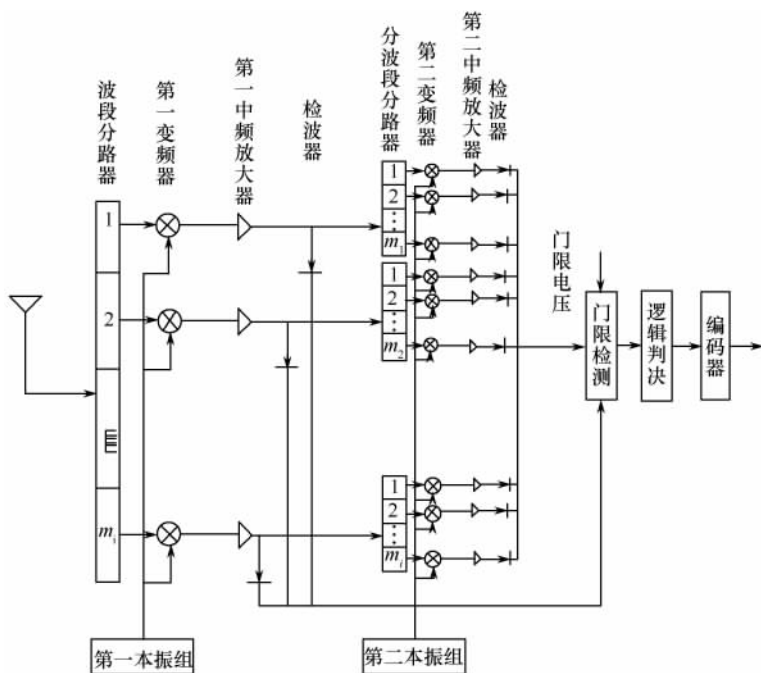


图 10.3 纯信道化接收机原理框图

如果进行了 n 次分路,每次分频路数为 m_i 接收机的频率分辨力为

$$\Delta f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\prod_{i=1}^n m_i} \quad (10.1)$$

式中, $f_{\max}$ 、 $f_{\min}$ 分别为侦察机测量频率的最大和最小值。

由纯信道化接收机原理框图可以看出, 这种接收机具有宽开式晶体视频接收机和超外差接收机的优点, 频率截获概率为 100%, 且灵敏度高。但也存在结构复杂, 功耗、体积和重量大, 造价高的缺点。信道化接收机有一些简化的实现方案, 如频率叠折式信道化接收机和时分制信道化接收机。

2. 比相法瞬时测频接收机

瞬时测频接收机 (IFM) 是利用延迟线或其他技术手段, 采用延时相关将频率信息转变为相位信息, 通过鉴相器实现对信号频率瞬时测量的侦察接收设备。

IFM 接收机具有宽的瞬时带宽, 高的截获概率, 高的测频精度和窄脉冲适应能力, 且体积小、质量轻、成本低。IFM 接收机是一类成熟的电子战接收机, 主要用于告警系统。其最大的缺点是难以对多个源进行测量。

延时相关测频的方法我们在 PD 雷达和 ADCP 中提及过。

如图 10.4 所示, 假设输入的信号为复信号:

$$u_1(t) = \sqrt{2}\tilde{A} = \sqrt{2}Ae^{j\omega t} \quad (10.2)$$

那么 2、3 两点的信号均为

$$u_2(t) = u_3(t) = \tilde{A} = Ae^{j\omega t} \quad (10.3)$$

4 点相对于 2 点的相移为零, 于是 $u_4(t) = u_2(t)$, 5 点相对于 3 点电压有一个时间延迟, 其电压为

$$u_5(t) = Ae^{j(\omega t - \varphi)} \quad (10.4)$$

式中, $\varphi = \omega\tau = \omega\Delta L/C_g$ 。 ΔL 、 C_g 分别为延时线长度和电磁波在延时线中波速。6 点的信号及模值为

$$\begin{aligned} u_6(t) &= u_4(t) + u_5(t) = Ae^{j\omega t}(1 + e^{-j\varphi}) \\ |u_6(t)| &= A\sqrt{1 + \cos\omega\tau} \end{aligned} \quad (10.5)$$

经过平方律检波器, 输出包络平方为

$$|u_7(t)|^2 = A^2 K(1 + \cos\omega\tau) \quad (10.6)$$

式中, K 为检波效率。这样包络平方含有频率的信息。由于鉴相器的范围最大为 $(-\pi, \pi)$, 为了扩大频率测量范围, 就必须缩短延时线长度, 但延迟线长度缩短, 又会降低频率测量的精度。

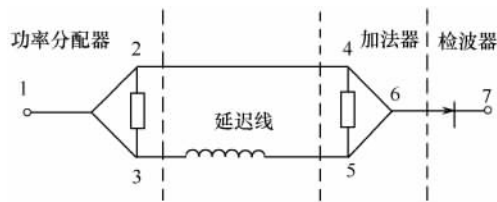


图 10.4 延时相关测频原理框图

3. 两种接收机的比较

比相法瞬时测频接收机是一种具有高截获概率的精确测频接收机,较好地解决了搜索接收机瞬时测频范围与分辨力之间的矛盾。因此,它被广泛用于告警和干扰机频率引导等电子支援侦察系统或电子情报侦察系统。其主要缺点是当存在多个同时到达信号时,测频误差增大,甚至造成测频错误,或丢失信号。因而,在高密度信号环境下,其应用受到一定的限制。信道化接收机是一种高截获概率的接收机。由于它能够直接从频域选择信号,避免了时域重叠信号的干扰,抗干扰能力强;测频精度和频率分辨力不受外来信号干扰的影响,只取决于信道频率分路器的单元宽度(本振采用了高稳定度的频率合成器,它对测频精度的影响可以忽略),故可以做得很高;由于它是在超外差接收机基础上建立起来的,故其灵敏度高,动态范围大。但存在体积大、功耗高和成本贵等缺点。

10.2.3 信号处理和参数估计

雷达对抗侦察机包括前端与终端两个部分,其中前端由天线和接收机两部分组成侦察机的终端由信号处理机和显示、记录、控制器等输入输出设备组成,完成对前端送来的雷达信号与参数的处理和显示,给出敌方雷达的技术参数和进一步分析提取战术情报。

1. 对雷达信号进行侦察的典型过程

雷达侦察系统是一种利用无源接收和信号处理技术,对雷达辐射源信号环境进行检测和识别、对雷达信号参数进行测量和分析,从中得到有用信息的设备。

对雷达信号进行侦察的典型过程如下:

(1) 雷达侦察天线接收所在空间的射频信号,并将信号馈送至射频信号实时检测和参数测量电路。由于大部分雷达信号都是脉冲信号,所以典型射频信号的检测和测量电路的输出是对每一个射频脉冲用数字形式描述的信号参数,通常称为脉冲描述字(Pulse Description Word, PDW),该脉冲描述字是指定长度(定长)、指定格式(定格)、指定位含义(定位)的。从雷达侦察系统的侦察天线至射频信号实时检测和参数测量电路的输出端,通常称为雷达侦察系统的前端。

(2) 将雷达侦察系统前端的输出送给侦察系统的信号处理设备,由信号处理设备根据不同的雷达和雷达信号特征,对输入的实时 PDW 信号流进行辐射源分选、参数估计、辐射源识别、威胁程度判别和作战态势判别等。信号处理设备的输出结果一般是约定格式的数据文件,同时提供给雷达侦察系统中的显示、存储、记录设备和有关的其他设备。从雷达侦察系统的信号处理设备至显示、存储、记录设备等,通常称为雷达侦察系统的后端。

随着高速数字电路和数字信号处理(DSP)技术的发展,目前已经能够将宽带信号直接进行 A/D 变换、保存和处理(数字接收机),使传统的测向、测频技术与数字信号处理技术紧密结合,不仅改善了当前系统的性能,并且具有良好的发展前景。

雷达侦察系统中信号处理设备的主要任务是:对前端输出的实时脉冲信号描述字流 $\{\text{PDW}\}_{i=0}^{\infty}$ 。进行信号分选、参数估计和辐射源识别,并将对各辐射源检测、测量和识别的结果提供给侦察系统中的显示、存储、记录以及其他有关设备。

雷达侦察系统前端输出的 $\{\text{PDW}\}_{i=0}^{\infty}$ 流的具体内容和数据格式,取决于侦察系统前端的组成和性能。在典型的雷达侦察系统中,

$$\{\text{PDW}_i = (\theta_{\text{AOA}}, f_R, t_{\text{TOA}}, \tau_{\text{PW}}, A_P, F, \text{PRI}, \text{Pol}, i)\}_{i=0}^{\infty} \quad (10.7)$$

式中, θ_{AOA} 、 f_R 、 t_{TOA} 、 τ_{PW} 、 A_P 、 F 、PRI、Pol、 i 分别为辐射源的到达角、载频、到达时间、脉冲宽度、幅度、脉内调制特性、脉冲重复间隔、极化和按时间顺序检测到的序号。

2. 脉冲去交错

脉冲去交错是对多个脉冲(或信号)进行预分选处理的过程,它将雷达电子支援系统(ES)接收机截获的多个脉冲分离成与特定辐射源相关联的各个信号流。为完成这个分选过程,必须将截获的每个脉冲与其他所有截获到的脉冲进行比较,以确定它们是否来自于同一部雷达。脉冲去交错方法可按维数分为二维分选、三维分选和 multidimensional 分选。

二维分选通常以信号中心频率和信号到达角作为分选参数,因为这两个参数是分选辐射源的最可靠参数。

对于常规脉冲雷达,通常测量的是脉冲载波频率。对于脉冲压缩信号,测量的信息是起始和终止频率及脉冲宽度(PW),这样可以计算压缩系数。对于相位编码信号,需要测量载频和压缩系数。对于频率捷变信号,需要测量信号的平均频率或中心频率及其捷变带宽。

频率可以由瞬时测频接收机(IFM)超外差接收机、信道化接收机和压缩接收机来测量。IFM 接收机不能同时处理多信号,所以待测频的信号在加到 IFM 接收机之前必须利用角度等信息与其他信号分离。

在雷达信号去交错时,信号到达角(AOA)是一个重要的相对稳定的参数,因为辐射源不会迅速改变其位置,即便是机载雷达也不能在与 PRF 相关的几毫秒时间内大幅度改变其位置。

三维分选通常以信号中心频率(RF)、信号到达角(AOA)和脉宽(PW)或 PRF 4 个参数中的三个作为分选参数,比二维分选更为有效。

对于频率捷变辐射源,AOA 和载频不足以对辐射源去交错。对于低分辨力系统,由于单元划分粗略,也许会有几个明显不同的辐射源落入重叠的分辨单元,必须增加一个去交错参数来消除上述模糊。增加一些基本参数,如 PW,或前一步去交错时导出参数如 PRF(或 PRI),可以达到这个目的。

3. 信号处理的基本流程

雷达侦察系统信号处理的基本流程如图 10.5 所示,包括对信号的预处理和主处理。

(1) 信号预处理

信号预处理的主要任务是根据已知雷达辐射源的主要特征和未知雷达辐射源的先验知识,完成对实时输入 $\{PDW_j\}_{j=0}^{\infty}$ 的预分选(脉冲去交错)。预处理的过程是:首先将实时输入的 $\{PDW_j\}_{j=0}^{\infty}$ 与已知的 m 个雷达信号特征(已知雷达的数据库) $\{C_j\}_{j=1}^m$ 进行快速匹配,从中分离出符合 $\{C_j\}_{j=1}^m$ 特征的已知雷达信号子流 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$,分别放置于 m 个已知雷达的数据缓存区,由主处理单元按照对已知雷达信号的处理方法做进一步的分选、识别和参数估计;然后再根据已知的一般雷达信号特征的先验知识 $\{D_k\}_{k=1}^n$,对剩余部分 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$ 再进行预分选,并由 $\{D_k\}_{k=1}^n$ 的预分选产生 n 个未知雷达信号子流 $\{PDW_{i,k}\}_{k=1}^n$,另外放置于 n 个未知雷达的数据缓存区,由主处理单元按照对未知雷达信号的处理方法进行辐射源检测、识别和参数估值。预处理的速度应与 $\{PDW_j\}_{j=0}^{\infty}$ 的流密度相匹配,以求尽量不发生数据丢失。

(2) 信号主处理

信号主处理的任務是对输入的两类预分选子流 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$ 和 $\{PDW_{i,k}\}_{k=1}^n$ 做进一步的分选、识别和参数估计。其中对已知雷达辐射源子流 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$ 的处理是根据已知雷达信号序

列 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$ 的相关性,对其进行数据的相关分选,并对相关分选后的结果进行已知辐射源的检测(判定该已知辐射源是否存在),再对检测出的雷达信号进行各种参数的统计估值。一般情况下,在对 $\{PDW_{i,j}\}_{j=1}^m$ 进行主处理的过程中,被主处理分选滤除的数据,将由 $\{D_k\}_{k=1}^n$ 对未知辐射源进行预选,并补到对应的 $\{PDW_{i,k}\}_{k=1}^n$ 中。对未知雷达辐射源子流 $\{PDW_{i,k}\}_{k=1}^n$ 的处理主要是根据对一般雷达信号特征的先验知识,检验其中的实际数据与这些先验知识的符合程度,做出各种雷达信号模型的假设检验和判决,计算检验、判决结果的可信度,并对达到一定可信度的检出雷达信号进行各种参数的统计估值。无论是已知还是未知的雷达信号,只要检验的结果达到一定可信度,都可以将其实际检测、估计的信号特征修改、补充到 $\{C_j\}_{j=1}^m$ 和 $\{D_k\}_{k=1}^n$ 中,使 $\{C_j\}_{j=1}^m$ 和 $\{D_k\}_{k=1}^n$ 能自动地适应实际面临的信号环境。其中识别出原来未知的雷达信号,并将其特征补充到已知雷达信号 $\{C_j\}_{j=1}^m$ 中尤为重要,不仅提高了整个信号处理的速度和质量,而且可以获得更大的信息量和宝贵的作战情报。

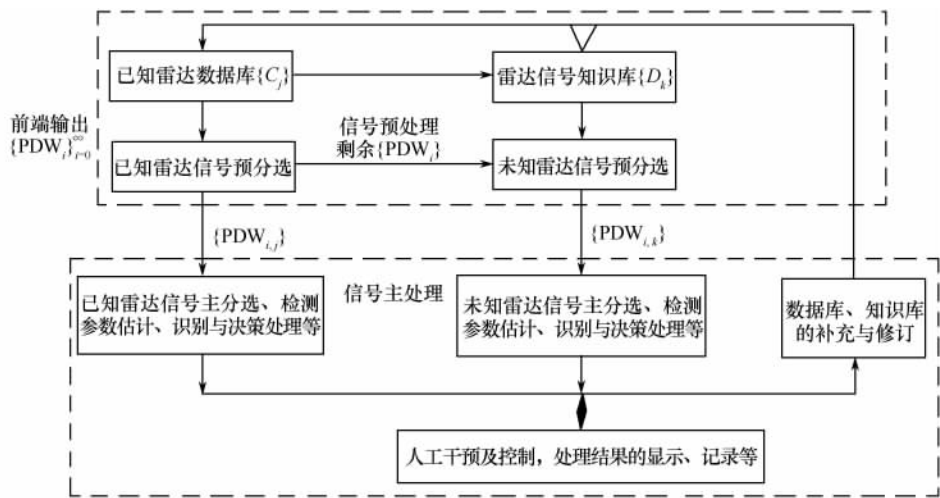


图 10.5 雷达侦察系统信号处理的基本流程

由于信号处理的时间紧、任务重、要求高,所以现代侦察信号处理机往往采用多处理机系统,采用高速信号处理软件和开发工具编程,并可通过多种人机界面交互各种运行数据和程序信息,接受人工控制和处理过程的人工干预。信号主处理的输出是对当前雷达信号环境中各已知和未知雷达辐射源的检测、识别结果、可信度与各项参数估计的数据文件。

10.3 电子对抗中的电子进攻技术

10.3.1 电子进攻的概念和分类

1. 电子进攻

电子进攻是电子战中的进攻部分。过去对电子设备的电子进攻通常是指对敌方电子设备施放电子干扰,以破坏敌方各种电子设备的正常工作,导致敌方指挥系统和武器系统失灵而丧失战斗力。对敌方实施电子干扰会使敌方的通信中断,雷达迷盲,但却不可能从实体上将其破坏和摧毁。因此,电子干扰是一种“软杀伤”手段,所谓“软”是和火炮、导弹等硬杀伤武器相比较而言的。现代电子战中的电子进攻范围进一步扩大,它除了包括上述电子干扰外,还包括电

子战摧毁和隐身技术等。其中电子战摧毁是应用反辐射武器截获、跟踪、攻击敌方的电磁辐射源,或用强力打击法如定向能武器等,攻击敌方的电子传感系统,是进攻性电子战的“硬杀伤”手段。电子战摧毁的作战功能不仅表现在直接攻击毁伤敌方的军事电子系统,而且能对使用这些电子系统的操作人员造成巨大的心理恐怖从而大大削弱其战斗力,而隐身技术在一定意义上说也是一种电子干扰方式。其作用是通过减小自身的目标特征,破坏敌方的电子侦察系统对目标的探测和识别能力。因此,现代电子战中的电子进攻技术实际上是利用非常规武器系统去阻止、破坏和摧毁敌方电子武器系统正常工作的技术总称。它既包括使用不具有摧毁性的“软杀伤”手段,也包括使用具有摧毁性的“硬杀伤”手段。为了达到最佳的电子进攻效果,将“软杀伤”和“硬杀伤”手段结合使用是电子战发展的必然趋势。

2. 电子干扰的分类

广义地说,干扰是指一切破坏和扰乱敌方电子设备正常工作的战术和技术措施的统称。干扰的分类方法很多,一种综合性的分类方法如图 10.6 所示。在电子战中,我们所指的干扰指有意干扰。

还可以按照干扰的来源、产生途径以及干扰的作用机理对干扰信号进行分类。

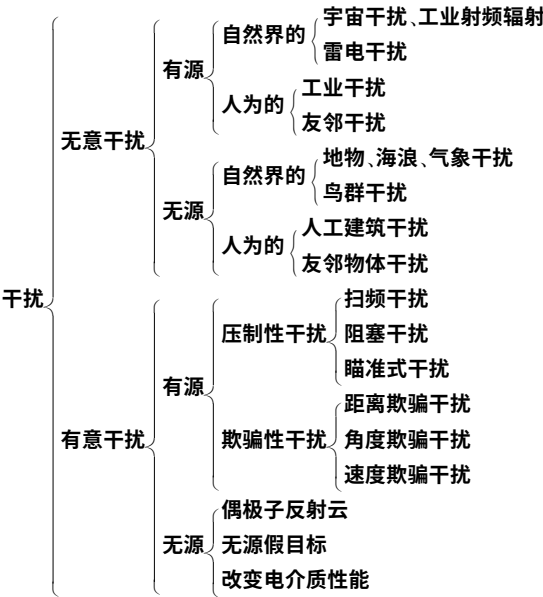


图 10.6 电子干扰的分类

(1) 按照干扰能量的来源

按照干扰能量的来源可将干扰信号分为两类:有源干扰和无源干扰。

① 有源干扰:指由辐射电磁波的能源产生的干扰,它包括自然界干扰、工业干扰和人为干扰。自然干扰一般是指来自银河系的宇宙干扰;工业干扰是指工业火花产生的干扰;人为的有源干扰是利用专门的发射机,有意识地发射或转发某种电磁波,以扰乱或欺骗敌方的电子设备。

② 无源干扰:指利用非目标的物体对电磁波的散射、反射、折射或吸收等现象产生的干扰。无源干扰包括自然界的无源干扰和人为的无源干扰两类:自然界的无源干扰,如雷达的杂波和声呐的混响等;人为的无源干扰,就是采取一定的技术措施,改变电磁波的正常传播条件,造成对电子设备的干扰。

(2) 按照干扰信号的产生途径

按照干扰信号的产生途径可将干扰信号分两类:有意干扰和无意干扰。

① 有意干扰:是指人为有意识制造的干扰。

② 无意干扰:指由自然或其他因素无意识形成的干扰。

通常,将人为有意识实施的有源干扰称为积极干扰,将人为有意识实施的无源干扰称为消极干扰。

(3) 按照干扰信号的作用机理分类

按照干扰信号的作用机理可将干扰分为两类:压制性干扰和欺骗性干扰。

① 压制性干扰:使敌方电子系统的接收机过载、饱和或难以检测出有用信号的干扰称为压制性干扰。最常用的方式是发射大功率噪声信号,或在空中大面积投放箔条形成干扰走廊,或施放烟幕、气溶胶形成干扰屏障。水声对抗中使用的汽幕弹就属于这一类干扰。

② 欺骗性干扰:使敌方电子装置或操作人员所接收的信号真假难辨,以至产生错误判断和错误决策的干扰。欺骗方式隐蔽,巧妙且多种多样。

(4) 按照电子设备、目标与干扰源之间的相互位置关系分类

按照电子设备、目标与干扰源之间的相互位置关系,可将干扰信号分为自卫干扰、远距离支援干扰、随队干扰和近距离干扰 4 种。

① 自卫干扰(SSJ):自卫干扰是最常见的干扰方式。在这种干扰方式中,电子干扰设备安装在欲保护的平台上(如飞机、军舰、地面基地)。它的干扰信号从敌方电子设备的天线主瓣进入接收机。根据情况可以使用噪声干扰和欺骗干扰。SSJ 是现代作战飞机、舰艇、地面重要目标等必需的干扰手段。

② 远距离支援干扰(SOJ):远距离干扰方式中,电子干扰设备通常安装在一个远离防区的平台上(远离敌方武器的威力范围)。SOJ 的目的通常是扰乱敌防空战线的搜索雷达,以使己方的攻击部队能安全地突防进入敌领地,如图 10.7 所示。

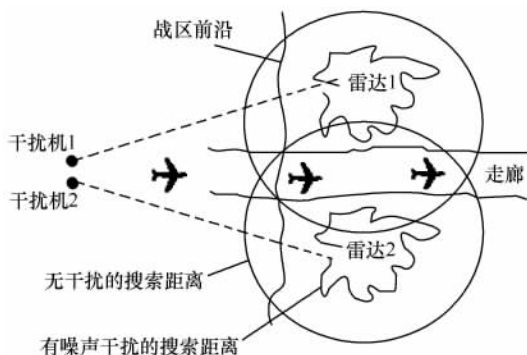


图 10.7 利用远距离瞄准式噪声干扰在防空网内建立走廊

在 SOJ 中应用的经典干扰技术是噪声干扰。近年来,考虑到雷达技术的进步,业已认识到噪声干扰技术不适合于对付 MOP(脉内调制)或脉冲多普勒雷达技术。为此,目前认为产生欺骗波形对付搜索雷达比噪声技术要有效,尤其是对付采用了 CFAR(恒虚警率)技术的接收机。产生多个假目标,不会抬高 CFAR 门限,却可以使搜索雷达跟踪支路饱和。

对搜索雷达的远距离干扰必须进入雷达的接收机。在大多数情况下是通过雷达旁瓣进入的,所以需要高的 ERP(有效辐射功率)。但是要对付应用了低旁瓣天线和“捷变”雷达参数

(频率、PRI 或 MOP)的现代雷达,与高 ERP 相比,远距离干扰可能更需要高的灵敏度以跟踪雷达参数。

③ 随队干扰(ESJ):随队干扰方式中,干扰机位于目标附近,通过辐射强干扰信号掩护目标。它的干扰信号是从敌方电子设备天线的主瓣(ESJ 与目标不能分辨时)或旁瓣(ESJ 与目标可分辨时)进入接收机的,一般采用遮盖性干扰。掩护运动目标的 ESJ 具有同目标一样的机动能力。空袭作战中的 ESJ 往往略微领先于其他飞机,在一定的作战距离上还同时实施无源干扰。出于自身安全的考虑,进入危险区域时的 ESJ 常由无人驾驶飞行器担任。

④ 近距离干扰(SFJ):干扰机到敌方电子设备的距离领先于目标,通过辐射干扰信号掩护后续目标。由于距离领先,干扰机可获得宝贵的预先引导时间,使干扰信号频率对准雷达频率。近距离干扰主要用来进行遮盖性干扰。距离越近,进入敌方接收机的干扰也越强。由于自身安全难以保障,SFJ 主要由投掷式干扰机和无人驾驶飞行器担任。

10.3.2 干扰方程

干扰方程是设计干扰机的基础,干扰方程可以计算出电子设备受扰区的形状和大小。下面以雷达为例,推导干扰方程。干扰方程涉及干扰机、雷达和目标,并将三者的能量关系联系起来。

通常雷达探测和跟踪目标时,雷达天线的主瓣指向目标,而干扰机为了压制雷达也将干扰机天线主瓣指向雷达。但干扰机有可能与目标不在一起,所以干扰信号有可能从雷达天线的副瓣进入雷达。干扰机、雷达和目标三者的关系如图 10.8 所示。

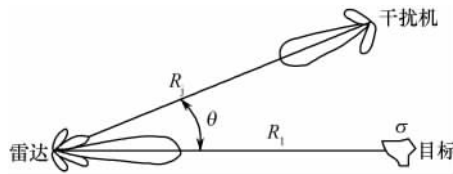


图 10.8 干扰机、雷达和目标三者的关系

由雷达方程可知,目标进入雷达的信号功率为

$$(P_s)_{in} = \frac{P_t G_r \sigma A}{(4\pi R_t^2)^2 L_R} = \frac{P_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_R} \quad (10.8)$$

式中, P_t 为雷达的发射功率; G_r 为雷达天线增益; σ 为雷达截面积; A 为天线面积; L_R 为雷达系统损耗。

对于干扰机来说,它进入雷达的干扰信号是单程的,雷达接收到干扰信号的功率为

$$(P_j)_{in} = \frac{P_j G_j}{4\pi R_j^2 L_j} A' \gamma_j \frac{\Delta f_{rec}}{\Delta f_j} = \frac{P_j G_j G_r' \lambda^2}{(4\pi)^2 R_j^2 L_j} \gamma_j \frac{\Delta f_{rec}}{\Delta f_j} \quad (10.9)$$

式中, P_j 为干扰机的发射功率; G_j 是干扰机天线的最大增益; Δf_j 是干扰的有效频谱宽度; Δf_{rec} 为接收机等效噪声带宽,一般情况 $\Delta f_j \geq \Delta f_{rec}$,在欺骗式干扰的情况下 $\Delta f_j = \Delta f_{rec}$; γ_j 是进入干扰机天线与受扰雷达天线之间极化差异的系数; A' 是雷达天线相对干扰机的有效面积,与之对应的雷达天线增益为 G_r' ; L_j 为干扰机系统损耗。

雷达接收机输入端的干扰功率 $(P_j)_{in}$ 与有用信号功率 $(P_s)_{in}$ 之比为

$$K = \frac{(P_j)_{in}}{(P_s)_{in}} = \frac{P_j G_j}{P_t G_r} \cdot \frac{4\pi \gamma_j}{\sigma} \cdot \frac{G_r'}{G_r} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \cdot \frac{L_R}{L_j} \cdot \frac{\Delta f_{rec}}{\Delta f_j} \quad (10.10)$$

定义压制系数 K_j 相当于一个门限, 高于它, 就可以使得雷达发现概率 P_d 低于 0.1。

$$K_j = K \big|_{P_d=0.1} \quad (10.11)$$

为了实施有效干扰, 必须满足:

$$K = \frac{P_j G_j}{P_t G_r} \cdot \frac{4\pi\gamma_j}{\sigma} \cdot \frac{G_r'}{G_r} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \cdot \frac{L_R}{L_j} \cdot \frac{\Delta f_{\text{rec}}}{\Delta f_j} \geq K_j \quad (10.12)$$

或

$$P_j G_j \geq \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_r \sigma}{4\pi G_r'} \cdot \frac{R_j^2}{R_t^4} \cdot \frac{L_j}{L_R} \cdot \frac{\Delta f_j}{\Delta f_{\text{rec}}} \quad (10.13)$$

通常将式(10.12)或式(10.13)称为干扰方程。

对干扰方程影响较大的三个因素讨论如下:

(1) 从旁瓣进入干扰的效果将降低。对于干扰方应尽量从主瓣进入。但从主瓣进入意味着采用自卫干扰, 此时雷达可以将干扰机作为跟踪源, 但是会给自身带来被定位的危险。对于反对抗来说, 尽量采用低副瓣天线。这样可以抑制干扰 30~40dB。

(2) 单程回波和双程的差异巨大。由于干扰是单程的, 因此球面扩展损失是距离的平方, 而对于目标回波来说, 是双程的。这意味着在干扰功率不大的情形下, 即可取得良好的干扰效果。为了进一步提高干扰效果, 可以采用近程干扰。

(3) 极化的影响。干扰机极化必须与雷达极化一致, 否则 γ_j 将小于 1。

由干扰方程, 求出干扰机最小有效干扰距离 $R_{j\min}$ 。对于雷达来说, $R_{j\min}$ 就是压制性干扰情形下, 雷达能够发现目标的最大距离 $R_{\max}$, 或雷达信号压倒干扰信号时的距离, 称此距离 $R_{\max}$ 为雷达的“烧穿距离”或“自卫距离”。烧穿距离对于雷达抗干扰是非常重要的, 它可以评估雷达在电子对抗条件下的作用距离。通常将 $K_j=1$ 称为烧穿距离。

由式(10.13), 对于自卫干扰有

$$R_{\text{ssj}} \geq \sqrt{\frac{P_t G_r \sigma K_j L_j \Delta f_j}{4\pi P_j G_j \gamma_j L_R \Delta f_{\text{rec}}}} \quad (10.14)$$

由式(10.13), 对于远距离支援干扰有

$$R_{\text{soj}} = \sqrt[4]{\frac{P_t G_r \sigma R_j^2 K_j L_j \Delta f_j}{4\pi P_j G_j \gamma_j G_r' L_R \Delta f_{\text{rec}}}} \quad (10.15)$$

10.3.3 有源干扰

有源干扰是由专门的无线电发射机主动发射或转发电磁能量, 扰乱或欺骗敌方电子设备, 使其不能正常工作, 甚至无法工作, 或者上当受骗。按照干扰信号的作用机理可将有源干扰分为压制性干扰和欺骗性干扰。

1. 压制性干扰

压制性干扰是用噪声或类似噪声的干扰信号遮盖或淹没有用信号。噪声干扰发射一种似噪声信号, 使敌方接收机的信噪比大大下降, 难以检测出有用信号或产生误差; 若干扰功率足够大, 接收机会出现饱和, 有用信号完全被淹没, 实现电磁压制作用。

压制性干扰包括两个重要方面: 一是功率必须足够强; 另一个方面是干扰信号的时频分布

一定要覆盖电子设备工作信号的时频分布。

压制性干扰按照干扰信号中心频率 f_j 和干扰带宽 Δf_j , 相对于被干扰电子设备的中心频率 f_s 和带宽 Δf_s 可以分成瞄准式干扰、阻塞式干扰和扫频式干扰。

(1) 瞄准式干扰

当干扰频率与电子设备工作频率接近, 且干扰带宽略大于电子设备带宽时称为瞄准式干扰。

$$f_j \approx f_s, \quad \Delta f_j \approx (2 \sim 5) \Delta f_{\text{rec}} \quad (10.16)$$

瞄准式干扰优点是在干扰效果相同时, 所需的功率小; 在干扰功率相同时, 干扰效果好。瞄准式干扰是有源干扰的首选方式, 但它要求电子战支援部分提供被干扰电子设备的精确频率、带宽参数。瞄准式干扰对于捷变频雷达或跳频电台干扰困难。

(2) 阻塞式干扰

干扰带宽远大于电子设备带宽, 且能覆盖电子设备工作带宽时称为阻塞式干扰。

$$\Delta f_j \geq 5 \Delta f_{\text{rec}}, \quad \forall f_s \in [f_j - \Delta f_j / 2, f_j + \Delta f_j / 2] \quad (10.17)$$

阻塞式干扰优点是可以有效干扰捷变频雷达或跳频电台, 以及多部工作频率不同的电子设备。缺点是干扰的谱密度小, 干扰效果受限。

(3) 扫频式干扰

扫频式干扰的干扰带宽略大于电子设备带宽, 干扰频率以周期 T 改变, 使得在瞬间产生的干扰频率与电子设备工作频率相等。

$$f_s = f_j(t) \quad t \in [0, T], \quad \Delta f_j \approx (2 \sim 5) \Delta f_{\text{rec}} \quad (10.18)$$

扫频式干扰综合了瞄准式干扰和阻塞式干扰的优点, 可以干扰捷变频雷达或跳频电台以及多部工作频率不同的电子设备。但是扫频速度受到被扰电子设备相应时间限制(约等于接收机带宽的倒数), 不能太快。

2. 欺骗式干扰

(1) 对抗雷达的欺骗式干扰

欺骗式干扰又称模拟干扰。它是利用干扰设备发射或转发与目标反射信号或敌辐射信号相同(但相位不同或时间延迟)或相似的假信号, 使对方测定的目标并非真目标, 达到以假乱真的目的。

常见对付雷达的欺骗性干扰有角度欺骗、距离欺骗、速度欺骗和 AGC 欺骗。

角度欺骗是人为地发射一种模拟敌方雷达角度信息的特征, 但与真正的角度信息不同的干扰信号, 用于破坏敌方雷达角跟踪电路的正常工作。历史上, 雷达可以采用圆锥扫描角跟踪方法, 该方法天线与单脉冲雷达相似, 但接收通道只要一个, 有一种倒相干扰就是专门用来对付圆锥扫描体制的雷达。因此, 圆锥扫描雷达基本退出了历史舞台, 本书也没有介绍。

距离欺骗干扰用于干扰雷达的测距电路, 以使敌方雷达得出错误的信息。当干扰机接收到雷达信号时, 便回答出一个在时间上比雷达信号提前或落后的强干扰信号, 致使雷达距离自动跟踪系统的距离波门跟踪干扰信号造成测距误差, 甚至丢失目标。

速度欺骗干扰用来干扰利用多普勒原理进行工作的雷达设备。通过改变雷达回波的多普勒频率造成雷达的测速误差。

AGC 欺骗干扰欺骗参数为能量, 即假目标信号的能量不同于真目标回波, 其他参数则近

似等于真目标回波。

总之,干扰机必须模拟出与真目标相似的距离、速度和回波强度信息。

(2) 导弹诱饵和鱼雷诱饵

对于导弹和鱼雷攻击可以采用诱饵的方式予以干扰,从而保护作战平台免遭攻击。

导弹诱饵一般采用拖曳式,随被保护目标一起运动,两者具有相同的运动特性。因而,一般雷达和跟踪系统无法通过运动特性来区分目标和诱饵,其使用方式灵活,造价低廉,因此,具有很好的应用前景,被认为是对付跟踪雷达和导弹的性价比最高的方案之一,目前应用较广泛。拖曳式诱饵通过电缆与被保护目标相连接,由被保护目标提供电源,并且控制诱饵的工作,在完成任务后,割断电缆即可。由于拖曳式诱饵受控于被保护目标,因此诱饵上的干扰机和目标上的干扰机可以协同工作,完成复杂的干扰任务,是对付单脉冲雷达的一种好方法。拖曳式诱饵的电缆长度主要取决于目标所面临的威胁武器的杀伤半径,以及诱饵对目标的运动性能的影响,通常电缆长度为 90~150m。

鱼雷诱饵有两种形式:拖曳式和自航式。一般当舰艇鱼雷告警声呐发出发现鱼雷信号,水面舰会放出拖曳的鱼雷诱饵,潜艇会发射出自航式鱼雷诱饵,自航式诱饵往往还带有舰艇噪声模拟功能。然后舰艇按水声对抗指挥控制系统的要求,进行规避。其工作过程属于质心转移方式。图 10.9 为 AN/SLQ—25 型水声对抗系统,是美军普遍使用的一种鱼雷诱饵,绰号 Nixie(水精),它包括 25A 和 25B 两大系统。



图 10.9 美军水面舰用水声对抗系统 AN/SLQ—25

25A 是一种拖曳式电声装置,它可以为水面舰艇对付鱼雷提供有效的对抗手段。它配有专门的 C3I 系统,带有两个诱饵,由两台绞车收放,舰舱内有电子机柜和控制台,通常靠近指挥舱或声呐舱。两个拖曳体可以模拟舰艇的声音,从而将敌方鱼雷诱离我舰。两个诱饵先后投放,当敌舰进行鱼雷齐射时,可以避免一个诱饵被击中后,我舰没有防御手段。整个系统只需一名操作手,包括完成发射、回收和装填(更换拖曳体)。

25B 是一种拖曳阵声呐,它主要采用信号处理技术,减少了人对探测的干预,达到快速报警。它还可以进行快速态势评估和辅助战术决策,以此提高舰艇的生存能力,它可以告诉操作手以何种方式投放水声对抗装置,并告诉我舰如何机动规避。

10.3.4 无源干扰

无源干扰主要是使侦察接收系统降低对目标的可探测性或增强杂波。无源干扰与有源干扰相比较,最大特点是所反射的回波信号频率与雷达发射频率一致,使接收机在进行信号处理时,无法用频率选择的方法消除干扰。此外,无源干扰还具有如下特点:能够干扰各种体制的雷达、干扰的空域大、干扰的频带宽,无源干扰器材制造简单、使用方便、干扰可靠等。

无源干扰是依靠本身不产生电磁辐射,但能吸收、反射或散射电磁波的干扰器材(如金属箔条、涂敷金属的玻璃纤维或尼龙纤维、角反射器、涂料、烟雾、伪装物等)降低雷达对目标的可探测性或增强杂波,使敌方探测器效能降低或受骗。干扰的效果轻者使正常的规则信号变形失真、荧光屏图像模糊不清、影响观测;重者接收机饱和或过载,显示屏一片白茫茫。

根据实施方法和用途的不同,无源干扰技术主要包括角反射器、箔条干扰、假目标和诱饵等。

1. 角反射器

角反射器由三个互相垂直相交的金属平板构成。按照其平板的形状可分为三角形反射器、圆形角反射器和方形角反射器,如图 10.10(a)~(c)所示。角反射器可以在较大的角度范围内,将入射波经过三次反射,按原入射方向反射回去,如图 10.10(d)所示。当入射波平行于一个面时,由另两个面完成反射,因而具有很大的有效反射面积。

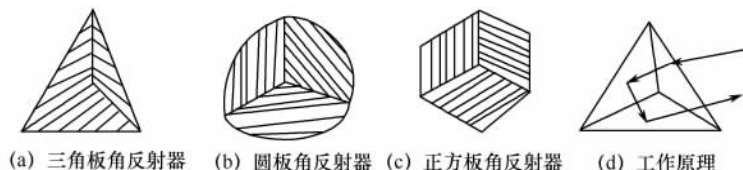


图 10.10 角反射器及工作原理

对于角反射器有两个重要的技术指标:有效反射面积和方向性。角反射器的最大反射方向为角反射器的中心轴,它与三个垂直轴的夹角相等,为 54.75° 。在中心轴方向的雷达截面积为最大,因此,只要求出角反射器对于中心轴的等效平面面积,即可求出雷达截面积。角反

射器方向性采用半功率水平角来描述。

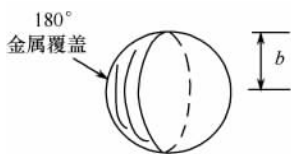


图 10.11 龙伯透镜

另一种反射器称为龙伯透镜,如图 10.11 所示,它是一个介质球,半径为 b ,其中半个球覆盖金属。介质球的折射率随半径 r 改变,即

$$n = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{b}\right)^2} \quad (10.19)$$

这样可以使得任何平面入射的波都能以原方向平行反射回去。

以上 4 种反射器,假定其尺度为 b ,工作波长为 λ ,其雷达截面积和水平半功率角如表 10.1 所示。

表 10.1 4 种反射器的雷达截面积和水平半功率

角反射体类型	三 角 形	圆 形	正 方 形	龙伯透镜
雷达截面积	$4\pi \frac{b^4}{3\lambda^2}$	$15.6 \frac{b^4}{\lambda^2}$	$12\pi \frac{b^4}{\lambda^2}$	$2\pi \frac{b^4}{\lambda^2}$
水平半功率角(度)	46	38	25	150

角反射体一般用于电磁伪装或诱饵。

2. 金属箔条

金属箔条是使用最早和最广泛的一种无源干扰技术,箔条通常由金属箔切成的条、镀金属的介质构成,或直接由金属丝制成。镀铝玻璃丝直径为 $18 \sim 20 \mu\text{m}$,上镀一层厚 $2 \sim 3 \mu\text{m}$ 、纯度为 99% 的铝,最后得到的偶极子直径为 $25 \sim 28 \mu\text{m}$ 。镀铝玻璃丝最后还要进行表面圆满处理,使它在被切割一定长度的箔条时变得更加圆滑,这样能防止镀铝玻璃丝表面的氧化,保证箔条投放时的快速扩散和不粘连。尽管之后的研究又发现了其他适于制作箔条的材料,如炭丝、镍/锌镀层和可裂变的材料,镀铝玻璃丝仍然是目前应用最广泛和效费比最高的箔条材料。唯一改进的是将镀铝玻璃丝的直径减小到 $20 \sim 30 \mu\text{m}$,使得在给定的箔条干扰弹中能容纳更多的箔条。

箔条使用最多的是半波长的振子,这种振子对电磁波谐振、散射波最强,材料最省。箔条

干扰的实质是在交变电磁场的作用下,箔条上感应交变电流。根据电磁辐射理论,这个交变电流要辐射电磁波,即产生二次辐射,从而对雷达起无源干扰作用。箔条在空间大量随机分布,所产生的散射对雷达造成干扰,其特性类似噪声,遮盖目标回波。为了能够干扰不同极化和波长的雷达,箔条也采用长达几十米甚至上百米的干扰丝或干扰带。箔条干扰各个反射体之间的距离通常比波长长几十倍到上百倍,因而它并不改变大气的电磁性能。箔条干扰可以同时干扰多部雷达,而且频带宽、具有多种极化。

箔条的使用方式有两种:一种是在一定空域中大量投掷,形成宽数千米、长数十千米的干扰走廊,以掩护战斗机群的通过,这种干扰称为冲淡式干扰。雷达分辨单元中箔条产生的回波功率远大于目标的回波功率,雷达不能发现和跟踪目标。它类似于有源对抗中的压制干扰。另一种是飞机或舰船自卫时投放箔条,这种箔条快速散开,形成比目标大得多的回波,而目标本身做机动运动,这样雷达不再跟踪目标而跟踪箔条,多用于舰船对抗雷达制导的导弹。这种干扰属于质心转移干扰,开始箔条云与目标处在同一距离和方位分辨单元,但由于箔条云的强度远大于舰船,舰船机动后,导弹就会逐渐只跟踪箔条云。它类似于有源干扰中的欺骗干扰。

但是采用动目标检测技术可以鉴别出箔条和目标。

3. 水声对抗中的汽幕弹

汽幕弹是利用其对声波的反射而形成对敌方水声观察设备的干扰,以达到掩护自己的目的。汽幕弹是由弹簧、铝外壳、药柱等组成的。铝外壳的作用是保护药柱,而弹簧是利用自己的弹力把汽幕弹散射开来,化学药柱与海水作用后所形成的大量气泡可用来反射和吸收对方所发射的声波,以构成“割断”对方声呐观察的“屏障”。汽幕弹的主要性能如下:

(1) 汽幕弹产生的气泡有很好的反射能力,反射系数可大于 0.9,其反射的波形与舰艇尾流和潜艇十分相似;

(2) 气泡有很好的隔声效果,潜艇可以利用汽幕弹来掩护自己;

(3) 产生气泡的过程和气泡爆破噪声并不显著;

(4) 汽幕弹产生的气泡反射能力可按要求的时间持续下去。

10.3.5 隐身技术

隐身技术包括电磁隐身、红外隐身、声隐身等。

电磁隐身技术分成有源和无源两种,但目前能够实用的是无源方法。无源又可以细分为外形隐身和材料隐身。

红外隐身主要通过局部冷却和形成水幕等方法。

1. 外形隐身

外形隐身的目的是修改目标的表面和边缘,使其强散射方向偏离单站雷达来波方向。但它不可能在全部立体角范围内对所有观度做到这一点,因为盲达波总会在一些观察角上垂直入射到目标表面,这时镜面散射的 RCS 就很大。外形隐身的目的就是将这些高 RCS 区域移至威胁相对较小的空域中去。通常威胁最大的区域是目标的前向锥角范围,因此需把大的 RCS 贡献移出该区域,使其指向边射区域。例如,可以通过使机翼向后弯曲成更尖锐的角度来实现。前向区域包括垂直面和水平面,如果目标几乎不会从上方被观察到,那么像发动机进气道这样的强散射源,就可以移到目标上方。这样,当从下方观察时,进气口就被目标的前部遮挡住了。

2. 材料隐身

隐身材料是雷达隐身的关键技术,隐身材料主要有雷达吸波材料(RAM)和雷达透波材料。雷达吸波材料是对雷达波吸收能力很强的新型材料,按其工作原理可分为三类:

(1) 雷达波作用于材料时,材料产生电导损耗、高频介质损耗和磁滞损耗等,使电磁能转换为热能而散发;

(2) 减少雷达波能量分散到目标表面的各部分,减少雷达接收天线方向上散射的电磁能;

(3) 使雷达波在材料表面的反射波进入材料后在材料底层的反射波叠加,发生干涉,相互抵消。

吸波材料主要采用碳、铁氧体、石墨和新型塑料化合物等,按所用材料类型可分为橡胶型、塑料型、陶瓷型、铁氧体型和复合型等。雷达透波材料是能透过雷达波的一类材料,如碳纤维玻璃钢就是一种良好的透波材料。

3. 声隐身

潜艇噪声已由 20 世纪 50 年代的 160~170dB 降到目前的 110~120dB,基本与三级海况的海洋背景噪声差不多。美国最先制造出了安静型潜艇——“洛杉矶”级及“俄亥俄”级潜艇,其辐射噪声的声源级比以往潜艇下降了 17dB,致使对方被动式声呐的探测距离仅为原先的 $1/8 \sim 1/9$ 。

声隐身主要的技术途径是:采用隔振方式减小声辐射、采用阻尼型的材料屏蔽舰船噪声,以及对螺旋桨进行改进。隔振通常采用浮筏技术,该技术将潜艇的主机放在浮筏上,潜艇完全采用电机驱动,这样可以大大降低内燃机所形成的机械振动。声屏蔽材料将船壳的振动吸收掉,不让它们耦合到水中。前苏联在 A 级核潜艇上敷设了 150mm 厚的声屏蔽材料,美国潜艇这些年也应用一种吸音泡沫橡胶包裹在艇体上,这层泡沫橡胶可以减弱艇体振动吸收。

其他如外形设计、主轴的高精度加工、螺旋桨优化设计等,也是抑制噪声的有效方法。早在 20 世纪 50 年代初期,一些国家就着手设计合理的艇体,以及降低机械噪声和振动噪声。对螺旋桨的设计也采取了降低噪声的措施。大家还记得东芝向前苏联出口高精度数控机床的风波吧!为什么美国那么重视一台非武器装备的数控机床呢?就因为有了它,前苏联就可以加工出高精度的潜艇传动主轴和螺旋桨了。

隐身潜艇不仅可以降低自身的辐射噪声,而且可以吸收主动声呐的发射信号,回声非常弱,让主动声呐无法发现它。采用的技术是敷贴消声瓦,不过消声瓦主要针对鱼雷的主动自导声呐,吸收的声信号频率较高。俄罗斯“台风”级就敷设了很厚的橡胶陶瓷消声瓦。

近年还出现了多功能隐身覆盖层,它是一种复合材料,可以同时起到屏蔽和吸声效果,因此可以减薄消声瓦的厚度。

目前的消声瓦有效频段在 3kHz 以上,对付鱼雷没有问题,但无法对付低频主动声呐。目前低频主动声呐频率均低于 1kHz。

10.3.6 电子战中的摧毁技术

电子战摧毁技术是指利用反辐射武器和定向能武器对敌电磁辐射源进行物理破坏和摧毁,使其永久性失去作用,是一种“硬杀伤”手段。

1. 反辐射武器

反辐射武器利用雷达的电磁辐射对雷达进行寻、跟踪直至摧毁。除了摧毁雷达阵地外,它

还能杀伤雷达操作人员,迫使敌方重新装备或长时间维修,使雷达在作战中不能有效地发挥作用,从而使防空武器和其他有关武器失效。目前的反辐射武器包括反辐射导弹、反辐射无人机和反辐射炸弹。

(1) 反辐射导弹

反辐射导弹(ARM)是利用对方武器设备的电磁辐射来发现、跟踪、摧毁辐射源的导弹。目前使用最普遍的是用于反雷达的反辐射导弹,因此反辐射导弹也常常被称为反雷达导弹。

反辐射导弹由微波被动导引头、导弹体(含飞行控制设备、发动机、电源等)、引信战斗部、投放设备等构成。其中导引头一般采用宽带微波无源探测定位系统,主要用于接收辐射源(如雷达)的发射信号,测量其入射方位。导引头除具有精度高、频带宽、动态范围大等特点外,还具有灵活的加载能力。飞行时间短的导弹主要加载方式是由机载攻击引导设备所获取的辐射源数据对导引头进行加载,或在导弹发射前通过加载器在地面直接对导引头加载。飞行时间长的导弹,可有多个加载。

反辐射导引头还具有抗辐射源关机的记忆导引功能,即在辐射源开机时首先用算法改善测角精度,然后在辐射源关机时测算出应跟踪的轨迹坐标,采用惯导控制,沿预测轨道跟踪的方法继续跟踪辐射源。若辐射源开机,则反辐射导引头改用角跟踪引导导弹飞行。

反辐射导弹系统的工作可分为三个过程,即导引设备选择目标、导引头捕获目标和导弹发射攻击。导弹导引头装定辐射源参数[如雷达的脉宽(PW)、脉冲重复间隔(PRI)、频率和可能的实时门(如估计雷达脉冲到达的时间门)]后,导引头的测向设备和测频设备开始工作,对入射辐射源信号进行侦收截获,并将侦测的信号参数进行分选和识别。当获得的信号特征参数与加载的待攻击辐射源特征参数相符合时,确定攻击目标已截获,发射导弹。导弹发射后,导引头按一定的引导程序控制反辐射导弹飞行姿态,完成将导弹导向辐射源的过程。在这过程中,导引头不仅要完成辐射源信号的方位测量,还要对每一瞬时测得的信号参数进行处理,保证对辐射源信号的精确跟踪,并向导弹飞行控制系统送入飞行姿态调整参数。同时对导弹当前的相对位置参数进行记录,以便在辐射源关机后还能继续引导导弹攻击。

也有学者将 ARM 攻击辐射源的过程分为 4 个阶段:发射前侦察、锁定跟踪阶段,点火发射阶段,ARM 高速飞行攻击阶段和末端攻击阶段。

(2) 反辐射无人机

反辐射无人机是反辐射武器的第二种形式,是近年来无人机在电子战应用方面的一个典范,也是各国无人机技术发展的重点之一。反辐射无人机是无人驾驶飞机上配装被动雷达导引头和战斗部而构成。它通常在战场上空巡航,当目标雷达开机时,机载导引头便立即捕获目标,随即实施攻击。它与反辐射导弹相比,具有造价低、巡航时间长、使用灵活等优点。

反辐射无人机的飞行滞空时间长短可分为以下三类,短航时(通常在 2 小时左右)反辐射无人机;中航时(通常在 4~8 小时)反辐射无人机;长航时(通常在 8 小时以上)反辐射无人机。目前正在研制和服役较多的是中航时反辐射无人机。

(3) 反辐射炸弹

反辐射炸弹是通过在炸弹身上安装可控制的弹翼和被动雷达导引头构成的。它的运动方向可通过被动雷达导引头输出的角度信息控制其弹翼偏转,进而引导炸弹飞抵目标,实施对敌方辐射源的摧毁。

反辐射炸弹按其有无动力可分为两种:一种是无动力反辐射炸弹;另一种是有动力反辐射炸弹。在使用无动力反辐射炸弹时,炸弹载机需要飞至敌方雷达阵地附近,这样载机要承担

较大的风险,此时要求攻击方必须具有绝对的制空权优势,否则不宜采用这种攻击方式。有动力反辐射炸弹的功能类似于反辐射导弹,所不同的是射程不一样。反辐射炸弹的动力航程一般来讲要短一些,同时其制导控制方式也比较简单,攻击命中精度相对较低。但其最大的特点是它的战斗部较大,这样就可以弥补其精度的不足。由于它具有较低廉的制造成本,因此在未来战争中仍有一定的应用价值。比较典型的反辐射炸弹是 MK-82 反辐射炸弹,其爆炸半径高达 300m。

反辐射武器被视为雷达克星。在雷达面临的 4 大威胁(反辐射导弹、隐身飞机、电子对抗、低空突防)中,它位居首位。反辐射武器是未来战争不可缺少的武器。

2. 定向能武器

定向能武器(DEW)是一种利用高热、电离、辐射等综合效应对目标实施杀伤的武器。高能激光武器、高功率微波武器(射频武器)、粒子束武器是三大定向能武器。同其他武器相比,定向能武器对电子设备有着更加独特的杀伤优势:它具有强大的“聚能”功能,可将能量聚集成强束流,并利用电磁能代替爆炸能,击中目标后,可在瞬间将目标内部的电子器件摧毁。此外,由于定向能武器射速极快(接近光速),敌方的电子设备根本无法实施反干扰。目前,定向能武器仍处在开发和研制中,但其巨大的军事潜力和发展前景,已经引起越来越多国家的重视。

(1) 高能激光武器

高能激光武器是一种利用定向发射的激光束直接毁伤目标或使之失效的定向能武器,可工作在可见光波段、红外波段、紫外波段,用于衰减、干扰、毁坏光电或红外传感系统(抗传感器武器)。根据作战对象的不同,高能激光武器分为战术、战役和战略激光武器。

(2) 高功率微波武器

高功率微波武器又称射频武器,是利用定向发射的高功率微波束毁坏敌方电子设备和杀伤敌方人员的一种定向能武器。这种武器的辐射频率一般在 $1\sim 30\text{GHz}$,功率在 1000MW 以上。其特征是将高功率微波源产生的微波经高增益定向天线发射出去,形成高功率、能量集中且具有方向性的微波射束,使之成为一种杀伤破坏性武器。它通过毁坏敌方的电子元器件、干扰敌方的电子设备来瓦解敌方武器系统的作战能力,破坏敌方的通信、指挥与控制系统,并能造成人员的伤亡。其主要作战对象为雷达、预警飞机、通信电子设备、军用计算机、战术导弹和隐身飞机等。

高功率微波武器与激光等定向能武器一样,都是以光速或接近光速传输的,但它与激光武器又有着明显的差异。激光武器对目标的杀伤破坏,一般具有硬破坏性质,它是靠将激光束聚焦得很细并进行精确瞄准直接打在目标上才能破坏摧毁目标。高功率微波武器则不同,以干扰或烧毁敌方武器系统的电子元器件、电子控制及计算机系统等方式使它们不能正常工作。造成这种破坏效应所需的能量比激光武器要小好几个数量级。另外,由于微波射束的波斑远比激光射束的光斑大,因而打击的范围大,从而对跟踪、瞄准的精度要求比较低,既有利于对近距离快速目标实施攻击,也有助于降低费用,便于实现。

(3) 粒子束武器

粒子束武器是将粒子加速到接近光速,并用磁场聚焦成密集的束流,射向远距离目标,在极短时间内把极大的能量传给目标,以此对目标造成软破坏或摧毁目标。

激光武器受天气和环境的影响较大,而粒子束穿透能力强,具有全天候的特点,受天气的影响比激光武器要小。

3. 鱼雷的硬杀伤武器

对抗鱼雷也可采用硬杀伤。硬杀伤主要有:深水炸弹、反鱼雷鱼雷。深水炸弹在鱼雷航路上形成弹幕,以摧毁鱼雷。反鱼雷是利用鱼雷发射的声信号作为导引,接近并攻击鱼雷。

10.4 有源干扰基本原理

10.4.1 压制性干扰原理

在功率一定时,不同波形的干扰所产生的干扰效果不同。最佳干扰波形应为随机性最强的干扰波形。根据信息论知识可知,对于无限变量,高斯分布随机性最大。因此压制性干扰一般采用高斯白噪声作为噪声源。有源器件的热噪声经放大后,就近似高斯白噪声。

实际中常用的干扰信号分为射频噪声干扰(正态型)和调制噪声干扰(非正态型)两大类,调制噪声干扰又可细分为噪声调频干扰、噪声调幅干扰、噪声调相干扰和组合调制干扰等。

通常采用式(10.11)定义的压制系数 K_a 来评价压制干扰的效果,它是干扰信号调制样式、干扰信号质量、接收机响应特性、信号处理方式等的综合性函数。

1. 干扰信号的产生

(1) 射频噪声

如图 10.12 所示,射频噪声将热噪声放大后经过带通滤波器成型后,再通过发射机发射出去。其幅度服从高斯分布,功率谱取决于滤波器频率响应,呈现出宽带特性。

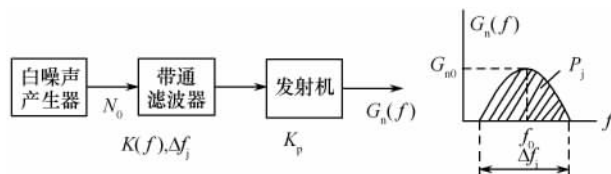


图 10.12 射频噪声的产生及功率谱

(2) 调制噪声干扰

用噪声作为调制源,进行调幅、调频、调相或复合调制后,再经过发射机发射出去。

2. 压制性干扰对雷达接收机的作用原理

典型雷达接收系统如图 10.13(a)所示,由高放、混频器、中放、检波器和视频放大器组成。它可以抽象成图 10.13(b)所示的模型。其中线性系统 I 代表检波前的线性系统,为带通型,线性系统 II 是检波后的视频放大器,为低通型,检波器是非线性器件。在分析随机信号时,为了方便估计噪声功率,线性系统一般用等效噪声带宽来描述。但要注意带通型和低通型的等效噪声带宽的差异。

(1) 射频噪声对雷达的影响

由于干扰强度远大于雷达的热噪声,故忽略热噪声影响。为了分析方便,假设输入干扰信号 $J(t)$ 的功率谱 $G_j(f)$ 与线性系统 I 的频率响应 $H_1(f)$ 都具有矩形特性。分别表述如下:

$$G_j(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_j^2}{\Delta f_j}, & |f - f_j| \leq \frac{\Delta f_j}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.20)$$

$$|H_1(f)| = \begin{cases} 1, & |f - f_1| \leq \frac{\Delta f_r}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.21)$$

式中, f_j 、 f_1 分别为干扰和中放的中心频率; Δf_j 、 Δf_r 分别为干扰带宽和雷达接收机带宽, 且射频噪声带宽远大于接收机带宽。 σ_j^2 为干扰机的平均功率。根据线性系统理论, 中放输出的干扰信号仍为窄带高斯噪声, 其功率谱为

$$G_1(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_j^2}{\Delta f_j} & |f - f_1| \leq \frac{\Delta f_r}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.22)$$

中放输出的干扰信号的相关函数为

$$B_1(\tau) = \sigma_i^2 \frac{\sin \pi \Delta f_r \tau}{\pi \Delta f_r \tau} \cos 2\pi f_1 \tau \quad (10.23)$$

其相关系数为

$$r_1(\tau) = \frac{\sin \pi \Delta f_r \tau}{\pi \Delta f_r \tau} \cos 2\pi f_1 \tau = r_0(\tau) \cos 2\pi f_1 \tau \quad (10.24)$$

假定采用线性检波, 其检波特性为

$$U_v = \begin{cases} K_d U_i, & U_i \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.25)$$

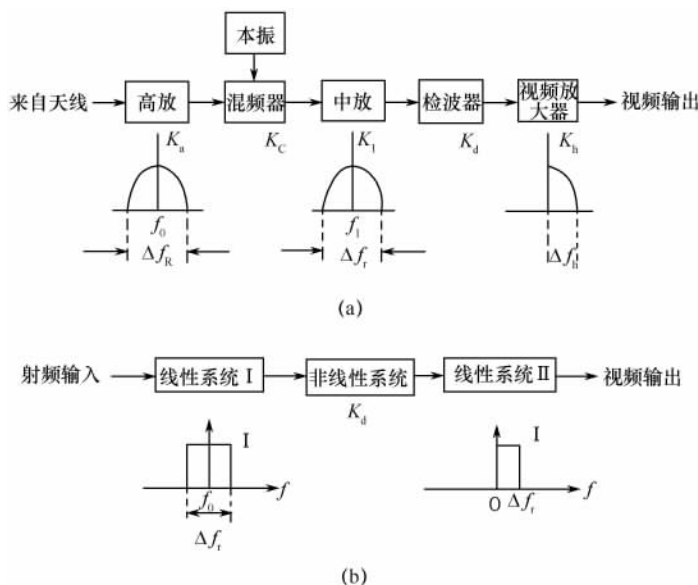


图 10.13 雷达接收机框图及等效模型

根据非线性系统输入/输出相关函数的关系, 检波后的相关函数为

$$B_v(\tau) = \frac{\pi K_d^2}{2} \sigma_i^2 \left[1 + \frac{\pi}{2} r_1(\tau) + \frac{1}{2} r_1^2(\tau) + \frac{1}{24} r_1^4(\tau) + \dots \right]$$

$$\approx \frac{\pi K_d^2}{2} \sigma_i^2 \left[1 + \frac{r_0^2(\tau)}{4} + \frac{\pi}{2} r_0(\tau) \cos \omega_1 \tau + \frac{1}{4} r_0^2(\tau) \cos 2\omega_1 \tau \right] \quad (10.26)$$

式中第一项为直流分量,第二项为展宽的基频分量,后两项为高频谐波分量,由于检波器负载的低通作用,后两项将被滤除,不会影响信号检测。

$$B_v(\tau) \approx \frac{\pi K_d^2}{2} \sigma_i^2 \left[1 + \frac{r_0^2(\tau)}{4} \right] = \frac{\pi}{2} \sigma_v^2 \left[1 + \frac{r_0^2(\tau)}{4} \right] \quad (10.27)$$

线性检波器的输出的概率密度为

$$p_v(U_v | H_0) = \begin{cases} \frac{U_v}{\sigma_v^2} \exp\left(-\frac{U_v^2}{2\sigma_v^2}\right), & U_v \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.28)$$

根据随机信号分析的知识,可以给出信号加干扰情形下的线性检波器的输出概率密度为

$$p_v(U_v | H_1) = \begin{cases} \frac{U_v}{\sigma_v^2} \exp\left(-\frac{U_v^2 + U_s^2}{2\sigma_v^2}\right) I_0\left(\frac{U_v U_s}{\sigma_v^2}\right), & U_v \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10.29)$$

式中, U_s 为信号幅度。其对应的似然比为

$$\Lambda(U_v) = \frac{p_v(U_v | H_1)}{p_v(U_v | H_0)} = \exp\left(-\frac{U_s^2}{2\sigma_v^2}\right) I_0\left(\frac{U_v U_s}{\sigma_v^2}\right) \quad (10.30)$$

定义信噪比为

$$r = \frac{S}{N} = \frac{U_s^2}{2\sigma_v^2} \quad (10.31)$$

虚警概率为

$$P_f = \int_{U_T}^{\infty} \frac{U}{\sigma_v^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma_v^2}} dU = e^{-\frac{U_T^2}{2\sigma_v^2}} \quad (10.32)$$

当虚警给定时,检测门限为

$$U_T = \sqrt{-2 \ln P_f} \sigma_v \quad (10.33)$$

发现概率为

$$\begin{aligned} P_d &= \int_{U_T}^{\infty} \frac{U_v}{\sigma_v^2} \exp\left(-\frac{U_v^2 + U_s^2}{2\sigma_v^2}\right) I_0\left(\frac{U_v U_s}{\sigma_v^2}\right) dU_v \\ &= \exp(-r) \int_{\sqrt{-2 \ln P_f} \sigma_v}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) I_0(x \sqrt{2r}) dx \end{aligned} \quad (10.34)$$

得到不同虚警概率条件下,发现概率与信噪比 q 的曲线(即 ROC),如图 10.14 所示。

但是, K_a 与信号处理有关,如果采用积累可以提高 K_a ,在多脉冲积累条件下 $q_0 = \frac{S}{N} I(n)$,

其中 $\sqrt{n} \leq I(n) \leq n$, 极值分别对应非相参积累和相参积累。在多脉冲积累条件下的压制系数为

$$K_a = \frac{P_i}{P_s} \bigg|_{p_d=0.1} = \frac{I(n)}{q_0} \quad (10.35)$$

假定 $P_f = 10^{-6}$, 即可确定 $q_0 = 3.3$, 采用非相干积累, 可以得到:

$$K_a = \frac{I(n)}{q_0} = \frac{\sqrt{16 \sim 25}}{3.3} = 1.21 \sim 1.52 \quad (10.36)$$

影响压制系数的因素与进入雷达接收机中放的干扰信号波形、接收机对信号的处理方法、抗干扰措施以及检测信号的方法等有关。以上分析都是在高斯噪声条件下进行的, 而高斯噪声为最佳干扰波形, 当进入雷达接收机线性系统的实际噪声非高斯时, 其遮盖性能将下降。

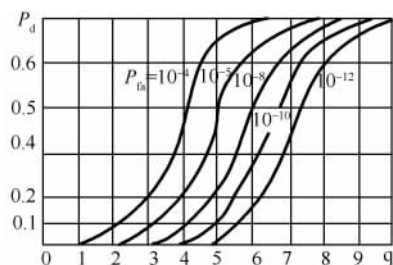


图 10.14 线性检波 ROC

许多接收机的信号处理方法是应抗干扰的要求产生和发展起来的, 而抗干扰的基本原理就是分析干扰信号与目标回波信号在时域、频域、极化、空间等各维信号特征方面的差别, 滤除干扰, 提取目标信号。雷达接收机抗干扰的信号处理方法很多, 例如, 采用相干积累信号处理技术, 使检测信噪比改善 $I(n) = N$ 倍; 采用脉冲压缩技术, 使目标回波功率和信噪比等效提高 D 倍(压缩比), 则相应的压制系数应提高 $I(n) = N$ 倍和 D 倍。因此相参体制的雷达具有天然的抗干扰能力。

射频噪声干扰也称为纯噪声干扰, 由于其效率低, 应用仅限于早期对低频雷达的干扰机中, 目前已不再使用。一般所说的干扰主要指噪声调制干扰, 即噪声调幅干扰、噪声调频干扰或噪声调相干扰。目前噪声调频干扰应用最为普遍。

(2) 噪声调频干扰对雷达的影响

① 噪声调频干扰的功率谱: 噪声调频干扰可表述为

$$J(t) = U_j \cos \left[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' + \varphi \right] \quad (10.37)$$

式中, 调制噪声 $u(t)$ 为零均值方差为 σ^2 的白平稳高斯过程; φ 为服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布的随机变量, U_j 为噪声调频信号的幅度; ω_j 为噪声调频信号的中心频率; K_{FM} 为调频斜率。

$$\begin{aligned} E[J(t)] &= U_j E \left\{ \cos \left[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' \right] \right\} E[\cos \varphi] \\ &\quad - U_j E \left\{ \sin \left[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' \right] \right\} E[\sin \varphi] = 0 \end{aligned} \quad (10.38)$$

其自相关函数为

$$\begin{aligned} R_j(t, t + \tau) &= E[J(t)J(t + \tau)] \\ &= U_j^2 E \left\{ \cos \left[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' + \varphi \right] \cos \left[\omega_j(t + \tau) + 2\pi K_{FM} \int_0^{t+\tau} u(t') dt' + \varphi \right] \right\} \end{aligned}$$

$$= \frac{U_j^2}{2} E \left\{ \cos \left[\omega_j (2t + \tau) + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' + 2\pi K_{FM} \int_0^{t+\tau} u(t') dt' + 2\varphi \right] \right. \\ \left. + \cos \left[\omega_j \tau + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' - 2\pi K_{FM} \int_0^{t+\tau} u(t') dt' \right] \right\} \quad (10.39)$$

上式第一项对 φ 求期望为零。令

$$e(t) = \int_0^t u(t') dt' \quad (10.40)$$

当 $u(t)$ 为高斯过程时, $e(t)$ 也是高斯过程, 且 $e(t) - e(t + \tau)$ 也为高斯过程, 且方差为 $\sigma^2(\tau) = D[e(t) - e(t + \tau)] = 2\sigma^2[1 - \rho(\tau)]$, 因此, $R_j(\tau)$ 可以表示为

$$R_j(t, t + \tau) = \frac{U_j^2}{2} E \{ \cos[\omega_j \tau + 2\pi K_{FM} [e(t) - e(t + \tau)]] \} \\ = \frac{U_j^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \cos\{\omega_j \tau + 2\pi K_{FM} u\} \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma\sqrt{1-\rho(\tau)}} \exp\left[-\frac{u^2}{4\sigma^2[1-\rho(\tau)]}\right] du \\ = \frac{U_j^2}{2} \cos(\omega_j \tau) \int_{-\infty}^{\infty} \cos\{2\pi K_{FM} u\} \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma\sqrt{1-\rho(\tau)}} \exp\left[-\frac{u^2}{4\sigma^2[1-\rho(\tau)]}\right] du \\ = \frac{U_j^2}{2} \exp\{-4\pi^2 K_{FM}^2 \sigma^2 [1 - \rho(\tau)]\} \cos(\omega_j \tau) \quad (10.41)$$

调制噪声为限带白噪声, 其功率由式(10.20)给出。

根据随机信号通过线性系统的知识, $e(t)$ 的功率谱为

$$G_e(f) = \frac{1}{\omega^2} G_j(f) \quad (10.42)$$

$$\sigma^2(\tau) = 4\pi^2 \cdot 2K_{FM}^2 \int_0^{\Delta F_n} \frac{\sigma_n^2 [1 - \cos(2\pi f\tau)]}{\Delta F_n (2\pi f\tau)^2} df \\ = 2m_{fe}^2 \Delta\Omega_n \int_0^{\Delta\Omega_n} \frac{[1 - \cos\Omega\tau]}{\Omega^2} d\Omega \quad (10.43)$$

式中, $\Delta\Omega_n$ 为调制噪声的谱宽; $m_{fe} = K_{FM}\sigma_n/\Delta F_n = f_{dc}/\Delta F_n$ 为有效调频指数。其中 f_{dc} 为有效调频带宽。

② 噪声调频干扰对雷达接收机的作用。图 10.16 画出了噪声调频干扰通过雷达接收机中放的输出波形。由于受中放频率特性的影响, 等幅调频波各频率分量的振幅响应不同, 形成了调幅调频波。但是, 对于图中所示的情况, 由于频率的摆动范围 $2f_{dc}$ 小于中放的带宽 Δf_r ,

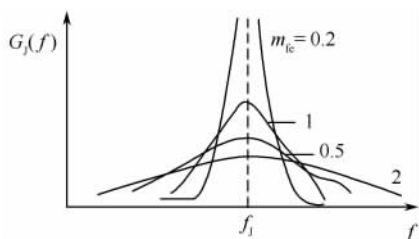


图 10.15 噪声调频干扰的功率谱

其幅度起伏是不大的。随着噪声调频干扰带宽的增大, 当瞬时频率在中放带宽内外随机变化时, 输出的是随机脉冲序列。这些随机脉冲序列的幅度、宽度和间隔的分布规律与瞬时频率的变化规律有关。当等幅调频信号作用于中放时, 如果信号频率的变化速率很低, 中放的输出近似为等幅脉冲, 其宽度对应于瞬时频率在中放通带内的逗留时间, 随接收机带宽增大而增大, 而随频率变化速度的增大而减小。如果信号频率的变

化速度很快,则中放输出的幅度是中放带宽的递增函数,是信号频率变化速度的递减函数,其宽度不再对应于瞬时频率在中放带宽内的逗留时间。

③ 噪声调频干扰压制系数。噪声调频干扰压制系数求解非常困难,通过数值分析知道, $K_a=2$ 。因此采用噪声调频干扰压制的效果优于噪声射频信号。

(3) 脉冲干扰

脉冲干扰通常是指在雷达接收机中出现的时域离散的非目标回波脉冲。干扰脉冲可以由有源干扰源产生,也可以由无源干扰物产生,下面主要讨论有源干扰设备形成的脉冲干扰。脉冲干扰可以分为规则脉冲干扰和随机脉冲干扰。

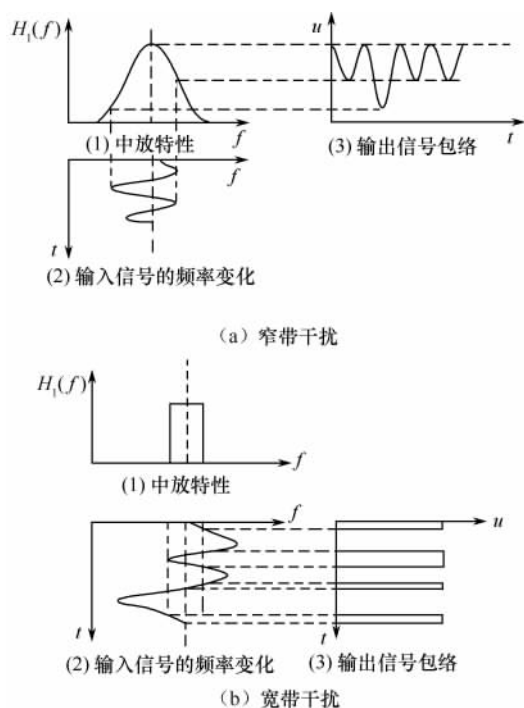


图 10.16 噪声调频波的中放输出

规则脉冲干扰是指脉冲参数(幅度、宽度和重复频率)恒定的干扰信号,例如,由雷达站周围其他脉冲辐射源或其他雷达产生的干扰脉冲。如果规则脉冲的出现时间与雷达定时信号具有相对稳定的时间关系,则称为同步脉冲干扰,反之称为异步脉冲干扰。同步脉冲干扰在雷达距离显示器(如 A 型显示器)上呈现稳定的干扰脉冲回波。若其脉宽与雷达发射脉宽相当,则干扰脉冲回波很像真实目标回波脉冲,主要起欺骗作用。若其脉宽能够覆盖目标回波出现的时间,则具有很强的遮盖干扰效果(也称为覆盖脉冲干扰),并且在进行覆盖脉冲干扰时,往往还同时进行噪声调频或调幅干扰。异步干扰脉冲在雷达距离显示器上的位置不确定,具有一定的遮盖干扰效果,特别是当干扰脉冲的工作比较高时,干扰脉冲与回波脉冲的重合概率很大,使雷达难以在密集的干扰脉冲背景中检测目标。但当干扰脉冲的工作比较低时,由于其覆盖真实目标的概率很低,遮盖的效果较差。而且,由于异步干扰脉冲与雷达不同步,容易被雷达抗异步脉冲干扰电路所对消。

随机脉冲干扰是指干扰脉冲的幅度、宽度和间隔等某些参数或全部参数随机变化。如前所述,当脉冲的平均间隔小于雷达接收机暂态响应时间时,中频放大器的输出为这些随机脉冲

响应的相互重叠,其概率分布接近于高斯分布,其遮盖干扰效果与噪声调频干扰相似。随机脉冲干扰可以采用限幅噪声对射频信号调幅的方法实现,也可以采用伪随机序列对射频信号调幅的方法实现。采用限幅噪声调幅时,随机脉冲的平均宽度和间隔与视频噪声的功率谱和限幅电平有关。

随机脉冲干扰与连续噪声调制干扰都具有一定的遮盖干扰特点,但两者的统计性质是不同的。采用两者的组合干扰将引起遮盖干扰的非平稳性,造成雷达抗干扰困难。常用的组合方法是:

① 在连续噪声调制干扰(主要是噪声调频干扰)的同时,随机或周期性地附加随机脉冲干扰的时间段(主要是随机脉冲调幅)。

② 随机或周期性地交替使用连续噪声调制干扰(主要是噪声调频干扰)和随机脉冲干扰(如高频函数调频或伪随机序列调幅)。

实践证明,将随机脉冲干扰和连续噪声调制干扰组合使用时的干扰效果比单独使用时的好的。

10.4.2 欺骗式干扰原理

1. 欺骗性干扰的作用和分类

(1) 欺骗性干扰的作用

如前所述,欺骗性干扰的目的是用类似于真目标回波的假目标信号作用于雷达,以假乱真,以达到:

① 诱骗或破坏跟踪或制导雷达对真目标的跟踪;

② 以一个或大量假目标使雷达无法辨别真假,或使其终端系统饱和。

前一种目的主要用于载机的自卫,采用的干扰形式主要为拖引干扰;后一种目的既可用于支援,也可以用于自卫,还可用于其他目的,可以用于欺骗各种类型的雷达。不论目的如何,欺骗性干扰有效的基本条件是其必须具有两重性,即相似性和欺骗性。相似性是从假目标信号模拟真目标回波的角度来说,必须具有与真目标回波相同的统计特性;欺骗性则是指假目标信号与真目标回波的某些参数是有差异的,以便掩盖真目标回波,达到欺骗的目的。因为有差异,雷达就有可能鉴别出真目标回波,这就要求在干扰参数设计时,根据雷达的鉴别能力,合理设计欺骗参数使欺骗有效。

(2) 欺骗式干扰分类

除了 10.3.3 小节根据欺骗的参数分类外,根据假目标信号与真目标回波参数差别的大小,欺骗干扰可又分为以下三种:

① 质心干扰。即假目标信号的参数与真目标回波的差别小于雷达的空间分辨力,雷达不能将两者区分开,而是作为一个目标回波进行检测和跟踪。在多数情况下,雷达对此的最终检测和跟踪结果是两者的能量加权质心(重心),因此,称为质心干扰。

② 假目标干扰。即假目标信号的参数与真目标回波的差别大于雷达的空间分辨力,雷达能够将它们区分开,但是雷达往往将假目标信号作为真目标回波进行检测和跟踪,从而造成虚警,也可能因此丢掉真目标回波而造成漏报。大量的虚警还可能造成雷达信号处理电路的过载,如新近出现的密集型干扰。

③ 拖引干扰。即周期性地从质心干扰到假目标干扰连续变化的欺骗干扰。典型的拖引干扰有停拖—拖引—关闭三种状态,周而复始。

停拖,即假目标信号与真目标回波参数近似相同,假目标信号能量较强,雷达很容易捕获,并在捕获后按照假目标信号的强度调整其 AGC 电路的增益,以便对其进行连续测量和跟踪。停拖时间的长度应当由雷达检测和捕获目标回波,以及调制 AGC 电路增益所需要的时间决定;拖引即将假目标信号的欺骗参数(距离、速度或角度)逐渐改变,以将假目标信号与真目标回波逐渐分离(拖引),参数的改变速率要在雷达跟踪目标运动的速度响应范围内,直到假目标的拖引参数达到预定的值。在此拖引的过程中,由于雷达的 AGC 电路已调整为适合接收假目标信号,因此,其跟踪系统很容易被假目标信号拖引而丢掉真目标回波。拖引时间的长度由参数的最大拖引量和拖引速率决定;关闭即在拖引参数达到预定值时关闭发射,使假目标突然消失,造成雷达跟踪信号的突然中断。此时雷达跟踪系统通常需要滞留和等待段时间,AGC 电路也需要重新调制增益。如果信号消失达到一定时间,雷达确认目标丢失后,才重新进行目标搜索、检测和捕获。关闭时间的长度要由雷达跟踪中断后的滞留和调整时间决定。

不论使用哪一种欺骗干扰,要使雷达难辨其真假,关键在于假目标信号与真目标回波的相似程度。由于雷达波型的日益复杂和反干扰能力的不断完善,对欺骗性干扰技术提出了严峻的挑战,目前,只有基于数字射频存储技术的转发式欺骗干扰机,才具备良好的欺骗性能。

2. 欺骗干扰机的典型结构

典型欺骗干扰机的结构如图 10.17 所示。利用侦察系统截获雷达信号后,由数字射频存储器将其存储下来,再在延时信号控制下读出,并进行频率调制、幅度调制后形成假目标信号。由于它是通过对雷达信号进行调制产生的,与目标回波具有较高的相似性,使雷达接收机难以区分。当用于载机自卫时,实施拖引干扰,拖引过程如上所述,分停拖、拖引和关闭三个时间段进行:在停拖时间段,不进行参数调制只对信号进行放大即转发出去,因此,假目标信号参数与载机形成的回波相近但较强,可以诱使雷达对其假目标进行跟踪;拖引时间段,控制转发干扰信号的延时以使假目标的距离逐渐改变、进行频率调制以改变假目标速度或进行幅度调制以改变假目标方位,使假目标信号与载机回波逐渐分离,从而可以将雷达的跟踪系统从载机回波上拖引开,使雷达跟踪不到载机或偏离载机,达到自卫的目的。当用于电子欺骗时,可通过控制调制参数使假目标信号形成连续航迹,通常可同时形成多批假目标。图中,延时信号控制的是假目标的距离,调频信号控制的是假目标的速度,而调幅信号则用于控制信号假目标信号的幅度以形成角度信息。形成假目标的欺骗干扰是实现相对容易,对跟踪状态的雷达实施欺骗则困难得多。但是目标一旦被雷达制导的导弹或声制导鱼雷跟踪上后,必须实施欺骗干扰,使质心偏移或转移。

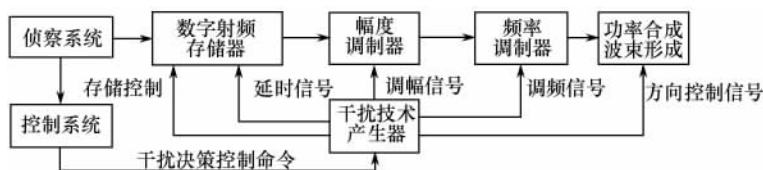


图 10.17 雷达接收机框图及等效模型

3. 跟踪雷达的欺骗干扰原理

在跟踪和制导雷达的跟踪系统中,含有自动增益控制电路,它对不同强度的信号具有不同的增益,信号越强,增益越低。其目的是增大系统的动态范围,防止电路饱和与过载。拖引干

扰正是利用这一点实现对雷达的拖引欺骗干扰。拖引欺骗的参数有距离门拖引、速度门拖引、角度欺骗和 multidimensional 相干欺骗。

(1) 距离门拖引

距离门拖引用于破坏雷达的距离波门跟踪系统。通过图 10.18 中的延时信号控制干扰信号的延时 Δt 实现, 如图所示, 其具体方法是:

① 干扰脉冲捕获雷达距离波门。干扰机在截获雷达信号后, 以最小延时(通常为 100ns 左右)转发较强的干扰信号, 称为距拖脉冲信号。雷达在接收到距拖脉冲信号后, 其自动增益控制电路按距拖脉冲的强度调整增益, 并将其作为目标信号进行跟踪。

② 距离波门拖引。距离门拖引脉冲的距离由发射信号相对于接收到的雷达信号的延时 Δt 控制, 延时 Δt 渐渐增大, 即距离门拖引脉冲信号的距离渐渐增大, 把雷达距离波门向后拖, 离开目标回波。目标回波较弱因而被抑制。延时的变化规律可根据需要设置, 但必须符合

$$\frac{\Delta t_n - \Delta t_{n-1}}{T_r} \leq v_{\max} \quad (10.44)$$

式中, T_r 为信号的重复周期; $v_{\max}$ 目标最大径向速度。

③ 关闭。在把距离波门拖到偏离目标回波若干个波门宽度(决定于雷达可跟踪的最大速度或加速度)后, 停止发射距拖脉冲或对准雷达频率发射噪声干扰, 破坏掉雷达的跟踪状态, 即完成一次拖引过程。

雷达距离跟踪波门在接收不到信号后, 转入搜索状态, 重新跟踪目标回波后, 距离门拖引过程也重演一次。这样使雷达距离波门反复地进行搜索—跟踪—搜索……使雷达不能稳定地跟踪目标。

(2) 速度门拖引

速度门拖引与距离门拖引的原理类似, 它主要对雷达的速度波门进行拖引。通过图 10.17 中的调频信号, 控制干扰信号中的多普勒频移 f_d 来实现。

我们知道, 由于多普勒效应, 当目标与雷达之间存在相对运动时, 目标回波的频率 f_d 相对于发射信号频率 f_0 会产生多普勒频移。

具有速度跟踪/检测功能的雷达, 如脉冲多普勒雷达和连续波雷达, 通过对回波进行多普勒滤波处理, 滤除强的地物杂波, 区分出不同径向速度的目标。在此基础上, 速度跟踪波门对特定径向速度的目标进行速度跟踪。通常, 雷达是在进行速度跟踪的基础上再进行距离跟踪。在实现了速度跟踪和距离跟踪之后, 再进行角度跟踪, 以控制武器系统对目标实施攻击。因此, 在对这类雷达进行干扰时, 首先是干扰它的速度跟踪波门, 进行速度波门拖引。拖引的方法与距离波门拖引类似, 不同之处在于: 速度波门拖引中拖引的参数是干扰信号的中心频率, 使它逐渐变高或逐渐变低。

速度拖引过程如下:

① 干扰捕获雷达速度波门。干扰机截获雷达信号后, 放大并直接转发(假定采用自卫干扰)。此时发射信号的多普勒频移与目标回波基本相同, 由于干扰信号较强, 雷达速度跟踪系统中的自动增益控制电路的增益, 将按干扰强度变化, 即降低, 结果目标回波被抑制, 即干扰捕获速度波门。

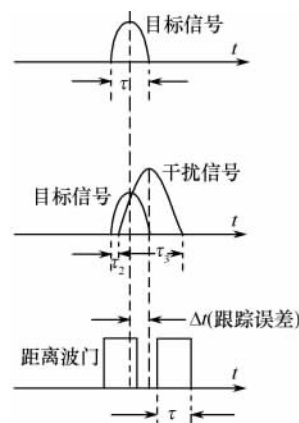


图 10.18 距离波门拖引过程

② 拖引速度波门。逐渐增大或减小速度拖引干扰信号的频率,模拟的多普勒频移越来越大,对应的目标径向速度也越来越大,雷达的速度跟踪波门跟着速度拖引干扰信号产生的多普勒频率移动,即速度门拖引。注意,频率改变的速度必须小于雷达速度跟踪能力。

③ 关闭。当拖速干扰信号的频率逐渐变化到一定数值(对应于模拟的速度)后,停在这个频率上,或加上多普勒噪声,使雷达的速度波门在远离目标速度的位置上,对干扰信号的假速度进行稳定跟踪,或在一定范围内抖动。适当时间之后,突然停止发射速度拖引干扰信号,使雷达接收不到信号,破坏掉其速度跟踪状态。至此,完成一次速度拖引过程。

速度跟踪波门在丢失信号后,会重新进入搜索捕获过程。当雷达速度跟踪波门重新捕获到目标后,新一轮速度拖引过程又开始了,从而使得雷达速度波门无法对目标速度建立稳定的跟踪。

速度门跟踪被破坏后,雷达的距离跟踪和角度跟踪状态也就被破坏。雷达进不到稳定的角跟踪状态,也就无法去控制武器系统发射或进行必要的制导。

(3) 角度欺骗干扰

角度欺骗干扰和破坏雷达的角度跟踪和测量系统的工作。角度欺骗的效果往往很好,因为对于武器系统来说,角度比距离更为重要。

早期的跟踪雷达采用圆锥扫描是最容易被欺骗干扰的一种角跟踪雷达,目前基本淘汰。现在的角度欺骗主要有对付边跟边扫(TWS)雷达的回波同步挖空干扰和干扰单脉冲雷达的相参干扰。

① 同步挖空干扰:如图 10.19(a)所示其原理是根据侦察系统侦收、解调出的雷达信号的包络和扇扫的周期,干扰机转发与目标回波相同、幅度较强的干扰信号,但是,在雷达信号包络的峰值处停止发射干扰,在时间域停发一段干扰脉冲,就像把连续发射的干扰脉冲挖去一段,故称挖空干扰由于干扰与雷达脉冲组同步,因此,称为同步挖空干扰。由于,进入角度跟踪波门信号为目标回波信号与干扰信号的叠加,且干扰信号强,因此,左、右波门的积分输出主要由干扰决定。控制干扰信号的挖空位置,即控制左右波门的积分差值。最终结果是使雷达天线跟踪到没有目标的方向,使武器系统命中不了目标,达到很好的干扰效果。

② 相参干扰:如图 10.19(b)所示相参干扰利用了单脉冲测角的一个致命弱点,即只能对单个波前测向,也就是说,只能测量单个目标的角度。它需要有两幅收发天线,且收发间隔越大越好。将其中一路反相,这样转发出去的信号波前与目标不可能一致,从而造成角度测量误差。

(4) 对 AGC 控制系统的干扰

除了配合对雷达距离、角度、速度检测、跟踪系统的干扰之外,对 AGC 控制系统的干扰样式还有:通断调制干扰和工作比递减转发干扰。

① 通断调制干扰:通断调制干扰即以已知的 AGC 响应时间 T 周期性地通、断干扰发射机,使雷达接收机的 AGC 控制系统在强、弱信号之间不断发生控制转换,造成雷达接收机工作状态和输出信号的不稳、检测跟踪中断或性能下降。根据 AGC 电路的工作原理,在干扰机发射期间进入雷达接收机输入端的干扰功率 P_{ij} ,与目标回波功率 P_n (也是干扰机关闭期间的剩余功率)之比(干信比)应大于输出动态范围:

$$1 + \frac{P_{ij}}{P_n} \geq \frac{P_{o \max}}{P_{o \min}} \quad (10.45)$$

才能使通断干扰后的雷达接收机暂态输出越出原定的输出动态范围,且干信比越大,则越

出的范围越大、时间越长、效果越好。通断工作比 τ/T 对 AGC(电路的性能也有一定的影响。一般选为 $0.3 \sim 0.5$)。

② 工作比递减转发干扰: 工作比递减转发干扰即是在通断调制周期 T 内, 逐渐改变干扰发射工作时间 τ 的宽度, 改变的方式通常有均匀变化和减速变化两种。

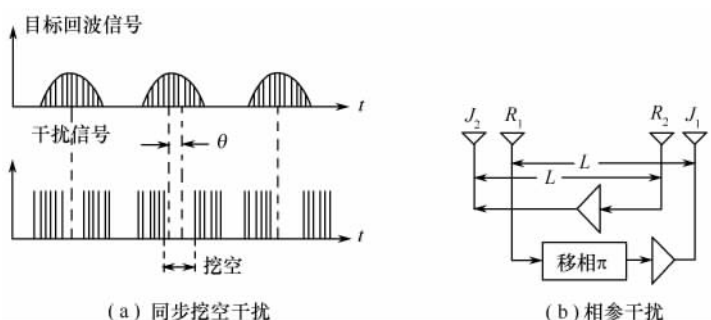


图 10.19 角度欺骗干扰

(5) 电子假目标干扰

雷达接收机每接收到一个目标回波信号, 输出一个视频脉冲, 在 PPT 型雷达显示器显示屏上的相应位置便出现一个光点, 并得到目标的一组空间坐标参数, 目标的多组空间参数便构成一条航迹。

所谓电子假目标干扰是干扰机按一定的航迹产生的多个假回波信号, 它们与真实目标回波信号混在一起, 使雷达真假难辨。这是干扰常规体制雷达的一种方法, 也是干扰特殊体制雷达的有效方法、现代雷达为了提高抗干扰能力, 采用复杂波型设计和相关处理技术, 如线性调频或相位编码脉冲压缩技术, 可使脉压输出的信噪比提高上千倍。这种技术使雷达抗噪声干扰的能力大大提高, 但是, 当采用电子假目标干扰时, 假目标信号的信号形式和结构与真回波信号的形式和结构相同或相似, 即具有相参性。相参的程度取决于干扰信号的储频方式。这样, 假目标干扰信号进入雷达接收机会获得与目标回波信号相同或相近的处理增益, 使雷达的信号处理器无法抑制假目标干扰。

此外, 若假目标数量足够多, 会使雷达信号处理器饱和而不能正常工作, 即使假目标数目不足以使雷达信号处理机饱和, 也会使 CFAR 门限抬高, 降低了真实目标的检测。这种干扰方式称为密集型欺骗干扰, 通常被列入压制性干扰。

因此, 假目标干扰是对付现代雷达的有效干扰手段, 被广泛地用于支援和自卫作战。电子假目标还可用于战术欺骗, 即适当设计假目标的数目, 控制发射时间, 以制造出在某一方向有许多作战平台(飞机、军舰)造成对敌进行攻击的假象, 诱使敌人把迎击兵力调动到错误的区域, 而在我方真正的攻击方向和区域实施噪声干扰或更多的假目标干扰, 掩护我方作战平台突然对敌攻击, 可获得很好的作战效果。

电子假目标干扰往往必须有雷达阵地的位置信息和干扰机自身的位置信息(通常借助 GPS), 才能模拟出多个雷达数据一致的假目标。当多个雷达情报一致时, 很容易作出错误的态势分析。

10.5 电子对抗中的电子防护技术

电子防护是电子对抗中的重要组成部分,其主要任务是保证己方的雷达、通信电台、导航等电子系统在对方实施电子进攻的情况下,仍能正常工作,保证作战平台免受导弹和鱼雷攻击。电子防护技术总是随着电子进攻技术的发展而发展,不存在防护所有电子进攻系统的电子防护技术,一种电子防护措施只能对某一类电子进攻有效,而对另外类型的电子进攻无效。现代战争中电子系统将面临着严重的电子干扰、隐身飞机、巡航导弹和反辐射导弹等的威胁,为确保雷达等电子系统效能的发挥及自身的安全,为确保平台自身的安全必须采取电子防护措施和手段。现在,电子防护主要包括反侦察、抗干扰和抗摧毁等多种技术和措施。

电子防护技术根本在于雷达和声呐的体制,例如采用脉冲压缩技术就具有天然的抗侦察和抗干扰能力,基于脉冲间的相干积累也可以很好抑制干扰,采用捷变频技术可以有效对付噪声调频干扰,采用动目标检测技术可以有效地识别目标和箔条云等。这些新体制电子探测系统原理在前几章已经给予了充分讨论。

10.5.1 反电子侦察

电子侦察是电子对抗的基础与前奏,旨在运用灵敏度很高的无线电接收设备侦听敌方的无线电信号,查明其技术参数(主要是工作频率和发射功率)和信号特征(主要是信号调制方式),运用无线电测向设备测定其方位,为对其实现电子攻击提供依据。反电子侦察是为防止敌方截获,利用己方电子设备发射的电磁信号而采取的措施。目的是使敌方截获不到己方的电磁辐射信号,或无法从截获的信号中获得有关情报,使敌方难以实施有效的干扰和摧毁。反电子侦察是电子防护中十分重要的组成部分。

反电子侦察的关键是严格控制己方电子设备的电磁发射活动,即将电子设备的电磁辐射减少到完成任务必不可少的最低限度。控制的范围包括电子设备的发射频率、工作方式、发射时间、次数、方向、功率和位置等。主要措施如下:

- (1) 电子设备设置隐蔽频率和战时保留方式,平时则采用常用频率工作。
- (2) 缩短发射时间,减少发射次数。如无线电通信网路一旦开通,就要使用缩语呼号,使用预先拟订的文电以及采用突发传输。条件允许时,尽量采用有线电通信、运动通信、可视信号通信等通信手段。
- (3) 使用定向天线,或充分利用地形的屏蔽作用,以减少朝敌方向的电磁辐射强度。
- (4) 将发射功率降至恰好能完成任务的最低电平。
- (5) 不定期地转移发射阵地并使发射活动无规律。发射控制可以是全面的,也可以是局部的。全面控制是为配合某种战斗行动,使所有电子设备都保持静默;部分控制则是由指挥员指定一部分电子设备进行必不可少的发射活动。

除发射控制外,反电子侦察措施还有:

- (6) 在假阵地上设置简易照射源,实施辐射欺骗或实施无线电佯动。
- (7) 采取良好的信号保密措施,使用电磁信号不易被敌方截获、识别的新体制电子设备,如扩频通信、跳频电台、捷变频雷达等。
- (8) 向敌方实施定向干扰,以保护己方重要的电磁辐射活动不被侦察。

(9) 建立对敌对国家电子侦察活动的通报制度等。

由于电子侦察不论平时、战时都在不间断地进行,反电子侦察已成为一项经常性的电子防御措施。由于反电子侦察涉及装备使用各类电子设备的所有部队,必须严密组织、统一实施,并与其他反侦察手段结合使用。

10.5.2 防止干扰进入接收机的技术

雷达抗干扰,在技术上可以分成两大类:一类是在进入接收机的输入端之前,把干扰信号降到最低限度,这类抗干扰所采取的措施包括空间选择、极化选择法、频率选择、增大发射功率等;另一类是当干扰信号进入接收机后采取措施把它消掉,属于这类的措施包括时间选择,不使接收机饱和及过载,利用对波形的设计和对信号进行某种选择,等等,下面我们分别对这些雷达抗干扰的方法进行讨论。

1. 空间选择法

设法不让我方雷达被敌方侦察到,这是抗干扰的原则之一。空间选择法的基础,是利用干扰和信号在空间特性上的差别,采取必要的措施来减小甚至消除天线对干扰能量的接收。

(1) 采用高增益、低副瓣窄波束天线

由式(10.14)和式(10.15)可知:增大雷达天线增益可以提高雷达在干扰条件下的作用距离,即提高了雷达的抗干扰能力。

采用低副瓣窄波束天线不仅可以获得高的增益,而且可以减少雷达电磁能量在空间的散布范围,减小进入雷达的干扰功率。但雷达天线增益往往受制于作战用途,例如炮瞄和制导雷达的波束都比较窄,警戒引导雷达的波束比较宽。

(2) 采用旁瓣消隐技术

当干扰机不配置在目标上时,其干扰能量往往从旁瓣进入。即使干扰机配置在目标上,当干扰功率较强时,干扰能量也能从旁瓣进入,因此,消除旁瓣可以提高抗干扰性能。

采用旁瓣抵消技术和消隐技术,能较好地抑制干扰,如图 10.20 所示。此法是在正常雷达接收机(主接收机)之外,加一辅助接收机(副接收机)。副天线方向图无指向性,其增益等于或略大于主天线第一副瓣的增益。主副两路接收机的输出加到相减器,尔后到显示器,这样,从主天线副瓣进入的干扰能量将与从副天线进入的干扰能量抵消。副接收机的增益可用自适应控制,以获得良好的对消特性。显然,此法同样会抵消一部分从主瓣进入的信号能量,造成信号的损失。

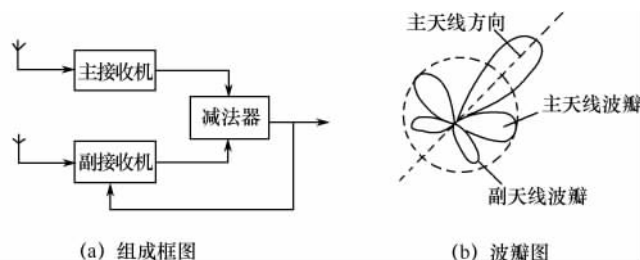


图 10.20 副瓣消隐技术原理图

2. 极化选择法

从电波与天线理论可知:在空间传播的电磁能量,只有在极化方式相同的条件下,接收天

线才能很好地将其接收。若极化方式不同,将引起很大衰减。如圆极化与线极化之间衰减 3dB 以上;水平极化与垂直极化之间衰减 30dB 以上;左旋极化与右旋极化之间也衰减 30dB 以上。极化方式不同对信干比的影响体现在极化系数 γ_j 中。

(1) 变极化技术

若在设计天线时,使极化形式与干扰失配,则可以大大削弱干扰的影响,这一点可由变极化技术来实现。变极化技术具有自适应能力,它能不断地自动检测出干扰波的极化形式,并自动控制天线采取与干扰波相对应的极化形式,始终保持信号与干扰的极化系数差别最大。以达到对干扰的最大衰减,从而提高雷达的抗干扰能力。

(2) 极化干扰自消技术

雷达发射一线极化波(如垂直极化),而在接收时,则能接收两个正交的分量。若忽略目标交叉极化的影响,从目标反射回来的信号只有垂直极化分量,而干扰一般为椭圆极化波,可分解为垂直与水平两个极化分量,此两路信号在相消器对消,这样干扰被对消掉,而信号无损失通过。自动调节两支路的相位差和增益,可以达到较理想的对消。

3. 频率选择法

雷达占据较宽的频段,就迫使干扰机也展宽频段,从而降低了干扰功率的密度,也就是减轻了干扰的威胁。具体措施有跳频法、频率分集法和扩展新频段三种。

(1) 跳频法

固定频率雷达容易被侦察和干扰。如果频率能在较宽的范围内随机地跳变,使雷达不断跳到不受干扰的频率上工作,它的抗干扰能力就能得到增强,频率跳变的速度越快、范围越大,随机性越强,则抗干扰能力就越高。这种技术在雷达中称为频率捷变或捷变频技术。此外捷变频雷达还能对电磁频谱进行分析,自适应地选择能量密度小的频段工作。因此它能使瞄准式杂波干扰机很难截获和跟踪雷达。目前干扰机的频率引导装置来不及追随跳频速度在微秒级的雷达,所以其干扰效果大为降低。频率捷变技术,实际上是雷达与干扰机所进行的速度竞争,即使雷达和干扰的变频速度相等,雷达仍有一半时间可以正常工作,这样,在雷达与干扰的速度斗争中雷达必将获胜。

阻塞式干扰机虽然可以干扰雷达工作,但也很难以足够的功率覆盖整个雷达的跳频带宽。在雷达发射机平均功率相同的条件下,宽带频率捷变雷达还能有效改善海杂波背景下目标检测的性能。

(2) 频率分集

频率分集是用多部发射机同时工作在不同的频率上,使雷达同时占有较宽的频段,以削弱干扰强度。同时 N 路回波信号在接收机以一定方式组合,可以使信噪比提高 N 倍,进一步增强了抗干扰能力。

(3) 扩展新频段

不同的雷达,要尽量占据宽的频段,即使是同一种雷达,也可以工作在同一频段的不同频率,从而提高整个雷达网的抗干扰能力。还可以开辟新的频段。目前的地面警戒雷达大多工作在米波波段,炮瞄雷达和引导雷达大多数工作在 S 波段;机载雷达大都工作在 X 波段,所占据的波段较少且范围较窄,所以干扰也大都集中于这些波段上。开辟新频段,就是让雷达工作于更低或更高的频段上,散布范围尽量大,还可以使雷达突然在敌干扰频段的空隙中工作,使敌方不易干扰。

4. 增大发射功率

从由式(10.8)和式(10.9)可知:增大雷达发射功率可提高雷达在干扰条件下的作用距离,即提高了雷达的抗干扰能力。敌干扰机一般为机载,它要增大干扰功率受到体积、重量、电源等较大的限制,对地面或舰载雷达来说这些就不是主要问题,可以采用增大发射功率来增强抗干扰性,但对机载雷达来讲,做到这一点较为困难。

以上讨论的技术是拒干扰于接收机之外的方法,下面讨论干扰进入接收机后的抗干扰措施。

10.5.3 接收机抗干扰技术

1. 接收机抗饱和

对付阻塞式干扰和压制性干扰有效的技术途径是提高接收机的动态范围。扩大动态范围的方法有:采用快 AGC 电路、限幅、对数放大和 CFAR,下面重点介绍两种技术。

(1) 瞬时自动增益控制

雷达 AGC 电路一般时间常数很大。当干扰为占空比较小的窄脉冲时,大时间常数的 AGC 电路往往难以抑制这种干扰。

瞬时自动增益控制,是指当回波信号的幅度变化时,电路能快速地自动调整接收机增益的一种技术。它与一般自动增益控制电路的原理相同,不同的只是这种电路的增益控制应能跟上信号或干扰的变化,故其控制回路的时间常数较小,一般约为发射脉冲宽度的 5~20 倍,以使其能跟上信号幅度的变化。电路能根据干扰信号的强弱自动调节中放级的偏压,以使信号始终处于特性曲线的直线部分。它可以有效地防止由于等幅波干扰、宽脉冲干扰和低频调幅干扰所引起的中放饱和,常用的办法是利用负反馈把输出电压检波后去控制中放级的偏压。当回波的时间常数小于雷达的发射脉冲宽度时,则成为快时间常数(即快速 AGC),也称微分电路,它可以降低强干扰中的直流和低频成分,避免接收机的视频放大器因强干扰而截止。

但瞬时自动增益控制电路中,接收机灵敏度恢复到正常值需要一段时间,这可能使紧跟在强干扰后边的小目标丢失。

(2) 宽限窄电路抗宽带调频噪声干扰

“宽—限—窄”是“宽带放大—限幅—窄带放大”电路的简称,原是一种抗离散脉冲干扰的电路。因宽带噪声调频干扰经中放输出一系列离散的尖头脉冲,所以后来有人将这种电路用来抗调频宽带噪声干扰。其原理框图如图 10.21 所示。



图 10.21 宽限窄电路原理框图

现结合图 10.22 的波形来说明该电路抗干扰的基本原理。连续噪声调频干扰和信号一起输出到宽带放大器输入端,见图 10.22 (a),由于宽带放大的带宽小于干扰的带宽,其频率选择作用使连续调频噪声通过宽放后变成离散的尖头脉冲,而频谱较窄的信号却可无失真地通过,通过宽带放大器后的信号和噪声波形如图 10.22(b)所示。经限幅器后,强干扰被限幅,再输入窄带放大器进行滤波,见图 10.22(c)。由于窄带放大器的带宽选择得与信号匹配,所以干扰脉冲又经过一次衰减,而信号却能顺利通过,从而使信噪比得到提高。

下面给出该电路各部分参数的选择原则。

① 宽带放大器带宽:最佳带宽根据下式选择

$$\Delta f_{\text{wopt}} = \sqrt{\frac{\Delta f_j \Delta f_N}{2}} \quad (10.46)$$

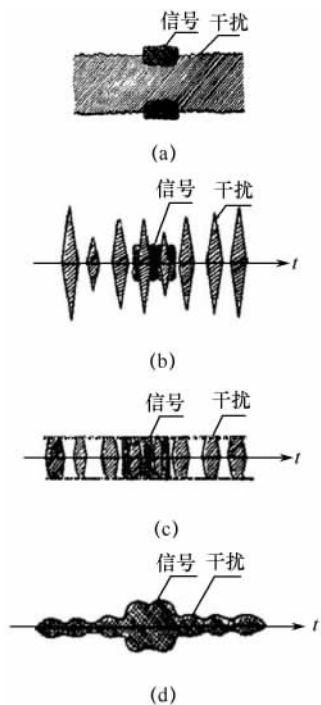


图 10.22 宽窄电路工作原理

式中, Δf_j 和 Δf_N 分别为干扰带宽和调频噪声带宽。实际值可以略大于该值。

② 限幅电平 V_c : 为取得最大的抗干扰效果, 限幅器应对有用信号过限幅, 即限幅电平应低于信号电平; 为确保输出信号不被机内噪声所淹没, 限幅电平又应大于下一级电路的输入噪声电平, 即

$$P_n \ll V_c < 0.7 u_c \quad (10.47)$$

式中, P_n 和 u_c 分别为限幅器后级输入噪声的有效值和限幅器输入端有用信号的幅度。

③ 窄带放大器带宽: 窄带放大器带宽应与信号相匹配。

“宽—限—窄”电路抗干扰的效果与干扰的质量有密切关系, 而干扰的质量又用调频指数来衡量, 其定义为

$$m_j = \frac{\Delta f_j}{\Delta f_N} \quad (10.48)$$

当 $m_j \leq 5$ 时, 该电路抗干扰效果极差, 甚至信噪比增益出现负值。当 $m_j \geq 100$ 以上时, 其信噪比增益可以大于宽放输出端的干扰压制比, 这意味着不管干扰多强, 只要适当选择电路参数, 都可以从极强的干扰中把信号提取出来。当 $m_j = 10$ 左右时, 即使电路工作在最佳状态, 其信噪比增益也不超过 8dB。

2. 抗距离欺骗式干扰

距离欺骗干扰是模拟出一个性质与目标相同, 但距离上(即时间上)区别于目标的假信号。常用的欺骗信号是一个在距离上逐渐远离雷达站的活动目标, 这就是人们常说的拖距干扰。为了反拖距干扰信号, 可以有下列 3 种方法。

(1) 控制雷达接收机的偏压

因为在雷达刚受干扰时, 目标信号很可能一下被干扰信号所压掉, 为此可在接收机中引入一个受距离电压控制的负偏压, 以保证信号不被干扰所压掉。由于目标信号处在干扰信号的前头, 因此可将目标信号前沿取出并延迟(由雷达的发射脉冲宽度决定), 以产生一个闭锁波门来关闭接收机, 因为信号在闭锁波门的前头, 所以有抢出, 而干扰信号在闭锁波门里, 故被闭锁掉。这样, 可使雷达的距离跟踪波门不被拖走而始终跟住真目标。不过由于接收机引入的负偏压受到目标反射面和距离远近的影响, 此负偏压值不易确定, 所以实用中不甚可靠。

(2) 采用饱和中放

当雷达接收机中频放大器采用非线性饱和中放时, 就可避免由于自动增益的控制作用而产生大信号压小信号, 于是可保证目标回波始终存在, 再利用回波信号前沿经延迟后产生闭锁波门将干扰信号抑制掉, 便可使距离跟踪波门不被拖走。这种方法较上种方法有效。

(3) 采用脉冲前沿跟踪法

脉冲前沿跟踪法, 是增加一路无自动增益的饱和中频放大器和视频处理电路。饱和中放

对目标信号和干扰信号给予同等放大,但由于两信号之间的时间误差,因此可用视频处理电路取出目标信号前沿后而把干扰信号抑制掉。这种方法目前已被普遍采用。

当敌方模拟的假目标是一个向雷达站逐渐接近的活动目标时,雷达只要周期性地交替变换发射脉冲的重复周期,就很容易把这种欺骗信号识别出来。尽管雷达发射脉冲的重复周期不断变化,但目标回波在显示器上的位置始终决定于目标的距离。但干扰信号的距离显示位置却不断地随重复周期的变化而变化,所以容易分辨出来。

3. 脉冲宽度鉴别

采用脉冲宽度鉴别技术,很容易抑制脉冲干扰,这包括窄脉冲鉴别和宽脉冲鉴别技术。这类电路非常多。但是干扰机欺骗式干扰很容易模拟出与雷达相同的脉冲宽度回波,因此对付欺骗式干扰没有多大优势。

10.6 电子对抗军事意义与运用

本节讲述两个成功运用电子对抗的战例,一方面说明电子对抗的意义,另一方面也可以看出在现代战争中如何综合运用这种电子对抗装备和其他作战力量。

10.6.1 贝卡谷地空战

1982年6月,以色列为了拔掉部署在叙利亚贝卡谷地的萨姆—6导弹阵地,悍然对叙利亚防空导弹阵地发动空袭,并与叙利亚战斗机进行了大规模空战,这就是著名的贝卡谷地空战。在这场战争中,以色列把电子战作为主导战斗力要素,成为现代电子对抗的经典战例。其特点如下。

1. 组织周密的电子情报侦察

在战前和空袭期间,以色列多次派出小型无人侦察机在贝卡谷地飞行,充当诱饵,引诱叙利亚发射 SA—6 地—空导弹攻击,以查明 SA—6 导弹主导雷达的频率等技术参数和确切的位置,获得了叙利亚导弹阵地及防空系统的大量情报。同时,以色列的 E—2C 预警机和波音 707 电子干扰飞机首先升空,搜集叙军雷达情报,监视叙军飞机和地面部队的活动情况,并不断地把这些情报实时传输给“百舌鸟”及“狼”式反辐射导弹,从而为空袭的成功提供了可靠的电子情报支援。

2. 采用巧妙的电子战战术

以色列空袭机群按高中低三层进行攻击。第一层高空是远在地中海上空的 E—2C 预警机和波音 707 电子干扰飞机。E—2C 预警机作为空中 C3I 系统自始至终控制这场空战的实施。一旦发现敌方目标,预警机就把飞机的位置、型号、航线、航速和高度等大量信息传到己方战斗机,并准确地引导战斗机到最佳的攻击线路和角度。波音 707 电子干扰飞机在叙军武器射程之外对叙军雷达实施远距离支援干扰。破坏了叙军制导雷达,使叙军导弹无法发射。第二层中空是 F—15 战斗机编队,主要担任空中掩护。第三层低空是 F—16 和 F—4 战斗攻击机编队,他们在波音 707 电子干扰飞机的干扰压制下,发射“百舌鸟”和“标准”等反辐射导弹。AN/ACM—65“小牛”激光制导炸弹、聚束炸弹以及地面“狼”反辐射导弹等摧毁叙军的防空导弹阵地。

3. 采用多种自卫电子战手段

为了保证空袭编队自身的安全,以色列所有的战斗攻击飞机都携带了对付 SA—6、SA—7

等雷达和红外制导导弹的雷达,有源噪声和欺骗干扰机、无源箔条干扰投放器以及雷达告警接收机和红外告警器。这些系统组合在一起构成完整的自卫电子战系统,用于向飞行员发出威胁告警信号,并自动引导雷达干扰机,对航线上的各种导弹制导雷达、炮瞄雷达实施压制性和欺骗性干扰,保证空袭编队的安全突防。

因此贝卡谷地空战中,以色列雷达对抗的应用是非常出色的,可认为是综和运用各种雷达对抗手段和其他作战行动压制敌方防空系统的成功典范。

10.6.2 海湾战争

1991年的海湾战争中,电子战已超越传统的战斗保障和重要作战手段,而直接向进攻性的军事打击力量发展,成为信息时代以信息战为主旋律的高技术战争的组成部分。其特点是:

1. 以悄声的电子情报作为战争的先导和序幕

在海湾战争爆发前的一段时间内,多国部队首先发动了一场悄声的战争——电子情报战,严密地组织了一个陆、海、空、天一体化的电子情报侦察监视网,为多国部队战略战术决策提供了大量翔实的情报数据。

在空间,美国部署了 KH—11、KH—12 照相侦察卫星和“长曲棍球”合成孔径雷达侦察卫星,摄取了伊拉克地面军事装备和地下防御工事的分布情况。日夜监视伊军的各种军事行动。使用了电子侦察型“白云”海洋监视卫星,截获了伊拉克的雷达情报。在空中,多国部队按高、中、低分层部署了美国 U—2R、RC—135B、英国“旋风”和法国 C—160G 等电子侦察飞机。E—2C 空中预警机、侦察直升机以及各种无人侦察飞机,这些侦察飞机均装有雷达侦察装备和其他侦察装备。在地面,美国把设在中东地区和地中海的 39 个地面雷达和通信侦察站组成一个电子情报收集网,远距离截收以军的雷达和通信信号。多国部队通过以上侦察活动,获取了大量有关伊拉克军事装备和军事力量配置的信号情报和图像资料,摸清了伊拉克重要的防空雷达网和通信网的性能、技术参数和工作特点,准确掌握了伊拉克重要的战略目标和军事设施的性质和地理坐标,为多国部队在空袭时顺利进行雷达干扰和攻击创造了先决条件。

2. 以 C³I 军事信息系统和精确打击武器制导系统为目标实施全面电子进攻

在海湾战争中,多国部队共出动装有各种雷达干扰装备和反辐射导弹的 EF—111A, EA—6B 和 F—4G 等 100 架电子战飞机,它们与 1000 多架攻击机携带的自卫电子战装备结合在一起,在科、伊战区形成了一个强大的电子攻击力量。在空袭前约 9 个小时,美国专门实施了代号为“白雪”的电子战行动,出动了数十架 EF—111A、EA—6B 电子战飞机,对伊拉克纵深的雷达网、通信网和指挥网进行全面的“电子轰炸”,以窒息伊军的 C³I 电子“神经中枢”和“耳目”,致使伊拉克对多国部队的空袭活动和通信往来一无所获。雷达操纵手看不见各国部队的飞机活动情况,甚至于伊拉克广播电台短波广播也听不清。在空袭开始时,各国部队的 EA—6B、EF—111A 和 F—4G 等电子战飞机再次率先起飞,在 E—3A 和 E—2C 空中预警机的协调指挥下,再次对伊军的预警雷达、引导雷达、制导雷达、炮瞄雷达等实施远距离支援干扰、近距离支援干扰和随机掩护干扰,以及“哈姆”反辐射导弹的直接摧毁。在这样的大规模的、综合的雷达对抗压制下,致使伊军雷达迷盲、通信中断、武器失控、指挥失灵,整个 C³I 系统变成“聋子”和“哑巴”。防空体系完全解体,无法组织有力的反击,处于被动挨打境地。

3. 以隐身飞机担任空中首攻任务

在海湾战争中,多国部队以很难被雷达发现的 F—117A 隐身战斗轰炸机担任空中首攻任

务。它用重达 900 千克激光制导炸弹 BLU—10B 炸毁了伊拉克的电讯大楼、指挥中心、固定雷达阵地和地面阵地等 80 多个目标。在 F—117 的带领下,大批攻击机群突防到巴格达上空进行大规模的空袭,使伊拉克指挥系统和防空系统陷于瘫痪。

4. 利用高功率微波弹头破坏伊位克防空系统中的电子装备

高功率微波武器是利用电磁能代替化学爆炸能来破坏作战平台和电子装备的。根据其功率大小可干扰或破坏敌方平台上的电子装备,使其不能正常工作或失效,被称为“电子杀手”。美国在海湾战争中所用的“战斧”巡航导弹曾采用一种高功率微波与普通炸药结合在一起的战斗部,它把普通炸药的能量转换成电磁脉冲(功率为 10^9 瓦,持续时间为 10^{-12} 秒)破坏武器系统中的电子设备。这种武器对破坏伊拉克 C3I 系统中的电子装备发挥了重要的作用。

以上两个典型的电子战战例表明:雷达对抗是现代电子战领域中发展最为成熟、应用最广泛和最活跃的作战领域。雷达对抗是飞机、军舰等高价作战平台不可缺少的自卫手段,一架飞机没有雷达对抗装备就不会有作战能力。雷达对抗既是电子战的进攻性手段,也是积极防御的重要手段,同时又是现代高技术兵器系统的重要组成部分。无论在进攻作战、防御作战或掩护主战兵器突防中,都将得到广泛的应用。雷达对抗也是取得军事优势的重要手段,通过雷达对抗掌握敌方雷达的类型、部署和应用规律,从而可引导雷达干扰和反辐射武器攻击,使敌方雷达迷盲、武器失控,保证己方作战行动的有序进行。

思考题与习题

- 9.1 电子战新定义与旧定义相比,其内涵和外延在哪些方面扩展?
- 9.2 测频接收机有哪几种方式?其各自的原理是什么?有什么优缺点?
- 9.3 简述欺骗性干扰的作用原理、与压制性干扰的区别,比较质心干扰、假目标干扰和拖引干扰的特点,说明为什么欺骗干扰大多用于目标的自卫干扰。
- 9.4 简述电子抗干扰的两大类技术,并简述这两大类技术的主要措施。
- 9.5 频率选择抗干扰有哪些方法?
- 9.6 接收机抗饱和有哪些方法?
- 9.7 为什么“宽—限—窄”电路能抗噪声调频干扰?如何进一步提高它的抗干扰效果?如何确定“宽—限—窄”电路的主要参数?

参考文献

- [1] 赵惠昌等. 电子对抗理论与方法. 北京:国防工业出版社,2010.
- [2] 赵国庆. 雷达对抗原理. 西安:西安电子科技大学出版社,1999.
- [3] 黄培康. 雷达目标特性. 北京:电子工业出版社,2005.
- [4] 童志鹏等. 电子战和信息战技术与装备. 北京:原子能出版社,航空工业出版社,兵器工业出版社,2002.
- [5] 承德宝. 雷达原理. 北京:国防工业出版社,2008.
- [6] 刘玉山等. 雷达对抗及反对抗. 北京:电子工业出版社,1995.
- [7] 张永顺等. 雷达电子战原理. 北京:国防工业出版社,2006.