



清华大学电子信息类系列教材

雷达原理

[第三版]

● 国家重点教材

■ 丁鹭飞 耿志远 编著



清华大学出版社
<http://www.tsinghua.com>

高等学校
电子信息类规划教材

雷 达 原 理

(第 三 版)

丁鹭飞 耿富录 编著

西安电子科技大学出版社

2002

内 容 简 介

本书包括雷达分机、雷达测量方法两大部分。前者包括雷达发射机、雷达接收机、终端显示和录取设备的组成、基本工作原理及主要质量指标；后者包括雷达的测距、测角和测速的基本原理和各种实现方法，并相应地讨论了各种雷达体制的基本工作原理，如连续波、三坐标、相控阵、圆锥扫描、单脉冲和双基地等雷达。此外，还较全面地讨论了雷达方程和动目标检测(MTD)雷达。这次修订增加了第9章“高分辨力雷达”。

本教材内容较好地体现了20世纪80年代以来雷达技术的新发展。根据现代战争的需要还增加了雷达电子对抗的内容。

本书可作为电子工程等有关专业的本科生教材，也可作为雷达工程技术人员的参考书。

高等学校电子信息类规划教材

雷 达 原 理

(第三版)

丁鹭飞 耿富录 编著

责任编辑 夏大平

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)8227828 邮 编 710071

<http://www.xduph.com> E-mail: xdupfxb@pub.xaonline.com

经 销 新华书店

印 刷 西安文化彩印厂

版 次 1984年11月第1版 1995年6月第2版 2002年6月第3版
2002年6月第5次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 22.625

字 数 537千字

印 数 21 001~25 000册

定 价 23.00元

ISBN 7-5606-0354-8/TN·0090(课)

XDUP 0614023-5

如有印装问题可调换

本书封面贴有西安电子科技大学出版社的激光防伪标志，无标志者不得销售。

前 言

本教材为全国高校电子工程专业委员会制定的“九五”全国电子信息类专业教材出版规划中推荐出版的一本修编教材。本教材是在 1995 年出版的《雷达原理(修订版)》的基础上加以修订而成的。

本教材由西安电子科技大学丁鹭飞、耿富录两位教授修编，主审为北京理工大学毛二可工程院院士，责任编委为电子科技大学陈天麒教授。

本教材的内容原为 8 章，参考学分为 3 个，此次修编根据需要增加“高分辨力雷达”一章，这部分学分为 1 个。如在“雷达原理”之后还有“雷达系统”课程，后增加的一章可以不讲。本教材适用于大学本科生或研究生。

丁鹭飞修编了第 1、5、6、7、8 章并编写了第 9 章，耿富录负责修编第 2、3、4 章。主审毛二可院士对书稿提出了许多宝贵意见，在此表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者
2002 年 3 月

第二版(修订版)前言

本教材系按电子工业部工科电子类教材编审出版规划,由无线电技术与信息系统教材编审委员会雷达编审小组推荐,将原统编教材《雷达原理》修编出版的规划教材,责任编辑是向敬成教授。

本教材由西安电子科技大学丁鹭飞、耿富录两位教授修编,电子科技大学张明友教授、王意清副教授担任主审。

本课程的参考教学时数为 70 学时。其主要内容分为雷达分机和雷达测量方法两部分。分机部分包括雷达发射机、雷达接收机、终端显示和录取设备的组成、基本工作原理及主要质量指标(天线馈线系统因有专门课程开设,故在本教材中不单独设置);雷达测量方法部分包括雷达测距、测角、测速的基本原理和各种实现方法,并相应讨论了雷达各种工作体制的基本工作原理,诸如:连续波、三坐标、相控阵、圆锥扫描、单脉冲、双基地等。此外,本教材还较全面地讨论了雷达方程和动目标检测(MTD)雷达。由于本教材各章之间有相对独立性,使用本教材时可根据情况取舍。

本次教材修编时在内容上作了较大的更新,以尽量反映 20 世纪 80 年代以来雷达技术的新发展,此外又以一定篇幅介绍雷达电子对抗的内容及其发展动向。丁鹭飞修编了第一、第五、第六、第七、第八章,耿富录修编了第二、第三、第四章。

由于编者水平所限,书中难免存在一些缺点和错误,殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1995 年 4 月

第一版前言

本教材系由无线电技术信息系统教材编审委员会雷达教材编审小组评选审定，并推荐出版。

本教材由西北电讯工程学院丁鹭飞担任主编，国防科技大学黄刚强和北京工业学院程之明担任主审。编审者均依据雷达编审小组审定的编写大纲进行编写和审阅。

本课程的参考教学时数为 50~70 学时，其主要内容有雷达分机和雷达测量方法。雷达分机部分包括雷达发射机、雷达接收机、终端显示和录取设备的组成、基本工作原理及主要质量指标(天线馈线系统因开设有专门课程，故在本教材中不单独设章)；雷达测量方法部分包括雷达测距、测角、测速的基本原理和各种实现方法，并讨论了雷达多种工作体制的基本工作原理，诸如：连续波、三坐标、相控阵、圆锥扫描、单脉冲等。此外，本教材还较全面地讨论了雷达方程和动目标检测(MTD)雷达。由于本教材各章之间有相对独立性，使用本教材时可根据情况取舍有关内容。

本教材由丁鹭飞编写第一、五、六、八章，耿富录编写第二、三、四章，黄银度编写第七章，由丁鹭飞统编全稿。参加审阅工作的还有成都电讯工程学院张明友、王意清同志，他们对本教材提出了许多宝贵意见，在这里对他们表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限，书中难免存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1984 年 9 月

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 雷达的任务	1
1.2 雷达的基本组成	5
1.3 雷达的工作频率	7
1.4 雷达的应用和发展	8
1.5 电子战与军用雷达的发展	13
主要参考文献	24
第 2 章 雷达发射机	25
2.1 雷达发射机的任务和基本组成	25
2.2 雷达发射机的主要质量指标	26
2.3 单级振荡和主振放大式发射机	30
2.4 固态发射机	35
2.5 脉冲调制器	43
主要参考文献	48
第 3 章 雷达接收机	49
3.1 雷达接收机的组成和主要质量指标	49
3.2 接收机的噪声系数和灵敏度	52
3.3 雷达接收机的高频部分	61
3.4 本机振荡器和自动频率控制	66
3.5 接收机的动态范围和增益控制	69
3.6 滤波和接收机带宽	73
主要参考文献	77
第 4 章 雷达终端显示器和录取设备	78
4.1 雷达终端显示器	78
4.2 距离显示器	81
4.3 平面位置显示器	86
4.4 计算机图形显示	91
4.5 雷达数据的录取	108
4.6 综合显示器简介	115
4.7 光栅扫描雷达显示器	121
主要参考文献	127
第 5 章 雷达作用距离	128
5.1 雷达方程	128
5.2 最小可检测信号	130
5.3 脉冲积累对检测性能的改善	138
5.4 目标截面积及其起伏特性	141

5.5	系统损耗	153
5.6	传播过程中各种因素的影响	156
5.7	雷达方程的几种形式	163
	主要参考文献	169
第 6 章	目标距离的测量	170
6.1	脉冲法测距	170
6.2	调频法测距	177
6.3	距离跟踪原理	184
6.4	数字式自动测距器	191
	主要参考文献	199
第 7 章	角度测量	200
7.1	概述	200
7.2	测角方法及其比较	202
7.3	天线波束的扫描方法	209
7.4	三坐标雷达	225
7.5	自动测角的原理和方法	237
	主要参考文献	249
第 8 章	运动目标检测及测速	251
8.1	多卜勒效应及其在雷达中的应用	251
8.2	动目标显示雷达的工作原理及主要组成	261
8.3	盲速、盲相的影响及其解决途径	267
8.4	回波和杂波的频谱及动目标显示滤波器	276
8.5	动目标显示雷达的工作质量及质量指标	285
8.6	动目标检测(MTD)	291
8.7	自适应动目标显示系统	299
8.8	速度测量	304
	主要参考文献	311
第 9 章	高分辨力雷达	312
9.1	高距离分辨力信号及其处理	312
9.2	合成孔径雷达(SAR)	333
9.3	逆合成孔径雷达(ISAR)	345
9.4	阵列天线的角度高分辨力	349
	主要参考文献	354

第 1 章 绪 论

1.1 雷 达 的 任 务

雷达是英文 Radar 的音译, 源于 Radio Detection and Ranging 的缩写, 原意是“无线电探测和测距”, 即用无线电方法发现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”。随着雷达技术的发展, 雷达的任务不仅是测量目标的距离、方位和仰角, 而且还包括测量目标的速度, 以及从目标回波中获取更多有关目标的信息。

雷达是利用目标对电磁波的反射(或称为二次散射)现象来发现目标并测定其位置的。飞机、导弹、人造卫星, 各种舰艇、车辆、兵器、炮弹以及建筑物、山川、云雨等等, 都可能作为雷达的探测目标, 这要根据雷达用途而定。

1.1.1 雷达回波中的可用信息

当雷达探测到目标后, 就要从目标回波中提取有关信息: 可对目标的距离和空间角度定位, 目标位置的变化率可由其距离和角度随时间变化的规律中得到, 并由此建立对目标的跟踪; 雷达的测量如果能在二维或多维上有足够的分辨力, 则可得到目标尺寸和形状的信息; 采用不同的极化, 可测量目标形状的对称性。原理上, 雷达还可测定目标的表面粗糙度及介电特性等。

目标在空间、陆地或海面上的位置, 可以用多种坐标系来表示。最常见的是直角坐标系, 即空间任一点目标 P 的位置可用 x 、 y 、 z 三个坐标值来决定。在雷达应用中, 测定目标坐标常采用极(球)坐标系统, 如图 1.1 所示。图中, 空间任一目标 P 所在位置可用下列三个坐标确定:

(1) 目标的斜距 R : 雷达到目标的直线距离 OP ;

(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、正南或其它参考方向)在水平面上的夹角。

(3) 仰角 β : 斜距 R 与它在水平面上的投影 OB 在铅垂面上的夹角, 有时也称为倾角或高低角。

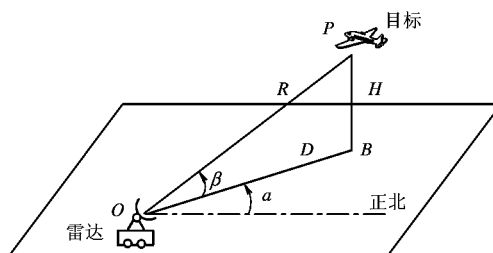


图 1.1 用极(球)坐标系统表示目标位置

如需要知道目标的高度和水平距离, 那么利用圆柱坐标系统就比较方便。在这种系统中, 目标的位置由以下三个坐标来确定: 水平距离 D , 方位角 α , 高度 H 。

这两种坐标系统之间的关系如下:

$$D = R \cos\beta, \quad H = R \sin\beta, \quad \alpha = \alpha$$

上述这些关系仅在目标的距离不太远时是正确的。当距离较远时，由于地面的弯曲，必须作适当的修改。

现以典型的单基地脉冲雷达为例来说明雷达测量的基本工作原理，图 1.2 示出这种雷达的简化框图。

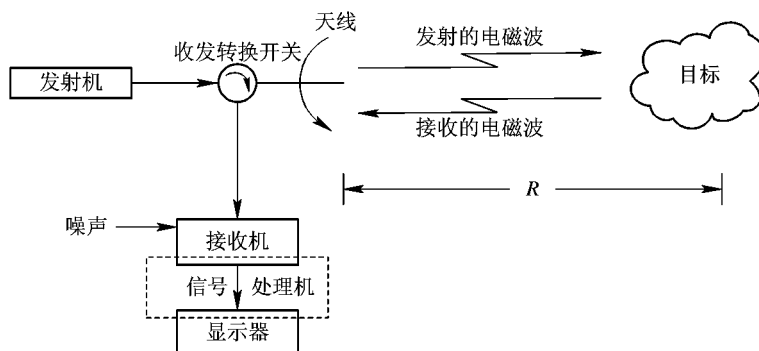


图 1.2 雷达的原理及其基本组成

由雷达发射机产生的电磁能，经收发开关后传输给天线，再由天线将此电磁能定向辐射于大气中。电磁能在大气中以光速（约 3×10^8 m/s）传播，如果目标恰好位于定向天线的波束内，则它将要截取一部分电磁能。目标将被截取的电磁能向各方向散射，其中部分散射的能量朝向雷达接收方向。雷达天线搜集到这部分散射的电磁波后，就经传输线和收发开关馈给接收机。接收机将这微弱信号放大并经信号处理后即可获取所需信息，并将结果送至终端显示。

1. 目标斜距的测量

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 1.3 所示。我们知道电磁波的能量是以光速传播的，设目标的距离为 R ，则传播的距离等于光速乘上时间间隔，即

$$2R = ct_r$$

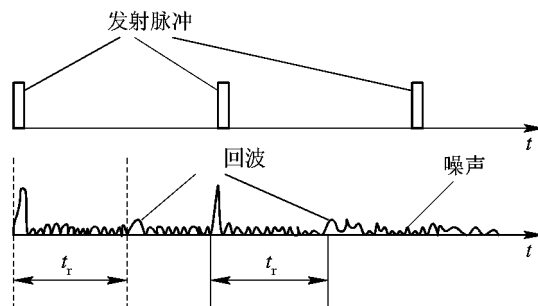


图 1.3 雷达测距

或

$$R = \frac{ct_r}{2}$$

式中, R 为目标到雷达站的单程距离, 单位为 m ; t_r 为电磁波往返于目标与雷达之间的时间间隔, 单位为 s ; c 为光速, $c=3\times 10^8 \text{ m/s}$ 。

由于电磁波传播的速度很快, 雷达技术常用的时间单位为 μs , 回波脉冲滞后于发射脉冲为一个微秒时, 所对应的目标斜距离 R 为

$$R = \frac{c}{2}t_r = 150 \text{ m} = 0.15 \text{ km}$$

能测量目标距离是雷达的一个突出优点, 测距的精度和分辨力与发射信号带宽(或处理后的脉冲宽度)有关。脉冲越窄, 性能越好。

2. 目标角位置的测量

目标角位置指方位角或仰角, 在雷达技术中测量这两个角位置基本上都是利用天线的方向性来实现的。雷达天线将电磁能量汇集在窄波束内, 当天线波束轴对准目标时, 回波信号最强, 如图 1.4 实线所示。当目标偏离天线波束轴时回波信号减弱, 如图上虚线所示。根据接收回波最强时的天线波束指向, 就可确定目标的方向, 这就是角坐标测量的基本原理。天线波束指向实际上也是辐射波前的方向。

为了提高角度测量的精度, 还会有一些改进的测量方法(详见后述)。天线尺寸增加, 波束变窄, 测角精度和角分辨力会提高。

回波的波前方向(角位置)还可以用测量两个分离接收天线收到信号的相位差来决定。

3. 相对速度的测量

有些雷达除确定目标的位置外, 还需测定运动目标的相对速度, 例如测量飞机或导弹飞行时的速度。当目标与雷达站之间存在相对速度时, 接收到回波信号的载频相对于发射信号的载频产生一个频移, 这个频移在物理学上称为多卜勒频移, 它的数值为

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}$$

式中, f_d 为多卜勒频移, 单位为 Hz ; v_r 为雷达与目标之间的径向速度, 单位为 m/s ; λ 为载波波长, 单位为 m 。

当目标向着雷达站运动时, $v_r > 0$, 回波载频提高; 反之 $v_r < 0$, 回波载频降低。雷达只要能够测量出回波信号的多卜勒频移 f_d , 就可以确定目标与雷达站之间的相对速度。

径向速度也可以用距离的变化率来求得, 此时精度不高但不会产生模糊。无论是用距离变化率或用多卜勒频移来测量速度, 都需要时间。观测时间愈长, 则速度测量精度愈高。

多卜勒频移除用作测速外, 更广泛的是应用于动目标显示(MTD)、脉冲多卜勒(PD)等雷达中, 以区分运动目标回波和杂波。

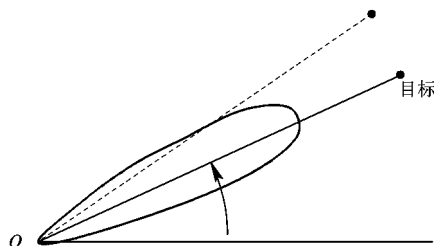


图 1.4 角坐标测量

4. 目标尺寸和形状

如果雷达测量具有足够高的分辨力,就可以提供目标尺寸的测量。由于许多目标的尺寸在数十米量级,因而分辨能力应为数米或更小。目前雷达的分辨力在距离维已能达到,但在通常作用距离下切向距离(RQ)维的分辨力还远达不到,增加天线的实际孔径来解决此问题是不现实的。然而当雷达和目标的各个部分有相对运动时,就可以利用多卜勒频率域的分辨力来获得切向距离维的分辨力。例如,装于飞机和宇宙飞船上的 SAR(综合孔径)雷达,与目标的相对运动是由雷达的运动产生的。高分辨力雷达可以获得目标在距离和切向距离方向的轮廓(雷达成像)。

此外,比较目标对不同极化波(例如正交极化等)的散射场,就可以提供目标形状不对称性的量度。复杂目标的回波振幅随着时间会变化,例如,螺旋桨的转动和喷气发动机的转动将使回波振幅的调制各具特点,可经过谱分析检测到。这些信息为目标识别提供了相应的基础。

1.1.2 雷达探测能力——基本雷达方程

雷达究竟能在多远距离上发现(检测到)目标,这要由雷达方程来回答。雷达方程将雷达的作用距离和雷达发射、接收、天线和环境等因素联系起来。因此它不仅可以用来决定雷达检测某类目标的最大作用距离,也可以作为了解雷达的工作关系和用作设计雷达的一种工具。

下面根据雷达的基本工作原理来推导自由空间的雷达方程。

设雷达发射机功率为 P_t , 当用各向均匀辐射的天线发射时,距雷达 R 远处任一点的功率密度 S_1' 等于功率被假想的球面积 $4\pi R^2$ 所除,即

$$S_1' = \frac{P_t}{4\pi R^2}$$

实际雷达总是使用定向天线将发射机功率集中辐射于某些方向上。天线增益 G 用来表示相对于各向同性天线,实际天线在辐射方向上功率增加的倍数。因此当发射天线增益为 G 时,距雷达 R 处目标所照射到的功率密度为

$$S_1 = \frac{P_t G}{4\pi R^2}$$

目标截获了一部分照射功率并将它们重新辐射于不同的方向。用雷达截面积 σ 来表示被目标截获入射功率后再次辐射回雷达处功率的大小,或用下式表示在雷达处的回波信号功率密度:

$$S_2 = S_1 \frac{\sigma}{4\pi R^2} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2}$$

σ 的大小随具体目标而异,它可以表示目标被雷达“看见”的尺寸。雷达接收天线只收集了回波功率的一部分,设天线的有效接收面积为 A_e ,则雷达收到的回波功率 P_r 为

$$P_r = A_e S_2 = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4}$$

当接收到的回波功率 P_r 等于最小可检测信号 S_{\min} 时,雷达达到其最大作用距离 R_{\max} , 超过

这个距离后，就不能有效地检测到目标。

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{1/4}$$

上述基本雷达方程可以正确地反映雷达各参数对其检测能力影响的程度，但并不能充分反映实际雷达的性能，这是因为许多影响作用距离的环境和实际因素在方程中没有被包括。关于雷达作用距离的深入讨论将在第 5 章展开。

1.2 雷达的基本组成

以典型单基地脉冲雷达为例来说明雷达的基本组成及其作用。如图 1.5 所示，它主要由天线、发射机、接收机、信号处理机和终端设备等组成。雷达发射机产生辐射所需强度的脉冲功率，其波形是脉冲宽度为 τ 而重复周期为 T_r 的高频脉冲串。发射机现有两种类型：一种是直接振荡式（如磁控管振荡器），它在脉冲调制器控制下产生的高频脉冲功率被直接馈送到天线；另一种是功率放大式（主振放大式），它是由高稳定度的频率源（频率综合器）作为频率基准，在低功率电平上形成所需波形的高频脉冲串作为激励信号，在发射机中予以放大并驱动末级功放而获得大的脉冲功率来馈给天线的。功率放大式发射机的优点是频率稳定度高且每次辐射是相参的，这便于对回波信号作相参处理，同时也可以产生各种所需的复杂脉压波形。

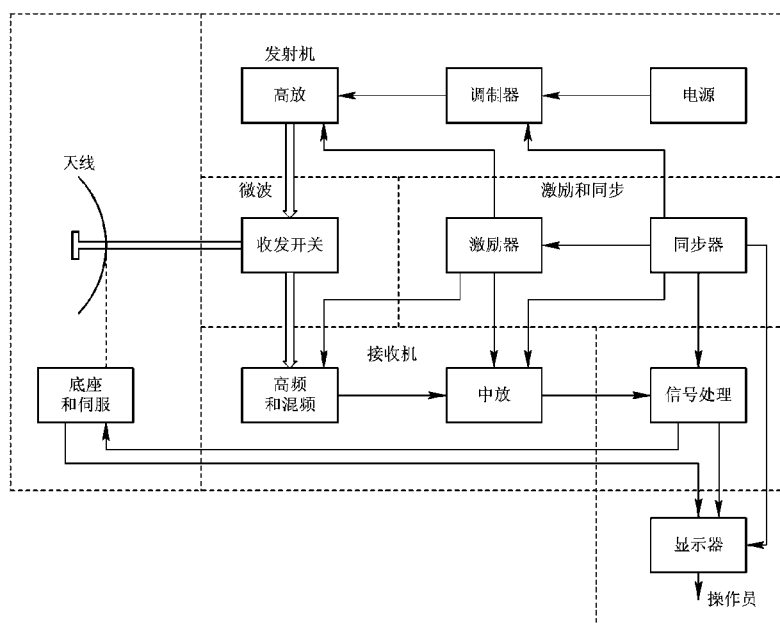


图 1.5 脉冲雷达基本组成框图

发射机输出的功率馈送到天线，而后经天线辐射到空间。

脉冲雷达天线一般具有很强的方向性，以便集中辐射能量来获得较大的观测距离。同时，天线的方向性越强，天线波瓣宽度越窄，雷达测向的精度和分辨力就越高。常用的微

波雷达的天线是抛物面反射体,馈源放置在焦点上,天线反射体将高频能量聚成窄波束。天线波束在空间的扫描常采用机械转动天线而得到,由天线控制系统来控制天线在空间的扫描,控制系统同时将天线的转动数据送到终端设备,以便取得天线指向的角度数据。根据雷达用途的不同,波束形状可以是扇形波束或针状波束。天线波束的空间扫描也可以采用电子控制的办法,它比机械扫描的速度快,灵活性好,这就是20世纪末开始日益广泛使用的平面相控阵天线和电子扫描的阵列天线。前者在方位和仰角两个角度上均实行电扫描,后者是一维电扫,另一维机械扫描。

脉冲雷达的天线是收发共用的,这需要高速开关装置,在发射时,天线与发射机接通,并与接收机断开,以免强大的发射功率进入接收机把接收机高放混频部分烧毁;接收时,天线与接收机接通,并与发射机断开,以免微弱的接收功率因发射机旁路而减弱。这种装置称为天线收发开关。天线收发开关属于高频馈线中的一部分,通常由高频传输线和放电管组成,或用环行器及隔离器等来实现。

接收机多为超外差式,由高频放大(有些雷达接收机不用高频放大)、混频、中频放大、检波、视频放大等电路组成。接收机的首要任务是把微弱的回波信号放大到足以进行信号处理的电平,同时接收机内部的噪声应尽量小,以保证接收机的高灵敏度,因此接收机的第一级常采用低噪声高频放大器。一般在接收机中也进行一部分信号处理,例如,中频放大器的频率特性应设计为发射信号的匹配滤波器,这样就能在中放输出端获得最大的峰值信号噪声功率比。对于需要进行较复杂信号处理的雷达,例如需分辨固定杂波和运动目标回波而将杂波滤去的雷达,则可以由典型接收机后接的信号处理机完成。

接收机中的检波器通常是包络检波器,它取出调制包络送到视频放大器,如果后面要作多卜勒处理,则可用相位检波器替代包络检波器。

信号处理的目的是消除不需要的信号(如杂波)及干扰而通过或加强由目标产生的回波信号。信号处理是在做出检测判决之前完成的,它通常包括动目标显示(MTI)和脉冲多卜勒雷达中的多卜勒滤波器,有时也包括复杂信号的脉冲压缩处理。

许多现代雷达在检测判决之后要进行数据处理。主要的数据处理例子是自动跟踪,而目标识别是另一个例子。性能好的雷达在信号处理中消去了不需要的杂波和干扰,而自动跟踪只需处理检测到的目标回波,输入端如有杂波剩余,可采用恒虚警(CFAR)等技术加以补救。

通常情况下,接收机中放输出后经检波器取出脉冲调制波形,由视频放大器放大后送到终端设备。最简单的终端是显示器。例如,在平面位置显示器(PPI)上可根据目标亮弧的位置,测读目标的距离和方位角这两个坐标(详见第4章显示器)。

显示器除了可以直接显示由雷达接收机输出的原始视频外,还可以显示经过处理的信息。例如,由自动检测和跟踪设备(ADT)先将收到的原始视频信号(接收机或信号处理机输出)按距离方位分辨单元分别积累,而后经门限检测,取出较强的回波信号而消去大部分噪声,对门限检测后的每个目标建立航迹跟踪,最后,按照需要,将经过上述处理的回波信息加到终端显示器去。自动检测和跟踪设备的各种功能常要依靠数字计算机来完成。

同步设备(频率综合器)是雷达机的频率和时间标准。它产生的各种频率振荡,相互之间保持严格的相位关系,从而保证雷达全相参工作;时间标准提供统一的时钟,使雷达各分机保持同步工作。

图 1.5 所示的雷达组成框图是基本框图,不同类型的雷达还有一些补充和差别,这些问题将在以后章节中讨论。

1.3 雷达的工作频率

按照雷达的工作原理,不论发射波的频率如何,只要是通过辐射电磁能量和利用从目标反射回来的回波,以便对目标探测和定位,都属于雷达系统工作的范畴。常用的雷达工作频率范围为 220~35 000 MHz(220 MHz~35 GHz),实际上各类雷达工作的频率在两头都超出了上述范围。例如天波超视距(OTH)雷达的工作频率为 4 MHz 或 5 MHz,而地波超视距的工作频率则低到 2 MHz。在频谱的另一端,毫米波雷达可以工作到 94 GHz,激光(Laser)雷达工作于更高的频率。工作频率不同的雷达在工程实现时差别很大。

雷达的工作频率和整个电磁波频谱示于图 1.6,实际上绝大部分雷达工作于 200 MHz 至 10 000 MHz 频段。由于 20 世纪 70 年代已制成能产生毫米波的大功率管,毫米波雷达已获得试制和应用。

目前在雷达技术领域里常用频段的名称,用 L、S、C、X 等英文字母来命名。这是在第二次世界大战中一些国家为了保密而采用的,以后就一直沿用下来,我国也经常采用。表 1.1 列出雷达频段和频率对应的关系。表 1.1 的频段有时以波长来表示,如 L 波段代表以

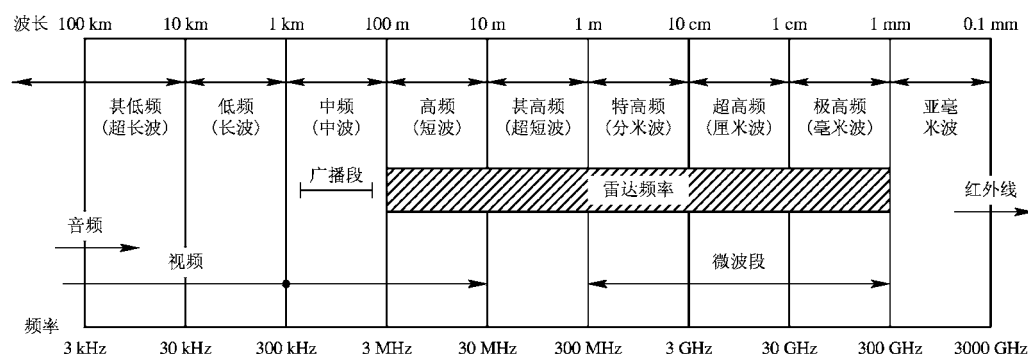


图 1.6 雷达频率和电磁波频谱

表 1.1 雷达频段和对应的频率

频段名称	频 率	国际电信联盟分配的雷达频段
UHF 波段	300~1000 MHz	420~450 MHz, 890~940 MHz
L 波段	1000~2000 MHz	1215~1400 MHz
S 波段	2000~4000 MHz	2300~2500 MHz, 2700~3700 MHz
C 波段	4000~8000 MHz	5250~5925 MHz
X 波段	8000~12 000 MHz	8500~10 680 MHz
Ku 波段	12.0~18 GHz	13.4~14 GHz, 15.7~17.7 GHz
K 波段	18~27 GHz	24.05~24.25 GHz
Ka 波段	27~40 GHz	33.4~36 GHz
mm 波段	40~300 GHz	

22 cm 为中心的 20~25 cm(S 代表 10 cm 为中心,相应地, C 代表 5 cm, X 代表 3 cm, Ku 代表 2.2 cm, Ka 代表 8 mm 等)。表中还列出国际电信联盟分配给雷达的具体波段,例如, L 波段包括的频率范围应是 1000 MHz 到 2000 MHz,而 L 波段雷达的工作频率却被约束在 1215 MHz 到 1400 MHz 的范围。

1.4 雷达的应用和发展

1.4.1 应用情况

雷达已应用于地面、空中、海上和太空。地面雷达主要用来对飞机和太空目标进行探测、定位和跟踪;船上雷达除探测空中和海面目标外,还可用作导航工具;机载雷达除要探测空中、地面或海面目标外,还可用作大地测绘、地形回避及导航之用;在宇宙飞行中,雷达可用来控制宇宙飞船的飞行和降落,等等。

二次大战后,特别是 20 世纪 70 年代以来,雷达技术有了迅速的发展,雷达已在军事的各个方获得应用。这些技术成果也同时在民用雷达方面发挥着日益增长的作用。下面列举一些军用和民用方面雷达应用的情况。

军用雷达按战术来分可有下列主要类型:

1) 预警雷达(超远程雷达) 它的主要任务是发现洲际导弹,以便及早发出警报。它的特点是作用距离远达数千公里,至于测定坐标的精确度和分辨力是次要的。目前应用预警雷达不但能发现导弹,而且可用以发现洲际战略轰炸机。

2) 搜索和警戒雷达 其任务是发现飞机,一般作用距离在 400 km 以上,有的可达 600 km。对于测定坐标的精确度、分辨力要求不高。对于担当保卫重点城市或建筑物任务的中程警戒雷达,要求有方位 360°的搜索空域。

3) 引导指挥雷达(监视雷达) 这种雷达用于对歼击机的引导和指挥作战,民用的机场调度雷达亦属这一类。其特殊要求是:(1)对多批次目标能同时检测;(2)测定目标的三个坐标,要求测量目标的精确度和分辨力较高,特别是目标间的相对位置数据的精度要求较高。

近年来由于低空和超低空袭击的威胁日益严重,为了及早发现这类目标并采取相应对策,可由一部机载预警雷达来完成对地面搜索和引导指挥雷达的功能。由于地面雷达低空盲区以及视距的限制,它对低空飞行目标的探测距离很近,而装在预警飞机上的预警雷达可以登高而远望。20 世纪 70 年代,把具有脉冲多卜勒体制的预警雷达装于预警机上,可以保证它能在很强的杂波背景下仍能把目标信号检测出来。20 多年来,由于雷达技术的发展,装置在预警机上的预警雷达同时兼有引导指挥雷达的功能,此时预警机的作用等于把地面区域防空指挥所搬到了飞机上,使它成为一个完整的空中预警和控制系统。这是当前一种重要的雷达类型,目前国外一些国家已正式使用。

4) 火控雷达 其任务是控制火炮(或地空导弹)对空中目标进行瞄准攻击,因此要求它能够连续而准确地测定目标的坐标,并迅速地将射击数据传递给火炮(或地空导弹)。这类雷达的作用距离较小,一般只有几十公里,但测量的精度要求很高。

5) 制导雷达 它和火控雷达同属精密跟踪雷达,不同的是制导雷达对付的是飞机和

导弹,在测定它们的运动轨迹的同时,再控制导弹去攻击目标。制导雷达要求能同时跟踪多个目标,并对分辨力要求较高。这类雷达天线的扫描方式往往有其特点,并随制导体制而异。

6) 战场监视雷达 这类雷达用于发现坦克、军用车辆、人和其它在战场上的运动目标。

7) 机载雷达 这类雷达除机载预警雷达外,主要有下列数种类型:

(1) 机载截击雷达。当歼击机按照地面指挥所命令,接近敌机并进入有利空域时,就利用装在机上的截击雷达,准确地测量敌机的位置,以便进行攻击。它要求测量目标的精确度和分辨力高。

(2) 机载护尾雷达。它用来发现和指示机尾后面一定距离内有无敌机。这种雷达结构比较简单,不要求测定目标的准确位置,作用距离也不远。

(3) 机载导航雷达。它装在飞机或舰船上,用以显示地面或港湾图像,以便在黑夜和大雨、浓雾情况下,飞机和舰船能正确航行。这种雷达要求分辨力较高。

(4) 机载火控雷达。20 世纪 70 年代后的战斗机上火控系统的雷达往往是多功能的。它能空对空搜索和截获目标,空对空制导导弹,空对空精密测距和控制机炮射击,空对地观察地形和引导轰炸,进行敌我识别和导航信标的识别,有的还兼有地形跟随和回避的作用,一部雷达往往具有七八部雷达的功能。

对于机载雷达共同的要求是体积小、重量轻、工作可靠性高。

8) 无线电测高仪 它装置在飞机上。这是一种连续波调频雷达,用来测量飞机离开地面或海面的高度。

9) 雷达引信 这是装置在炮弹或导弹头上的一种小型雷达,用来测量弹头附近有无目标,当距离缩小到弹片足以击伤目标的瞬间,使炮弹(或导弹头)爆炸,提高命中率。

上述军用雷达中,机载导航雷达、无线电测高仪等也可作为民用雷达。

在民用雷达方面,举出以下一些类型和应用:

1) 气象雷达 这是观察气象的雷达,用来测量暴风雨和云层的位置及其移动路线。

2) 航行管制(空中交通)雷达 在现代航空飞行运输体系中,对于机场周围及航路上的飞机,都要实施严格的管制。航行管制雷达兼有警戒雷达和引导雷达的作用,故有时也称为机场监视雷达,它和二次雷达配合起来应用。二次雷达地面设备发射询问信号,机上接到信号后,用编码的形式,发出一个回答信号,地面收到后在航行管制雷达显示器上显示。这一雷达系统可以鉴定空中目标的高度、速度和属性,用以识别目标。

3) 宇宙航行中用雷达 这种雷达用来控制飞船的交会和对接,以及在月球上的着陆。某些地面上的雷达用来探测和跟踪人造卫星。

4) 遥感设备 安放在卫星或飞机上的某种雷达,可以作为微波遥感设备。它主要感受地球物理方面的信息,由于具有二维高分辨力而可对地形、地貌成像。雷达遥感也参与地球资源的勘探,其中包括对海的情况、水资源、冰覆盖层、农业森林、地质结构及环境污染等进行测量和地图描绘。也曾利用此类雷达来探测月亮和行星(雷达天文学)。

此外,在飞机导航,航道探测(用以保证航行安全),公路上车速测量等方面,雷达也在发挥其积极作用。

为了满足多种用途不同的要求,已研制出了各类雷达。例如,按照雷达信号的形式分

类,可以分为以下几类:

1) 脉冲雷达 此类雷达发射的波形是矩形脉冲,按一定的或交错的重复周期工作,这是目前使用最广的。

2) 连续波雷达 此类雷达发射连续的正弦波,主要用来测量目标的速度。如需同时测量目标的距离,则往往需对发射信号进行调制,例如,对连续的正弦信号进行周期性的频率调制。

3) 脉冲压缩雷达 此类雷达发射宽的脉冲波,在接收机中对收到的回波信号加以压缩处理,以便得到窄脉冲。目前实现脉冲压缩主要有两种:线性调频脉冲压缩处理和相位编码脉冲压缩处理。脉冲压缩能解决距离分辨力和作用距离之间的矛盾。20 世纪 70 年代研制的新型雷达绝大部分采用脉冲压缩的体制。

此外,还有脉冲多卜勒雷达、噪声雷达、频率捷变雷达等。

也可以按其它标准对雷达进行分类,例如:

(1) 按角跟踪方式分,有单脉冲雷达、圆锥扫描雷达、隐蔽锥扫雷达等。

(2) 按测量目标的参量分,有测高雷达、两坐标雷达、三坐标雷达、测速雷达、目标识别雷达等。

(3) 按信号处理方式分,有各种分集雷达(频率分集,极化分集等等)、相参或非相参积累雷达、动目标显示雷达、合成孔径雷达等。

(4) 按天线扫描方法分,有机械扫描雷达、相控阵雷达、频扫雷达等。

1.4.2 雷达的发展

在第二次世界大战期间,由于军事上的迫切需要,雷达获得广泛的应用和发展,而且随着技术的进步其性能日臻完善。

20 世纪 50 年代末以来,由于航空与航天技术的飞速发展,飞机、导弹、人造卫星及宇宙飞船等采用雷达作为探测和控制的手段,尤其是在 60 年代中研制的反洲际弹道导弹系统,对雷达提出了高精度、远距离、高分辨力及多目标测量等要求。由于解决了一系列的关键性问题,雷达进入蓬勃发展的新阶段。如脉冲压缩技术的采用;单脉冲雷达和相控阵雷达研制的成功;在微波大功率管试制成功后,研制成了主控振荡器—功率放大器型的高功率、高稳定度的雷达发射机,并用于可控脉冲形状及相参雷达体系;脉冲多卜勒雷达体制的研制成功,使雷达能测量目标的位置和相对运动速度,并具有良好的抑制地物干扰等的能力;另外,微波接收机高频系统中许多低噪声器件,如低噪声行波管、量子放大器、参量放大器、隧道二极管放大器等的应用,使雷达接收机灵敏度大为提高,增大了雷达作用距离;由于雷达中数字电路的广泛应用以及计算机与雷达的配合使用和逐步合成一体,使雷达的结构组成和设计发生根本性的变化。雷达采用这些重大技术后,工作性能大为提高,测角精度从 1 密位* 以上提高到 0.05 密位以下,提高了一个数量级以上。雷达的作用距离提高到数千公里,测距误差在 5 m 左右;单脉冲雷达跟踪带有信标机的飞行器,作用距离可达数十万公里以上。雷达的工作波长,从短波扩展至毫米波、红外线和紫外线领域。在这个时期,微波全息雷达、毫米波雷达、激光雷达和超视距雷达相继出现。

* 这是雷达中惯用角坐标单位,1 密位=0.06°。

20 世纪 70 年代以来,雷达的性能日益提高而应用范围也持续拓宽,举例如下:

(1) 由于 VHLSI 和 VLSI 的迅猛发展,数字技术和计算机的应用更为广泛深入,表现在:

① 动目标检测(MTD)和脉冲多卜勒(PD)等雷达的信号处理机更为精致、灵活,性能明显提高。

② 自动检测和跟踪系统得到完善,提高了工作的自动化程度。

(2) 综合孔径雷达(SAR)由于具有很高的距离和角度(切向距)分辨能力而可以对实况成像;逆综合孔径(ISAR)雷达则可用于目标成像。成像处理中已用数字处理代替光学处理。

(3) 更多地采用复杂的大时宽带宽脉压信号,以满足距离分辨力和电子反对抗的需要。

(4) 高可靠性的固态功率源更为成熟,可以组成普通固态发射机或分布于相控阵雷达的阵元上组成有源阵。

(5) 许多场合可用平面阵列天线代替抛物面天线,阵列天线的基本优点是可以快速和灵活地实现波束扫描和波束形状变化,因而有很好的应用前景,例如:

① 在三坐标雷达中实现一维相扫。

② 获得超低副瓣,用于机载雷达或抗干扰。

③ 组成自适应旁瓣相消系统以抗干扰。

④ 相控阵雷达连续出现,不仅用于战略而且也用于战术雷达,如制导、战场炮位侦察等。

相控阵雷达是一种多功能高性能的新型雷达,其天线阵由许多天线单元排成的阵列组成。通常,天线阵元少的有几百,多则为几千,甚至有的达到数十万。由于此类雷达利用波束控制计算机按一定的程序来控制天线阵的移相器,从而改变阵面上的相位分布,促使波束在空间按一定规则扫描,因此称为相控制雷达。它是在雷达信号理论、信号处理技术、新型器件(功率微波器件、VHSIC、MMIC 等)以及计算机技术结合后发展到高阶段的产物,是随着电子计算机和微波移相技术的发展而诞生的。相控阵雷达具有多功能、多目标、远距离、高数据率、高可靠性和高自适应能力等优点,因而是一种很重要的雷达,而且也可较好地用于对付高动态性能多目标的战略防空雷达。

目前典型的相控阵雷达用移相器控制波束的发射和接收,共有二种组成形式:一种是收发共用一个发射机和接收机;另一种是每个天线辐射阵元用一个接收机和发射功率放大器的有源阵。

收发共用一个发射机(或少数几个发射机)和接收机(或少数几组接收机)的简化相控阵雷达如图 1.7 所示,有斜线的方框部分表示与一般雷达结构的不同处。计算机根据程序输入指示信号和经过数据处理后有关目标的位置坐标,计算出波束当前应采取扫描方式或指向的数据,送往波束控制计算机,由此再控制相控阵天线中辐射阵元的相位。目标回波经过接收和信号处理机,输出目标信号的点迹,由数据处理器处理后,得出目标位置和速度的外推数据,再送往中心计算机。雷达中心计算机可根据观测任务、目标状态等因素而自适应地改变雷达的工作方式、工作参数、信号形式及信号能量等。

下面简述目标的识别与分类。现代雷达的重要特点是:除了能探测目标并测量其坐标

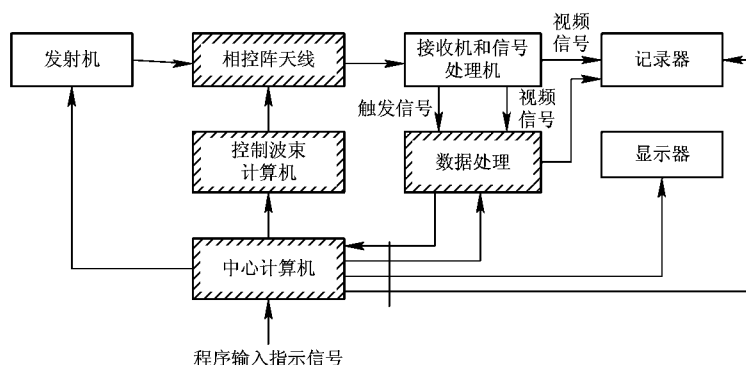


图 1.7 收发共用一个发射机、接收机的简化相控阵雷达方框图

位置外，还要对探测到的目标进行分类并在可能条件下进行识别。雷达目标分类、目标识别能力现在已不仅是对精密测量雷达、精确制导雷达和弹载雷达的要求，各类防空系统中的雷达也有此要求，例如，为了分辨机型，确定架次，要求提高雷达分辨能力，测量更多的目标特征参数。为了正确选择拦截目标，合理指定目标和实现火力单元分配以及作出拦截效果评估，要求引导雷达和制导雷达具有目标分类、识别能力。雷达对目标进行分类、识别的能力和水平有不同的等级，这要视雷达的任务及允许的复杂程度而定。雷达对目标进行识别、分类、辨识、区分等的的能力反映了雷达的性能，但有时这几种处理并无严格的定义。下面分别讨论。

目标识别是雷达采用的一种技术手段，用来辨认其搜索体积内已被发现的目标。在军事应用上，合作目标的识别依赖于二战时期发展的敌我识别器（IFF）技术，这时每个“友邻”飞机上安装一个应答机，搜索雷达通过其 IFF 询问机和天线发出询问信号，装在目标上的应答机被触发并回答一个正确频率的编码信号，雷达询问机接收到这个信号并显示为 IFF 标记供敌我识别之用。IFF 系统在世界上的大多数空军均使用。民用航线上的飞机采用连续的信标跟踪，信标的原理和概念与 IFF 系统的相同，信标也称之为二次雷达。

当雷达和目标间没有通信联系时，就属于非合作目标。对非合作目标识别时，雷达及其操作员试验着将检测到的目标参数（如速度、高度、目标幅度及其调制特征等）与已知的（存储的）各种目标类型相应的参数作相关比较，以便能识别目标类型。非合作目标识别是否成功在很大程度上依赖于雷达的复杂性、信号处理的精细程度以及可用于观测目标的时间。例如，一个相参连续波或脉冲多卜勒（PD）雷达就可以检测到由于螺旋桨或喷气发动机调制所产生的多卜勒副瓣，根据副瓣的特征就可能识别目标类型。同样，在二坐标或三坐标雷达中用目标成像的办法也是一种重要手段，这时雷达在距离上用高分辨力波形并采用逆合作孔径雷达（ISAR）技术提高切向维分辨力。

目标辨识要求决定一个目标的类型或类别。至少要求对常见的目标类型进行分类（轰炸机、歼击机或民航机；固定或运动地面目标），可能的精细分类是分出运动体的具体型号（F-16，Mig-29，坦克，……，载人车等）。目前，对非合作运动目标辨识的技术基础还是目标回波的多卜勒频谱，频谱中的谱线形状和分布随着螺旋桨、喷气引擎的类型以及地面车辆运动的规律的不同而改变，这些信息提供了辨识的基础。地面目标如果不运动，则要研究辨识它们的方法和技术，这些方法更多地基于目标的几何尺寸和形状。因此，对固定

目标辨识的主要技术手段是高分辨力成像和全极化接收(测量其极化散射矩阵),或者两者结合。毫米波段雷达以及合成孔径(SAR)技术对于提高距离和切向分辨力是一个合适的例子。

目标区分是一个通常用于反弹道导弹(ARM)雷达处理中的术语。它用来在雷达接收到的一片“目标”中选择出最有威胁的再入弹头。到达的一片“目标”中大多数是助推器或末级导弹的碎片,以及故意放置的各种诱饵。若要实现目标区分,必须测量以下参数:

- (1) 弹道参数(重量/阻力比)及其随高度的变化,要观测大气层外目标的减速;
- (2) 有效散射面积(RCS)及其起伏特性;
- (3) 目标后面电离尾迹的存在、速度及其速度分布;
- (4) 用宽带波形获得目标的距离剖面;
- (5) 用高距离分辨和 ISAR 处理获得目标的二维像;
- (6) 用 VHF 波段的宽频观测来获得目标响应的固有谐振点;
- (7) RCS 或目标部分散射单元的极化比。

雷达设计者要实现这些测量,在足够距离上对多个低 RCS 目标进行复杂且耗费的测量,对雷达及相应系统软件的设计考虑是如此严格,因而只能限制于弹道导弹防御中的部分项目。

目标的识别和分类在技术上是—个难度大的问题,虽然已有数十年的研究历程,从目前的一些实验结果来看,还不能证明这些技术已获得可靠的应用,还要继续研究和前进。

从以上例子不难看出,雷达是在不断发展变化的:一方面综合应用各种新技术、新器件来完善和提高自身的性能,另一方面为适应不断出现的各种新技术的应用,也促使雷达不断的改善。雷达的功能可以满足重要的社会和军事需要,而且在诸多应用领域还没有替代者。因此雷达的发展具有生命力而会持续向前。关于军用雷达的发展情况请看下节讨论。

1.5 电子战与军用雷达的发展

历次的中东战争,特别是 1991 年发生的海湾战争,集中体现了现代高技术战争的主要特征,勾画出了未来战争的基本模式。高技术兵器时代,所有高精武器系统及其指挥控制系统均离不开其相应的电子和信息技术,只要破坏了电子系统的功能,这些武器将丧失其威力。战争的胜利属于电子战中占优势的一方。电子战将成为未来战争的主战场之一,它将先于战争开始并贯穿于整个战争的始终,电子战的成败对整个战争的胜负起关键性作用。

1.5.1 电子战的科学定义

电子战(EW)的科学定义,我们在这里直接引用我国原机电部部标《雷达对抗术语》的有关内容如下:

电子战(EW)是指“敌我双方利用无线电电子装备或器材所进行的电磁信息斗争,电子战包括电子对抗和电子反对抗”。

电子对抗(ECM)是指“为了探测敌方无线电电子装备的电磁信息,削弱或破坏其使用

效能所采取的一切战术、技术措施”。

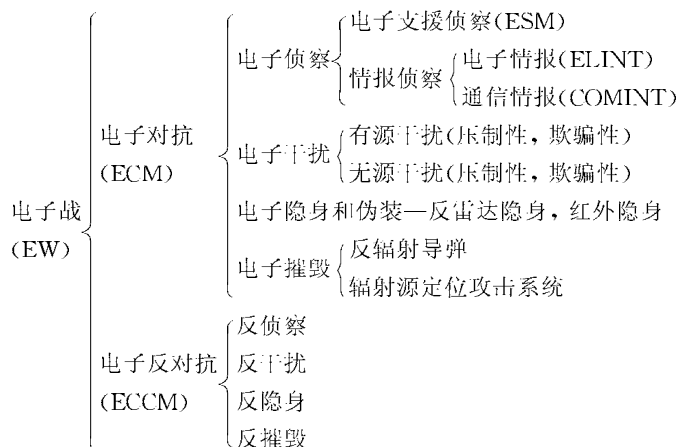
电子反对抗(ECCM)是指“在敌方实施电子对抗条件下保证我方有效地使用电磁信息所采用的一切战术、技术措施。”

电子对抗(ECM)包括电子侦察、电子干扰、伪装、隐身和摧毁。与之相应的电子反对抗就包括反侦察、反干扰、反隐身和反摧毁。电子对抗的摧毁是指采用电子措施而实现的对敌电子设备的火力摧毁,例如反辐射导弹就是一种电子对抗的摧毁措施,用以摧毁敌方的雷达、通信站、导航台等电子装备。

由以上定义,可得如表 1.2 所示的电子战总表:

电子战是一个总概念,凡是军事电子设备和系统领域,都存在着电子对抗与电子反对抗的斗争。电子对抗的对象是一切利用军事电子技术的装备和系统,如通信、雷达、导航、C³I、制导等,这些领域的电子对抗和反对抗均属电子战的领域,我们在这里只讨论雷达的对抗与反对抗,并且重点讨论雷达本身采取的反对抗措施。

表 1.2 电子战的科学定义示意图



1.5.2 雷达反干扰

军用雷达工作的环境中可能出现各种有源和无源干扰(一方面是在低空和超低空发现来袭目标时,存在固有的苛刻的自然环境,另一方面是由于敌方施放的有源和无源干扰),因此需采取相应的反干扰措施来消除或减弱这些干扰的影响,以发挥雷达的功能。千方百计地提高雷达的抗干扰性能已成为雷达设计者所面临的严峻任务。没有抗干扰能力的雷达是很难在现代战争中发挥作用的,而且还会成为敌方利用和摧毁的目标。20 世纪 70 年代中期以来,已有一百多种抗干扰措施出现,随着干扰和抗干扰这对矛盾的斗争,今后还将继续发展各种有效的针对性的抗干扰方法。

我们在下面将按天线、发射机、接收机和信号处理等主要雷达分机分别讨论其抗干扰措施。值得指出的是,抗干扰包括为了削弱敌方电子干扰活动而采用的任何行动,除了电子技术和方法外还可能包括战术、配置和运用原则等等,不过本教材只限电子技术和方法类的抗干扰措施。

1. 与天线有关的电子抗干扰

天线是雷达与工作环境间的转换器,是抵御外界干扰的第一道防线。收发天线的方向性可以作为电子抗干扰的一种方式进行空间鉴别。它能产生雷达空间鉴别的技术包括低旁瓣、旁瓣消隐、旁瓣对消、波束宽度控制和天线覆盖范围和扫描控制。

当有一部分较远距离的干扰机干扰雷达时,如果设法保持极低的天线旁瓣,则可以防止干扰能量通过旁瓣进入雷达接收机;当天线主波瓣扫描到包含干扰机的方位扇区时,闭塞或者关断接收机,或者减小扫描覆盖的扇区,使雷达不会“观察”到干扰机而受其干扰,这样便可在整个扇区内基本上保持雷达探测目标的性能,仅仅干扰机所处方位附近除外。这种天线扫描覆盖区控制可以用自动或自适应的方法来实现,以消除空间分散的单个干扰源,并防止在规定区域内雷达的辐射被电子侦察接收机和侦向机发现。

可以采用窄的天线波束宽度,此时相应为高增益天线去集中照射目标,并“穿透”干扰。具有多个波束的天线可用来去除包含干扰的波束而保留其它波束的检测能力。

某些欺骗干扰机依靠已知或测出的天线扫描速率来施行欺骗干扰,这时采用随机性的电扫描能有效地防止这些欺骗干扰机与天线扫描同步。从以上讨论可看出,控制天线波束、覆盖区和扫描方法等对所有雷达来说是有价值的和值得采用的电子抗干扰措施,其代价可能是增加天线的复杂性、成本甚至重量。

除了对天线主瓣的干扰外,更重要的是天线旁瓣干扰。为了达到抑制从旁瓣进入的干扰,要求天线的旁瓣电平极低(曾估算过,机载干扰机时,地面远程防空搜索雷达的天线旁瓣增益应为 -60 dB或更低,远距干扰时,旁瓣应低于 40 dB),这对实际的天线设计来讲是很难达到的,为此应寻找其它的旁瓣反干扰方法。

防止干扰经雷达旁瓣进入的反干扰技术有两种,即旁瓣消隐和旁瓣对消。

1) 旁瓣消隐(SLB) 这种技术只对低占空系数的脉冲干扰或扫频干扰才有效,高占空系数的脉冲或噪声干扰会使主通道在大部分时间内关闭,从而使雷达失效。旁瓣消隐的组成框图如图 1.8(b)所示,它增加了一个全向的辅助天线和一个并行的接收通道,其中辅助天线的增益约比主天线的最大旁瓣增益高出 $3\sim 4$ dB。将辅助通道信号与主通道信号相比较,当前者较后者大时,则主通道内的信号必是经旁瓣进入的,此时波门开启,阻止旁瓣干扰信号进入接收机,因而不被显示。

2) 旁瓣相消(SLC) 这种技术是用来抑制通过天线旁瓣进入的高占空比和类噪声干扰的。

旁瓣相消的组成框图如图 1.9 所示。使用一个或多个辅助天线,对辅助通道信号的相位和幅度进行自适应控制并将其输出与主通道合并,便会在干扰机方向产生合成天线方向图响应的零点,即旁瓣进入的干扰被相消,通过连续地自适应地调整辅助通道信号的振幅和相位,即可使合成方向图的零点跟踪干扰机而达到旁瓣相消。实现自适应旁瓣相消系统相当复杂,特别是当要求相消效果好的时候。如果同时有多个方向的干扰机产生旁瓣干扰,则相消系统的辅助天线也要多个。事实上,至少需要 N 个辅助天线方向图在振幅和相位上分别控制来强迫主天线接收方向图在 N 个方向形成零点。

雷达将更多地使用阵列天线。此时可采用自适应阵列来实现旁瓣相消。线阵天线由 N 个间距为 d 的天线阵元组成,各阵元的输出经过不同的复加权 w_i (改变其振幅和相位)后送入相加网络。相加网络的输出 z 送到后端信号处理和检测系统,如图 1.10 所示。阵列天

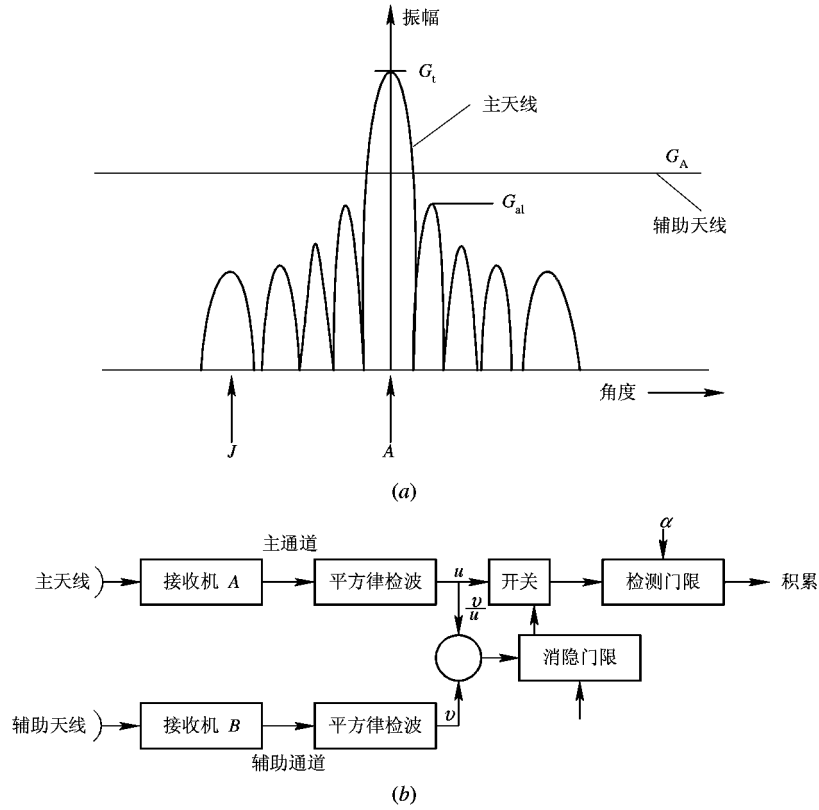


图 1.8 旁瓣消隐系统(SLB)

(a) SLB 主、辅天线方向图；(b) SLB 系统框图

线的方向图由其复权矢量 $\mathbf{W} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_N]^T$ 决定，根据干扰环境的变化自适应地调整权矢量 \mathbf{W} 以抵消干扰并增强所需目标信号是自适应阵列首先研究的问题。这时自适应阵列就是上面所讨论旁瓣相消系统(SLC)概念的推广和更通用的型式。

自适应阵的理论在 20 世纪 70 年代初期已获得解决，其基本结果表现在最佳权矢量的公式上：

$$\mathbf{W} = \mu \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}^*$$

式中， $\mathbf{M} = \mathbf{E}[\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T]$ 为 N 维协方差矩阵，其中 \mathbf{V} 则是天线阵元所收到的 N 维干扰矢量； \mathbf{S} 为天线阵元收到的目标信号矢量，目标来自确定方向。根据空间干扰情况设置最佳权值，从而改变天线方向图，使之在消除干扰的同时增强目标信号而在阵列输出端得到最大的信号干扰功率比值，因此，自适应阵列是一个最佳空域滤波器。原则上， N 个阵元的阵列可以同时形成 $N-1$ 个方向图零点，以对付 $N-1$ 个方向的干扰源。

当前着重研究自适应阵列的技术实现问题。自适应权值的计算速度应和干扰环境的变化相适应，以达到 SLC 的目的。由于权值计算通常要求出协方差矩阵的逆，故目前实验型自适应阵列的 N 数均较小(例如 10)，以便实现实时计算，而自适应阵的实现逐渐和数字波束形成(DBF)技术相结合。

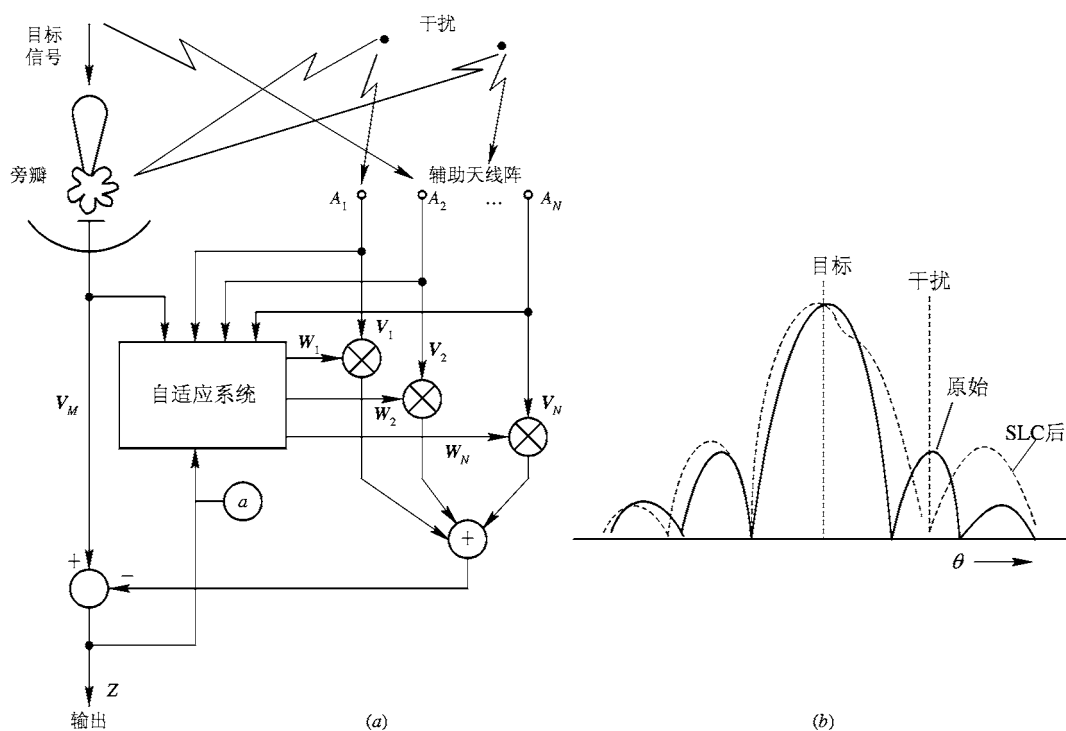


图 1.9 自适应旁瓣相消系统(SLC)

(a) 原理框图；(b) 天线方向图

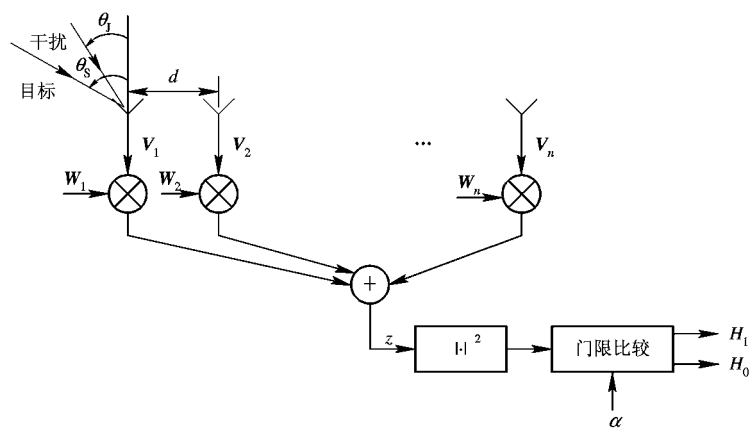


图 1.10 自适应天线阵

此外，自适应阵在合适的权值下还可以实现角度超分辨。当入射波的信/噪比较高时，自适应阵天线可获得更窄的波束宽度来分辨多个干扰源或更准确地确定干扰方向。这些对 ECCM 也是很重要的。

2. 与发射机有关的电子抗干扰

不同类型的 ECCM 的实现，就是适当地利用和控制发射信号的功率、频率和波形。

1) 增加有效辐射功率 这是一种对抗有源干扰的有力手段,此方法可增加信号/干扰功率比。如果再配合天线,对目标的“聚光”照射,便能明显增大此时雷达的探测距离。雷达的发射要采用功率管理,以减小平时雷达被侦察的概率。

2) 发射频率 在发射频率上可采用频率捷变或频率分集的办法,前者是指雷达在脉冲与脉冲间或脉冲串与脉冲串之间改变发射频率,后者是指几部雷达发射机工作于不同的频率而将其接收信号综合利用。这些技术代表一种扩展频谱的电子抗干扰方法,发射信号将在频域内尽可能展宽,以降低被敌方侦察时的可检测度,并且加重敌方电子干扰的负荷而使干扰更困难。

3) 发射波形编码 波形编码包括脉冲重复频率跳变、参差及编码和脉间编码等。所有这些技术使得欺骗干扰更加困难,因为敌方将无法获悉或无法预测发射波形的精确结构。

脉内编码的可压缩复杂信号,可有效地改善目标检测能力。它具有大的平均功率而峰值功率较小;其较宽的带宽可改善距离分辨力并能减小箔条类无源干扰的反射;由于它的峰值功率低,使辐射信号不易被敌方电子支援措施侦察到。因此,采用此类复杂信号的脉冲压缩雷达具有较好的 ECCM 性能。

3. 与接收机、信号处理机有关的电子抗干扰

1) 接收机抗饱和 经天线反干扰后残存的干扰如果足够大,则将引起接收处理系统的饱和。接收机饱和将导致目标信息的丢失。因此,要根据雷达的用途研制主要用于抗干扰的增益控制和抗饱和电路。而已采用的宽—限—窄电路是一种主要用来抗扫频干扰,以防接收机饱和的专门电路。

2) 信号鉴别 对抗脉冲干扰的有效措施是采用脉宽和脉冲重复频率鉴别电路。这类电路测量接收到脉冲的宽度和(或)重复频率后,如果发现和发射信号的参数不同,则不让它们到达信号处理设备或终端显示去。

3) 信号处理技术 现代雷达信号处理技术已经比较完善,例如用来消除地面和云雨杂波的动目标显示(MTD)和动目标检测(MTD),对于消除箔条等干扰是同样有效的。除了上述相参处理外,非相参处理的恒虚警率电路可以用提高检测门限的办法来减小干扰的作用。在信号处理机中获得的信号积累增益是一种有效的电子抗干扰手段。

1.5.3 隐身和反隐身的斗争

雷达探测和跟踪目标的能力依赖于接收到的回波信号功率与干扰功率的比值,信号功率正比于目标的雷达有效反射面(RCS) σ_t ,而干扰功率则可能是接收机内部噪声或外部的有源和无源干扰。敌方入侵飞机只要设法降低此比值,就可使我方雷达性能恶化而有利于它的行动。

降低飞行器自身的 RCS 即可达到上述目的,这项技术称之为飞行器的隐身技术,它减小了目标的可观测性。RCS 下降后对雷达探测性能的影响为:

当雷达探测能力受限于噪声(内部噪声或干扰)时,由于接收到的信号功率 S_r 可表示为

$$S_r = \frac{P_t G_t A_e}{(4\pi)^2 R^4} \sigma_t$$

则当目标的 RCS 由原来的 σ_{t_0} 下降为 σ_t 时,探测距离 R 与原探测距离 R_0 的关系为

$$R = R_0 \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_{10}} \right)^{1/4}$$

当其 RCS 降低 12 dB 或近似为 95% 时, 探测距离将减小一半。

当雷达是在杂波背景下探测目标时, 例如在低擦地角 φ 时, 接收到的信杂比为

$$\frac{S}{C} = \frac{\sigma_1}{\sigma^0 R \theta_B \frac{c\tau}{2} \sec \varphi}$$

这时由于 σ_1 减少而引起的性能下降是惊人的。有关系

$$R = R_0 \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_{10}} \right)$$

可见, 目标的 RCS 降低一半, 相应的探测距离也将下降一半。

目标 RCS 的下降引起回波信号减弱也会加强任一种积极干扰的效果。

因此在电子战中, 世界各国都重视隐身技术的研究。以美国为例, 从 20 世纪 50 年代开始就在 U-2, P-2 V 等高空侦察机上采用吸波材料(RAM)等隐身措施, 以减小飞机的 RCS。70 年代中期研制的 B1-B 战略轰炸机, 其 RCS 只有原 B-52 的 3%~5%, 从而使雷达对它的探测距离下降 58%。80 年代以来, 飞行器隐身技术有了突破性进展, 第三代隐形飞机 F-117A(战斗轰炸机)和 B-2 已于 80 年代末期装备部队, 它们的 RCS 约下降 20~30 dB, 使雷达的探测距离下降为原值的 1/3~1/6。第四代隐形飞行器亦处于试飞阶段。

隐形飞机再加上障碍隐形(低空、超低空背景或电子干扰掩护)对雷达的威胁更为严重。1991 年海湾战争的战例充分表明隐身飞机在现代战争中所起到的隐蔽、突袭作用。

雷达作为防御和武器控制系统的主要探测器, 正面临隐身飞行器的严峻挑战, 必须积极发展反隐身技术来迎接这一挑战, 以保证雷达能在预定的空域探测到隐身飞行器。反隐身技术的两种可能途径是: 针对隐身飞行器造成的影响, 提高现有雷达的性能去克服它; 针对隐身技术现存缺点并利用其不足去抗击它。

飞行器的隐身技术主要包括外形设计、涂覆电波吸收材料(RAM)和选用新的结构材料等方法。隐身飞机的隐身效果(RCS 下降)不是全方位的, 它主要是减小从正前方(鼻锥)附近, 水平 $\pm 45^\circ$, 垂直 $\pm 30^\circ$, 范围照射时的后向散射截面, 而目标其它方向, 特别是前向散射 RCS 明显增大, 因此可以采用在空间不同方向接收隐身目标散射波进行空间分集来发现它。另一方面, 涂覆的吸波材料有一定的频带范围, 通常是 2~18 GHz, 也就是说, 涂覆的吸波材料对长的波长是无效的。当飞行器尺寸和工作波长可以相比时, 其 RCS 进入谐振区, 外形设计对隐身的作用会明显下降。这就是说, 米波或更长波长的雷达具有良好的反隐身能力。以上表明, 可从频率域进行反隐身。

根据以上思路, 可采用各种反隐身技术。

1. 发挥单基地雷达的潜力

为弥补目标 RCS 下降所造成的探测距离的缩短, 应采用提高雷达发射功率和天线孔径乘积, 采用频率、极化分集, 优化信号设计和改善信号处理等措施。如用相控阵雷达, 则较容易实现上述要求并可增强电子战能力。

2. 采用先进的组网技术

这也是探测隐身飞机的有效手段, 方法是各种工作频率的雷达联网, 网中雷达从各个

不同视角观测目标,多站信息合成实现空间分集。特别要提到,组网中的米波雷达本身就有良好的反隐身能力,它的不足之处是角分辨力差和绝对可变带宽窄。为了利用米波雷达反隐身,已在研究克服其缺点的途径,例如,正研究的综合脉冲与天线的米波分布阵雷达就可较好地克服上述缺点。

3. 超视距后向散射(OTH-B)雷达

这是一种工作在3~30 MHz短波频段,利用电离层返回散射传播机理,实现对地平线以下超远程(700~3500 km)运动目标进行探测的新体制陆基雷达,其工作原理如图1.11所示。OTH-B雷达探测距离远,覆盖面积大,单部雷达60°扇面覆盖区可达百万平方公里,可对付有人或无人驾驶的轰炸机、空对地导弹和巡航导弹之类的喷气式武器的低空突袭;特别是,可对洲际导弹发射进行早期预警是其突出的优点。

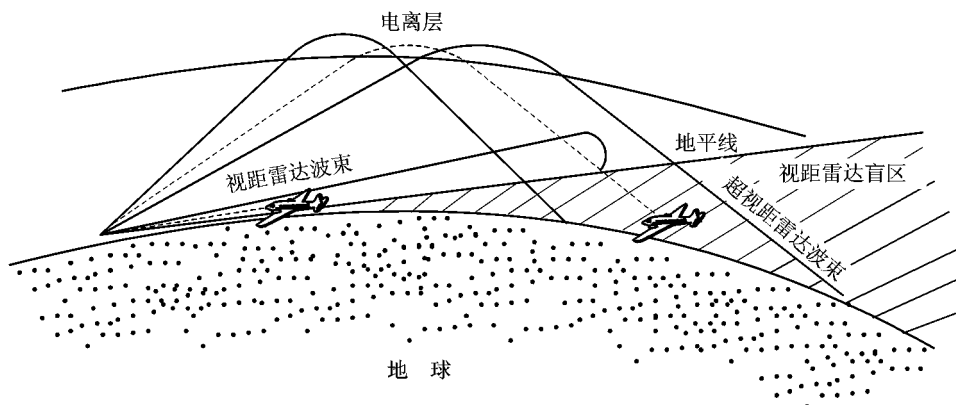


图 1.11 高频天波(OTH-B)雷达原理图

OTH-B雷达由于工作在高频波段,其波长为10~60 m,大部分飞行器的尺寸及其主要结构的特征尺寸均与其波长接近或小于波长,因此目标的散射处于谐振区或瑞利区,其RCS会大于光学区的RCS。处于瑞利区时,其RCS与目标形状的细节无关而只同其体积或照射面积有关,亦即外形设计隐身这时是无效的。

在此工作频段吸收材料的作用也是无效的,而且OTH-B的电波被电离层反射后自上而下照射目标这正是隐身外形设计最薄弱的视角。由此可见,超视距雷达OTH-B是探测隐身目标最有希望的手段。

OTH-B雷达也存在局限性。因为它是靠电离层反射传播的,而电离层的高度和参数随时间变化,所以难以完善预测,有时甚至导致雷达不能正常工作;近区盲距可达600~900 km,定位误差数十公里。因此,这种雷达只能用于早期预警。

4. 双/多基地雷达

双基地雷达的收发系统分置两地,且分置的距离可以与雷达探测距离相比。由于接收机静默,故这种体制的雷达在抗后有源干扰和抗反辐射导弹方面有明显优势。在抗隐身方面双多基地体制雷达也有潜力,这是因为隐身飞行器的隐身效果主要表现在鼻锥方向的后向散射上,而双基地接收站收到的是目标在其它方向的散射,其等效的双基地RCS为 σ_H ,较后向散射 σ_1 大。以双基地雷达为基础组成的多基地雷达系统可以实现探测的空间分集,以此来发现隐身飞行器,因此,普遍认为双/多基地雷达体制是探测隐身飞行器最有潜

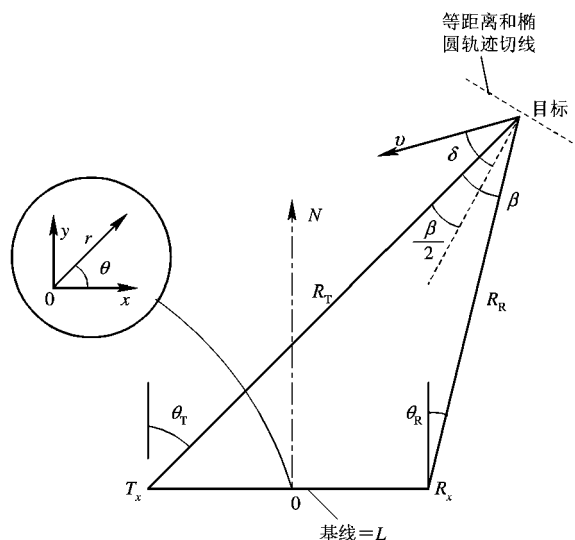


图 1.13 双基地雷达测量坐标(二维)

陆基双基地雷达收发站均不运动,当目标运动速度为 v 时,接收信号的多卜勒频率为

$$f_{\beta} = \frac{2v}{\lambda} \cos \delta \cos \frac{\beta}{2}$$

式中, δ 为速度矢量与双基地角等分线之间的夹角, β 角等分线正交于等距离和的椭圆轨迹的切线(等距离和椭圆轨迹的二个焦点分别是发射站和接收站)。因此, $v \cos \delta$ 一项和单基地雷达的径向速度相当,而在双基地雷达中还要乘上位置因子 $\cos(\beta/2)$ 。在基线附近, $\beta \approx 180^\circ$, 则 $f_{\beta} \approx 0$ 。

可以看出,当 $\beta \approx 180^\circ$ 时,虽然前向散射 σ_t 明显增大,但在此区工作的双基地雷达存在明显的性能缺陷:距离和多卜勒分辨率极差, $f_{\beta} \approx 0$ 。从发射机到接收机的直达信号将和前向散射信号同时到达而产生干涉等。

双基地雷达的探测能力由双基地距离方程决定,详见第 5 章。

2) 双基地雷达截面积 σ_B 双基地雷达探测能力正比于双基地雷达截面积 σ_B 。隐身飞行器只能在鼻锥方向有限角度范围内,因而明显减少了单基地雷达所用的后向散射 σ_M 。要讨论双/多基地雷达的反隐身,首先必须研究 σ_B 的变化规律。双基地雷达截面积 σ_B 较之单基地雷达截面积 σ_M 更为复杂。因为 σ_B 是视线角和双基地角 β 的函数。根据 β 值的不同, σ_B 可大致划分为三个区域,其内容如下:

(1) 伪单基地 RCS 区。此区域的 σ_B 可以用单双基地等效定理来确定,即当 λ 远小于目标尺寸时,平滑且导电目标的双基地 RCS 等于双基地角等分线方向测得的单基地 RCS。对于简单形状的目标(如球),理论计算与实测表明其伪单基地 β 值范围可扩展到 $40^\circ \sim 100^\circ$ 。对于复杂目标,其伪单基地 RCS 的范围明显下降,只适用于小双基地角(典型值 $\beta = 5^\circ$)。所谓复杂目标,是指离散散射中心的组合,当 λ 远小于目标尺寸时,许多种飞机、舰船、地面车辆及某些导弹均属复杂目标。

(2) 双基地 RCS 区。此区的 σ_B 不能用等效定理来预计。对于一般的复杂目标而言,通常会得到 $\sigma_B < \sigma_M$ 的结果,但在下述条件下会得到相反的结论:

① 某些视线角 σ_M 较小而在特定 β 值时存在大的双基地镜反射 RCS。

② 设计目标的 σ_M 在一定视角范围内具有很低的值(隐身飞行器的设计),这必然会增强在其它方向的散射场。

③ 在单基地时存在遮蔽,而双基地时不存在。

总之,对于隐身飞行器来讲,双基地 RCS 区的 σ_B 很可能比隐身方向的 σ_M 值高,因此,这个 β 值区域对反隐身检测亦将是有益的。

(3) 前向散射 RCS 区。当双基地角 $\beta \approx 180^\circ$ 时,接收目标前向散射能量,目标前向散射 RCS(σ_f)急剧增大。

基于物理光学,已证明复杂目标前向散射 RCS 值 σ_f 为

$$\sigma_f = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2} = GA$$

式中, $G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$, 为面积是 A 且均匀照射口径的最大天线增益; A 为目标被照射(遮蔽)面积, λ 远小于目标尺寸。目标可以是平滑的或者是复杂的结构,所用材料的电性质不限。当 $\beta < 180^\circ$ 时,其双基地 σ_B 偏离 σ_f 而减小。

双基地的 RCS 值 σ_B 与视线角及双基地角 β 之间有复杂的联系。根据上述分析,可以预期在前向散射区 RCS 将有明显增大的值,特别是对隐身飞行器而言,在双基地 RCS 区亦完全可能获得较大的 σ_B 值。当然,最可靠的结论应该来自对隐身飞行器双基地 RCS 的实际测量值。

一部发射机,多个监视同一空域的分散配置接收机与之同步工作,就组成了多基地雷达系统。由于空间配置的多部接收机可以充分利用目标的散射能量,特别是对于隐身飞行器,只要用合适的方法综合多部接收机的接收信号来实现空间分集,就能使其检测能力明显优于单基地雷达。

5. 冲击雷达和极宽频带雷达

由于这类雷达其频带极宽,因而提供了一种从频率域反隐身的可能途径。其理论和技术实现仍处于完善过程中,它在各种应用领域的潜力将会随着过程的进展而逐步显示。

6. 积极探索反隐身技术的新构思、新原理、新体制

雷达反隐身技术总的来说还处于起始阶段,比起隐身技术来讲还不成熟,因而需要更深入地从基础研究工作做起,摸透隐身目标的机理与特性,在此基础上积极研究反隐身技术的新构思、新原理、新体制。

1.6.4 反侦察和反摧毁

为了对抗敌方的电子侦察,雷达采取的自卫措施是低截获概率,即不易被敌方侦察到。低截获概率的技术包括多方面,例如,雷达的信号波形应是大时宽带宽积的复杂波形,以保持低的脉冲功率和不易侦察的参数;天线保持低的副瓣电平;具有自适应的波形参数和扫描参数变化,等等。

反摧毁斗争中的重要问题是当前反辐射导弹的性能明显改进而使用数量增加,因此研究对付反辐射导弹的各种战术、技术措施已成为当务之急。例如,使用闪烁欺骗使其不易找到真正的雷达辐射源;研制反辐射弹告警设备以及相应的摧毁反辐射弹的措施等。

主 要 参 考 文 献

- [1] Skolnik. M I Radar Handbook chapter 1. New York: McGraw – Hill, Inc. 1970
- [2] 雷达原理(上册). 内部讲义. 成都: 成都电讯工程学院, 1976
- [3] 雷达原理(上册). 内部讲义. 北京: 北京工业学院, 1974
- [4] Skolnik. M I. Introdnction to Radar Systems, Second Edition New york: McGraw—Hill, 1980
- [5] Barton D K, cook C E. and Hamilton P. Radar Evaluation HandBook. BosTon: Artech House, 1990
- [6] (美)杰里 L 伊伏斯等. 现代雷达原理. 卓荣邦等译. 北京: 电子工业出版社, 1991
- [7] Przemieniecki J S. Radar Electronic Warfare. Washing Ton, DC: AIAA Education series. 1987
- [8] Skolnik. M I. Radar HandBook. second Edition. New york: MCGRW-Hill, 1990
- [9] 西安电子科技大学. 军事电子战专辑. 电子科技杂志. 增刊, 1991
- [10] 反隐身技术研讨会论文集. 北京: 电子部电子科学研究院, 1990. 12
- [11] 相控阵雷达中的一些关键技术. 南京: 南京电子技术研究所, 1999. 11
- [12] David K. Barton, SA leonov. Radar Technology Encyclopedia. Boston. London: 1997 Artech House

第 2 章 雷达发射机

2.1 雷达发射机的任务和基本组成

雷达是利用物体反射电磁波的特性来发现目标并确定目标的距离、方位、高度和速度等参数的。因此，雷达工作时要求发射一种特定的大功率无线电信号。发射机在雷达中就是起这一作用的，也就是说，它为雷达提供一个载波受到调制的大功率射频信号，经馈线和收发开关由天线辐射出去。

第一章已提到雷达发射机有单级振荡式和主振放大式两类。

单级振荡式发射机比较简单，如图 2.1 所示，它所提供的大功率射频信号是直接由一级大功率振荡器产生的，并受脉冲调制器的控制，因此振荡器输出的是受到调制的大功率射频信号。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视频脉冲序列。

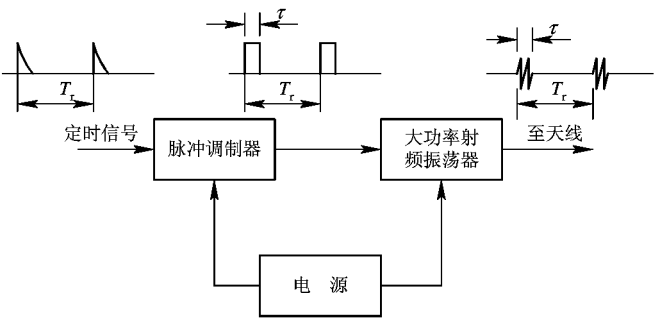


图 2.1 单级振荡式发射机

主振放大式发射机的组成见图 2.2。它的特点是由多级组成。从各级功能来看，一是用来产生射频信号，称为主控振荡器；二是放大射频信号，即提高信号的功率电平，称为射频放大链。主振放大式的名称就是由此而来的。图 2.2 中用固体微波源代表主控振荡器的作用，因为现代雷达要求射频信号的频率很稳定，用简单一级振荡器很难完成，所以起到主控振荡器作用的固体微波源往往是一个比较复杂的系统。例如，它先在较低的频率上利用石英晶体振荡器产生频率很稳定的连续波振荡，然后再经过若干级倍频器升高到微波波段。如果发射的信号要求某种形式的调制(例如线性调频)，那么还可以把它和从波形发生器来的已经调制好的中频信号进行上变频合成。由于振荡器、倍频器及上变频器等都是由固体器件组成的，因而称固体微波源。射频放大链一般由二至三级射频功率放大器级联组成，对于脉冲雷达而言，各级功率放大器都要受到各自的脉冲调制器的控制，并且还要有定时器协调它们的工作。

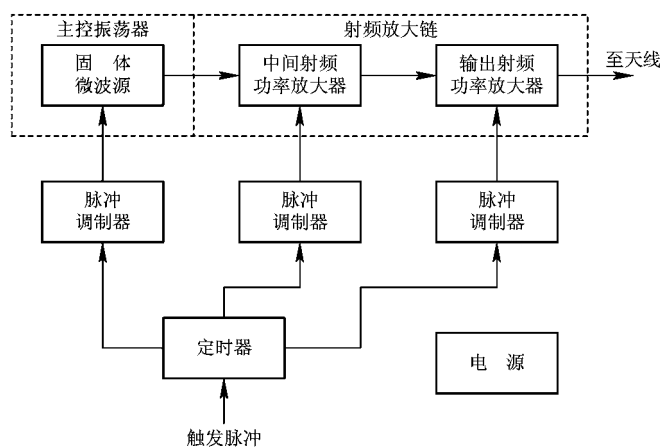


图 2.2 主振放大式发射机

单级振荡式发射机与主振放大式发射机相比,最大的优点是简单、经济,也比较轻便。实践表明,同样的功率电平,单级振荡式发射机大约只有主振放大式重量的1/3。因此,只要有可能,还是尽量优先采用单级振荡式方案。但是,当整机对发射机有较高要求时,单级振荡式发射机往往无法满足而必须采用主振放大式发射机。这个问题我们留待讨论了发射机的主要质量指标之后再研究。

2.2 雷达发射机的主要质量指标

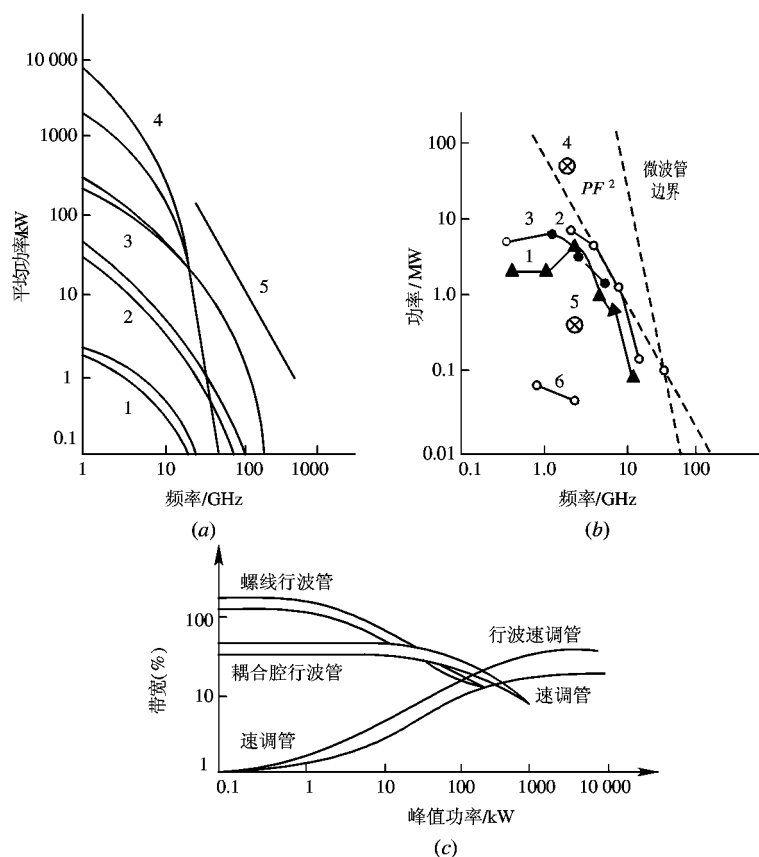
根据雷达的用途不同,对发射机需提出一些具体的技术要求,也就是要为发射机规定一些主要的质量指标。发射机的具体组成和对各部分的要求都应该从这些质量指标出发进行设计。下面对发射机的主要质量指标的意义及其与发射机各部分的关系作简单介绍。

1. 工作频率或波段

雷达的工作频率或波段是按照雷达的用途确定的。为了提高雷达系统的工作性能和抗干扰能力,有时还要求它能在几个频率上跳变工作或同时工作。工作频率或波段的不同对发射机的设计影响很大,它首先牵涉到发射管种类的选择,例如目前在1000 MHz以下主要采用微波三、四极管,在1000 MHz以上则有多腔磁控管、大功率速调管、行波管以及前向波管等。目前各类发射管所能提供的射频功率与带宽能力如图2.3所示。图2.3(a)和(c)中对每类管子均有两条曲线,它表示各类管子平均功率和带宽能力的上限和下限。但在峰值功率较大时只有行波速调管才具有上限曲线的带宽。图2.3(b)中 PF^2 表示峰值功率 P 与频率平方 F^2 的乘积,该虚线表示 PF^2 的边界。由该线可知,当 F 增加为原来的10倍时,功率相应要降低到1/100。十分明显,发射管种类不同将影响调制器与电源的设计。

2. 输出功率

发射机的输出功率直接影响雷达的威力和抗干扰能力。通常规定发射机送至天线输入端的功率为发射机的输出功率。有时为了测量方便,也可以规定在指定负载上(馈线上一定的电压驻波比)的功率为发射机的输出功率。如果是波段工作的发射机,则还应规定在整个波段中输出功率的最低值,或者规定在波段内输出功率的变化不得大于多少分贝。



(a)图中: 1—周期永磁螺线行波管, 2—周期永磁耦合腔行波管;
 3—耦合腔行波管, 4—速调管与行波速调管, 5—回旋管
 (b)图中: 1—磁控管, 2—同轴磁控管, 3—前向波管, 4—脉冲前向波管;
 5—连续前向波管, 6—连续磁控管

图 2.3 微波发射管功率与带宽能力现状

(a) O 型管的功率现状; (b) M 型管的功率现状; (c) O 型管的带宽能力

脉冲雷达发射机的输出功率又可分为峰值功率 P_i 和平均功率 P_{av} 。 P_i 是指脉冲期间射频振荡的平均功率(注意不要与射频正弦振荡的最大瞬时功率相混淆)。 P_{av} 是指脉冲重复周期内输出功率的平均值。如果发射波形是简单的矩形脉冲列, 脉冲宽度为 τ , 脉冲重复周期为 T_r , 则有

$$P_{av} = P_i \frac{\tau}{T_r} = P_i \tau f_r$$

式中的 $f_r = 1/T_r$ 是脉冲重复频率。 $\tau/T_r = \tau f_r$ 称作雷达的工作比 D 。常规的脉冲雷达工作比的典型值为 $D=0.001$, 但脉冲多卜勒雷达的工作比可达 10^{-2} 数量级, 甚至达 10^{-1} 数量级。显然, 连续波雷达的 $D=1$ 。

单级振荡式发射机的输出功率决定于振荡管的功率容量。主振放大式发射机则决定于输出级(末级)发射管的功率容量。考虑到耐压和高功率击穿等问题, 从发射机的角度来

看,宁愿提高平均功率而不希望过分增大它的峰值功率。

3. 总效率

发射机的总效率是指发射机的输出功率与它的输入总功率之比。因为发射机通常在整机中是最耗电和最需要冷却的部分,有高的总效率,不仅可以省电,而且对于减轻整机的体积重量也很有意义。对于主振放大式发射机,要提高总效率,特别要注意改善输出级的效率。

4. 信号形式(调制形式)

根据雷达体制的不同,可选用各种各样的信号形式,常用的几种信号形式列于表 2.1。

表 2.1 雷达的常用信号形式

波 形	调 制 类 型	工 作 比/%
简单脉冲	矩形振幅调制	0.01~1
脉冲压缩	线性调频	0.1~10
	脉内相位编码	
高工作比多卜勒	矩形调幅	30~50
调频连续波	线性调频	100
	正弦调频	
	相位编码	
连续波		100

雷达信号形式的不同对发射机的射频部分和调制器的要求也各不相同。对于常规雷达的简单脉冲波形而言,调制器主要应满足脉冲宽度、脉冲重复频率和脉冲波形(脉冲的上升边、下降边和顶部的不稳定)的要求,一般困难不大。但是对于复杂调制,射频放大器和调制器往往要采用一些特殊的措施才能满足要求。

图 2.4 示出了目前应用较多的三种雷达信号形式和调制器波形。图 2.4(a)表示简单的固定载频矩形脉冲调制信号波形,图中 τ 为脉冲宽度, T_r 为脉冲重复周期。图 2.4(b)是脉冲压缩雷达中所用的线性调频信号。图 2.4(c)给出了在相位编码脉冲压缩雷达中使用的相位编码信号(图中所示为 5 位巴克码信号),这时 τ_0 表示子脉冲宽度。

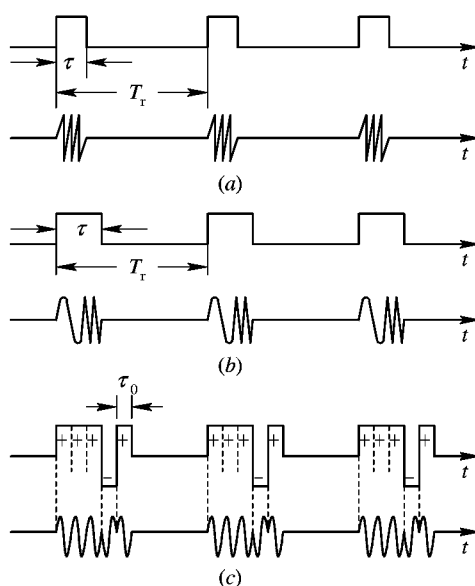


图 2.4 三种典型雷达信号和调制波形

5. 信号的稳定度或频谱纯度

信号的稳定度是指信号的各项参数,例如信号的振幅、频率(或相位)、脉冲宽度及脉冲重复频率等是否随时间作不应有的变化。后面将会分析到,雷达信号的任何不稳定都会给雷达整机性能带来不利的影响。例如对动目标显示雷达,它会造成不应有的系统对消剩余,在脉冲压缩系统中会造成目标的距离旁瓣以及在脉冲多卜勒系统中会造成假目标等。信号参数的不稳定可分为规律性的与随机性的两类,规律性的不稳定往往是由电源滤波不良、机械震动等原因引起的,而随机性的不稳定则是由发射管的噪声和调制脉冲的随机起伏所引起的。

可以在时间域内或在频率域内衡量信号的不稳定。在时间域可用信号某项参数的方差来表示,例如信号的振幅方差 σ_A^2 、相位方差 σ_ϕ^2 、定时方差 σ_t^2 及脉冲宽度方差 σ_τ^2 等。对于某些雷达体制可能采用信号稳定度的频域定义较为方便。信号稳定度在频域中的表示又称为信号的频谱纯度。显然,所谓信号的频谱纯度,就是指雷达信号在应有的信号频谱之外的寄生输出。以典型的矩形调幅的射频脉冲列为例,它的理想频谱(振幅谱)是以载频 f_0 为中心的、包络呈 sinc 函数状的、间隔为脉冲重复频率的梳齿状频谱,如图 2.5 所示。实际上,由于发射机各部分的不完善,发射信号会在理想的梳齿状谱线之外产生寄生输出,如图 2.6 所示。图中只画出了在主谱线周围的寄生输出,有时在远离信号主频谱的地方也会出现寄生输出。从图中还可看出,存在着两种类型的寄生输出,一类是离散的,一类是分布的。前者相应于信号的规律性不稳定,后者相应于信号的随机性不稳定。对于离散分量的

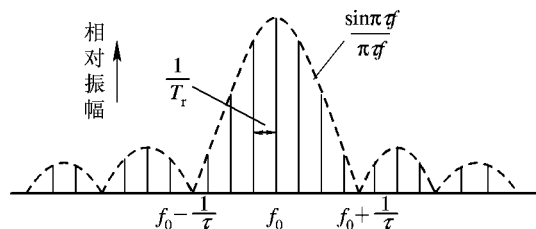


图 2.5 矩形射频脉冲列的理想频谱

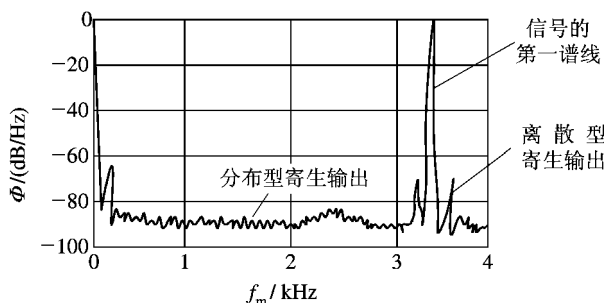


图 2.6 实际发射信号的频谱

寄生输出, 信号频谱纯度定义为该离散分量的单边带功率与信号功率之比, 以分贝计。对于分布性的寄生输出则以偏离载频若干赫的傅里叶频率(以 f_m 表之)上每单位频带的单边带功率与信号功率之比来衡量, 其单位以 dB/Hz 计。由于分布性寄生输出对于 f_m 的分布是不均匀的, 所以信号频谱纯度是 f_m 的函数, 通常用 $L(f_m)$ 表示。假如测量设备的有效带宽不是 1 Hz 而是 ΔB Hz, 那么所测得的分贝值与 $L(f_m)$ 的关系可近似认为等于

$$L(f_m) = 10 \lg \frac{\Delta B \text{ 带宽内的单边带功率}}{\text{信号功率}} - 10 \lg \Delta B \quad \text{dB/Hz}$$

现代雷达对信号的频谱纯度提出了很高的要求, 例如对于脉冲多卜勒雷达一个典型的要求是 -80 dB。为了满足信号频谱纯度的要求, 发射机需要精心的设计。

除了上述对发射机的主要电性能要求外, 还有结构上、使用上及其他方面的要求。就结构方面看, 应考虑发射机的体积重量、通风散热、防震防潮及调整调谐等问题, 就使用方面看, 应考虑便于控制监视、便于检查维修、保证安全可靠等。由于发射机往往是雷达系统中最昂贵的一个部分, 所以还应考虑到它的经济性。

2.3 单级振荡和主振放大式发射机

2.3.1 单级振荡式发射机

采用单级振荡式发射机的常规脉冲雷达的典型方框图如图 2.7 所示。图中的单级振荡式发射机主要由预调器、调制器和振荡器等部分组成。在脉冲雷达中常用的调制器有刚性开关调制器、软性开关调制器和磁开关调制器三种。发射机中的振荡器, 在米波一般采用超短波三极管, 在分米波则可采用微波三极管或磁控管, 而在厘米波雷达中则最常用多腔

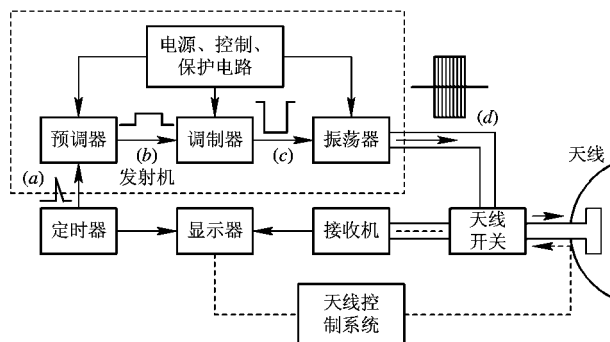


图 2.7 单级振荡式发射机组成方框图

磁控管。振荡器产生大功率的高频振荡, 它的振荡受调制脉冲控制, 因而输出包络为矩形脉冲调制的高频振荡。发射机各级的波形如图 2.8 所示, 图中 τ 为脉冲宽度, T_r 为脉冲重复周期。由于只有一级射频振荡器, 所以常称为单级振荡式发射机。

前面已经提到, 单级振荡式发射机的优点是简单、经济和比较轻便, 它的缺点是频率稳定度差(磁控管振荡器频率稳定度一般为 10^{-4} , 采用稳频装置及自动频率调整系统后也

只有 10^{-5}), 难以形成复杂波形, 相继的射频脉冲之间的相位不相参, 因而它往往不能满足脉冲多卜勒、脉冲压缩等现代雷达的要求。

2.3.2 主振放大式发射机的特点

下面讨论主振放大式发射机的特点及其应用场合。

1. 具有很高的频率稳定度

在雷达整机要求有很高的频率稳定度的情况下, 必须采用主振放大式发射机。因为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, 单级振荡式发射机难于达到高的频率精度和稳定度。

在主振放大式发射机中, 如前所述, 载频的精度和稳定度在低电平级决定, 较易采取各种稳频措施, 例如恒温、防震、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

在要求发射相位相参信号的雷达系统(例如脉冲多卜勒雷达等)中, 必须采用主振放大式发射机。所谓相位相参性, 是指两个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, 由于脉冲调制器直接控制振荡器的工作, 每个射频脉冲的起始射频相位是由振荡器的噪声决定的, 因而相继脉冲的射频相位是随机的, 或者说, 这种受脉冲调制的振荡器输出的射频信号相位是不相参的。所以, 有时把单级振荡式发射机称为非相参发射机。

在主振放大式发射机中, 主控振荡器提供的是连续波信号, 射频脉冲的形成是通过脉冲调制器控制射频功率放大器达到的。因此, 相继射频脉冲之间就具有固定的相位关系。只要主控振荡器有良好的频率稳定度, 射频放大器有足够的相位稳定度, 发射信号就可以具有良好的相位相参性。为此, 常把主振放大式发射机称为相参发射机。还需指出, 如果雷达系统的发射信号、本振电压、相参振荡电压和定时器的触发脉冲均由同一基准信号提供, 那么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。图 2.9 是采用频率合成技术的主振放大式发射机的原理方框图, 图中基准频率振荡器输出的基准信号频率为 F 。在这里, 发射信号(频率 $f_0 = N_1 F + MF$)、稳定本振电压(频率 $f_L = N_2 F$)、相参振荡电压(频率 $f_c = MF$)和定时器的触发脉冲(重复频率 $f_r = F/n$)均由基准信号 F 经过倍频、分频及频率合成而产生, 它们之间有确定的相位相参性, 所以这是一个全相参系统。

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。这种雷达每个射频脉冲的载频可以在一定的频带内快速跳变, 为了保证接收机能正确接收回波信号, 要求接收机本振电压的频率 f_L 能与发射信号的载频 f_0 同步跳变。

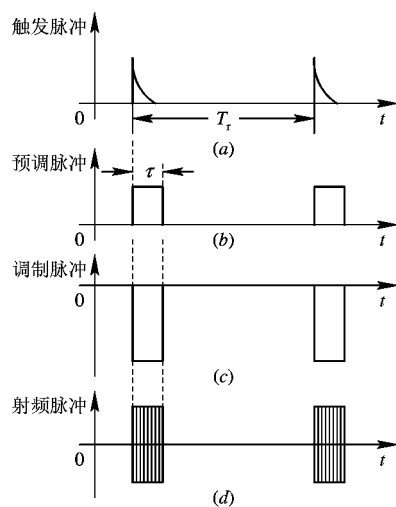


图 2.8 单级振荡式发射机各级波形

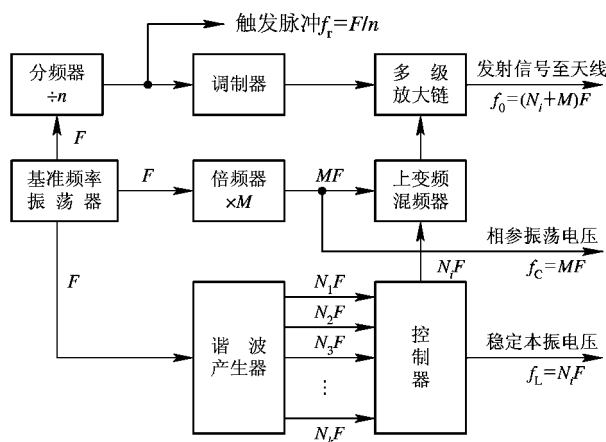


图 2.9 采用频率合成技术的主振放大式发射机

图 2.9 所示的采用频率合成技术的主振放大式发射机能适用于频率捷变雷达。基准信号频率 F 经过谐波产生器，就可以得到 $N_1 F$ 、 $N_2 F$ 、……、 $N_k F$ 等不同的频率。在控制器的作用下，射频脉冲的载频 f_0 可以在 $(N_1 + M)F$ 、 $(N_2 + M)F$ 、……、 $(N_k + M)F$ 之间实现快速跳变，与此同时，本振频率 f_L 相应地在 $N_1 F$ 、 $N_2 F$ 、……、 $N_k F$ 之间同步跳变。二者之间严格保持固定的差频 MF （即接收机的中频频率），从而保证了回波信号的正确接收。这种采用频率合成技术的频率捷变系统的优点是控制灵活、频率跳变速度快、抗干扰性能好。

4. 能产生复杂波形

主振放大式发射机适用于要求复杂波形的雷达系统。单级振荡式发射机要实现复杂调制比较困难，甚至不可能。对于主振放大式发射机，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。

现代雷达为了满足多功能要求（例如既能搜索，又能跟踪，还要对雷达系统本身进行自检）并能适应不同的目标环境，往往一个雷达系统要求采用多种信号形式，并能根据不同情况而自动灵活地选择发射波形。图 2.10 是一种能产生复杂波形的主振放大式发射机，在控制与定时器中，可以通过计算机对波形产生器和发射机的功率放大级进行控制。当然，对于不同波形的回波，要有专门的信号处理设备和相应的加工。

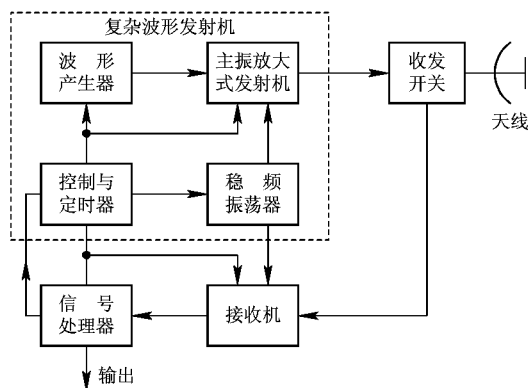


图 2.10 能产生复杂波形的主振放大式发射机

在控制与定时器中，可以通过计算机对波形产生器和发射机的功率放大级进行控制。当然，对于不同波形的回波，要有专门的信号处理设备和相应的加工。

2.3.3 射频放大链的性能与组成

主振放大式发射机采用多级射频放大链,它的设计质量与射频放大管的选择关系密切。关于各种微波放大管的工作原理已经在“微波电子线路”课程中讨论过,在此仅从微波管对发射机性能影响的角度出发讨论微波管的选用问题。前面已经提到,当雷达工作频率在 1000 MHz 以上时,通常选用直线电子注微波管(O 型管)和正交场型微波管(M 型管)作为发射机的射频放大管。在表 2.2 中我们对高功率脉冲工作的 O 型管和分布发射式的 M 型管在同一频段、同样峰值功率和平均功率电平下的各项主要性能进行了比较。在 1000 MHz 以下用得较多的是微波三、四极管(栅控管),在表 2.3 中列出了它们的主要性能。

表 2.2 高功率脉冲工作的 O 型管和分布发射式 M 型管的性能比较

(在同一频段,同样峰值功率和平均功率下比较)

	O 型 管		M 型管(分布发射式)	
	速 调 管	行 波 管	重入式(圆形)	非重入式(一般直线形)
电 压	高(1 MW 要求约 90 kV)		低(1 MW 要求约 40 kV)	
增 益	30~70 dB		6~20 dB	
带 宽	(1~8) %	(10~15) %	(10~15) %	
效 率	(15~60) %, 典型值为 30 % (静电聚焦时典型值为 40 %)		(30~75) %, 典型值为 45 %	(20~50) %, 典型值为 30 %
重 量	重(除静电聚焦)		轻	
尺 寸	大		小	
造 价	中 等	高	低	中 等
1 MHz 频带内噪声	典型值为 -90 dB(除磁控管式注入枪)		典型值为 -30~-60 dB(与高频激励电平有关)	
寄生振荡	无	阴极调制时,脉冲上升与下降边内有 π 型寄生振荡	无高频输入而接通管子时为全功率噪声输出;阴极调制时脉冲上升、下降边有 π 型寄生振荡	
可 用动态范围	40~80 dB		3~20 dB	
磁 场	一般用螺管线包		永久磁铁	
动态与静态阻抗比	0.8		0.05~0.2	
相位调制灵敏度	$(5^\circ \sim 40^\circ) / (1 \% \frac{\Delta E}{E})$		$(0.5^\circ \sim 3^\circ) / (1 \% \frac{\Delta I}{I})$	
X 线辐射	严重,要用铅板保护		一般不成问题	

表 2.3 微波三、四极管的主要电性能

工作电压	低(一般在 30 kV 以下)
增 益	8~15 dB
带 宽	窄(约千分之几至百分之几)
效 率	较高(70 %)
重 量	较轻(不计腔体)
尺 寸	较小(不计腔体)
动态与静态阻抗比	1
相位调制灵敏度	$<0.5^\circ/(1\% \frac{\Delta I}{I})$
X 线辐射	一般不成问题

根据以上的比较可以知道,选用什么微波管组成放大链要按实际情况具体考虑,不存在对于一切场合都是最佳的放大链。从现有的使用情况看,在 1000 MHz 以下选用微波三、四极管组成的放大链,它具有体积小、重量轻、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。但是它的单级增益较低,往往要求的级数较多(为提高增益,通常让前级工作在 A 类,这样做对放大链的总效率影响不大)。它的频带也不易做得宽(新型的将电路元件和管子结合在一起封装于真空壳内的所谓同轴管放大器以及将一系列管子结合在一起组成分布放大器的四极管链,则具有 10% 以上乃至几个倍频程的带宽)。这种放大链较多用于地面远程雷达和相控阵雷达中。

在 1000 MHz 以上放大链通常有行波管—行波管、行波管—速调管和行波管—前向波管等几种组成方式:

1) 行波管—行波管式放大链 这种放大链具有较宽的频带,可用较少的级数提供高的增益,因而结构较为简单。但是它的输出功率往往不大,效率也不是很高,常应用于机载雷达及要求轻便的雷达系统中。

2) 行波管—速调管放大链 它的特点是可以提供较大的功率,在增益和效率方面的性能也比较好,但是它的频带较窄,速调管本身以及要求的附属设备(如聚焦磁场及冷却和防护设备等),使放大链较为笨重,所以这种放大链多用于地面雷达。

3) 行波管—前向波管放大链 这是一种比较好的折衷方案。行波管虽然效率低,用在前级对整个放大链影响较小,但可以发挥其高增益的优点。由于行波管提供了足够的增益,使得后级可以采用增益较低的前向波管,而前向波管的高效率特点提高了整个放大链的效率,彼此取长补短。这种放大链频带较宽,体积重量相对不大,因而在地面的机动雷达、相控阵雷达(末级通常采用多管输出)以及某些空载雷达中应用日趋增多。

2.3.4 射频放大链应用举例

某精密跟踪雷达用的发射机,工作在 C 波段,要求输出脉冲功率为 2.5 MW, 1 dB 带宽为 1%, 射频脉冲宽度为 0.8 μ s(前沿宽度不大于 0.1~0.5 μ s, 后沿宽度不大于 0.15~0.2 μ s), 脉冲重复频率可在 600~800 Hz 的范围内以三种不同的值跳变。

由于此雷达要求对所跟踪的目标进行多卜勒测速,所以必须用主振放大式发射机,其

主振器(固体微波源)的输出功率为 20 mW、脉冲宽度为 4 μ s 的射频脉冲。

根据输入和输出功率的要求,微波放大链的功率增益至少应为

$$G = 10 \lg \frac{2.5 \times 10^6}{20 \times 10^{-3}} \approx 81 \text{ dB}$$

显然,这样高的功率增益单靠一级是无法达到的。根据微波管产生的具体情况,选用三级级联组成。为避免各级之间的相互影响,级间必须用铁氧体环流器隔离。考虑到级间损耗,微波放大链的实际增益应在 83 dB 以上。由于要求的输出功率大,功率增益高,但带宽并不大,且该雷达系固定式的地面雷达,所以可以选用行波管—速调管式放大链。末级选四腔大功率速调管,它的前三腔采用参差调谐,输出腔为复合腔,以保证瞬时通频带大于 1%。速调管的饱和增益为 32 dB。放大链的前级由两级行波管组成,第一级小功率行波管为包装式结构的周期性永磁聚焦栅控行波管,其最大增益为 32 dB,1 dB 带宽为 7%。第二级是中功率行波管,其饱和增益大于 24 dB,3 dB 带宽为 2.5%。由于工艺的限制,中功率行波管和大功率速调管没有栅极或调制阳极,因此只有采用阴极脉冲调制。图 2.11 示出此雷达发射机的组成方框图。

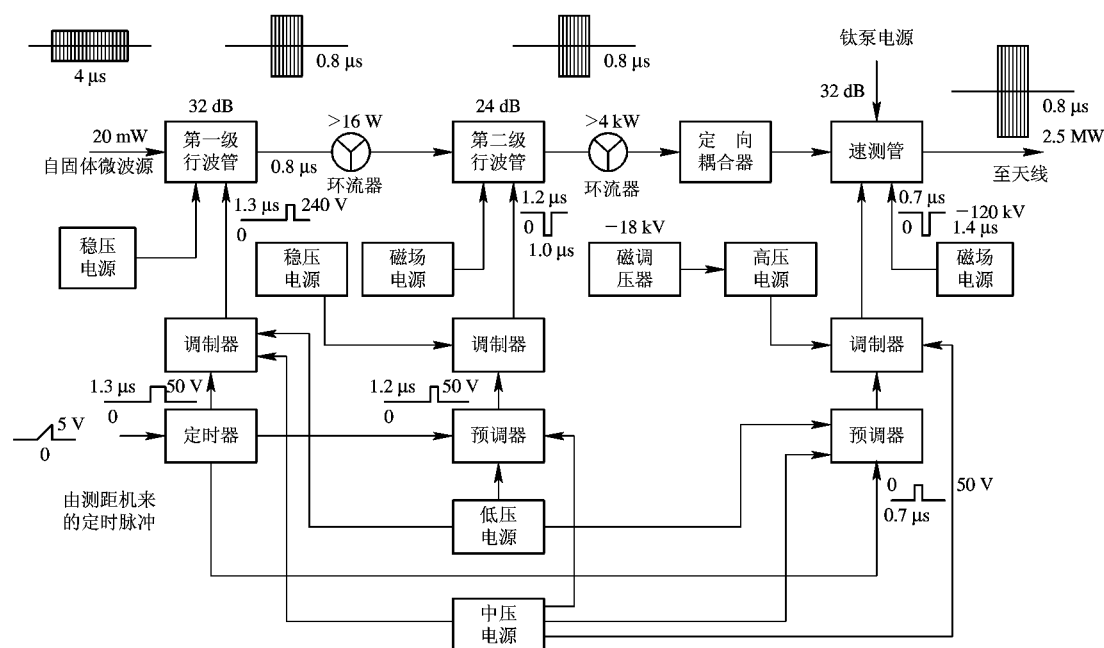


图 2.11 发射机的组成方框图

2.4 固态发射机

2.4.1 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收发模块。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、相控阵雷达和其它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，实际上也没有工作寿命的限制。

(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 h；另一方面，固态发射模块已做成标准件，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 40 V，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。目前固态发射模块能达到 50 % 或者更宽的带宽。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的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。固态发射模块通常采用空气冷却方式，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，大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 1 MW(10^6 W)。表 2.4 列出已经应用于各种雷达系统中的固态发射机的特性。

表 2.4 应用于雷达系统中的各种固态发射机的特性

系 统	频 率 /MHz	峰值功率 /kW	工作比 /%	平均功率 /kW	模块数 /个	每个模块的 峰值功率/W
ROTHR	5~30	210	100	210	84	3000
NAVSPASUP	218	850	100	850	2666	320
SPS - 40	400~450	250	1.6	4	112	2500
PAVEPAWS	420~450	600	25	150	1792	340
BMEWS	420~450	850	30	255	2500	340
TPS - 59	1200~1400	54	18	9.7	1080	50
TPS - 59	1200~1400	54	18	9.7	540	100
SEEKIGLOO	1200~1400	29	18	5.2	292	100
MARTELLO	1250~1350	132	3.75	5	40	3300
RAMP	1250~1350	28	6.8	1.9	14	2000
SOWRBALL	1250~1350	30	4	1.2	72	700

由于固态发射机的平均功率很大,而峰值功率受到限制,所以更适用于高工作比的雷达和连续波雷达系统之中。高工作比的雷达必须采用大时宽带宽积的线性调频、非线性调频或相位编码脉冲压缩技术,才能得到好的距离分辨力,但此时必须考虑到降低压缩脉冲的时间旁瓣电平 and 解决距离—多卜勒频率的耦合问题。

2.4.2 固态高功率放大器模块

1. 大功率微波晶体管

大功率微波晶体管的迅速发展,对固态发射模块的性能和应用起到重要的推动作用。在 S 波段以下,通常采用硅双极晶体管。表 2.5 列出了在某些雷达固态发射模块中应用的大功率晶体管的特性。在 S 波段以上则较多采用砷化镓场效应管(GaAs FET),目前它们的输出功率在 8~10 GHz 频率上可达 20 W,而在 12 GHz 以上时只有几瓦。

表 2.5 在某些雷达固态发射模块中应用的大功率晶体管特性

工作波段	频 率 /MHz	脉冲宽度/工作比	晶 体 管 特 性		
			峰值功率 /W	增 益 /dB	效 益 /%
超高频	400~500	60 μ s/2%	450	8.0	60
	420~450	16 ms/20%	115	8.5	65
	420~450	16 ms/20%	125	9.0	65
L 波段	1215~1400	2 ms/20%	55	6.6	52
	1250~1350	100 μ s/10%	105	7.5	55
	1235~1360	150 μ s/4%	275	6.3	40
S 波段	2700~2900	100 μ s/10%	63	6.5	40
	2900~3100	40 μ s/4%	55	5.9	32
	3100~3500	100 μ s/25%	30	5.0	30
	3100~3500	800 μ s/25%	50	5.3	35

2. 固态高功率放大器模块

应用先进的集成电路工艺和微波网络技术,将多个大功率晶体管的输出功率并行组合,即可制成固态高功率放大器模块。输出功率并行组合的主要要求是高功率和高效率。根据使用要求,主要有两种典型的输出功率组合方式。图 2.12(a)是空间合成的输出结构,主要用于相控阵雷达。由于没有微波功率合成网络的插入损耗,因此输出功率的效率很高。图 2.12(b)是集中合成的输出结构,它可以单独作为中、小功率的雷达发射机辐射源,也可以用于相控阵雷达。由于有微波功率合成网络的插入损耗,它的效率比空间合成输出结构要低些。图 2.12(c)是采用集中合成输出结构的固态高功率放大器模块的组成框图,图中所示前级功率放大器和末级功率放大器分别由 n_1 个和 n_2 个相同的微波晶体管并联组成,采用了特殊的微波网络结构,使输出功率并联合成,而各个微波晶体管之间则保持相互隔离。图 2.12(c)中环行器的作用是防止和隔离天线及输出馈线上的高的电压驻波影响,保护末级功率放大晶体管,电容 C 为储能电容,此外还有性能检测电路和控制电路。

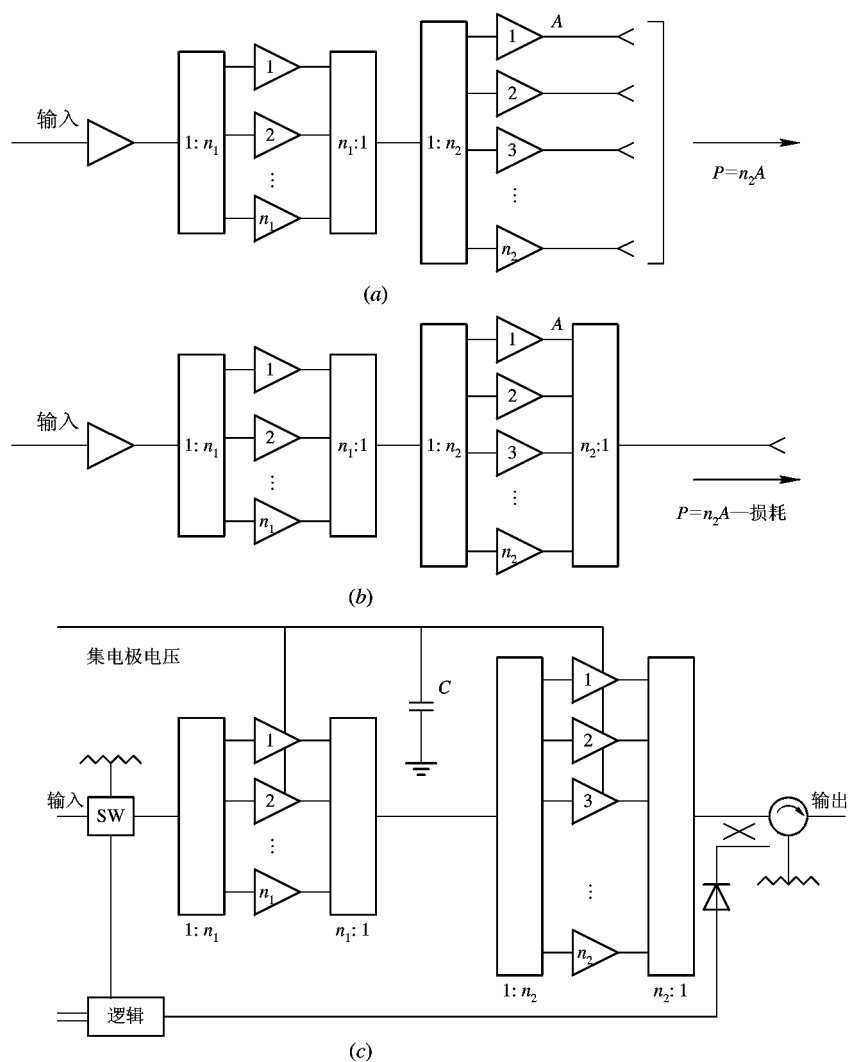


图 2.12 固态功率放大器输出功率组合方式

(a) 空间合成方式; (b) 集中合成输出结构; (c) 集中合成输出结构的固态高效模块

2.4.3 微波单片集成(MMIC)收发模块

微波单片集成电路(MMIC)的最新发展,使固态收发模块在相控阵雷达中的应用达到实用阶段。微波单片集成电路采用了新的模块化设计方法,将固态收发模块中的有源器件(线性放大器、低噪声放大器、饱和放大器或有源开关等)和无源器件(电阻、电容、电感、二极管和传输线等)制作在同一块砷化镓(GaAs)基片上,从而大大提高了固态收发模块的技术性能,使成品的一致性好,尺寸小,重量轻。

图 2.13 示出典型的微波单片集成收发模块的组成框图。收发模块主要由功率放大器、低噪声放大器、宽带放大器、移相器、衰减器、限幅收发开关和环形器等部件组成,具有高集成度、高可靠性和多功能特点。

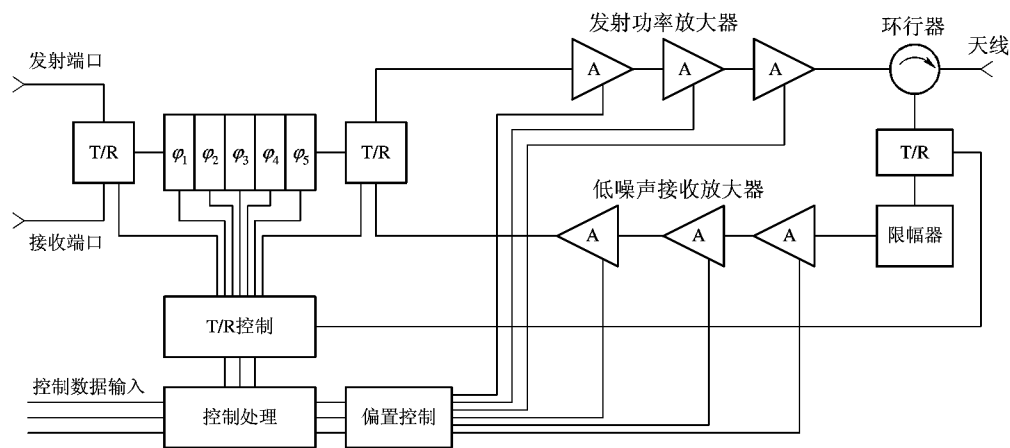


图 2.13 用于相控阵雷达的单片集成收发模块组成框图

近年来微波单片集成收发模块发展很快，并且已经成为相控阵雷达的关键部件。从超高频波段至厘米波波段，都有可供实用的微波单片集成收发模块，表 2.6 列出了从 L 波段至 X 波段的几种集成收发模块的主要性能参数及其体积和重量。

微波单片集成收发模块的主要优点如下：

- (1) 成本低。因为由有源和无源器件构成的高集成度和多功能电路是用批量生产工艺制作在相同的基片上的，它不需要常规的电路焊接装配过程，所以成本低廉。
- (2) 高可靠性。采用先进的集成电路工艺和优化的微波网络技术，没有常规分离元件电路的硬线连接和元件组装过程，因此单片集成收发模块的可靠性大大提高。

表 2.6 用于相控阵雷达的几种单片集成收发模块性能参数

频 率	发射模块			接收模块				体 积/ (英寸) ^{3①}	重 量/ 盎 司 ^②
	输 出 功 率 /W	增 益 /dB	效 率 /%	增 益 /dB	噪 声 系 数 /dB	均方根误差			
						增 益 /dB	相 位 /(°)		
L 波段	11	35	30	30	3.0	0.8	5.0	4.0	4.0
C 波段	10	31	16	25	4.1	0.5	4.0	2.4	2.4
S 波段	2	23	22	27	3.8	—	4.6	2.9	3.6
S/X 波段	2	30	25	—	—	—	—	0.25	—
X 波段	2.5	30	15	22	4.0	0.6	6.0	0.7	0.7

注：① 1(英寸)³=16.3871 cm³； ② 1 盎司=0.0283 kg。

- (3) 电路性能一致性好、成品率高。单片集成收发模块是在相同的基片上批量生产制作的，电路性能的一致性很好，成品率高，在使用维护中的替换性也很好。

- (4) 尺寸小、重量轻。有源和无源器件制作在同一块砷化镓基片上，电路的集成度很高，它的尺寸和重量与常规的分立元件制作的收发模块相比越来越小。如表 2.6 所示，L 波段的单片集成收发模块的尺寸为 67.2 cm²，重量仅为 4 盎司（即 0.113 kg）。

2.4.4 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。前面已经说过,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中。表 2.4 中列出了应用于雷达系统中的各种固态发射的特性,表 2.5 中列出了在某些雷达固态发射模块中应用的大功率晶体管特性。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,为了提高距离分辨力,在接收或信号处理系统中需要采用脉冲压缩技术。

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 2.14 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 1 kW;带宽为 10%~20%;脉冲宽度大于 10 μ s;接收机噪声系数为 3 dB;四位数字式移相器的相移量分别为 22.5°、45°、90°和 180°。

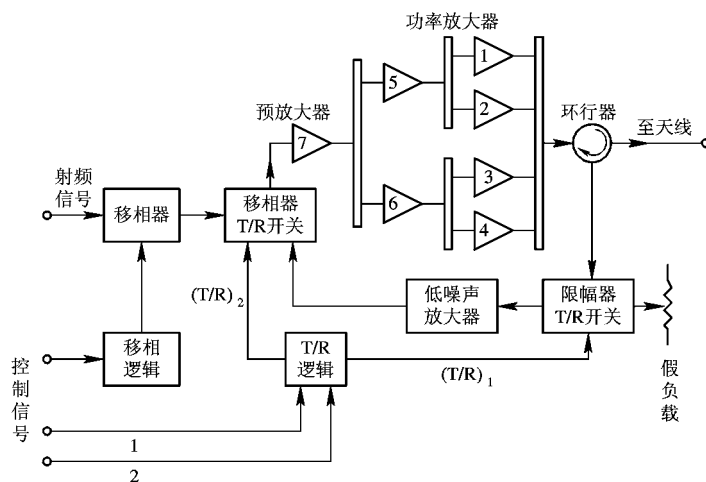


图 2.14 典型的 L 波段相控阵发射/接收模块

在发射状态,逻辑控制电路发出指令,使移相器收发开关处于发射方式(即保证移相器与预放大器接通)。射频信号经过移相器加到由硅双极晶体管组成的预放大器和功率放大器上,再经过环行器后直接激励相控阵天线中的某个阵元。在接收状态,逻辑控制电路使移相器收发开关处于接收方式(即保证低噪声放大器与移相器接通),由天线阵元接收到的射频回波信号经环行器和限幅器收发开关后加至低噪声放大器,然后再经过移相器送至射频综合网络。射频综合网络合成从各个阵元的发射/接收组件返回的射频回波信号,最后送至由计算机控制的相控阵雷达信号处理机。

2. 在全固态化高可靠性雷达中的应用

图 2.15 示出了一个 L 波段高可靠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 8 kW、平均功率为 1.25 kW。它的主要特点是：

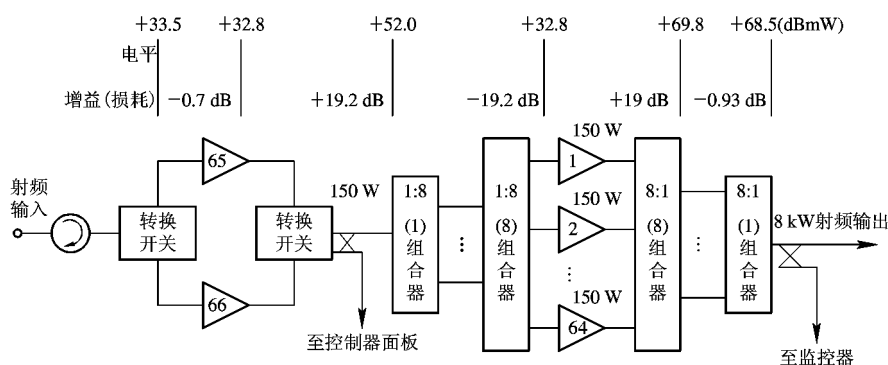


图 2.15 L 波段高可靠性全固态化发射机

(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 150 W、增益为 20 dB、带宽为 200 MHz、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。

上述三点使这个固态发射机具有高可靠性，而且体积小、重量轻、机动性好。

3. 在连续波体制对空监视雷达系统中的应用

图 2.16 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。这个连续波对空监视雷达提供高空卫星及其它空中目标的检测和跟踪数据，工作频率为 217 MHz。为了提高雷达系统的性能，用固态发射机直接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。每个辐射器直接由一个平均功率为 320 W 的固态发射模

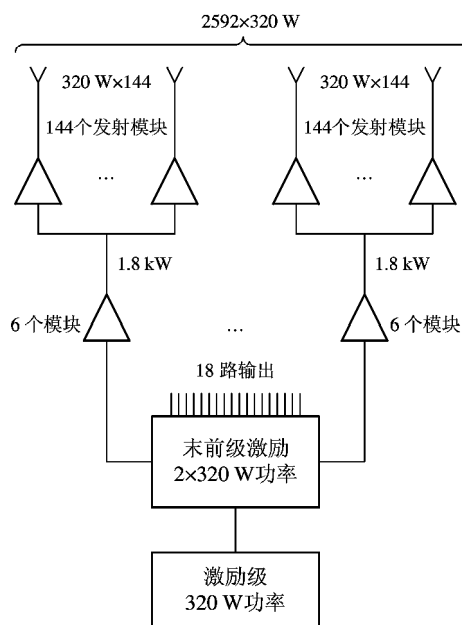


图 2.16 用于连续波对空监视雷达系统的固态发射机

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 1 dB。2592个固态发射模块输出的总平均功率为 830 kW,当考虑天线阵面的增益时,在空中合成的有效辐射功率高达 98 dBW。

与原来的电子管发射机相比,这个固态发射机具有如下优点:

(1) 高效率、低损耗。由于 2592 个固态发射模块与对应的偶极子辐射器在结构上是一体化的,没有电子管发射机必不可少的微波功率输出分配网络带来的损耗,整个发射机的效率为 52.6 %,比原来电子管发射机的效率(26.4 %)提高了 1 倍。

(2) 高可靠性。固态发射模块本身的平均无故障间隔时间已超过 100 000 h,整个发射系统的可靠性为 0.9998。

(3) 体积小、重量轻、维护方便。原来的发射机由 18 个输出功率为 50 kW 的高功率电子管末级放大器组成,需要的附加安全防护设备很多,体积庞大,维修困难。固态发射机使用 2592 个平均功率为 320 W 的固态模块,直流供电电压为 28 V,使用和维护很方便。

表 2.7 给出所用的固态发射模块的性能参数。表 2.8 列出这个固态发射机与原来电子管发射机的主要性能比较,可以看出,在发射功率、传输效率、整机效率和设备可靠性等方面,固态发射机具有明显的优势。

表 2.7 典型的固态发射模块的性能参数

参 数	特性规范值	特性实测值
频 率	216.98 MHz	216.98 MHz
输出平均功率	300 W+0.5 dB	320.0 W
增 益	16.8 dB	17.1 dB
虚假高频输出	-70 dBC(最大值)	-75 dBC
高频/直流效率	58 %	61.5 %
输入反射损失	14 dB	14 dB
输出功率一致性	0.5 dB	0.29 dB
输出相位偏差	3°	3°
直流电压	28 V/19 A, 8.9 V/0.2 A	28 V/16.5 A, 8.9 V/0.18 A
尺 寸	53 cm×66 cm×11 cm	53 cm×16 cm×11 cm
重 量		

表 2.8 连续波对空监视雷达固态发射机和电子管发射机性能比较

参 数	固态发射机	原来的电子管发射机
发射平均功率	850 kW	576 kW
功率传输效率	95.9 %	80 %
同轴线传输最大功率	1.8 kW	40 kW
发射机总效率	52.6 %	26.4 %
发射机可靠性	0.9998	0.8

2.5 脉冲调制器

雷达发射机广泛采用脉冲调制方式,包括常规的简单矩形脉冲列调制到比较复杂的编码脉冲或脉冲串调制。脉冲调制器的任务就是要给发射机的射频各级提供合适的视频调制脉冲。

脉冲调制器应该由下列三部分组成:电源部分、能量储存部分和脉冲形成部分。电源部分的作用是把初级电源(例如市电)变换成符合要求的直流电源(在某些特殊情况下也可能是变换成符合要求的交流电源)。能量储存部分的作用是为了降低对于电源部分的高峰值功率要求。因为脉冲调制器是在短促的脉冲期间给射频发生器提供能量的,而在较长的脉冲间歇期间停止工作,因此,为了有效利用电源功率,可以采用储能元件在脉冲间歇期间把电源送来的能量储存起来,等到脉冲期间再把储存的能量放出去,交给射频发生器。脉冲形成部分是利用一个开关,控制储能元件对负载(射频发生器)放电,以提供电压、功率、脉冲宽度及脉冲波形等参数都满足要求的视频脉冲。常用的储能元件有电容器和人工长线(或称仿真线),常用的开关元件有真空三、四极管,氢闸流管,半导体开关元件(可控硅元件)和具有非线性电感的磁开关等。由于真空管的通断可以由栅极电压来控制,通断利落,所以把这种调制开关称为刚性开关或主动开关。氢闸流管等后面几种开关,往往只能控制它的导通,而不能控制它的断开,只有当通过开关的电流下降到一定数值以下时才能断开,所以叫做软性开关。显然,软性开关只能用于储能元件完全放电的场合,这时为了改善脉冲波形,总是用人工线做储能元件。刚性开关则可以使储能元件部分放电。

由上所述,雷达发射机中常用的脉冲调制器主要有两种,一种是刚性开关的电容储能部分放电式调制器,另一种是软性开关的人工线调制器。图 2.17 就是它们的组成方框图。下面分别作简单介绍。

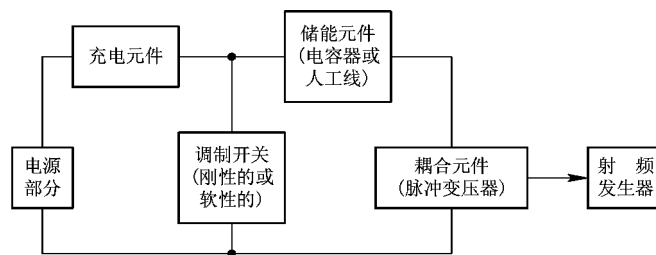


图 2.17 脉冲调制器的组成方框图

2.5.1 刚性开关脉冲调制器

根据负载的不同,刚性开关脉冲调制器又可分为阴极脉冲调制器、调制阳极脉冲调制器和栅极脉冲调制器。阴极脉冲调制器是直接或通过耦合元件(脉冲变压器)去控制射频发生器的全部电子注功率的。调制阳极脉冲调制器虽然一般也要提供全部电子注电压,但由于调制阳极截获的电流很小,因而它主要在脉冲的起始和结束时给分布电容充电和放电提供较大的电流。栅极脉冲调制器和调制阳极脉冲调制器相似,不过超高频管的栅极总是做

成具有高放大系数的控制极，所以要求的调制电压要小得多，可以采用低压元件和技术。

1. 阴极脉冲调制器

刚性开关阴极脉冲调制器的典型线路如图 2.18 所示。图中 V_1 是刚性开关管， C 是储能电容， V_2 是作为调制器负载的磁控管，电阻 R_1 是充电元件，电感 L 和二极管 V_3 构成储能元件的充电通路并用来改善调制脉冲的下降边。把图 2.18 的线路与一般的视频脉冲放大器相比可以看出，刚性开关阴极脉冲调制器本质上就是一个视频脉冲放大器，只不过在设计上要充分注意到它在大功率下运用，并要保证射频发生器所要求的良好波形罢了。

在图 2.18 的线路中，调制管的耐压和峰值电流必须略大于负载的工作电压和峰值电流。在某些情况下，负载要求的工作电压很高（例如某些大功率 O 型管工作电压在 100 kV 以上），调制管的耐压难以满足，就可以在调制器和负载间采用脉冲变压器耦合，如图 2.19 所示。根据脉冲变压器的变比相应地降低了调制管的耐压，同时也降低了高压电源的电压。当然，通过调制管的电流也增大了，如果一只管子不够，可以采用多管并联。引入脉冲变压器的缺点是会使调制脉冲的波形变差，当要求调制器适应各种不同的脉冲宽度和工作比时，脉冲变压器的应用也有困难。

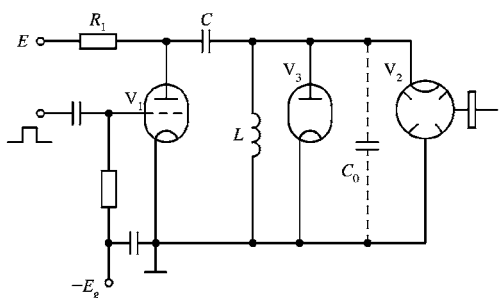


图 2.18 刚性开关阴极调制器的典型线路

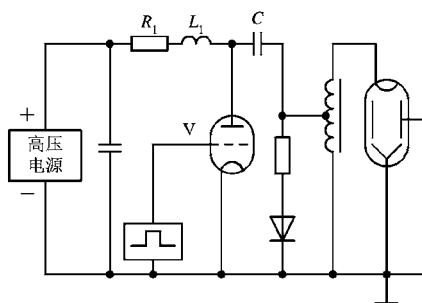


图 2.19 用脉冲变压器耦合的阴极脉冲调制器

为了适应多种脉冲宽度和高工作比的工作，往往采用把高压电源、调制管和负载三者串联起来的方式，如图 2.20 所示，我们把它叫做串联式阴极脉冲调制器，以与图 2.18 所示的高压电源、调制管和负载三者并联的并联式阴极脉冲调制器相区别。串联式调制器与并联式相比有以下优点：第一，串联式调制器省去了重复充电电路，所以可适用于高重复频率工作，特别适用于脉冲串工作，那里可能要求串内的各脉冲间的间隔很小；第二，串联式调制器的储能电容

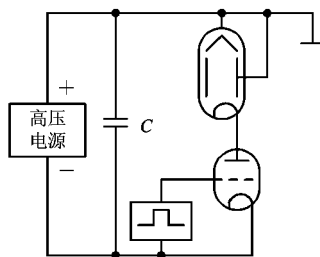


图 2.20 串联式阴极脉冲调制器

就是高压电源的滤波电容器组，只要这个电容足够大，就可以适应各种不同的脉冲宽度工作；第三，一般说来，串联式调制器的体积要比并联式的小些，因为并联式调制器除了需要储能电容外，高压电源输出端还需要有一个电容，以尽量减小脉冲负载对电源的影响。此外，并联式调制器还需要充电元件和旁通元件等。但是，串联式调制器有一个最大的缺点，就是调制管的栅极电源、帘栅电源、灯丝电源及栅极激励电路等都是处在对地有高压变动的电位上，这样就使得结构大大复杂。因此，一般常规雷达还是较多地采用并联式阴极脉冲调制器。

2. 调制阳极脉冲调制器

为了减小调制器的尺寸和调制功率,对于具有调制阳极或栅极的O型管,可以采用调制阳极调制或栅极调制。这样做还可以避免电子注电压(阴极电压)在上升与下降过程中产生寄生的 π 模振荡。由于O型管的调制阳极与栅极所截获的电流只有电子注电流的很小一部分(约为0.1%到1%),因而它对调制器呈现的是一个高欧姆电阻,同时并联着它自身的分布电容、杂散电容以及调制器的输出电容,也就是说,它呈现的基本上是一个电容性负载。由于这个原因,要采用类似上述阴极调制器的线路是不成功的,通常采用的是一种称之为浮动板调制器的线路,如图2.21所示。在这种线路中,调制开关由两只高压调制管

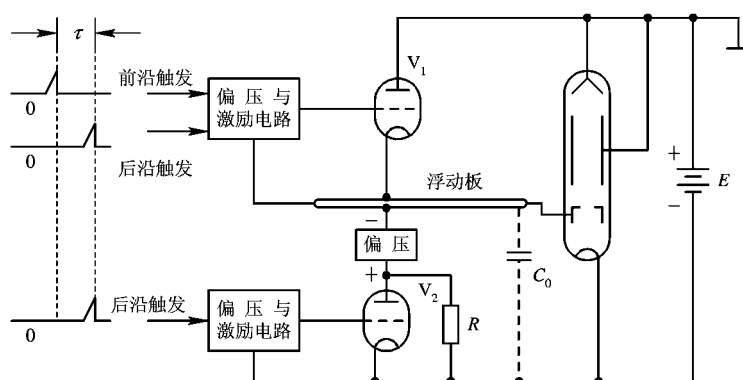


图 2.21 浮动板调制器

串联构成,其中, V_1 是接通管,它的阳极接地,阴极接在电位可以浮动的浮动板上; V_2 是截尾管,其阴极接电子注电源的负端,阳极通过O型管偏压电源也与浮动板相接。O型管的调制阳极直接接到浮动板上。调制器工作时,浮动板的电位随调制脉冲而浮动,使O型管工作或截止,这就是浮动板调制器名称的由来。

线路的工作原理是:在脉冲间歇期,接通管和截尾管都不导电,通过泄放电阻 R 使O型管调制阳极和阴极维持在负偏压上,因此O型管的电子注电流被截止。当接通管 V_1 受到激励而进入导通状态时,调制阳极的分布电容 C_0 被充电,浮动板随之被短接到近于地电位,形成输出脉冲前沿,此时调制阳极与阴极之间的电位差接近于电子注电压 E ,O型管开始工作,在脉冲宽度 τ 期间,接通管保持在导通状态,使调制阳极也继续维持在近于地电位,形成调制脉冲平顶。当截尾管受到激励而开启时(接通管的激励电路同时使接通管断开),分布电容 C_0 通过偏压电源和截尾管迅速放电,调制阳极重新回到相对于阴极为负偏压的电位差,形成调制脉冲的后沿 τ_2 ,O型管也就相应地截止。

图2.22示出了接通管的栅极激励波形 u_{g1} 以及接通管和截尾管的电流波形。要求接通管的栅极激励脉冲信号在其前沿期 τ_1 内很强,以保证足够大的电流对 C_0 迅速充电,而在脉冲平顶期 τ 内只要求接通管给出很小的电流即可。

浮动板调制器与一般的阴极脉冲调制器相比,具有以下基本特点:

① 要求调制管能承受全部电子注电压,但要求流过它的电流较小,主要是在脉冲前后沿期内给分布电容 C_0 提供充放电电流,因而调制管的功率损耗主要也就取决于分布电容 C_0 中的储能和脉冲重复频率 f_r 。其表达式为

$$P_a = \frac{1}{2} C_0 u^2 f_r$$

式中, P_a 为调制管的功率损耗; u 为电子注电压; f_r 为脉冲重复频率。

② 浮动板调制器形成的调制脉冲, 其前沿和后沿按速率 $du/dt = I_0/C$ 线性变化, 此速率取决于接通管和截尾管的电流 I_0 , 与脉冲宽度的大小无关, 故适合于宽脉冲和高工作比。

③ 浮动板调制器形成的脉冲具有比较平坦的平顶, 不存在顶峰, 因为 O 型管接通时直接跨在电子注电源的两端, 并且接通管处在饱和和开关状态, 只有很小的管压降, 其栅极激励电压的变化对 O 型管的电子注电流只有二阶的影响。

④ 接通管和截尾管都处于高电位上, 故增加了对它们激励的困难。解决的基本办法是, 使定时器来的使接通管导通的脉冲开始触发信号和使接通管截止、截尾管导通的脉冲开始触发信号, 分别通过隔离高电位的耦合方式耦合到浮动的高电位上去。常用的耦合方式有电容耦合、变压器耦合、射频耦合和光耦合等, 其中光耦合是一种新技术, 它的性能较好。

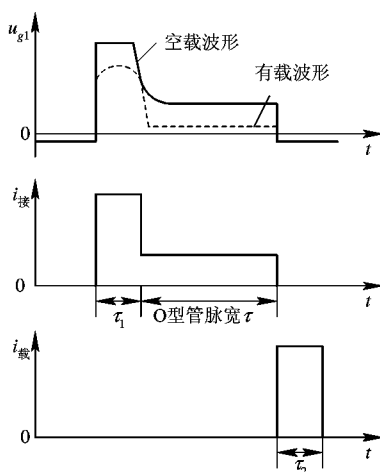


图 2.22 接通管和截尾管电压、电流波形

2.5.2 软性开关脉冲调制器

软性开关脉冲调制器的典型线路如图 2.23 所示。如前所述, 由于软性开关(在图中画的是氢闸流管 V_1) 在控制其导通后只有通过它的电流下降到一定电平(接近于零)以后才能断开, 因而储能元件只能是完全放电。为了在负载上获得近于矩形的脉冲, 储能元件用开路长线组成, 根据开路长线向匹配负载放电的原理, 在负载上可以形成宽度等于电磁波在长线上往返传播时间的矩形脉冲。由于雷达的工作脉冲宽度多半在微秒量级以上, 用真实长线长度太长, 因而实际上是用集总参数的网络来代替长线, 称为仿真线或脉冲形成网络, 如图中 PFN 所示。由于软性开关的正向阻断电压较低, 在调制器和负载之间要用升压的脉冲变压器耦合, 因而仿真线实际上是向一个由分布电容、变压器的漏感和励磁电感以及射频发生器呈现的电阻组成的复杂负载放电。可以证明, 所得到的负载波形有一定的上升边和下降边, 在脉冲顶部有肩峰和脉动, 有时在主脉冲结束后还会有电压的回扫和振荡。这些对于射频发生器的工作都是不利的, 在设计调制器时应仔细考虑。

为了提高充电效率, 在软性开关调制器中广泛采用电感作为充电元件。通常设计得使充电回路的自然谐振周期 $T_{ch} = 2\pi\sqrt{L_{ch}C_0}$ (C_0 是仿真线的静电容) 等于脉冲重复周期 T_r 的两倍, 即

$$T_r = \pi\sqrt{L_{ch}C_0}$$

这种充电方式称为直流谐振充电。在忽略充电电路的损耗时, 仿真线在充电结束时的电压应为电源电压的两倍。直流谐振充电的缺点是脉冲重复频率必须是固定的, 因此为了适应雷达工作于多种重复频率的要求, 可在充电电路中串入一只二极管, 称为充电二极管或保持二极管, 如图 2.23 中 V_{D1} 所示。这时只要充电电路的 $\pi\sqrt{L_{ch}C_0}$ 值小于最小的脉冲重复

周期就行了。由于二极管的保持作用,仿真线上的电压在闸流管点火前可以保持为电源电压两倍的数值。

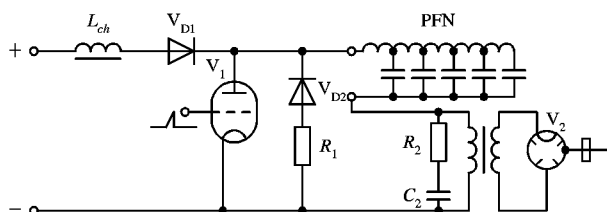


图 2.23 软性开关脉冲调制器的典型线路

图 2.23 中的 V_{D2} 和 R_1 称为过电压保护电路,它的作用是防止仿真线上出现过高的电压而损坏闸流管。这种过电压是因负载打火使仿真线发生严重的不匹配放电造成的。当仿真线向接近短路的负载放电时,其上的电压会变成负极性,由于闸流管不能反向导电,这个负极性的电压不会消失,在下一个脉冲重复周期充电时,这个电压与电源电压的极性一致,因而仿真线将会充电到一个较高的电压值。如果这时负载打火并未消失,那么这一过程将会继续下去。理论上可以证明,仿真线上的电压将会达到电源电压的 6 倍之多。当电路中接入 V_{D2} 和 R_1 之后,只要仿真线上出现负极性电压,就可以通过 V_{D2} 放掉,从而防止了仿真线上过电压的产生。

图 2.23 中的 R_2C_2 称为反肩峰电路。众所周知,磁控管等微波发生器是一个非线性电阻,并不是在所有条件下都与仿真线相匹配。这种不匹配的放电会在脉冲的前沿引起显著的肩峰。 R_2C_2 电路就是为了减小这种肩峰的,其电阻通常选择得和负载阻抗相等,而电容的大小可按电路时常数与脉冲前沿时间大致相当来确定。

与刚性开关脉冲调制器相比,软性开关调制器的优点是:

① 转换功率大,线路效率高。这是因为软性开关导通时内阻小,可以通过的电流大。例如,国产氢闸流管的定型产品转换功率可达 10 MW 以上,电流达 1000 A。

② 它要求的触发脉冲振幅小,功率低,对波形的要求不严格,因此预调器比较简单。

它的主要缺点是:

① 脉冲波形一般不如刚性开关调制器好,因为人工线的不理想和脉冲变压器的分布参数都会使脉冲波形的前后沿拖长,顶部产生脉动。

② 对负载阻抗的适应性差,因为它在正常工作时要求人工线的特性阻抗与负载阻抗匹配。

③ 对波形的适应性也差,因为改变脉冲宽度时必须在高压电路中变换人工线。如果是高工作比工作,由于软性开关恢复时间的限制,往往更难做到。

由此可见,软性开关调制器适宜应用在精度要求不高,波形要求不严而功率要求较大的雷达发射机中,例如远程警戒雷达中。

主 要 参 考 文 献

- [1] 雷达发射设备. 西安: 西北电讯工程学院, 1975
- [2] M. I. 斯科尔尼克主编. 雷达手册(第四分册). 谢卓译. 北京: 国防工业出版社, 1974
- [3] Howes M J, Morgan D V. Microwave Devices Device Circuit Interactions. John Wiley & Sons, 1976
- [4] Campbell R B Jr., Hott D J. Solid State Transmitter for Radar Applications. International Conference on Radar. Paris: Dec. 1978 pp. 487~496
- [5] 雷达系统编写组. 雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 1980
- [6] 丁鹭飞主编. 雷达原理. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984

第 3 章 雷 达 接 收 机

3.1 雷达接收机的组成和主要质量指标

3.1.1 超外差式雷达接收机的组成

雷达接收机的任务是通过适当的滤波将天线上接收到的微弱高频信号从伴随的噪声和干扰中选择出来，并经过放大和检波后，送至显示器、信号处理器或由计算机控制的雷达终端设备中。

本章主要讨论在噪声背景中检测回波信号的雷达接收机。雷达接收机可以按应用、设计、功能和结构等多种方式来分类。但是，一般可以将雷达接收机分为超外差式、超再生式、晶体视放式和调谐高频(TRF)式等 4 种类型。其中，超外差式雷达接收机具有灵敏度高、增益高、选择性好和适用性广等优点，在所有的雷达系统中都获得实际应用。

超外差式雷达接收机的简化方框图如图 3.1 所示。它的主要组成部分是：

- (1) 高频部分，又称为接收机“前端”，包括接收机保护器、低噪声高频放大器、混频器和本机振荡器；
- (2) 中频放大器，包括匹配滤波器；
- (3) 检波器和视频放大器。

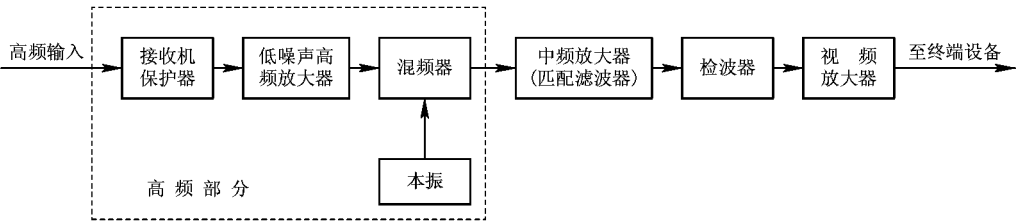


图 3.1 超外差式雷达接收机简化方框图

从天线接收的高频回波通过收发开关加至接收机保护器，一般是经过低噪声高频放大器后再送到混频器。在混频器中，高频回波脉冲信号与本机振荡器的等幅高频电压混频，将信号频率降为中频(IF)，再由多级中频放大器对中频脉冲信号进行放大和匹配滤波，以获得最大的输出信噪比，最后经过检波器和视频放大后送至终端处理设备。

更为通用的超外差式雷达接收机的组成方框图如图 3.2 所示。它适用于收、发公用天线的各种脉冲雷达系统。实际的雷达接收机可以不(而且通常也不)包括图中所示的全部部件。

对于非相参雷达接收机，通常需要采用自动频率微调(AFC)电路，把本机振荡器调谐

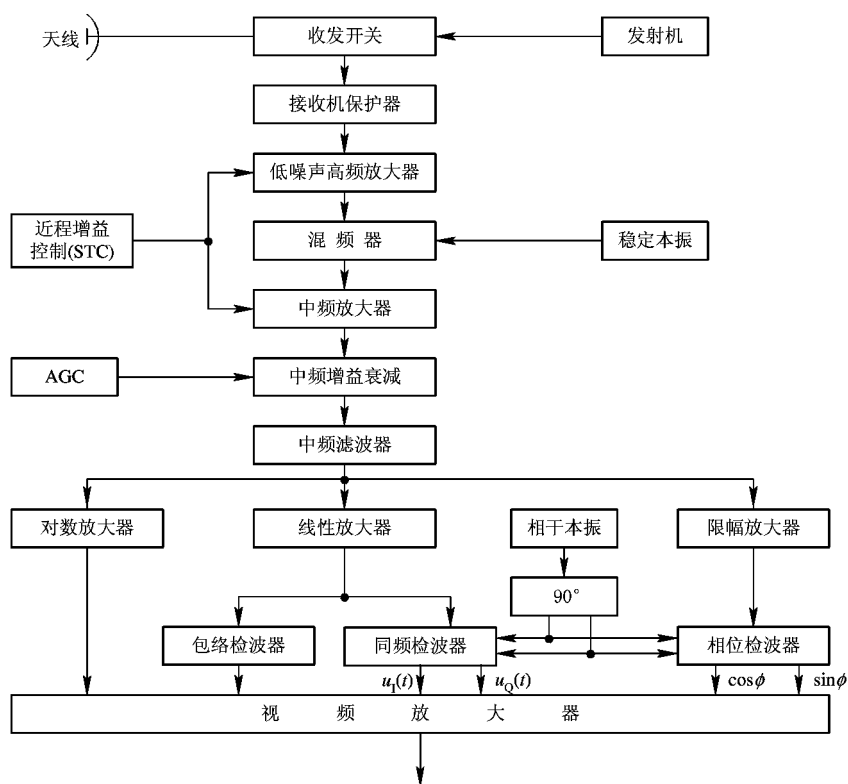


图 3.2 超外差式雷达接收机的一般方框图

到比发射频率高或低一个中频的频率。而在相干接收机中，稳定本机振荡器(STALO)的输出是由用来产生发射信号的相干源(频率合成器)提供的。输入的高频信号与稳定本机振荡信号或本机振荡器输出相混频，将信号频率降为中频。信号经过多级中频放大和匹配滤波后，可以对其采用几种处理方法。对于非相干检测，通常采用线性放大器和包络检波器来为检测电路和显示设备提供信息。当要求宽的瞬时动态范围时，可以采用对数放大器—检波器，对数放大器能提供大于 80 dB 的有效动态范围。

对于相干处理，中频放大和中频滤波之后有二种处理方法，见图 3.2。第一种方法是经过线性放大器后进行同步检波，同步检波器输出的同相(I)和正交(Q)的基带多卜勒信号提供了回波的振幅信息和相位信息。第二种方法是经过硬限幅放大(幅度恒定)后进行相位检波，此时正交相位检波器只能保留回波信号的相位信息。

在图 3.2 中，灵敏度时间增益控制(STC)使接收机的增益在发射机发射之后，按 R^{-1} 规律随时间而增加，以避免近距离的强回波使接收机过载饱和。灵敏度时间控制又称为近程增益控制，可以加到高频放大器和前置中频放大器中。自动增益控制(AGC)是一种反馈技术，用来自动调整接收机的增益，以便在雷达系统跟踪环路中保持适当的增益范围。

3.1.2 超外差式雷达接收机的主要质量指标

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 $S_{i\min}$ 来表示。当接收机的输入信号功率达到 $S_{i\min}$ 时,接收机就能正常接收而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,如图 3.3 所示。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。

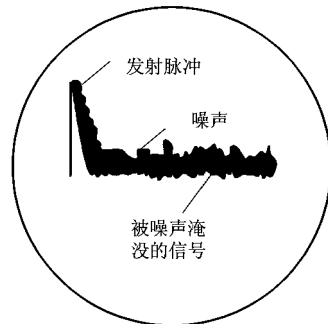


图 3.3 显示器上所见到的信号与噪声

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

2. 接收机的工作频带宽度

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容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 $S_{i\min}$,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,叫做动态范围。为了保证对强弱信号均能正常接收,要求动态范围大,就需要采取一定措施,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 30 MHz 到 4 GHz 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 MHz 至 500 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,输出的信号噪声比最大。

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(振幅特性、频率特性和相位特性等)受到影响的程度,希望影响越小越好。

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,即简称的“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(MMIC)、中频单片集成电路(IMIC)和专用集成电路(ASIC);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,例如有源相控阵接收系统和数字多波束形成系统。一种由砷化镓(GaAs)单片制成的C波段微波单片集成电路,包括完整的接收机高频电路,即五级高频放大器、可变衰减器、移相器、环行器和限幅开关电路等,噪声系数为 2.5 dB,可变增益为 30 dB。

3.2 接收机的噪声系数和灵敏度

3.2.1 接收机的噪声

雷达接收机噪声的来源主要分为两种,即内部噪声和外部噪声。内部噪声主要由接收机中的馈线、放电保护器、高频放大器或混频器等产生。接收机内部噪声在时间上是连续的,而振幅和相位是随机的,通常称为“起伏噪声”,或简称为噪声。外部噪声是由雷达天线进入接收机的各种人为干扰、天电干扰、工业干扰、宇宙干扰和天线热噪声等,其中以天线热噪声影响最大,天线热噪声也是一种起伏噪声。

1. 电阻热噪声

它是由于导体中自由电子的无规则热运动形成的噪声。因为导体具有一定的温度,导体中每个自由电子的热运动方向和速度不规则地变化,因而在导体中形成了起伏噪声电流,在导体两端呈现起伏电压。

根据奈奎斯特定律,电阻产生的起伏噪声电压均方值

$$\bar{u}_n^2 = 4kTRB_n \quad (3.2.1)$$

式中, k 为玻尔兹曼常数, $k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K; T 为电阻温度, 以绝对温度(K)计量, 对于室温 17°C , $T=T_0=290$ K; R 为电阻的阻值; B_n 为测试设备的通带。

式(3.2.1)表明电阻热噪声的大小与电阻的阻值 R 、温度 T 和测试设备的通带 B_n 成正比。

电阻热噪声的功率谱密度 $p(f)$ 是表示噪声频谱分布的重要统计特性, 其表示式可直接由式(3.2.1)求得

$$p(f) = 4kTR \quad (3.2.2)$$

显然, 电阻热噪声的功率谱密度是与频率无关的常数。通常把功率谱密度为常数的噪声称为“白噪声”, 电阻热噪声在无线电频率范围内就是白噪声的一个典型例子。

2. 额定噪声功率

根据电路基础理论, 信号电动势为 E_s , 而内阻抗为 $Z=R+jX$ 的信号源, 当其负载阻抗与信号源内阻匹配, 即其值为 $Z^*=R-jX$ 时(见图 3.4), 信号源输出的信号功率最大, 此时, 输出的最大信号功率称为“额定”信号功率(有时也称为“资用”功率、或“有效”功率), 用 S_a 表示, 其值是

$$S_a = \left(\frac{E_s}{2R}\right)^2 R = \frac{E_s^2}{4R} \quad (3.2.3)$$

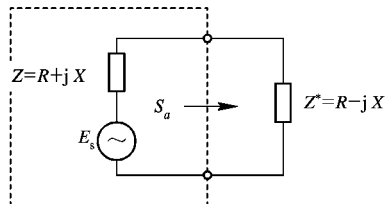


图 3.4 “额定”信号功率的示意图

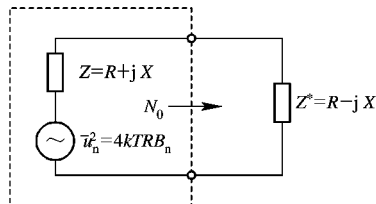


图 3.5 “额定”噪声功率的示意图

同理, 把一个内阻抗为 $Z=R+jX$ 的无源二端网络看成一个噪声源, 由电阻 R 产生的起伏噪声电压均方值 $\bar{u}_n^2=4kTRB_n$, 见图 3.5。假设接收机高频前端的输入阻抗 Z^* 为这个无源二端网络的负载, 显然, 当负载阻抗 Z^* 与噪声源内阻抗 Z 匹配, 即 $Z^*=R-jX$ 时, 噪声源输出最大噪声功率, 称为“额定”噪声功率, 用 N_0 表示, 其值为

$$N_0 = \frac{\bar{u}_n^2}{4R} = kTB_n \quad (3.2.4)$$

因此可以得出重要结论: 任何无源二端网络输出的额定噪声功率只与其温度 T 和通带 B_n 有关。

3. 天线噪声

天线噪声是外部噪声, 它包括天线的热噪声和宇宙噪声, 前者是由天线周围介质微粒的热运动产生的噪声, 后者是由太阳及银河星系产生的噪声, 这种起伏噪声被天线吸收后进入接收机, 就呈现为天线的热起伏噪声。天线噪声的大小用天线噪声温度 T_A 表示, 其电压均方值为

$$\bar{u}_{nA}^2 = 4kT_A R_A B_n \quad (3.2.5)$$

式中, R_A 为天线等效电阻。

天线噪声温度 T_A 决定于接收天线方向图中(包括旁瓣和尾瓣)各辐射源的噪声温度, 它与波瓣仰角 θ 和工作频率 f 等因素有关, 如图 3.6 所示。图中天线噪声温度 T'_A 是假设天线为理想的(无损耗、无旁瓣指向地面), 但是大多数情况下必须考虑地面噪声温度 T_g , 在旁瓣指向地面的典型情况下, $T_g = 36 \text{ K}$, 因此修正后的天线总噪声温度为

$$T_A = 0.876 T'_A + 36 \text{ (K)} \quad (3.2.6)$$

由图 3.6 可以看出, 天线噪声与频率 f 有关, 它并非真正白噪声, 但在接收机通带内可近似为白噪声。毫米波段的噪声温度比微波段要高些, 22.2 GHz 和 60 GHz 的噪声温度最大, 这是由于水蒸气和氧气吸收谐振引起的。

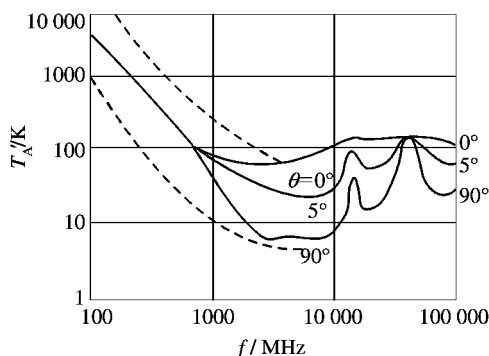


图 3.6 天线噪声温度与频率、波瓣仰角的关系

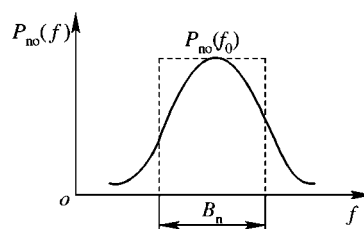


图 3.7 噪声带宽的示意图

4. 噪声带宽

功率谱均匀的白噪声, 通过具有频率选择性的接收线性系统后, 输出的功率谱 $p_{no}(f)$ 就不再是均匀的了, 如图 3.7 的实曲线所示。为了分析和计算方便, 通常把这个不均匀的噪声功率谱等效为在一定频带 B_n 内是均匀的功率谱。这个频带 B_n 称为“等效噪声功率谱宽度”, 一般简称“噪声带宽”。因此, 噪声带宽可由下式求得:

$$\int_0^\infty p_{no}(f) df = p_{no}(f_0) B_n \quad (3.2.7)$$

即

$$B_n = \frac{\int_0^\infty p_{no}(f) df}{p_{no}(f_0)} = \frac{\int_0^\infty |H(f)|^2 df}{H^2(f_0)} \quad (3.2.8)$$

式中, $H^2(f_0)$ 为线性电路在谐振频率 f_0 处的功率传输系数。

上式表明, 噪声带宽 B_n 与信号带宽(即半功率带宽) B 一样, 只由电路本身的参数决定。当电路型式和级数确定后, B_n 与 B 之间具有一定的关系, 见表 3.1。从表中可见, 当谐振电路级数越多时, B_n 就越接近于 B 。在雷达接收机中, 高中频谐振电路的级数较多, 因此在计算和测量噪声时, 通常可用信号带宽 B 直接代替噪声带宽 B_n 。

表 3.1 噪声带宽与信号带宽的比较

电 路 型 式	级 数	B_n/B
单 调 谐	1	1.571
	2	1.220
	3	1.155
	4	1.129
	5	1.114
双调谐或两级参差调谐	1	1.110
	2	1.040
三级参差调谐	1	1.048
四级参差调谐	1	1.019
五级参差调谐	1	1.010
高 斯 型	1	1.065

3.2.2 噪声系数和噪声温度

我们知道,噪声总是伴随着信号出现。信号与噪声的功率比值 S/N 简称“信噪比”,决定检测能力的是接收机输出端的信噪比 S_o/N_o 。

内部噪声对检测信号的影响,可以用接收机输入端的信噪比 S_i/N_i 通过接收机后的相对变化来衡量。假如接收机中没有内部噪声,称为“理想接收机”,则其输出信噪比 S_o/N_o 与输入信噪比 S_i/N_i 相同。实际接收机总是有内部噪声的,将使 $S_o/N_o < S_i/N_i$, 如果内部噪声越大,输出信噪比减小得越多,则表明接收机性能越差。通常,我们用噪声系数和噪声温度来衡量接收机的噪声性能。

1. 噪声系数

噪声系数的定义是: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 3.8。根据定义,噪声系数可用下式表示:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (3.2.9)$$

式中, S_i 为输入额定信号功率; N_i 为输入额定噪声功率 ($N_i = kT_0 B_n$); S_o 为输出额定信号功率; N_o 为输出额定噪声功率。

噪声系数 F 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(3.2.9)可以改写为

$$F = \frac{N_o}{N_i G_a} \quad (3.2.10)$$

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。

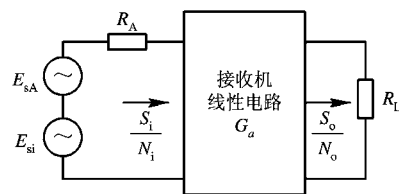


图 3.8 噪声系数的说明图

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

$$N_o = N_i G_a + \Delta N = k T_0 B_n G_a + \Delta N \quad (3.2.11)$$

将 N_o 代入式(3.2.10)可得

$$F = 1 + \frac{\Delta N}{k T_0 B_n G_a} \quad (3.2.12)$$

从上式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 $F > 1$, 只有当接收机是“理想接收机”时, 才会有 $F = 1$ 。

下面对噪声系数作几点说明:

① 噪声系数只适用于接收机的线性电路和准线性电路, 即检波器以前部分。检波器是非线性电路, 而混频器可看成是准线性电路, 因其输入信号和噪声都比本振电压小很多, 输入信号与噪声间的相互作用可以忽略。

② 为使噪声系数具有单值确定性, 规定输入噪声以天线等效电阻 R_A 在室温 $T_0 = 290 \text{ K}$ 时产生的热噪声为标准, 所以由式(3.2.12)可以看出, 噪声系数只由接收机本身参数确定。

③ 噪声系数 F 是没有单位的数值, 通常用分贝表示

$$F = 10 \lg F(\text{dB}) \quad (3.2.13)$$

④ 噪声系数的概念与定义, 可推广到任何无源或有源的四端网络。

接收机的馈线、放大器、移相等属于无源四端网络, 其示意图见图 3.9, 图中 G_a 为额定功率传输系数。由于具有损耗电阻, 因此也会产生噪声, 下面求其噪声系数。



图 3.9 无源四端网络

从网络的输入端向左看, 是一个电阻为 R_A 的无源二端网络, 它输出的额定噪声功率为

$$N_i = k T_0 B_n \quad (3.2.14)$$

经过网络传输, 加于负载 R_L 上的外部噪声额定功率为

$$N_i G_a = k T_0 B_n G_a \quad (3.2.15)$$

从负载电阻 R_L 向左看, 也是一个无源二端网络, 它是由信号源电阻 R_A 和无源四端网络组合而成的, 同理, 这个二端网络输出的额定噪声功率仍为 $k T_0 B_n$, 它也就是无源四端网络输出的总额定噪声功率, 即

$$N_o = k T_0 B_n \quad (3.2.16)$$

根据式(3.2.10)可得

$$F = \frac{N_o}{N_i G_a} = \frac{1}{G_a} \quad (3.2.17)$$

由于无源四端网络额定功率传输系数 $G_a \leq 1$, 因此其噪声系数 $F \geq 1$ 。

2. 等效噪声温度

前面已经提到, 接收机外部噪声可用天线噪声温度 T_A 来表示, 如果用额定功率来计量, 接收机外部噪声的额定功率为

$$N_A = kT_A B_n \quad (3.2.18)$$

为了更直观地比较内部噪声与外部噪声的大小,可以把接收机内部噪声在输出端呈现的额定噪声功率 ΔN 等效到输入端来计算,这时内部噪声可以看成是天线电阻 R_A 在温度 T_e 时产生的热噪声,即

$$\Delta N = kT_e B_n G_a \quad (3.2.19)$$

温度 T_e 称为“等效噪声温度”或简称“噪声温度”,此时接收机就变成没有内部噪声的“理想接收机”,其等效电路见图 3.10。

将式(3.2.19)代入式(3.2.12),可得

$$F = 1 + \frac{kT_e B_n G_a}{kT_0 B_n G_a} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (3.2.20)$$

$$T_e = (F - 1)T_0 = (F - 1) \times 290 \text{ (K)}$$

$$(3.2.21)$$

此式即为噪声温度 T_e 的定义表示式,它的

物理意义是把接收机内部噪声看成是“理想接收机”的天线电阻 R_A 在温度 T_e 时所产生的,此时实际接收机变成如图 3.10 所示的“理想接收机”。

图中 T_A 为天线噪声温度。系统噪声温度 T_s 由内、外两部分噪声温度所组成,即

$$T_s = T_A + T_e \quad (3.2.22)$$

表 3.2 给出 T_e 与 F 的对应值。从表中可以看出,若用噪声系数 F 来表示两部低噪声接收机的噪声性能时,例如它们分别为 1.05 和 1.1,有可能误认为两者噪声性能差不多。但若用噪声温度 T_e 来表示其噪声性能时,将会发现两者的噪声性能实际上已相差一倍(分别为 14.5 K 和 29 K)。此外,只要直接比较 T_e 和 T_A ,就能直观地比较接收机内部噪声与外部噪声的相对大小。因此,对于低噪声接收机和低噪声器件,常用噪声温度来表示其噪声性能。

表 3.2 T_e 与 F 的对照表

$F/\text{倍数}$	1	1.05	1.1	1.5	2	5	8	10
F/dB	0	0.21	0.41	1.76	3.01	6.99	9.03	10
T_e/K	0	14.5	29	145	290	1160	2030	2610

3. 相对噪声温度——噪声比

雷达接收机中的晶体混频器是一个有源四端网络,它除了可用噪声系数 F_c 表示其噪声性能外,还经常用相对噪声温度来表示。相对噪声温度有时简称为噪声比 t_c ,其意义为实际输出的中频额定噪声功率 $(F_c k T_0 B_n G_c)$ 与仅由等效损耗电阻产生的输出额定噪声功率 $(k T_0 B_n)$ 之比,即

$$t_c = \frac{F_c k T_0 B_n G_c}{k T_0 B_n} = F_c G_c \quad (3.2.23)$$

式中, G_c 为混频器的额定功率增益或额定功率传输系数。噪声比 t_c 表示有源四端网络中除损耗电阻以外的其它噪声源的影响程度。



图 3.10 接收机内部噪声的换算

3.2.3 级联电路的噪声系数

为了简便,先考虑两个单元电路级联的情况,如图 3.11 所示。图中 F_1 、 F_2 和 G_1 、 G_2 分别表示第一、二级电路的噪声系数和额定功率增益。为了计算总噪声系数 F_0 ,先求实际输出的额定噪声功率 N_o 。由式(3.2.10)可得

$$N_o = kT_0 B_n G_1 G_2 F_0 \quad (3.2.24a)$$

而

$$N_o = N_{oi2} + \Delta N_2 \quad (3.2.24b)$$

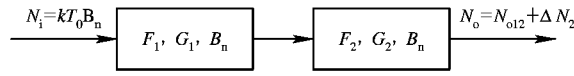


图 3.11 两级电路的级联

N_o 由两部分组成:一部分是由第一级的噪声在第二级输出端呈现的额定噪声功率 N_{oi2} ,其数值为 $kT_0 B_n F_1 G_1 G_2$,第二部分是由第二级所产生的噪声功率 ΔN_2 ,由式(3.2.12)可得

$$\Delta N_2 = (F_2 - 1)kT_0 B_n G_2 \quad (3.2.25)$$

于是式(3.2.24)可进一步写成

$$N_o = kT_0 B_n G_1 G_2 F_0 = kT_0 B_n G_1 G_2 F_1 + (F_2 - 1)kT_0 B_n G_2$$

化简后可得两级级联电路的总噪声系数

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.2.26)$$

同理可证, n 级电路级联时接收机总噪声系数为

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.2.27)$$

上式给出了重要结论: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。

噪声系数只适用于检波器以前的线性电路。典型的雷达接收机高、中频电路见图 3.12。图中列出了各级的额定功率增益和噪声系数。

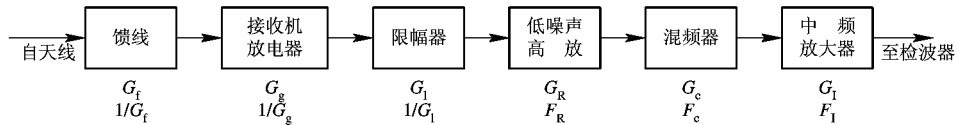


图 3.12 典型雷达接收机的高、中频部分

将图 3.12 中所列各级的额定功率增益和噪声系数代入式(3.2.27),即可求得接收机的总噪声系数:

$$F_0 = \frac{1}{G_I G_g G_l} \left(F_R + \frac{F_c - 1}{G_R} + \frac{F_I - 1}{G_R G_c} \right) \quad (3.2.28)$$

一般都采用高增益($G_R \geq 20$ dB)低噪声高频放大器,因此式(3.2.28)可简化为

$$F_0 \approx \frac{F_R}{G_I G_g G_l} \quad (3.2.29)$$

若不采用高放,直接用混频器作为接收机第一级,则可得

$$F_0 = \frac{t_c + F_I - 1}{G_I G_g G_l G_c} \quad (3.2.30)$$

式中, t_c 为混频器的噪声比,本振噪声的影响一般也计入在内。

若接收机的噪声性能用等效噪声温度 T_e 表示,则它与各级噪声温度之间的关系为

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}} \quad (3.2.31)$$

3.2.4 接收机灵敏度

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。通常雷达终端检测信号的质量取决于信噪比。

已经知道,接收机噪声系数 F_0 为

$$F_0 = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (3.2.32)$$

或者写成

$$\frac{S_i}{N_i} = F_0 \frac{S_o}{N_o} \quad (3.2.33)$$

此时,输入信号额定功率为

$$S_i = N_i F_0 \frac{S_o}{N_o} \quad (3.2.34)$$

式中, $N_i = kT_0 B_n$ 为接收机输入端的额定噪声功率。于是进一步得到

$$S_i = kT_0 B_n F_0 \frac{S_o}{N_o} \quad (3.2.35)$$

为了保证雷达检测系统发现目标的质量(如在虚警概率为 10^{-6} 的条件下发现概率是 50 % 或 90 % 等),接收机的中频输出必须提供足够的信号噪声比,令 $S_o/N_o \geq (S_o/N_o)_{\min}$ 时对应的接收机输入信号功率为最小可检测信号功率,即接收机实际灵敏度为

$$S_{i \min} = kT_0 B_n F_0 \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} \quad (3.2.36)$$

通常,我们把 $(S_o/N_o)_{\min}$ 称为“识别系数”,并用 M 表示,所以灵敏度又可以写成

$$S_{i \min} = kT_0 B_n F_0 M \quad (3.2.37)$$

为了提高接收机的灵敏度,即减少最小可检测信号功率 $S_{i \min}$,应做到:① 尽量降低接收机的总噪声系数 F_0 ,所以通常采用高增益、低噪声高放;② 接收机中频放大器采用匹配滤波器,以便得到白噪声背景下输出最大信号噪声比;③ 式中的识别系数 M 与所要求的

检测质量、天线波瓣宽度、扫描速度、雷达脉冲重复频率及检测方法等因素均有关系。在保证整机性能的前提下，尽量减小 M 的数值。

为了比较不同接收机线性部分的噪声系数 F_0 和带宽 B_n 对灵敏度的影响，需要排除接收机以外的诸因素，因此通常令 $M=1$ ，这时接收机的灵敏度称为“临界灵敏度”，其为

$$S_{i\min} = kT_0 B_n F_0 \quad (3.2.38)$$

雷达接收机的灵敏度以额定功率表示，并常以相对 1 mW 的分贝数计值，即

$$S_{i\min}(\text{dBmW}) = 10 \lg \frac{S_{i\min}(\text{W})}{10^{-3}} (\text{dBmW}) \quad (3.2.39)$$

一般超外差接收机的灵敏度为 $-90 \sim -110$ dBmW。

对米波雷达，可用最小可检测电压 $E_{Si\min}$ 表示灵敏度

$$E_{Si\min} = 2 \sqrt{S_{i\min} R_A} \quad (3.2.40)$$

对一般超外差式接收机， $E_{Si\min}$ 为 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ V。

将 kT_0 的数值代入式(3.3.38)， $S_{i\min}$ 仍取常用单位 dBmW，则可得简便计算公式为

$$S_{i\min}(\text{dBmW}) = -114 \text{ dB} + 10 \lg B_n(\text{MHz}) + 10 \lg F_0 \quad (3.2.41)$$

由此式可画出不同噪声带宽时接收机灵敏度与噪声系数的关系曲线，如图 3.13 所示。例如，当 $F_0 = 6$ dB，接收机高、中放带宽 $B_{\text{RI}} = 1.8$ MHz 时，由图 3.13 可查得 $S_{i\min} = -105.4$ dBmW。

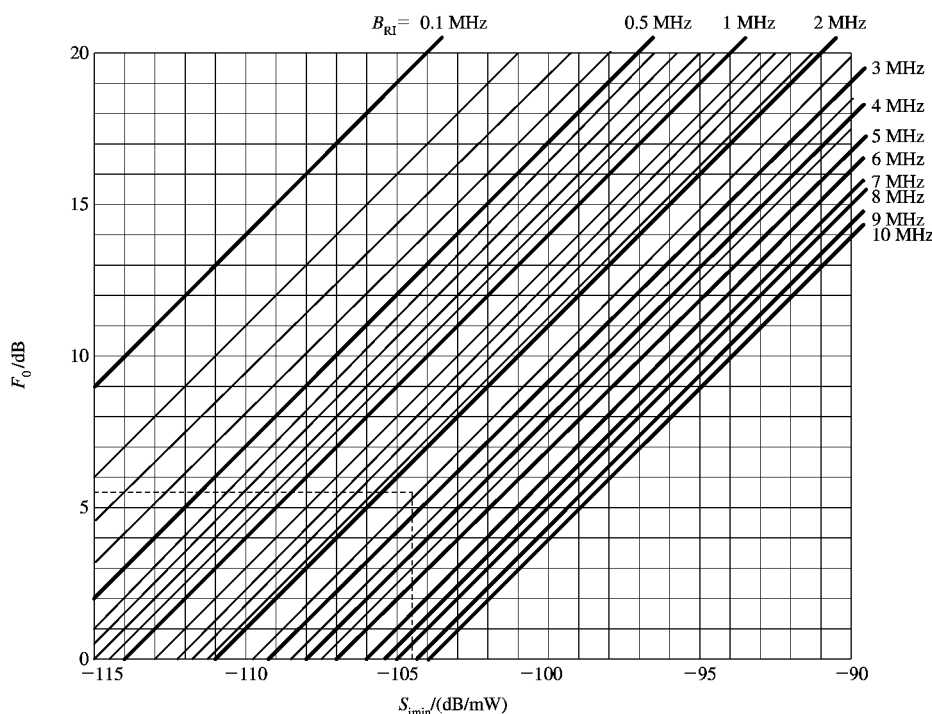


图 3.13 不同噪声带宽($B_n = B_{\text{RI}}$)时接收机灵敏度与噪声系数的关系曲线

3.3 雷达接收机的高频部分

超外差式雷达接收机的高频部分主要由收发转换开关、接收机保护电路、高频放大器、混频器和本机振荡器等部分组成,如图 3.14 所示。因为这些高频部件处于雷达接收机的前端,所以通常简称为接收机“前端”。

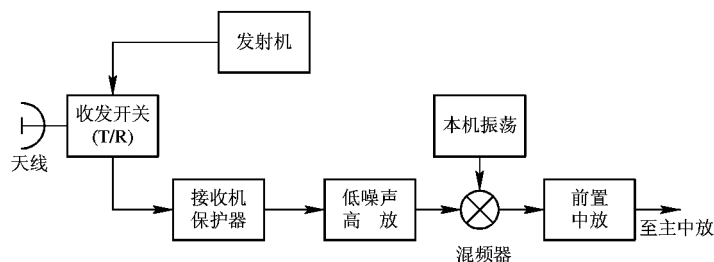


图 3.14 雷达接收机的高频部分

由雷达作用距离方程(见第五章 5.2 节)可知,当雷达其它参数不变时,为了增加雷达的作用距离,提高接收机的灵敏度(降低噪声系数)与增大发射机功率是等效的。对比两者的耗电、体积、重量和成本,显然前者有利。因此,人们重视对低噪声高频放大器的研究,20 世纪末已不断研制出许多新型的低噪声高频放大器件。

混频器的作用是将高频信号与本振电压进行混频并取出其差频,使信号在中频(一般为 30 MHz 至 500 MHz)上进行放大。某些超外差式雷达接收机不采用低噪声高放,而在接收机第一级直接采用混频器,称为“直接混频式前端”。虽然混频器的噪声系数较某些高放的噪声系数为高,但它具有动态范围大、设备简单、结构紧凑和成本低等优点。因此,在对体积重量等限制严格的某些雷达(例如机载雷达和制导雷达等)中,直接混频式前端仍得到广泛应用。

3.3.1 收发转换开关和接收机保护器

脉冲雷达的天线是收发共用的,这时需要一个收发转换开关(简称收发开关 TR)的接收机保护器,如图 3.14 所示。在发射时,收发开关使天线与发射机接通,并与接收机断开,以免高功率的发射信号进入接收机把高放或混频器烧毁。接收时,天线与接收机接通,并与发射机断开,以免因发射机旁路而使微弱的接收信号受损失。收发开关通常由高频传输线和气体放电管组成。在一些新型雷达中,出现了由铁氧体环行器(或隔离器)和接收机保护器构成的新型收发开关。

1. 收发转换开关

由高频传输线和气体放电管组成的收发开关主要有两种型式:一种是分支线型收发开关,另一种是平衡式收发开关。

分支线型收发开关的原理电路如图 3.15 所示。在发射时,气体放电管 TR(称为“接收机保护放电器”)和 Λ TR(称为“发射机隔离放电器”)被电离击穿,对高频短路。它们到主馈线的距离约为 $1/4$ 波长,因此主馈线 aa' 和 bb' 处呈现的输入阻抗为无穷大,发射的高功

率信号能顺利送至天线。因为此时 TR 短路, 发射能量不能进入接收机。接收时, TR 和 ATR 都不电离放电。此时 ATR 支路的 $1/4$ 波长开路线在主馈线 aa' 呈现短路, aa' 与接收支路 bb' 处相距 $1/4$ 波长, 从 bb' 端向发射机看去的阻抗相当于开路, 所以从天线来的回波信号全部进入接收机。由于分支线型收发开关带宽较窄, 承受功率能力较差, 通常已被平衡式收发开关所代替。

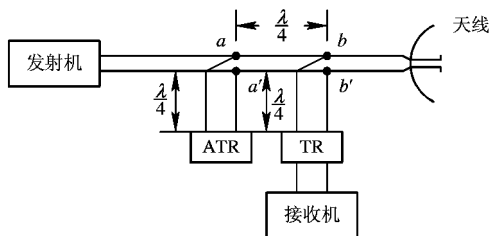


图 3.15 分支线型收发开关原理图

平衡式收发开关的原理图如图 3.16 所示。图中 TR_1 、 TR_2 是一对宽带的接收机保护放电管。在这一对气体放电管的两侧, 各接有一个 3 dB 裂缝波导桥, 整个开关的四个波导口的连接如图 3.16 所示。3 dB 裂缝桥的特性为: 在四个端口中, 相邻两端(例如端口 1 和 2)是相互隔离的, 当信号从其一端输入时, 从另外两端输出的信号大小相等而相位相差 90° 。下面讨论这种收发开关的原理。

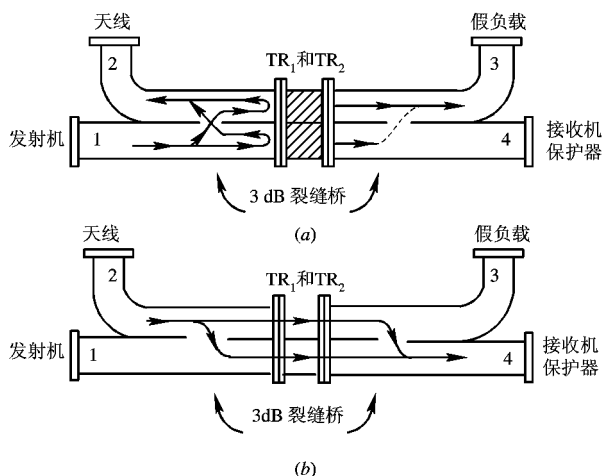


图 3.16 平衡式收发开关原理图

(a) 发射状态; (b) 接收状态

发射状态的能量传输如图 3.16(a) 所示。这时来自发射机的高频大功率能量从 1 端输入, TR_1 和 TR_2 都放电, 所以绝大部分能量都被反射回来, 进入天线。漏过放电管的两路高频信号在 4 端是反相相消, 从而保护了接收机, 而在 3 端则是同相相加, 被假负载所吸收。

接收状态的能量传输如图 3.16(b) 所示。这时从天线输入的回波信号很微弱, 两个放电管均不放电, 信号将通过放电管, 在 4 端同相相加而进入接收机, 在 3 端则是反相相消而无输出。由于 3 dB 电桥的隔离特性, 回波信号只有极小一部分传向 1 端而进入发射机去。

与分支型收发开关相比, 平衡式收发开关的功率容量大, 带宽也较宽, 一般为

5%~10%，而且在发射状态时漏入接收机的能量也较小。实际使用时，在平衡式收发开关和接收机之间还要插入一个“接收机保护器”。

2. 接收机保护器

由于大功率、低损耗的铁氧体环行器的研制成功，从而出现了一种由铁氧体环行器、TR放电管(有源的或无源的)和微波限幅器组成的收发开关——接收机保护器，如图3.17所示。图中收发开关由环行器组成，接收机保护器由TR管和二极管限幅器组成。

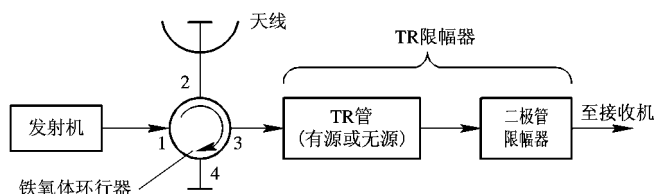


图 3.17 环行器和接收机保护器

大功率铁氧体环行器具有结构紧凑、承受功率大、插入损耗小(典型值为0.5 dB)和使用寿命长等优点，但它的发射端1和接收端3之间的隔离约为(20~30) dB。一般来说，接收机与发射机之间的隔离度要求(60~80) dB。所以在环行器3端与接收机之间必须加上由TR管和限幅二极管组成的接收机保护器。

TR放电管分为有源和无源两类。有源的TR气体放电管工作时必须加一定的辅助电压，使其中一部分气体电离。它有两个缺点：第一是由于外加辅助电压产生的附加噪声使系统噪声温度增加50 K(约0.7 dB)；第二是雷达关机时没有辅助电压，TR放电管不起保护作用，此时邻近雷达的辐射能量将会烧毁接收机。现在已出现了一种新型的无源TR放电管，它内部充有处于激发状态的氙气，不需要外加辅助电压，因此在雷达关机时仍能起保护接收机的作用。

图3.17中的二极管限幅器可用PIN二极管和变容二极管构成。PIN二极管限幅器的主要优点是功率容量较大，单个PIN管承受的脉冲功率可达(10~100) kW，但是由于PIN管的本征层比较厚，因而响应时间较长，前沿尖峰泄漏功率较大。变容二极管多用于低功率限幅器，它的响应时间极短，在10 ns以下，故而在TR放电管后面作限幅器效果很好。

3.3.2 高频放大器和混频器的发展趋势

近年来出现了很多适用于雷达接收机的新型低噪声高频器件。从总的发展趋势看来，最具代表性的有以下四种：① 超低噪声的非制冷参量放大器(简称参放)；② 低噪声晶体管(硅双极晶体管和砷化镓场效应管)放大器；③ 低噪声镜像抑制混频器；④ 微波单片集成(MMIC)接收模块。图3.18给出室温参量放大器、低噪声晶体管和镜像抑制混频器的噪声系数与频率的关系，微波单片集成接收模块的特性已在表2.6中列出。

1. 超低噪声非制冷参量放大器

对于制冷参放，在微波和毫米波频段范围内，当制冷温度为20 K时，可以得到的等效噪声温度 T_e 为(10~50) K，但设备相当复杂、成本昂贵，实际使用较少。

近年来在改进非致冷参放噪声性能方面采用的关键技术是采用了以下器件或设计工艺：① 超高品质因素(高截止频率)、极低分布电容的砷化镓变容二极管；② 极低损耗的波导型环行器；③ 高稳定的毫米波固态泵浦源($f_p = (50 \sim 100)$ GHz)；④ 高效率的热电冷却器；⑤ 新的微带线路结构和微波集成电路的优化设计及先进工艺。因此，非致冷参放的噪声温度已非常接近致冷参放，而且结构精巧，性能稳定，全固态化。

在(0.5~15) GHz 范围，噪声温度 T_n 为(30~60) K，相对带宽为(5~15) %，增益为(14~20) dB。在毫米波段，其噪声温度 T_n 为(300~350) K。

2. 低噪声晶体管放大器

低噪声砷化镓场效应管和硅双极晶体

管放大器的研制已取得了新的进展，在电路的设计和工艺结构上进行了革新，采用了：① 计算机辅助设计；② 精巧的微带线工艺；③ 多级组件式结构。这样，使它们的低噪声性能仅次于参量放大器，并已在实用中逐步取代行波管高放和隧道二极管放大器。

在低于 3 GHz 的频率范围，采用硅双极晶体管高放。在高于 3 GHz 的频率，采用砷化镓场效应管高放。目前在(0.5~15) GHz 频率范围，噪声系数为(1~5) dB，单级增益为(6~12) dB。

3. 混频器的发展趋势

随着现代混频二极管噪声性能的不断提高，现在很多超外差式雷达接收机直接使用混频器作高频前端。目前高性能的镜像抑制混频器在 1~100 GHz 频率范围内，可使噪声系数降至 3~5 dB。

一般来说，混频器用于把低功率的信号同高功率的本振信号在非线性器件中混频后，将低功率的信号频率变换成中频(本振和信号的差频)输出。同时，非线性混频的过程将产生许多寄生的高次分量。这些寄生响应将会影响非相参雷达和相参雷达对目标的检测性能，而对相参雷达的检测性能影响更为严重。例如，混频器的寄生响应将会使脉冲多卜勒雷达的测距和测速精度下降，使动目标显示(MTI)雷达对地物杂波的相消性能变坏，使高分辨脉冲压缩系统输出的压缩脉冲的副瓣电平增大。

混频器的非线性效应是产生各种寄生响应的主要原因。加在混频器上的电压 $u(t)$ 为本振电压 $u_1 e^{j\omega_1 t}$ 与信号电压 $u_2 e^{j\omega_2 t}$ 之和，即

$$u(t) = u_1 e^{j\omega_1 t} + u_2 e^{j\omega_2 t} \quad (3.3.1)$$

混频器输出的非线性电流 $i(t)$ ，可以用 $u(t)$ 的幂级数表示，即

$$i(t) = a_0 + a_1 u(t) + a_2 u^2(t) + \cdots + a_n u^n(t) \quad (3.3.2)$$

根据式(3.3.2)，可以得到一个非常有用的向下混频的寄生效应图，见图 3.19。图

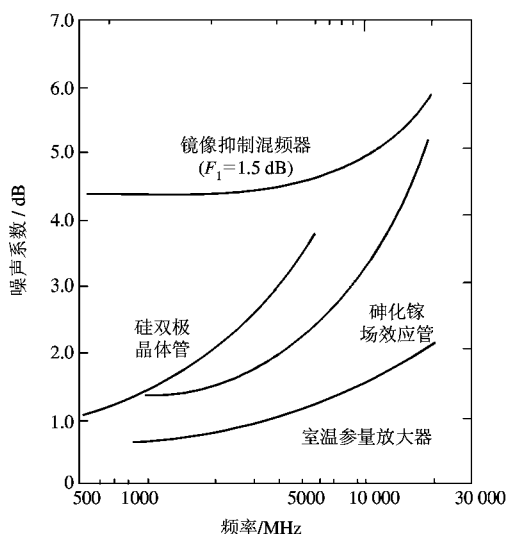


图 3.18 几种典型低噪声器件的噪声系数

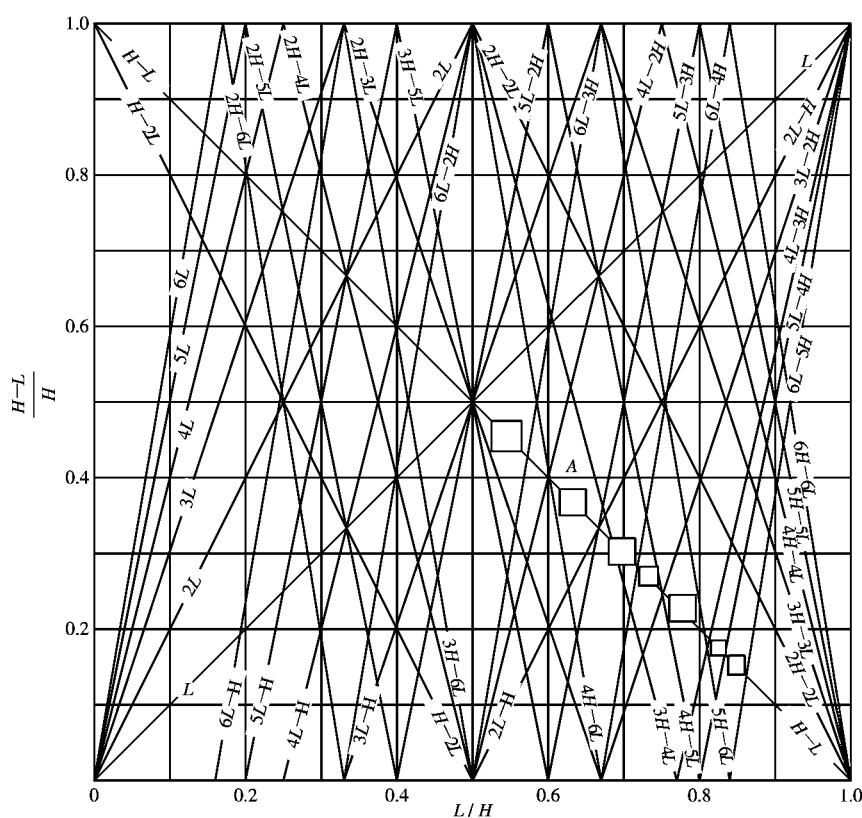


图 3.19 混频器的寄生响应图

3.19中 H 表示高输入频率, L 表示低输入频率, 横轴为归一化的输入频率 L/H , 纵轴为归一化的输出差频 $(H-L)/H$ 。图 3.19 中输出的 $(H-L)$ 分量是由幂级数的平方项产生的, 其它输出的寄生响应是从立方项和更高阶项产生的。

在图 3.19 中给出了七种特别有用的输出区间, 在这些区间中没有寄生响应输出。下面以 A 区间为例来说明寄生效应图的使用方法。在 A 区间没有寄生效应的中频通带 $(H-L)/H$ 为 0.35 至 0.39。应该注意, 当信号瞬时频率超过 A 区间的范围时, 由于幂级数中的立方项和更高阶项的影响, 将会产生寄生的互调中频分量 $0.34(4H-6L)$ 和 $0.4(3H-4L)$ 。从图 3.19 中还可以看出, 当要求相对带宽为 10% 即 $(H-L)/10H$ 内没有寄生响应时, 接收机的中频必须选得较高。而当中频低于 $(H-L)/H=0.14$ 时, 由幂级数高阶项产生的寄生效应可以忽略不计。

早期的微波接收机采用单端混频器, 但由于输出的寄生响应大而且对本振的影响严重, 噪声性能也差, 目前已很少使用。平衡混频器可以抑制偶次谐波产生的寄生响应, 还可以抑制本振噪声的影响, 因此被广泛使用。由于采用了硅点接触二极管和砷化镓肖特基二极管作混频器, 使平衡混频器的噪声性能得到较大改善, 工作频率和抗烧毁能力都有明显提高, 在 0.3~40 GHz 频率范围内噪声系数为 5~8 dB。

近年来采用镜像抑制技术和低变频损耗的砷化镓肖特基混频二极管, 使混频器的噪声性能进一步得到改善, 见图 3.18。图 3.20 是镜像抑制混频器的原理图。同相等幅的高频信

号分别加至两个二极管混频器(也可以是平衡混频器),本振电压经 90° 混合接头后分别加至两个混频器,两个混频器输出的中频信号加到具有 90° 相移的中频混合接头。在中频输出端,使得镜像干扰相消,中频信号相加。理论分析和实践证明,镜像抑制混频器的噪声系数比一般镜像匹配混频器低 2 dB 左右。

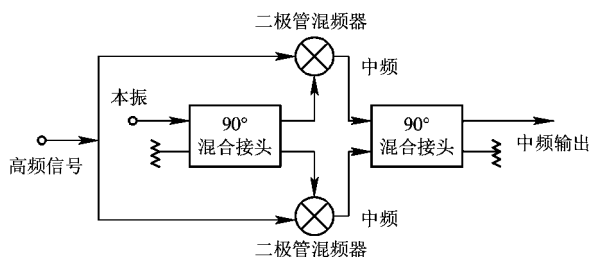


图 3.20 镜像抑制混频器原理图

镜像抑制混频器具有噪声系数低、动态范围大、抗烧毁能力强和成本低等优点。在 0.5~20 GHz 频率范围,噪声系数为 4~6 dB。进一步采用计算机辅助设计、高品质因素低分布电容的肖特基二极管和超低噪声系数($F_1 \leq 1$ dB)的中频放大器,在 1~100 GHz 频率范围内,可使噪声系数降至 3~5 dB。

4. 微波单片集成接收模块

微波单片集成接收模块在砷化镓单片上包含有完整的接收机高频电路,即衰减器、环形器、移相器和多级低噪声高频放大器等。目前从 L 波段至 C 波段,微波单片集成电路的噪声系数为 2.5~3.5 dB,详见表 2.6。

3.4 本机振荡器和自动频率控制

超外差式接收机利用本机振荡器和混频器把高频回波信号变换成便于滤波和处理的中频信号。在理想情况下,发射的高频信号频率 f_{s0} 和本振电压的频率 f_{L0} 都是固定的,混频后二者之差频也为固定不变的“正确中频” f_{i0} 。当发射机频率变化时,要求本振电压频率也相应变化,使其差频仍保持为“正确中频”,在中频放大器中得到足够的放大和最佳滤波。

但在实际工作中,常规雷达发射机磁控管振荡器和接收机本机振荡器频率稳定度不高,容易随外界条件的改变而变化,使混频后的实际中频 f_i 偏离“正确中频” f_{i0} ,其偏离误差为 Δf_i 。引起这种变化的主要原因是:① 磁控管振荡器的预热漂移、温度漂移、负载变化引起的频率拖曳效应以及电子频移等;② 电源变化、温度变化引起本机振荡器的频率漂移;③ 在采用机械跳频抗干扰的雷达中,由于机械跳频统调不准确而引起的失谐误差等。由于这些原因引起的频率误差 Δf_i (在 S 波段为 2~3 MHz 量级, X 波段为 10~15 MHz 量级)往往超出中放带宽 B_i (在 S 波段典型值 $B_i = 1 \sim 2$ MHz, X 波段典型值 $B_i = 5 \sim 10$ MHz),使接收机增益大大降低甚至不能正常工作。因此,必须采用自动频率控制,以保证混频器输出为“正确中频” f_{i0} 。

对于脉冲振荡型发射机,通常采用差频式自动频率控制(AFC)系统,使磁控管频率与本机振荡器频率之差保持为正确的中频。根据控制对象不同,控制方式可分为两类:早期的脉冲振荡型雷达,控制由反射式速调管或压控振荡器构成的本机振荡器;现代脉冲振荡型雷达要求频率稳定度很高,采用不调谐的“稳定本振”,此时 AFC 系统控制磁控管的

频率。

大多数现代雷达系统需要对目标的一串回波进行相参处理,这时对本机振荡器的短期频率稳定度有极高的要求,这就要求接收机采用相位稳定性极高的本机振荡器,简称为“稳定本振”。

3.4.1 现代脉冲调制雷达中的自动频率控制

大多数现代脉冲调制雷达要求的频率稳定性很高,不能采用一般的反射速调管作本机振荡器,必须采用稳定本振。根据其自动频率控制的对象不同,控制方式可以分为控制稳定本振的和控制磁控管的两类,前者需用可调谐的稳定本振,后者可用不调谐的稳定本振。

控制磁控管的自频控系统采用的是可调谐的磁控管振荡器,因此可用固定频率的稳定本振,见图 3.21。

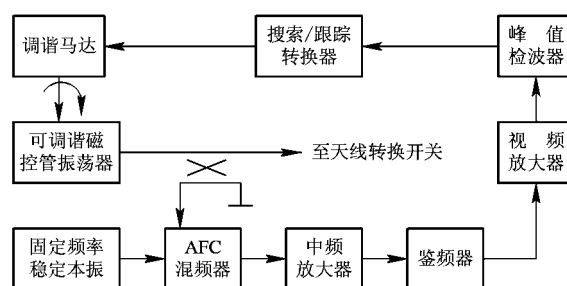


图 3.21 控制磁控管的自频控系统

频率跟踪状态时,鉴频器根据差频偏离额定中频的方向和大小,输出一串脉冲信号,经过放大、峰值检波后,取出其直流误差信号,去控制调谐电机转动。电机转动的方向和大小取决于直流误差信号的极性(正或负)和大小,从而使磁控管频率与稳定本振频率之差接近于额定中频。

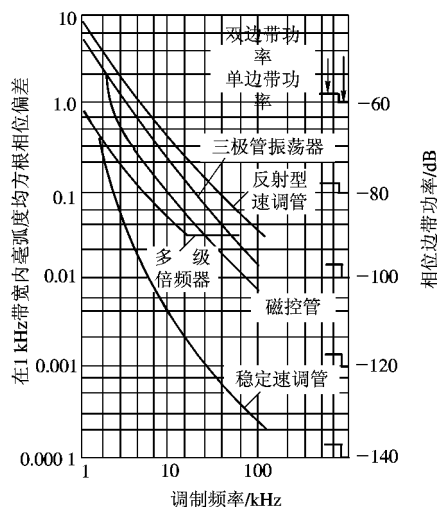
当差频偏离额定中频很大时,搜索/跟踪转换器使系统处于频率搜索状态,产生周期性锯齿电压,使磁控管频率由低向高连续变化,直至差频接近额定中频,转为频率跟踪状态。

比较控制磁控管与控制稳定本振的两种 AFC 系统,前者优于后者。这是因为脉冲信号很窄,磁控管的频谱很宽,由快速动作自频控所引起小的载频误差影响较小。而在控制稳定本振时,本振频率误差所引起的相位变化会在整个脉冲重复期间积累起来,时间越长,相位变化将越大,这就会使动目标显示雷达对远距离固定目标的对消性能恶化,因此不少动目标显示雷达都采用控制磁控管的自频控系统。

3.4.2 稳定本振

用作相参标准的稳定本振,其稳定性要求很高。在第 8 章将会分析到,本机振荡器的频率稳定性是影响动目标显示雷达性能的主要因素,通常要求其短期频率稳定度高达 10^{-10} 或更高的数量级。

造成稳定本振频率不稳定的因素是各种干扰调制源,它可分为规律性与随机性两类。风扇和电机的机械振动或声振动、电源波纹等产生的不稳定属于规律性的,可以采用防振措施和电源稳压方法减小它们的影响。而由振荡管噪声和电源随机起伏引起的本振寄生频率和噪声属于随机性不稳定,其中以稳定本振所产生的噪声影响更为严重。本振噪声分为调幅噪声和调频(或调相)噪声,调幅噪声比调频噪声的影响小得多,而且可以用平衡混频器或限幅器进行抑制。因而,调频噪声是最主要的一种干扰。对稳定本振的要求,一般是根据允许的相位调制频谱来确定的。



几种典型微波信号源的相位频谱示于图

3.22,它是在实验室环境条件下测得的结果。图 3.22 典型的 C 波段信号源的相位调制频谱。若在冲击和振动条件下,相位调制则会急剧增大。图中曲线表明,即使在这种有利条件下,不稳定的反射型速调管和三极管振荡器也不能适用于许多雷达,应该采用稳定速调管或多级倍频器。因此,如果仍然使用速调管振荡器,则须采用空腔稳定或锁相技术构成的稳定本振。

下面介绍几种常用的稳定本振。

1. 锁相型稳定本振

采用锁相技术可以构成频率固定的稳定本振,但主要还是用来构成可调谐的稳定本振。所谓“可调谐”,是指频率的变化能以精确的频率间隔离散地阶跃。这种可调谐的稳定本振的实现方案之一见图 3.23。

基准频率振荡器产生稳定的基准频率 F ,经过阶跃二极管倍频 N 次,变成一串频率间隔为 NF 的微波线频谱。速调管输出功率的一部分与线频谱混频,

若本振速调管频率为 $f_L \approx \left(N \pm \frac{1}{2}\right)F$,

则混频后所得的差频 f_1 接近 $F/2$,经 $F/2$ 中频放大器放大和限幅后,与频率为 $F/2$ 的基准频率比相,根据相位误差 $\Delta\theta_e$ 的大小和方向,相位检波器输出相应的误差信号 $u_e = k\Delta\theta_e$,经直流放大后输出 E_c ,改变速调管的振荡频率,使其频率准确地锁定在 $\left(N \pm \frac{1}{2}\right)F$ 上。因此,只要调节速调管的振荡频率大致为 $\left(N \pm \frac{1}{2}\right)F$,锁相回路就能将其频率准确地

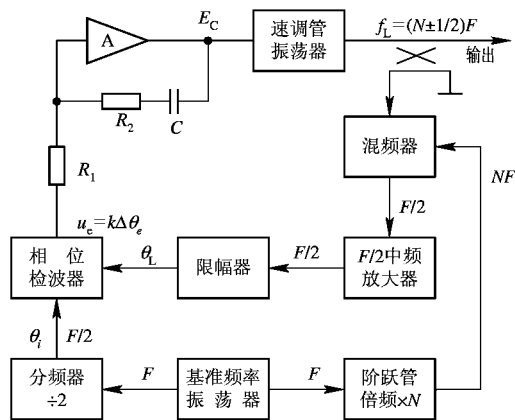


图 3.23 锁相型稳定本振

锁定在 $f_L = \left(N \pm \frac{1}{2}\right)F$, 从而实现频率间隔为 F 的可变调谐。这种稳定本振的稳定性取决于基准频率的稳定性。

2. 晶振倍频型稳定本振

在相参脉冲放大型雷达中, 通常其载波频率、稳定本振频率和相参本振频率均由同一基准频率倍频而成, 见图 3.24。

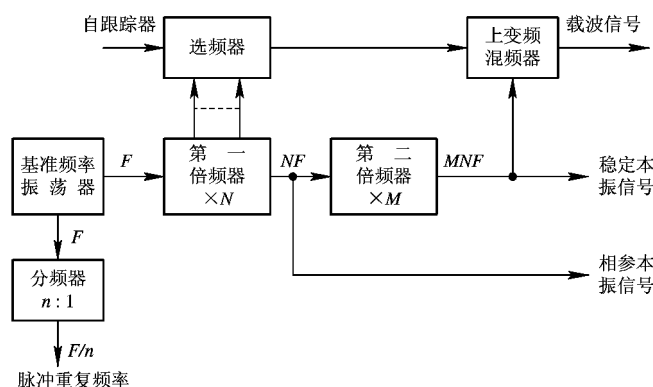


图 3.24 晶振倍频型稳定本振

基准频率振荡器产生出稳定的基准频率, 经过第一倍频器 N 次倍频后输出, 作为相参本振信号(中频), 再经过第二倍频器 M 次倍频后输出, 作为稳定本振信号(微波)。如果多卜勒频移不大, 则把相参本振信号与稳定本振信号通过混频, 取其和频分量输出, 作为雷达的载波信号。如果多卜勒频移大, 则需从第一倍频器输出一串倍频信号, 其频率间隔为基准振荡器频率, 由跟踪器送来的信号选择其中能对多卜勒频移作最佳校准的一个频率, 经与稳定本振信号混频后, 作为雷达的载波信号。为了避免产生混频的寄生分量, 一般用分频器把基准频率分频而产生脉冲重复频率。

基准频率振荡器采用石英晶体振荡器, 其相位不稳定主要是由噪声产生的, 在较低的频率上可以获得较好的相位稳定度, 一般采用的最佳振荡频率范围为 $1 \sim 5$ MHz。用倍频器倍频后, 其相位稳定度将与倍频次数成反比地降低。

第一倍频器所需的倍频次数较低, 通常采用变容二极管作成的低阶倍频器。第二倍频器所需的倍频次数较高, 通常需采用由阶跃二极管作成的高阶倍频器。

3.5 接收机的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。信号太弱, 它不能检测出来; 信号太强, 接收机会发生饱和和过载。因此, 动态范围是雷达接收机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。一般雷达都有增益控制。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,例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。

3.5.1 动态范围

对一般放大器,当信号电平较小时,输出电压 U_{om} 随输入电压 U_{im} 线性增大,放大器工作正常。但信号过强时,放大器发生饱和现象,失去正常的放大能力,结果输出电压 U_{om} 不再增大,甚至反而会减小,致使输出—输入振幅特性出现弯曲下降,见图 3.25。这种现象称为放大器发生“过载”。图中表示宽脉冲干扰 U_{nm} 与回波信号共同通过中频放大器的情况(为了简便起见,仅画出它们的调制包络):当干扰电压振幅 U_{nm} 较小时,输出电压中有与输入信号 U_{im} 相对应的增量;但当 U_{nm} 较大时,由于放大器饱和,致使输出电压中的信号增量消失,即回波信号被丢失。同理,视频放大器也会发生上述的饱和过载现象。

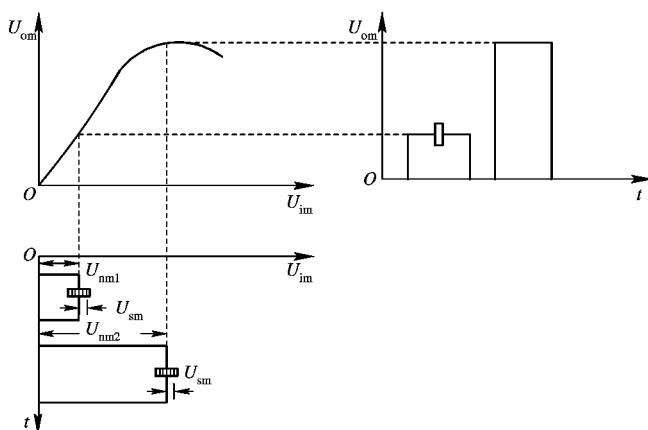


图 3.25 信号与宽脉冲干扰共同通过中频放大器的示意图

因此,对于叠加在干扰上的回波信号来说,其放大量应该用“增量增益”表示,它是放大器振幅特性曲线上某点的斜率

$$K_d = \frac{d U_{om}}{d U_{im}} \quad (3.5.1)$$

由图 3.25 所示的振幅特性,可求得 K_d-U_{im} 的关系曲线,如图 3.26 所示。由此可知,只要接收机中某一级的增量增益 $K_d \leq 0$,接收机就会发生过载,即丢失目标回波信号。

接收机抗过载性能的好坏,可用动态范围 D 来表示,它是当接收机不发生过载时允许接收机输入信号强度的变化范围,其定义式如下:

$$D = 10 \lg \frac{P_{i \max}}{P_{i \min}} \text{ (dB)} \quad (3.5.2)$$

或

$$D = 20 \lg \frac{U_{i\max}}{U_{i\min}} \text{ (dB)} \quad (3.5.3)$$

式中, $P_{i\min}$ 、 $U_{i\min}$ 为最小可检测信号功率、电压;
 $P_{i\max}$ 、 $U_{i\max}$ 为接收机不发生过载所允许接收机输入的最大信号功率、电压。

接收机各部件的动态范围典型值见表 3.3。通过该表可迅速判明哪些部件影响动态范围。但需注意: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。

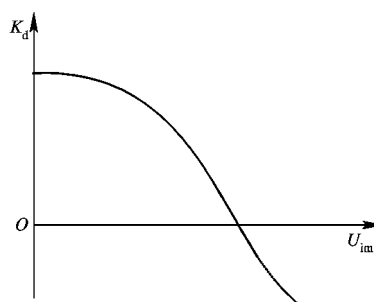


图 3.26 增量增益与输入电压
振幅的关系曲线

表 3.3 接收机各部件的动态范围典型值

参 数 \ 部 件	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]

3.5.2 增益控制

1. 自动增益控制(AGC)

在跟踪雷达中,为了保证对目标的自动方向跟踪,要求接收机输出的角误差信号强度只与目标偏离天线轴线的夹角(称为“误差角”)有关,而与目标距离的远近、目标反射面积的大小等因素无关。为了得到这种归一化的角误差信号,使天线正确地跟踪运动目标,必须采用自动增益控制(AGC)。

图 3.27 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去,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_0 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。

2. 瞬时自动增益控制(IAGC)

这是一种有效的中频放大器的抗过载电路,它能够防止由于等幅波干扰、宽脉冲干扰和低频调幅波干扰等引起的中频放大器过载。

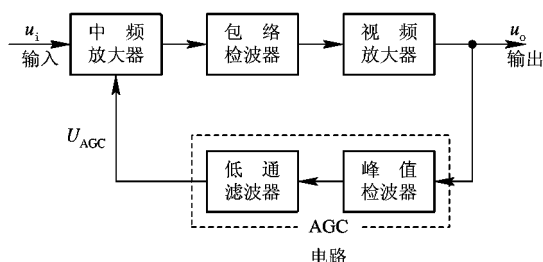


图 3.27 一种简单的 AGC 电路方框图

图 3.28 是瞬时自动增益控制电路的组成方框图。它和一般的 AGC 电路原理相似,也是利用负反馈原理将输出电压检波后去控制中放级,自动地调整放大器的增益的。

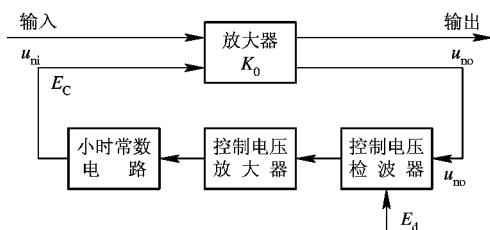


图 3.28 瞬时自动增益控制电路的组成方框图

瞬时自动增益控制的目的是使干扰电压受到衰减(即要求控制电压 U_c 能瞬时地随着干扰电压而变化),而维持目标信号的增益尽量不变。因此,电路的时常数应这样选择:为了保证在干扰电压的持续时间 τ_n 内能迅速建立起控制电压 U_c ,要求电路时常数 $\tau_i < \tau_n$;为了维持目标回波的增益尽量不变,必须保证在目标信号的宽度 τ 内使控制电压来不及建立,即 $\tau_i \gg \tau$,为此电路时常数一般选为

$$\tau_i = (5 \sim 20)\tau \quad (3.5.4)$$

干扰电压一般都很强,所以中频放大器不仅末级有过载的危险,前几级也有可能发生过载。为了得到较好的抗过载效果,增大允许的干扰电压范围,可以在中放的末级和相邻的前几级,都加上瞬时自动增益控制电路。

3. 近程增益控制(STC)

近程增益控制电路又称“时间增益控制电路”或“灵敏度时间控制(STC)电路”,它用来防止近程杂波干扰所引起的中频放大器过载。

杂波干扰(如海浪杂波和地物杂波干扰等)主要出现在近距离,干扰功率随着距离的增加而相对平滑地减小,如图 3.29(a)所示。如果把发射信号时刻作为距离的起点,则横轴实际上也就是时间轴。

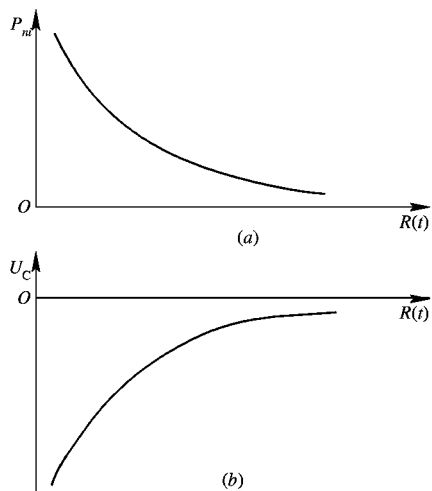


图 3.29 杂波干扰功率及控制电压与时间的关系

(a) 干扰与时间的关系;

(b) 控制电压与时间的关系

根据试验, 海浪杂波干扰功率 P_{im} 随距离 R 的变化规律为

$$P_{\text{im}} = KR^{-a} \quad (3.5.5)$$

式中, K 为比例常数, 它与雷达的发射功率等因素有关; a 为由试验条件所确定的系数, 它与天线波瓣形状等有关, 一般 $a = 2.7 \sim 4.7$ 。

近程增益控制的基本原理是: 当发射机每次发射信号之后, 接收机产生一个与干扰功率随时间的变化规律相“匹配”的控制电压 U_c , 如图 3.29(b) 所示, 控制接收机的增益按此规律变化。所以近程增益控制电路实际上是一个使接收机灵敏度随时间而变化的控制电路, 它可以使接收机不致受近距离的杂波干扰而超载。

3.6 滤波和接收机带宽

3.6.1 匹配滤波和准匹配滤波

1. 匹配滤波器基本概念

匹配滤波器是在白噪声背景中检测信号的最佳线性滤波器, 其输出信噪比在某个时刻可以达到最大。

如果已知输入信号 $s(t)$, 其频谱为 $S(\omega)$, 则可以证明匹配滤波器在频率域的特性为

$$H(\omega) = kS^*(\omega)\exp(-j\omega t_0) \quad (3.6.1)$$

式中, $S^*(\omega)$ 为频谱 $S(\omega)$ 的共轭值; k 为滤波器的增益常数; t_0 是使滤波器实际上能够实现所必需的延迟时间, 在 t_0 时刻将有信号的最大输出。

同样可以证明, 匹配滤波器在时间域的函数, 即其脉冲响应为

$$h(t) = ks^*(t_0 - t) \quad (3.6.2)$$

式中, $s^*(t_0 - t)$ 为输入信号的镜像, 它与输入信号 $s(t)$ 的波形相同, 但从时间 t_0 开始反转过来。

在对匹配滤波器作理论研究时, 延时 t_0 和增益常数 k 可以不予考虑, 因此匹配滤波器的上述方程式特性可以简化为

$$H(\omega) = S^*(\omega) \quad (3.6.3)$$

$$h(t) = s^*(-t) \quad (3.6.4)$$

从式(3.6.3)和式(3.6.4)可以看出: 匹配滤波器的传输函数是输入信号频谱的复共轭值, 匹配滤波器的脉冲响应是输入信号的镜像函数。

还可以进一步证明, 匹配滤波器在输出端给出的最大瞬时信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{max}} = \frac{2E}{N_0} \quad (3.6.5)$$

式中, N_0 是输入噪声的谱密度, 它是匹配滤波器输入端单位频带内的噪声功率; E 是输入信号能量:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \quad (3.6.6)$$

2. 单个矩形中频脉冲的匹配滤波器

多数常规雷达采用简单矩形脉冲调制, 所以有必要研究一下矩形包络的单个中频脉冲

的匹配滤波器。

设矩形脉冲的幅度为 A ，宽度为 τ ，信号波形的表达式为

$$s_i(t) = \begin{cases} A \cos \omega_0 t & |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (3.6.7)$$

其图形表示见图 3.30(a)，用傅里叶变换可求得信号频谱[见图 3.30(b)]为

$$S_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{A\tau}{2} \left[\frac{\sin(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}} + \frac{\sin(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}} \right] \quad (3.6.8)$$

因而由式(3.6.3)可得匹配滤波器的传输函数[见图 3.30(c)]为

$$H(\omega) = S_i^*(\omega) = \frac{A\tau}{2} \left[\frac{\sin(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}} + \frac{\sin(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}} \right] \quad (3.6.9)$$

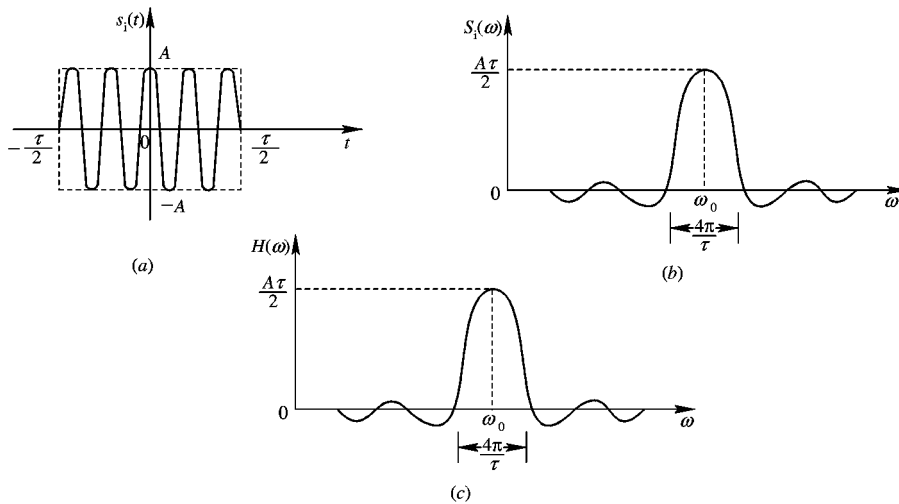


图 3.30 单个矩形中频脉冲及其匹配滤波器特性

(a) 矩形脉冲波形；(b) 矩形高频脉冲频谱；(c) 匹配滤波器特性

由式(3.6.5)可得匹配滤波器输出的最大信噪比为

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = \frac{2E}{N_0} = \frac{A^2 \tau}{N_0} \quad (3.6.10)$$

理想匹配滤波器的特性一般比较难于实现，例如对于单个矩形中频脉冲来说，图 3.30(c)所示的频率特性 $H(\omega)$ 就不易实现。因此需要考虑它的近似实现，即采用准匹配滤波器。

3. 准匹配滤波器

准匹配滤波器是指实际上容易实现的几种典型频率特性，例如对于图 3.30(c)所示的频率特性，通常可以用矩形、高斯形或其它形状的频率特性来作近似。适当选择该频率特性的通频带，可获得准匹配条件下的“最大信噪比”。

雷达中频放大器的级数较多,其合成频率特性有时可近似为矩形。下面讨论采用矩形近似的准匹配滤波器输出“最大信噪比” $(S/N)_{\approx\max}$ 与图 3.30(c)所示的匹配滤波器输出的最大信噪比 $(S/N)_{\max}$ 相比较,二者之间的差别。

设矩形特性滤波器的角频率带宽为 W , 传输函数为

$$H_{\approx}(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega - \omega_0| \leq \frac{W}{2} \\ 0 & |\omega - \omega_0| > \frac{W}{2} \end{cases} \quad (3.6.11)$$

其频率特性见图 3.31 中的实线所示。

准匹配滤波器输出的最大信噪比与理想匹配滤波器输出的最大信噪比之比值定义为失配损失 ρ , 经过计算可求得

$$\rho = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\approx\max}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{\max}} = \frac{8}{\pi W \tau} S_i^2\left(\frac{W \tau}{4}\right) \quad (3.6.12)$$

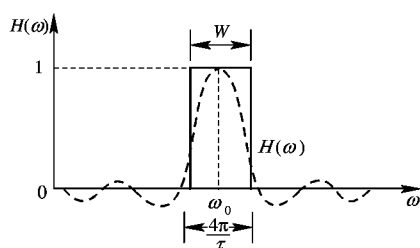


图 3.31 矩形特性近似的准匹配滤波器

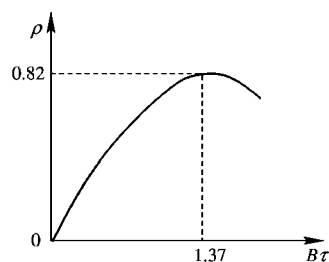


图 3.32 ρ 对 $B\tau$ 的函数曲线

根据上式画出 ρ 对 $B\tau (= \frac{W\tau}{2\pi})$ 的函数曲线见图 3.32。由图可以看出: 当 $B\tau \approx 1.37$ 时,

失配损失达到最大值 $\rho_{\max} \approx 0.82$ 。这就是说, 采用带宽为 $B \approx \frac{1.37}{\tau}$ 的矩形特性滤波器时, 这种准匹配滤波器相对于理想匹配滤波器来说, 其输出信噪比损失仅约 0.85 dB, 显然损失不大。由图还可看出: 按 $B\tau \approx 1.37$ 来选择最佳带宽 B_{opt} 并不是很临界的, 带宽稍微偏离最佳值并不会显著增大损失。

用同样方法可以求出滤波器频率特性用高斯形等的结果, 见表 3.4。

考虑到目标速度会引起多卜勒频移, 接收机调谐也会有些误差, 这些都会使回波频谱与滤波器通带之间产生某些偏差, 因此雷达接收机的带宽一般都要稍微超过最佳值。正如上面已说明的, 最佳带宽脉宽积并非很临界的, 如果允许检测能力再降低 0.5 dB, 则带宽可以偏离最佳值 30%~50%。接收机带宽取宽些后, 虽然会使雷达容易受到偏频窄带干扰的影响, 但却减小了信号的波形失真, 可以降低从脉冲干扰中恢复工作所需要的时间。

表 3.4 各种准匹配滤波器

脉冲信号形状	准匹配滤波器的通带特性	最佳带宽脉宽积 ^① $B\tau$	失配损失 ρ_{\max}/dB
矩 形	矩 形	1.37	0.85
矩 形	高斯形	0.72	0.49
高斯形	矩 形	0.72	0.49
高斯形	高斯形	0.44	0
矩 形	单调谐	0.40	0.88
矩 形	两级参差调谐	0.61	0.56
矩 形	五级参差调谐	0.67	0.50

① 带宽 B 是三分贝带宽。

各种滤波器的带通特性和冲击特性见图 3.33 和图 3.34。为了抑制偏频干扰和脉冲干扰，滤波器的带通特性形状比其带宽更为重要。可以看出，虽然矩形带通可以最好地防止

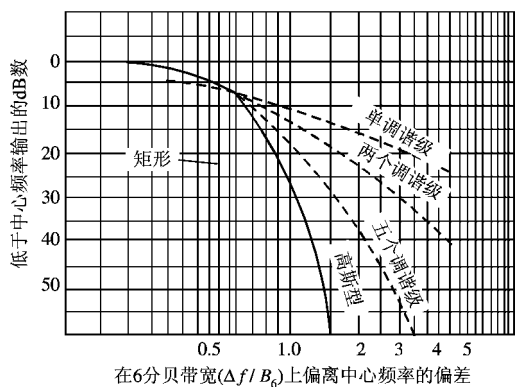


图 3.33 各种滤波器的带通滤波特性

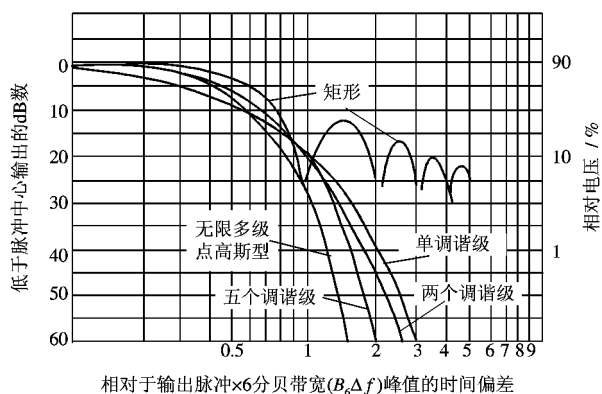


图 3.34 各种滤波器的冲击特性

偏频窄带干扰,但却有最长的冲击响应,最不利于防止脉冲干扰。综合两图可知,愈接近于高斯形滤波器,则在频域和时域的边线愈好,可以同时有利于防止偏频窄带干扰和脉冲干扰。

3.6.2 接收机带宽的选择

下面以简单的矩形脉冲为例,说明接收机带宽的选择。接收机带宽会影响接收机输出信噪比和波形失真。选用最佳带宽时,灵敏度可以最高,但这时波形失真较大,会影响测距精度。因此,接收机频带宽度的选择应该根据雷达的不同用途而定,警戒雷达和跟踪雷达这两类雷达的确定原则有所不同。

1. 警戒雷达(含引导雷达)

这类雷达的主要要求是接收机灵敏度要高,而对波形失真的要求不严格,因此要求接收机线性部分(检波器之前的高、中频部分)的输出信噪比最大,即高、中频部分的通频带 B_{RI} 应取为最佳带宽 B_{opt} ,但考虑到发射信号频率和本振频率的漂移,需要加宽一个数值 Δf_x ,应取为

$$B_{\text{RI}} = B_{\text{opt}} + \Delta f_x \quad (3.6.13)$$

式中, Δf_x 由振荡器的频率稳定度所决定。有自动频率控制的接收机,通常取为剩余失谐的两倍($\Delta f_x = 2 \Delta f_e$),其值一般为 $0.1 \text{ MHz} \sim 0.5 \text{ MHz}$ 。

接收机视频噪声的影响很小,因此视频部分(含检波器)的带宽 B_v 只要保证信号通过时幅值不减小,就可使接收机灵敏度仍然保持为最高。一般选取带宽 B_v 等于或稍大于 $B_{\text{opt}}/2$ 就能满足要求,即

$$B_v \geq \frac{B_{\text{opt}}}{2} \quad (3.6.14)$$

根据高、中频部分谐振电路的型式和数目,就可把带宽 B_{RI} 分配到各级电路。但需注意:混频器之前的电路要能抑制镜频干扰,因此其带宽不应过宽,以使滤波良好。

2. 跟踪雷达(含精确测距雷达)

这类雷达是根据目标回波前沿位置来进行精确测距的,主要要求是波形失真小,其次才是要求接收机灵敏度高。因此要求接收机的总带宽 B_0 (含视频部分带宽 B_v) 大于最佳带宽,一般取为

$$B_0 = \frac{2 \sim 5}{\tau} \quad (3.6.15)$$

式中, τ 为发射信号脉冲宽度。

主要参考文献

- [1] 《雷达接收设备》编写组. 雷达接收设备, (上、下册). 北京: 国防工业出版社, 1979
- [2] M. I. 斯科尔尼克主编. 雷达手册, (第二、三分册). 北京: 国防工业出版社, 1974
- [3] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems. New York: McGraw-Hill, Inc. 1962
- [4] 鞠德航, 林可祥, 陈捷. 信号检测理论导论. 北京: 科学出版社, 1977
- [5] 《雷达系统》编写小组. 雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 1980
- [6] 丁鹭飞主编. 雷达原理. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984

第 4 章 雷达终端显示器和录取设备

4.1 雷达终端显示器

雷达终端显示器用来显示雷达所获得的目标信息和情报,显示的内容包括目标的位置及其运动情况,目标的各种特征参数等。

对于常规的警戒雷达和引导雷达的终端显示器,基本任务是发现目标和测定目标的坐标,有时还需要根据回波特点及其变化规律来判别目标的性质(如机型、架数等),供指挥员全面掌握空情。在现代预警雷达和精密跟踪雷达中,通常采用数字式自动录取设备,雷达终端显示器的主要任务是在搜索状态截获目标,在跟踪状态监视目标运动规律和监视雷达系统的工作状态。

在指挥控制系统中,雷达终端显示器除了显示情报之外,还有综合显示和指挥控制显示。综合显示是把多部雷达站网的情报综合在一起,经过坐标系的变换和归一,目标数据的融合等加工过程,在指挥员面前形成一幅敌我情况动态形势图像和数据。指挥控制显示器还需要在综合显示的基础上加上我方的指挥命令显示。

早期的雷达终端显示器主要采用模拟技术来显示雷达原始图像。随着数字技术的飞速发展以及雷达系统功能不断提高,现代雷达的终端显示器除了显示雷达的原始图像之外,还要显示经过计算机处理的雷达数据,例如目标的高度、航向、速度、轨迹、架数、机型、批号、敌我属性等,以及显示人工对雷达进行操作和控制的标志或数据,进行人机对话。

4.1.1 显示器的主要类型

雷达终端显示器根据完成任务可分为:距离显示器、平面显示器、高度显示器、情况显示器和综合显示器、光栅扫描显示器等。

1. 距离显示器

常用的距离显示器有三种基本类型。其画面如图 4.1 所示,其中(a)为 Λ 型显示器,(b)为 J 型显示器,(c)为 Λ/R 型显示器。

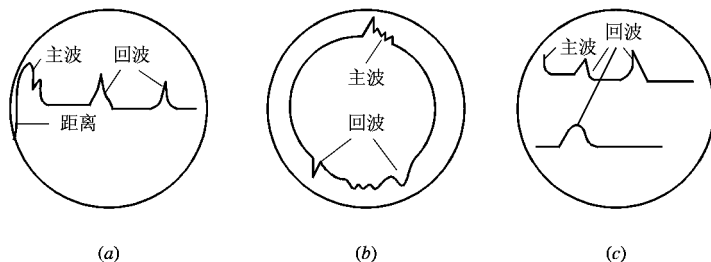


图 4.1 三种距离显示器的画面

(a) Λ 型显示器; (b) J 型显示器; (c) Λ/R 显示器

距离显示器显示目标的斜距坐标,它是一度空间显示器,用光点在荧光屏上偏转的振幅来表示目标回波的大小,所以又称为偏转调制显示器。

Λ 型显示器为直线扫掠,扫掠线起点与发射脉冲同步,扫掠线长度与雷达距离量程相对应,主波与回波之间的扫掠线长代表目标的斜距。

J型显示器是圆周扫掠,它与 Λ 型显示器相似,所不同的是把扫掠线从直线变为圆周。目标的斜距取决于主波与回波之间在顺时针方向扫掠线的弧长。

Λ/R 型显示器有两条扫掠线。上面一条扫掠线和 Λ 型显示器相同,下面一条是上面扫掠线中一小段的扩展,扩展其中有回波的一小段可以提高测距精度,它是从 Λ 型显示器演变而来的。

2. 平面显示器

平面显示器显示雷达目标的斜距和方位两个坐标,是二维显示器。它用平面上的亮点位置来表示目标的坐标,属亮度调制显示器。

平面显示器是使用最广泛的雷达显示器,因为它能够提供平面范围的目标分布情况,这种分布情况与通用的平面地图是一致的。显示器的图像如图4.2所示。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)。图的中心部分大片目标是近区的杂波所形成的,较远的小亮弧则是动目标,大的是固定目标。

平面显示器提供了 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)或P显。

人工录取目标坐标时,通常是在P显上进行的。

P显在必要时可以移动原点,使其远离管面中心,以便在给定方向上得到最大的扩展扫描,这种显示器叫偏心PPI显示器,如图4.3所示。

平面显示器既可以用极坐标显示距离和方位,也可以用直角坐标来显示距离和方位,若为后者,则其画面如图4.4所示,称为B式显示器,它以横坐标表示方位,纵坐标表示距离。通常方位角不是取整个 360° ,而是取其中的某一段,即雷达所监视的一个较小的范围。如果距离也不取全程,而是某一段,这时的B式就叫做微B显示器。在观察某一波门范围以内的情况时可以用微B显。

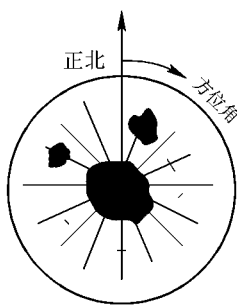


图 4.2 平面显示器的图像

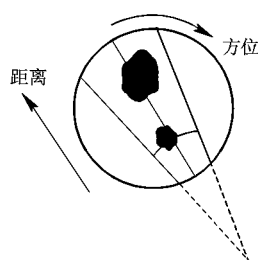


图 4.3 偏心 PPI 显示器

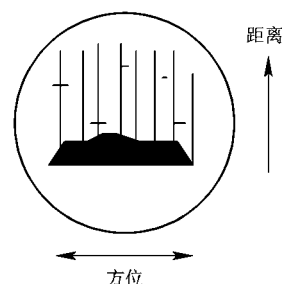


图 4.4 B 式显示器的图像

3. 高度显示器

这种显示器用在测高雷达和地形跟随雷达系统中,统称为E式显示器,如图4.5所示,横坐标表示距离,纵坐标表示仰角或高度,表示高度者又称为RHI显示器。在测高雷

达中主要用 RHI 显示器。但在精密跟踪雷达中常采用 E 式, 并配合 B 显使用。

4. 情况显示器和综合显示器

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情况显示器和综合显示器。情况显示器和综合显示器是安装在作战指挥室和空中导航管制中心的自主式显示装置, 它在数字式平面位置显示器上提供一幅空中态势的综合图像, 并可在综合图像之上叠加雷达图像。图 4.6 示出综合显示器的画面, 其中雷达图像为一次信息, 综合图像为二次显示信息, 包括表格数据、特征符号和地图背景, 例如河流、跑道、桥梁及建筑物等。

5. 光栅扫描雷达显示器

近年来随着电视扫描技术和数字技术的发展, 出现了多功能的光栅扫描雷达显示器。数字式的光栅扫描雷达显示器与雷达中心计算机和显示处理专用计算机构成一体, 具有高亮度、高分辨率、多功能、多显示格式和实时显示等突出优点, 既能显示目标回波的二次信息, 也能显示各种二次信息以及背景地图。由于采用了数字式扫描变换技术, 通过对图像存储器 (RAM) 的控制, 可以实现多种显示格式画面, 最多可达 20 多种画面, 包括正常 PPI 型、偏心 PPI 型、B 型、E 型等。图 4.7 示出典型的机载雷达光栅扫描显示器对地扫描状态的显示画面。

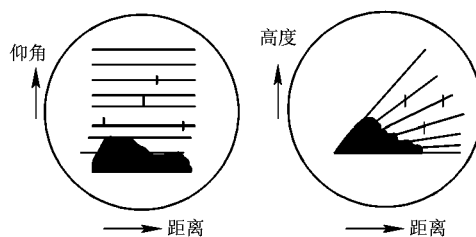


图 4.5 高度显示器的两种型式

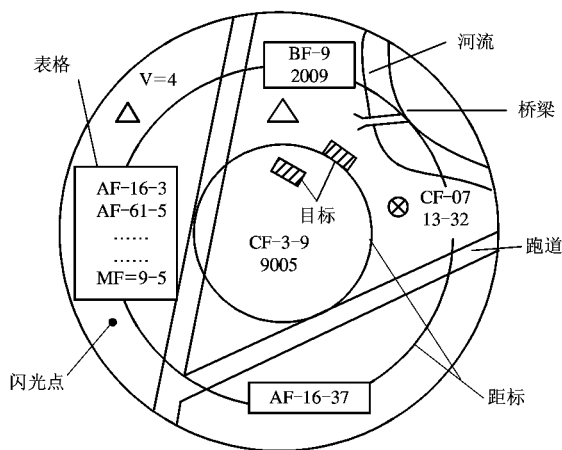


图 4.6 综合显示器画面示意

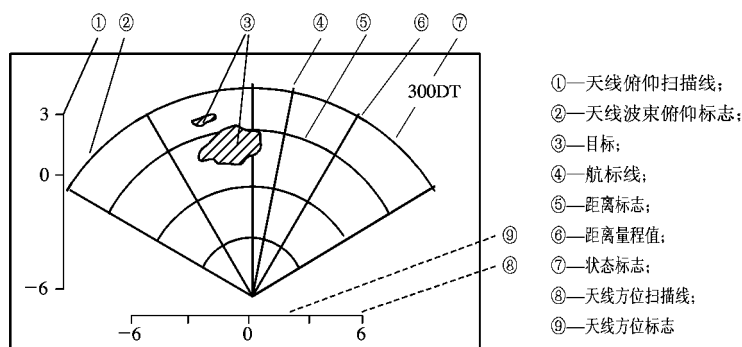


图 4.7 典型的机载雷达对地扫描状态显示画面

4.1.2 对显示器的主要要求

雷达对显示器的要求是由雷达的战术和技术参数决定的,通常有以下几点:

1) 显示器的类型选择 显示器类型的选择主要根据显示器的任务和显示的内容,例如显示目标斜距采用 A 型、J 型或 A/R 型;显示距离和方位采用 P 型;在指挥部和航空管制中心则选用情况显示器和综合显示器。

2) 显示的坐标数量、种类和量程 这些参数主要根据雷达的用途和战术指标来确定。

3) 对目标坐标的分辨力 这是指显示器画面上两个相邻目标的分辨能力。光点的直径和形状将直接影响对目标的分辨力,性能良好的示波管的光点直径一般为 $0.3 \sim 0.5 \text{ mm}$ 。此外,分辨力还与目标距离远近天线波束的半功率宽度和雷达发射脉冲宽度等参数有关。

4) 显示器的对比度 对比度是图像亮度和背景亮度的相对比值,以百分数表示为

$$\text{对比度} = \frac{\text{图像亮度} - \text{背景亮度}}{\text{背景亮度}} \times 100\%$$

对比度的大小直接影响目标的发现和图像的显示质量,一般要求在 200% 以上。

5) 图像重显频率 为了使图像画面不致闪烁,要求重新显示的频率必须达到一定数值。闪烁频率的门限值与图像的亮度,环境亮度,对比度和荧光屏的余辉时间等因素有关,一般要求达到 $20 \sim 30$ 次/秒。

6) 显示图像的失真和误差 有很多因素使图像产生失真和误差,例如扫描电路的非线性失真,字符和图像位置配合不准确等。在设计中要分析产生失真和误差的原因,加以补偿和改善措施。

此外,还有显示器的体积、重量、环境条件、电源电压及功耗等要求。

4.2 距离显示器

距离显示器显示目标的距离,它的类型较多,但最基本的是 A 型显示器和 A/R 型显示器。

4.2.1 A 型显示器

1. A 型显示器画面及示波管的各极波形

A 型显示器的典型画面如图 4.8 所示,画面上有发射脉冲(又称主波)、近区地物回波和目标回波,还有距离刻度,这个刻度可以是电子式的,也可以是机械刻度尺。A 型显示器实际上是一个同步示波器。雷达发射脉冲(主波)瞬间,电子束开始从左到右线性扫描,接收机输出的回波信号显示在主波之后,二者之间距与回波滞后时间成比例。

画面上有固定的距离刻度,有时还有移动距

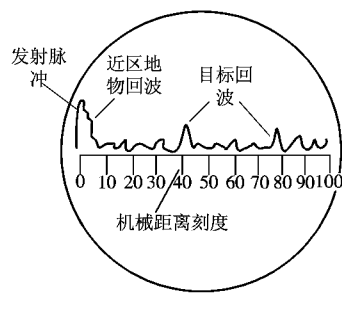


图 4.8 A 型显示器画面

标,它迟后于主波的时间可以由人工控制。根据回波出现位置所对应的刻度(或移动距标迟后主波的时间)就可以读出目标的距离。

A型显示器大多数采用静电偏转示波管。图4.9绘出了示波管各极的信号波形及时间关系。要使电子束从左到右均匀扫掠,在一对X偏转板上应加入锯齿电压波。为了增大扫掠振幅及避免扫掠过程中偏转板中心电位变化引起的散焦,通常在X偏转板上加入推挽式的锯齿波。回波信号加在一个Y偏转板上。由于回波滞后主波时间 t_R 与线性锯齿波电压振幅成正比,因此,显示器上回波迟后主波的水平距离与目标的斜距成正比。

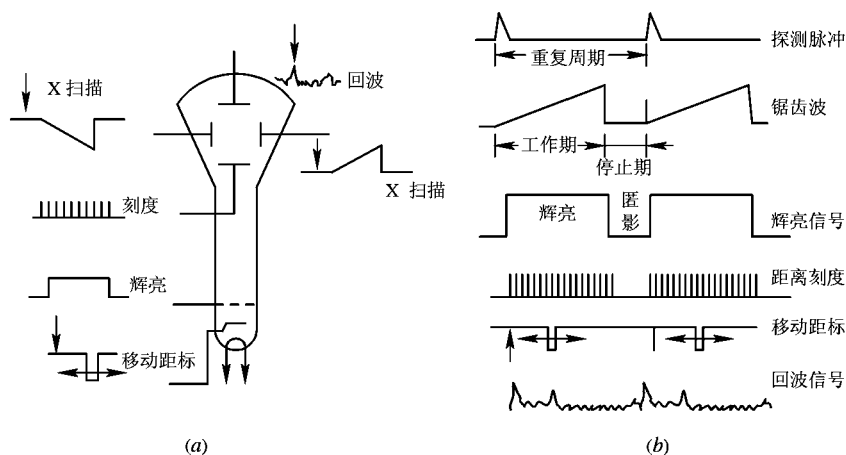


图 4.9 A型显示器各极波形及时间关系

(a) 示波管各极波形; (b) 波形时间关系

距离刻度波可加在另一Y偏转板上。如果刻度脉冲极性与回波极性相同,则在画面上将形成与回波相反偏转的刻度图像。刻度数目 N 与迟后于发射脉冲的时间 t_R 成正比,因此根据回波位置所对应的刻度,就可以得到目标的距离读数。移动距标通常以增辉的短线表示,它的波形加在示波管的阴极(负极性脉冲)或栅极(正极性脉冲)上。在移动距标脉冲出现瞬间,电子枪发射的电子束强度增加,从而使扫掠线上某一点或某一段亮度加强。

通常,显示器只在工作期(相应于雷达探测范围的距离内)显示雷达信号,静止期则匿影,所以应在栅极或阴极加入辉亮信号,使工作期间电子枪有电子束射出,而在静止期间电子枪无电子束射出,使匿影期不显示信号。图4.7(b)表示上述这些信号相对应的时间关系。

2. A型显示器的组成

A型显示器组成方框图如图4.10所示,主要包括如下几部分:

1) 扫掠形成电路 其主要由方波产生器、锯齿电压形成电路和差分放大器组成。扫掠形成电路形成锯齿扫掠电压波,加在X偏转板上,控制电子束从左到右扫掠。

2) 视频放大电路 其功能是把接收机检波器输出的信号放大到显示器偏转板上所需要的电平。

3) 距标形成电路 其包括固定距离刻度和移动距标的产生电路。固定距离刻度电路由振铃电路、限幅放大器和刻度形成电路组成。

如果量程为 1 km ，则 Δl 引起的距离误差只有 10 m 。但减小量程后，不能达到有效地监视雷达全程的目的。

在实际工作中常常既要能观察全程信息，又要能对所选择的目标进行较精确的测距，这时只用一个 A 型显示器很难兼顾，如果加一个显示器来详细观察被选择目标及其附近的情况，则其距离量程可以选择得较小，这个仅显示全程中一部分距离的显示器通常称为 R 型显示器。由于它和 A 型显示器配合使用，因而统称为 A/R 型显示器。

1. A/R 型显示器画面

A/R 型显示器画面如图 4.11 所示，画面上方是 A 扫描线，下方是 R 扫描线。在图中 A 扫描线显示出发射脉冲、近区地物回波以及目标回波 1 和 2。R 扫描线显示出目标 2 及其附近一段距离的情况，还显示出精移动距标。精移动距标以两个亮点夹住了目标回波 2。通常在 R 扫描线上所显示的那一段距离在 A 扫描线上以缺口方式、加亮显示方式或其它方式显示出来，以便使用人员观测。

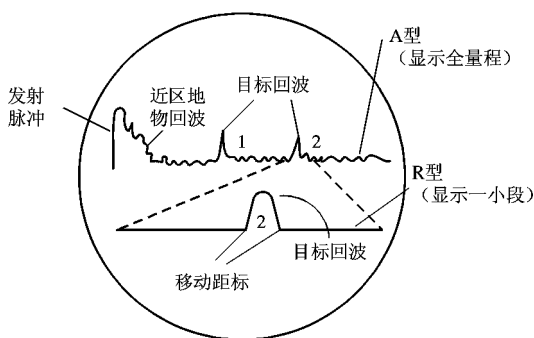


图 4.11 A/R 显示器画面

2. A/R 型显示器的组成

A 和 R 显示器是配合使用的，R 显示器只显示 A 显示器中的一小段距离的信息，它们之间有严格的时间关系。图 4.12 是一种实用的 A/R 型显示器的方框图，这里采用两个单枪示波管。图 4.13 是波形时间关系，波形的标号与方框图中的标号相对应。

如图 4.12 和图 4.13 所示，以晶振频率为 75 kHz 的晶体振荡器作为基准信号源①，经 5×6 次分频后得到频率为 2.5 kHz 的正弦信号②。用②去形成 A 扫描线的触发信号⑤，其重复周期相应为 60 km 范围，扫描电压如⑥所示。

频率为 2.5 kHz 的正弦信号，经粗相移和粗移动距标形成级，形成宽度为 2 km ($13.3\text{ }\mu\text{s}$) 并可在 $0 \sim 40\text{ km}$ 内移动的距离标志⑦，它加在 A 型示波管栅极上作亮度调制信号。此粗移动距标还作 R 扫描的选通脉冲用。

A 显示器上的 10 km 距离刻度③为 $1:5$ 分频级输出的正弦波，经脉冲形成电路，形成正极性的脉冲序列。它加在 A 显示器的一个 Y 偏转板上。A 显示器的辉亮信号可由 A 扫描电路的方波形成级得到。

对于 R 显示器，直接用频率为 75 kHz 的正弦波去形成重复周期相应为 2 km (约 $13.3\text{ }\mu\text{s}$) 的扫描触发脉冲④，因为 R 扫描线上的信息应是 A 扫描线上粗移动距标附近 2 km 的信号，所以用粗移动距标去选出一个周期为 2 km 的脉冲作为扫描触发脉冲⑧。在脉冲⑧作用下形成 R 显示器上所需的方波和锯齿电压波，分别作为辉亮和扫描信号。这里的 2 km 量程是靠锯齿波电压上升到一定值后回授一个脉冲来控制扫描的结束。

精移动距标⑩是由精相移输出的正弦波，再经脉冲形成级产生的。因为在 60 km 范围内只显示一次，所以要用 R 扫描的方波进行选通。精移动距标移动范围不超过 2 km ，宽度大约与脉宽同一数量级。

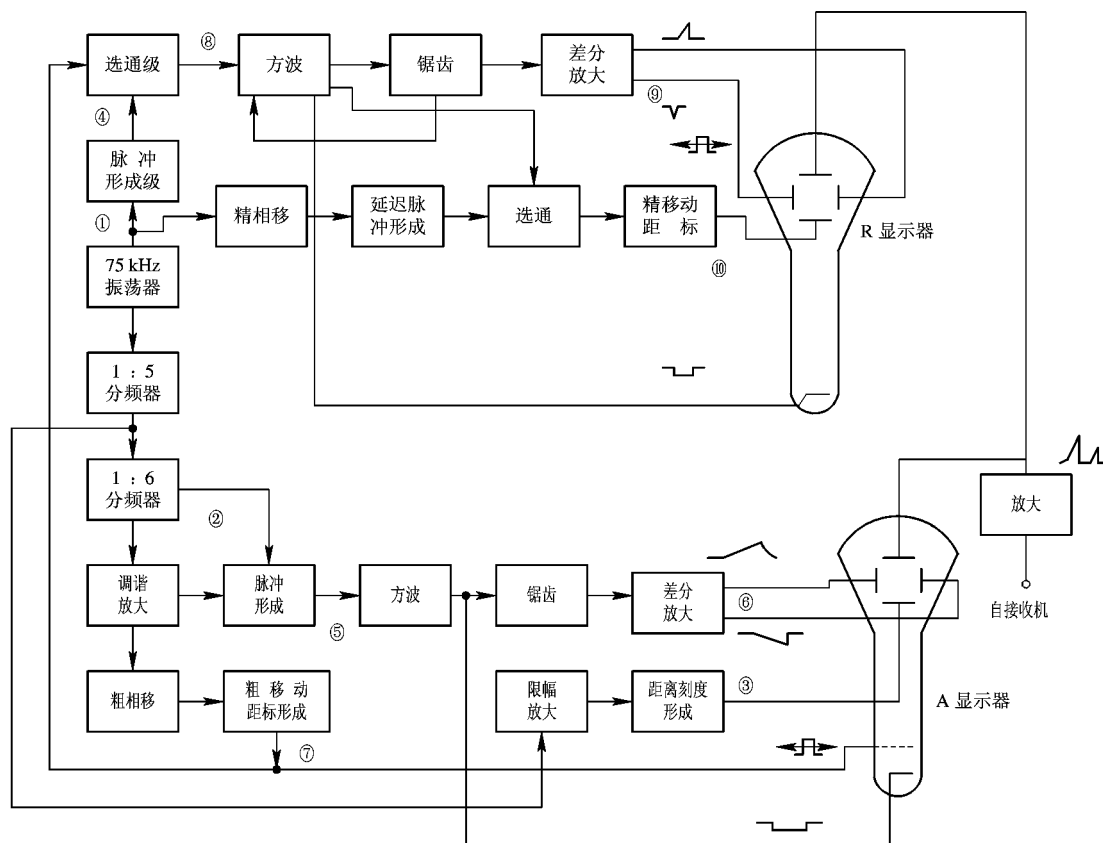


图 4.12 A/R 显示器方框图

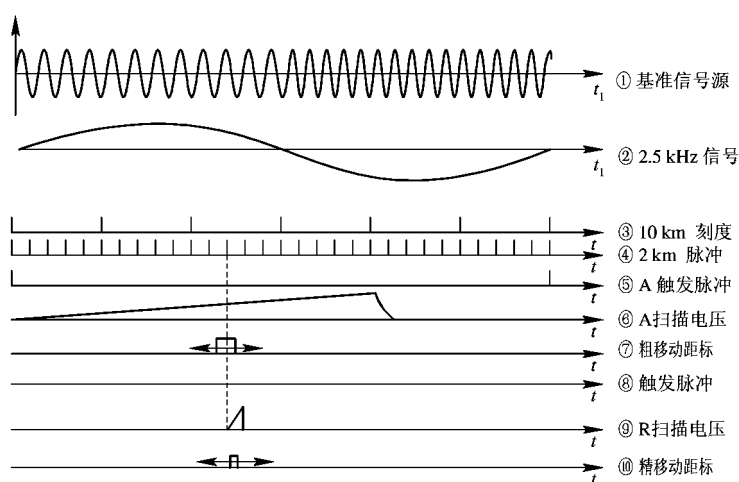


图 4.13 A/R 显示器波形关系图

顺便指出,目前普遍采用的一种 Λ/R 显示器是用一个双电子枪,双偏转系统而共荧光屏的复合示波管,或简称双枪示波管。在荧光屏画面上有两条距离扫描线,上面的扫描线是粗距离(Λ 式)扫描,下面的扫描线是精距离(R 式)扫描,其组成方框图和波形时间关系与图 4.12、图 4.13 类似,这里不再重复。

Λ/R 显示器只能显示目标的距离坐标,不能观察到目标方位等全貌,因此往往需要和其它类型显示器配合使用。

4.3 平面位置显示器

4.3.1 平面位置显示器画面特点

平面位置显示器又称为 P 型显示器,它以极坐标的方式表示目标的斜距和方位,其原点表示雷达所在地,目标在荧光屏上以一亮点或亮弧出现,又叫亮度调制。典型的 P 型显示器画面如图 4.14 所示,光点由中心沿半径向外扫描为距离扫描,距离扫描线与天线同步旋转为方位扫描。为了便于观测目标,显示器画面一般均有距离和方位的电刻度,当距离扫描线与天线同步旋转时,距离电刻度是一族等间距的同心圆,而方位刻度为一族等角度的辐射状直线。

由于 P 型显示器所观测的空域很大,为了尽可能得到较好的分辨力和清晰度,常采用聚焦好、亮度高的磁式偏转示波管。为了能同时观察整个空域的目标,必须采用长余辉示波管及亮度调制方式。

根据方位扫描的方式不同,平面位置显示器主要有两种类型:动圈式和定圈式平面位置显示器。

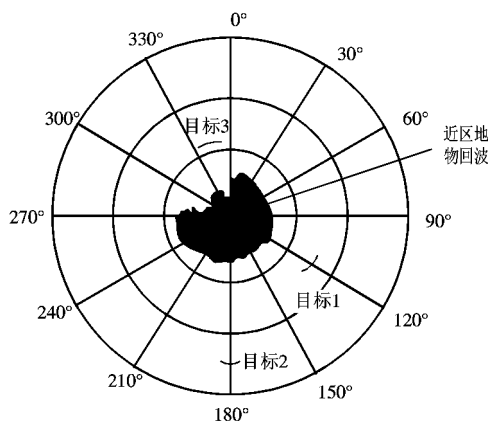


图 4.14 P 型显示器的画面

4.3.2 动圈式平面位置显示器

动圈式平面位置显示器的方位扫描是靠偏转线圈与天线同步旋转而形成的,这种显示器的优点是线路比较简单,在常规雷达中得到广泛应用。偏转线圈与天线同步旋转需要一套随动系统,而且传动机构比较复杂,精度也不够高,所以在近年来的新型雷达中逐步被定圈式平面位置显示器所代替。

图 4.15 是动圈式平面位置显示器方框图,主要由四部分组成:① 距离扫描电路;② 方位扫描系统;③ 距离和方位刻度系统;④ 回波和辉亮系统。这里主要讨论距离扫描、方位扫描和方位刻度的实现方法,其余部分与 Λ 型显示器相同。

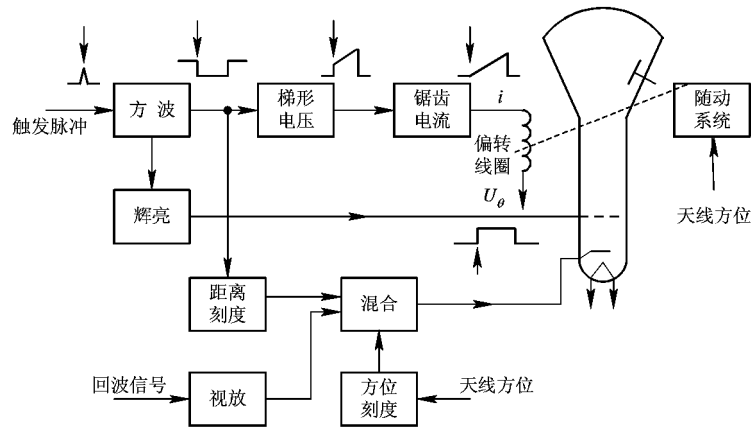


图 4.15 动圈式平面显示器方框图

1. 距离扫描

距离扫描的产生方法和 Λ 型显示器相似。由于这里采用磁偏转，在偏转线圈中应加入锯齿电流，以便形成随时间线性增强的磁场，使电子束在磁场中发生偏转（偏转方向与磁场方向垂直），从而在荧光屏上作直线扫描。如果电流波从零开始增加，则光点便自屏的中心向外作径向扫描。为了获得锯齿波电流 $i(t) = Kt$ （这里 K 为常数），当偏转线圈的损耗电阻为 R 时，在偏转线圈上应加的电压是

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = LK + Ri(t) \quad (4.3.1)$$

这是一个由跃升电压 LK 和锯齿电压 $Ri(t)$ 组成的梯形电压。如图 4.16 所示， L 为偏转线圈电感， C_0 为分布电容，在锯齿电流扫描速度不太高时其影响可以忽略。

图 4.17 是距离扫描电路方框图。由于偏转线圈要随天线转动，锯齿电流要通过圆形滑环才能加到偏转线圈上去。为了改善扫描线性，常采用多级反馈电路构成的锯齿电流放大器。

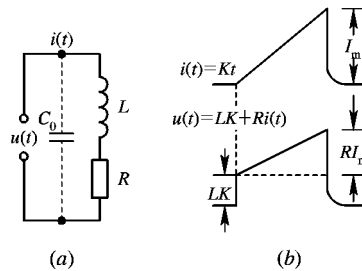


图 4.16 偏转线圈中的锯齿电流和梯形电压
(a) 线圈等效电路；(b) 电流、电压波形

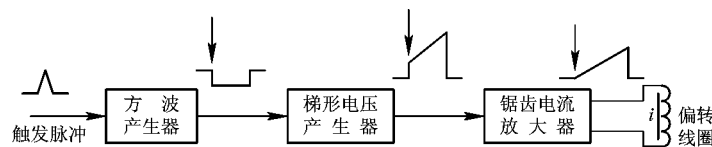


图 4.17 距离扫描电路方框图

2. 方位扫描

方位扫描是指距离扫描线随天线同步转动。在动圈式平面显示器中，通过使偏转

线圈与天线同步转动的方法实现方位扫描。由于距离扫描速度很快而天线方位扫描的速度相对很慢,因而完成一次距离扫描时,方位数值基本不变,在显示器上距离扫描线仍可视作一条径向的亮线。

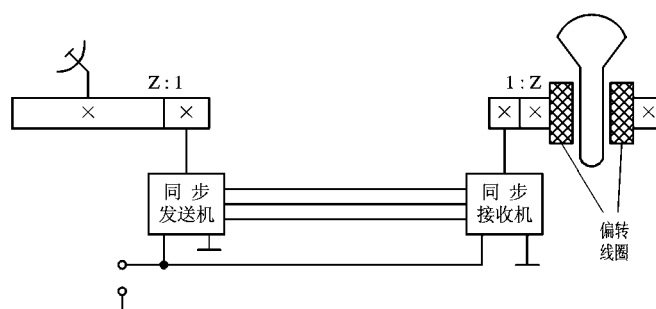


图 4.18 平面显示器方位扫描随动系统原理图

偏转线圈与天线同步转动的方法一般采用随动系统,图 4.18 是一种最简单的随动系统原理图。天线通过加速系统带动一个同步发送机,在显示器处的偏转线圈则通过齿轮系统和一个同步接收机相连,这是一种开环系统,随动精度低。如采用闭环随动系统,则可明显提高其随动精度。

3. 方位刻度

方位刻度有机械和电子的两类,下面讨论一种利用光电变换方法产生电子方位刻度的原理。固定电子方位刻度是在荧光屏上产生一系列等方位角的径向亮线。每条亮线对应一特定的方位。为了产生这些方位刻度,应在天线每转一特定角度 $\Delta\theta$ 时,就产生一个方波,并加在示波管栅极或阴极上。方波宽度应等于一个或几个距离扫描重复周期。图 4.19 绘出了距离扫描和方位刻度的时间关系示意图。显然,在 0° 、 $\Delta\theta$ 、 $2\Delta\theta$ 、 \dots 及 $n\Delta\theta$ ($n=1, 2, 3, \dots$) 方位上出现方位刻度。

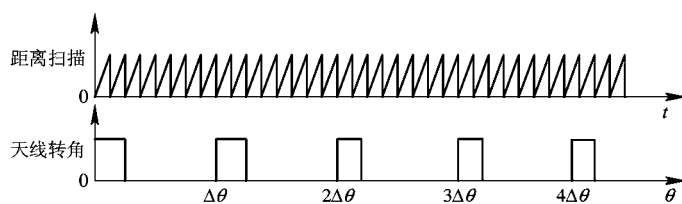


图 4.19 距离扫描和方位刻度的时间关系

用光电变换法产生方位刻度的原理如图 4.20 所示。刻度盘上每隔 $\Delta\theta$ 开有一个小孔,刻度盘与天线同步转动,在它的两边有光源和光电变换器。光电变换器由光电二极管 V_{D1} , 光电放大器 V_1 和钳位二极管 V_{D2} 组成。光电二极管 V_{D1} 被反向偏置,并作为晶体管 V_1 的基极电阻。当刻度盘小孔没有对准光源时, V_{D1} 输出电流为 $2\sim 10\ \mu\text{A}$, V_1 处于微导通,输出电压 u_c 被二极管 V_{D2} 钳位在 $+6\ \text{V}$ 电平,此时无方位刻度输出。当天线转到某一角度,光源通过小孔照射到光电二极管 V_{D1} 上, V_{D1} 输出电流为 $40\sim 120\ \mu\text{A}$, V_1 饱和导通 ($u_c =$

0 V)，此时输出一个负方波。这一负方波对应于天线某一的轴角，便可作为方位刻度加到示波管的阴极上，从而在荧光屏上形成一条方位上的亮线。

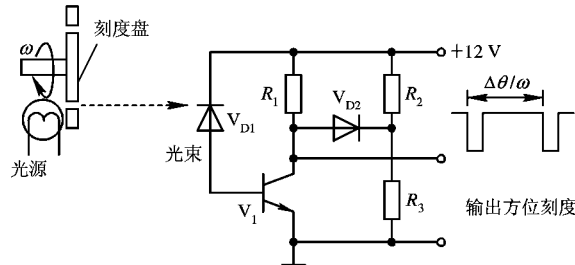


图 4.20 产生方位刻度的原理图($R_2=R_3$)

4.3.3 定圈式平面位置显示器

定圈式平面位置显示器的画面和动圈式平面位置显示器的一样，在组成上也要有距离扫描、方位扫描、方位和距离刻度、回波和辉亮信号等。和动圈式平面显示器相比，最大的区别是方位扫描的形成方法不同，下面主要讨论方位扫描的形成。

1. 方位扫描的基本原理

在定圈式平面显示器中，相互垂直的 X 偏转线圈和 Y 偏转线圈固定在管颈上，不产生机械转动，扫描线的转动是靠 X 和 Y 偏转线圈产生旋转式径向扫描磁场来实现的。可用图 4.21 来说明偏转线圈产生旋转式的径向扫描磁场的基本原理。

在任意方向线性变化的磁场 H ，能使电子束在该磁场垂直的方向进行扫描，从而形成扫描线。这个任意方向的磁场，可以分解成水平和垂直两个分量。

$$\left. \begin{aligned} H_x &= Kt \sin \theta \\ H_y &= Kt \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (4.3.2)$$

同样，若令水平和垂直偏转线圈分别产生式 (4.3.2) 所示的磁场，那么这两个磁场的空间合成便是 θ 方向的磁场 H ，而扫描线则出现在 $(\theta + \pi/2)$ 的方向上，当式 (4.3.2) 中的 θ 随天线扫描角同步变化时，扫描线也就随着天线同步转动了。

为了产生式 (4.3.2) 所示磁场，在 X 和 Y 偏转线圈上应加入如下形式的电流：

$$\left. \begin{aligned} i_x &= K't \sin \theta \\ i_y &= K't \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (4.3.3)$$

也就是说，锯齿扫描电流 i_x 和 i_y 的振幅受天线轴角 θ 的正弦和余弦函数的调制，其扫描电流波形如图 4.22 所示。

实际上，锯齿电流扫描的周期比天线扫描转动的周期小得多，例如天线转速为 6 r/min，雷达的发射脉冲重复频率为 400 Hz，则天线的一个旋转周期里，距离扫描线达 4 000 次之多。因此，对于一次距离扫描，天线可视为固定在某一方向不动，荧光屏上看到的扫描线是一条径向直线，而这条径向直线则随天线同步转动。

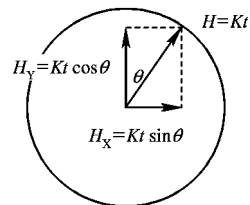


图 4.21 磁场的分解与合成

2. 扫掠电流的产生

可用两种方法产生图 4.22 所示的扫掠电流波形。一种是先分解法,即先产生与天线转角 θ 成正弦和余弦关系的电压,然后用这两个电压分别去调制锯齿波产生器,使锯齿波振幅按天线转角 θ 的正弦和余弦函数变化。这种方法实现起来比较复杂,目前使用较少。另一种方法称为后分解法,它先产生一串锯齿电流波(或梯形电压波),然后分解成幅度与天线转角 θ 的正弦和余弦函数成正比的分量,最后形成相应的锯齿电流。这种方法实现起来比较容易,目前应用较多。

1) 扫掠的分解 图 4.23 是采用后分解法的 P 型显示器组成方框图及其扫掠波形。触发脉冲加到方波产生器,将所产生的方波送到锯齿电压形成电路,经过功率放大输出等幅的锯齿扫掠电流(见图 4.23 的波形①)。

通常采用旋转变压器使等幅的锯齿扫掠电流按天线转角 θ 的正弦和余弦函数进行分解。旋转变压器是一种微型电机,其作用类似于变压器,锯齿电流①加到旋转变压器的定子绕组,定子绕组相当于变压器的初级。旋转变压器的转子随天线同步转动,转子上有两个垂直放置的绕组,相当于变压器的两个次级。转子转动时,定子和转子间的互感系数按照转角 θ 的正弦和余弦规律变化,从旋转变压器次级得到幅度受天线转角 θ 正弦和余弦调制的锯齿电压(严格地说,应是梯形电压),见图 4.23 的波形②和波形③,这就完成了对扫掠进行分解的作用。

2) 双向钳位电路 图 4.23 的波形②和③表明,在旋转变压器次级分解后的锯齿波,其底部不在一个电平上,这是因为旋转变压器不能通过直流分量。从变压器次级得到的锯齿波,各周期的平均值为零。如果直接把波形②和波形③放大后加到偏转线圈,则锯齿波扫掠的起点将不在荧光屏的中心,而且在各个方向上起点的移动还不一样,其结果会造成显示图形的混乱。为了解决这个问题,必须采用双向钳位器使正向锯齿波和负向锯齿波的底部都钳在零电平上,见图 4.23 中的波形④。

3. 定圈式平面位置显示器的组成

图 4.23(a)给出一种定圈式平面位置显示器组成方框图。为了简化方框图,这里没有加入移动距标。图中包含有距离扫掠和方位扫描部分;距离刻度和方位刻度;回波和辉亮等部分。下面简要说明它的工作原理。

触发脉冲加入时,通过方波和锯齿波电路产生梯形电压波。将梯形电压波加到旋转变压器定子上,其转子随天线轴角 θ 转动并输出振幅受转角正余弦函数调制的锯齿波,再经双向钳位器后加到电流放大级,得到受 $\sin \theta$ 和 $\cos \theta$ 调制的锯齿扫描电流。锯齿电流分别送到 X 和 Y 偏转线圈上,在辉亮信号配合下就可以形成与天线转角相对应的径向扫掠线。

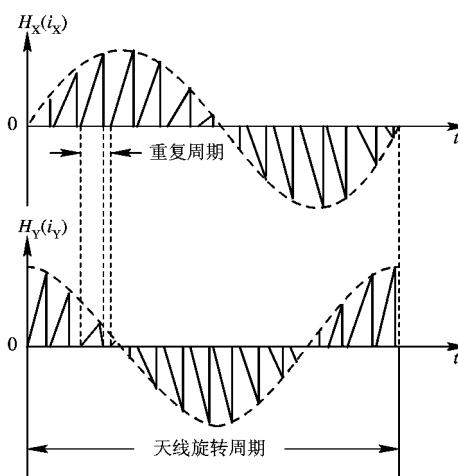


图 4.22 产生旋转径向扫掠所需的
水平和垂直磁场

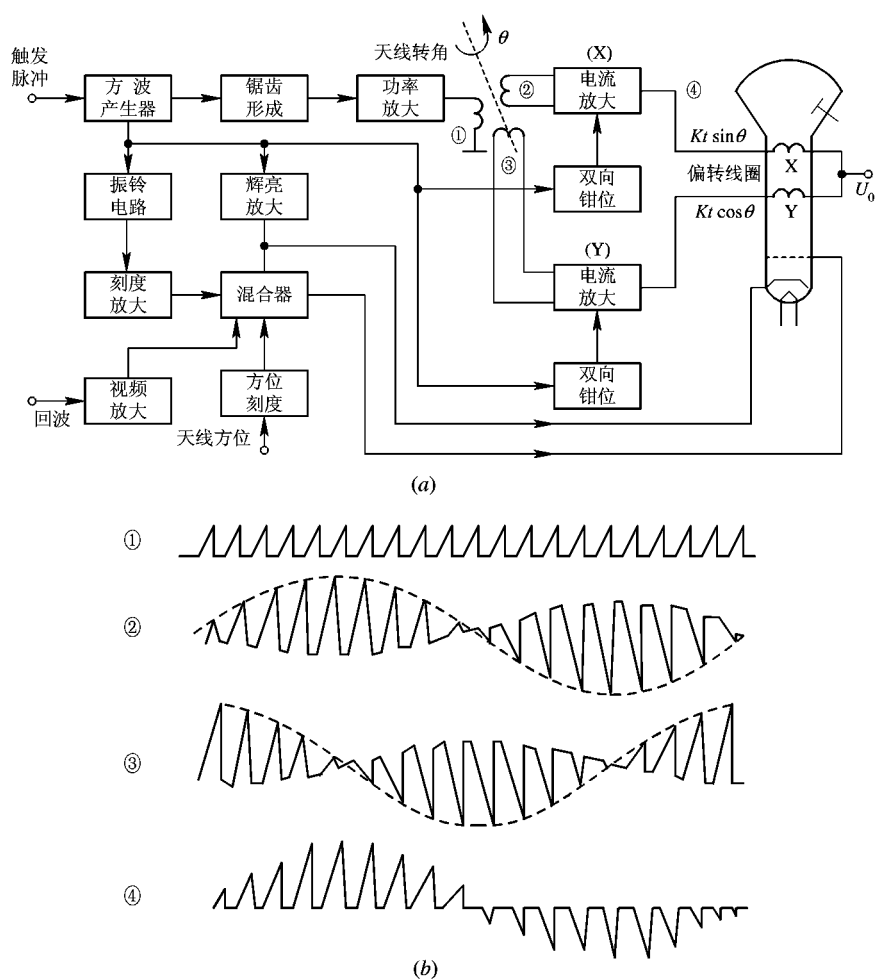


图 4.23 采用后分解法的 P 型显示器方框图和扫描波形
(a) 组成框图; (b) 扫描波形

方波控制振铃级产生正弦电压,经刻度形成级形成距离刻度,它和视频回波及方位刻度混合后加到示波管栅极上。辉亮信号可直接取用方波信号,经辉亮放大级后加在阴极上。

4.4 计算机图形显示

在现代雷达系统中,微处理机技术的出现使计算机图形显示得到普遍应用。很多现代雷达系统使用微处理机或微计算机作信号处理器和图形显示。实际上现代雷达系统的图形显示已和计算机融为一体,计算机收集的信息经过处理可以用显示、绘图、打印等方法输出。

4.4.1 计算机图形显示系统

图 4.24 示出一个计算机图形显示系统的组成框图。其中计算机可以用通用的也可以用专用的,它除了完成雷达系统的许多计算处理外,对显示系统来说主要是将各输入数据加工整理成显示档案并送往信号控制、处理、存储电路进行图形显示。在各种显示数据中,同时也包括操作员通过计算机通信装置送来的信号。

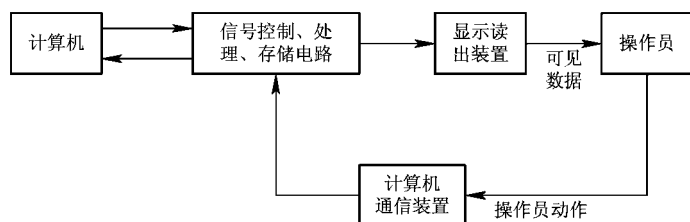


图 4.24 计算机图形显示系统

信号控制、处理、存储电路将计算机送来的显示档案加工处理成能驱动显示读出装置按规定要求动作的信号,以便显示出图形和文字。读出装置是显示器,例如阴极射线管、等离子显示板、液晶显示器等,它们把电信号转换为光信号。在这里只介绍采用阴极射线管(CRT)的图形显示系统。

当操纵员需要对所显示的内容进行干预,修改或向计算机重发新命令时,可以通过计算机通信装置来实现。计算机通信装置又称作输入设备,常用的有键盘、光笔、跟踪球、鼠标器等。

在阴极射线管荧光屏上显示图形和文字是通过偏转系统控制电子束的运动,并在荧光屏上规定的位置控制发光强度来实现的。计算机图形显示系统中常用的电子束偏转方式有随机扫描和光栅扫描两种。

1. 随机扫描显示系统

随机扫描是用随机定位方式来控制电子束的运动,只要给出与位置(X,Y)相应的扫描电压(或电流),就可以把显示信息随意地显示在荧光屏的任意位置上。图 4.25 绘出一种随机扫描所需的 X、Y 偏转信号以及合成的图形显示。在这里(0,0)为屏面中心。电子束从中心开始,先画一个口字,再画一个圆,最后画出 4 个点,画完后电子束返回屏面中心。从图 4.25 看出,电子束从位置“1”跳变到位置“2”,以及从位置“2”跳变到位置“3”所需的时间叫做定位时间,如果偏转系统用得合适,每次定位时间可小于 $5\ \mu\text{s}$ 。

一种采用阴极射线管的随机扫描图形显示系统原理框图示于图 4.26 中。在这里要求图形显示在每秒钟内重复一定的次数才能获得稳定的图像,这种重复扫描称为图像刷新。每秒重复的次数叫刷新频率或重复频率。刷新频率取决于荧光屏的特性,通常为 $30\sim 50\ \text{Hz}$ 。为了完成刷新,在显示系统中设有专门的存储器来存放显示内容,这种存储器称为刷新存储器。

由计算机编制的一系列显示指令组成显示画面的显示档案,经过通信接口按规定顺序存入刷新存储器。显示控制器管理和控制整个系统按一定的时序运行,同时发出读取和解释显示命令,并把有关的数据送至各个功能产生器。矢量产生器产生各种线段信号,通过

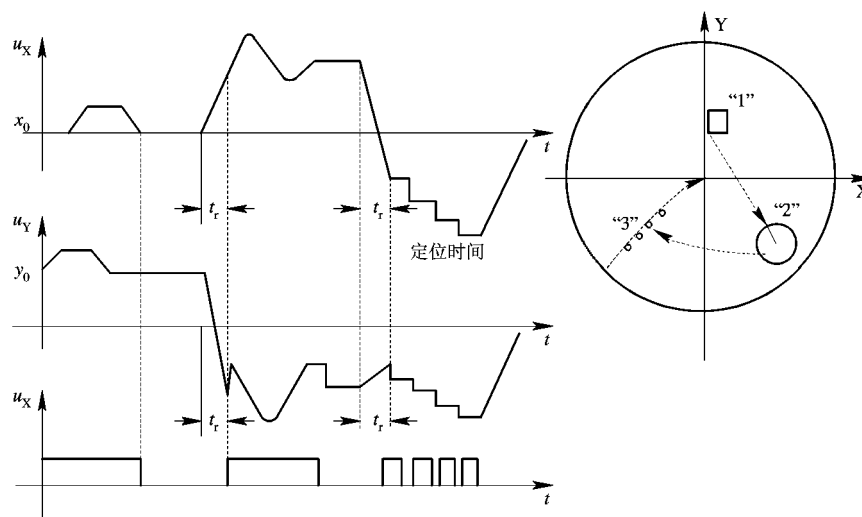


图 4.25 随机扫描波形及画面示意

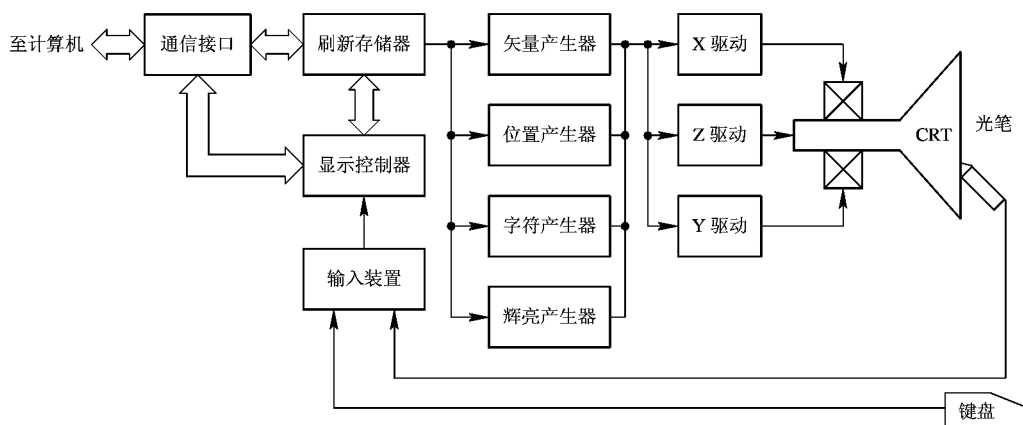


图 4.26 随机扫描图形显示系统框图

X、Y 驱动和偏转系统控制电子束运动。位置产生器用来产生确定各线段在荧光屏上起点坐标位置的定位信号。字符产生器用来产生专用符号、数字、英文大小写字母、汉字信号等。辉亮产生器与前面三种功能产生器配合，提供控制电子束电流大小的辉亮控制信号。在随机扫描显示中，电子束的运动完全是按事先存放在刷新存储器中的显示指令进行的，没有确定的规律，完全是程序编制者任意规定的，也就是说随机显示。

2. 光栅扫描显示系统

光栅扫描是由在屏幕上一条接一条的一系列重复的水平线构成的，这些水平线称为扫描线。图 4.27 给出了典型的水平和垂直信号及其对应的显示。根据输入指令相应地来增强某些部分的水平扫描线时，就可产生显示信息。当每一条扫描线到达屏幕的另一边(右)边界时，它就回扫到起点位置的一边(左)，并且进行下一条扫描线的扫描。每条扫描线都略

有倾斜,以便扫满全屏,但由于满屏有数百至上千条线,人眼是看不出来倾斜的。当底部扫描线结束时,光栅垂直向上回扫,回到左上角的起始位置,然后重复进行,实现刷新,获得稳定的图像。水平和垂直回扫期间,CRT的电子束被消隐掉,使屏上看不到回扫显示。显示信息只是在正程时间内进行。

光栅扫描和随机扫描不同,不管屏上显示的内容如何,电子束总是以恒定的速度从左到右、从上到下扫过屏上的每个像素位置。为了实现这种扫描,在CRT偏转部件上加的是两种不同频率的锯齿波电流:控制电子束沿水平方向偏转的电流叫做水平扫描电流,其重复频率称行频;控制电子束沿垂直方向偏转的电流叫垂直扫描电流,其重复频率称帧频。水平、垂直扫描电流波形如图4.27所示。

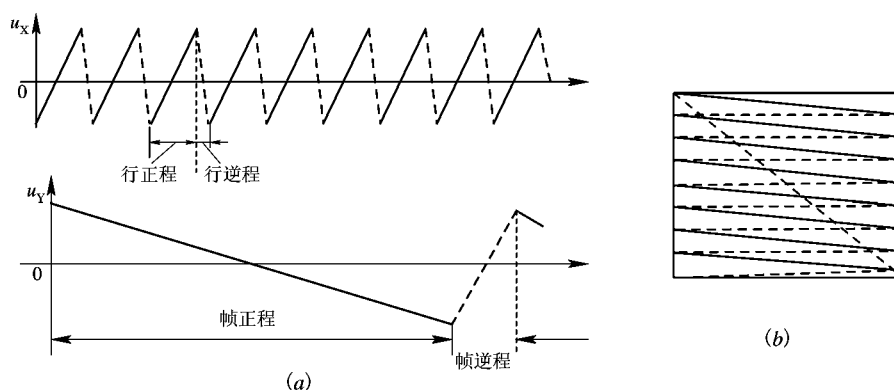


图 4.27 光栅扫描水平和垂直信号及其显示
(a) X、Y 扫描电压波形; (b) CRT 上的光栅

显示信息只能加在正程时间内,即在需要显示图形的像素位置上加上相应的辉亮信号,接通电子束,从而出现图形。实际工作中要将正程扫描的电子束轨迹调到刚好看不见,使屏上只看到显示的内容。

由于垂直扫描电流使电子束从上往下缓慢运动,这就保证了每行扫描线均匀等间隔地分开而不致于重合。当整个屏幕扫描完毕时,电子束在垂直回扫电流控制下迅速地跳回屏的左上角,接着执行下一次的扫描过程。这样一条条的水平线就叫做光栅;整个光栅就称为一帧。

图4.28示出光栅图形显示系统框图,它主要由显示处理器、刷新存储器、显示控制器和监视器等四部分组成。刷新存储器的容量取决于显示画面的数目(称为页面),屏幕分辨力和颜色种数以及灰度等级等因素。通常,光栅扫描显示的刷新存储器容量比随机扫描显示要大得多。

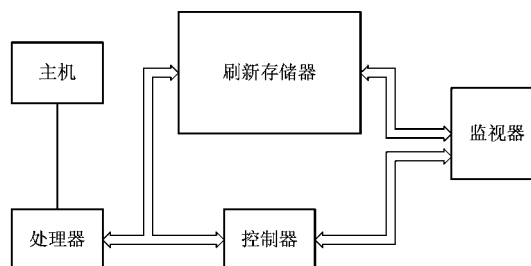


图 4.28 光栅图形显示系统框图

4.4.2 字符产生器

字符产生器的质量高低是衡量能否将大量信息准确而迅速地传输给观察者的标准。通常用可识度和可读度来衡量字符质量。下面从字符种类、字符尺寸、书写速率和显示效率等方面对质量指标加以说明。

1) 字符种类 它是指字符产生器能产生的字母、数字、符号和汉字的种数。一般有 26 个大写字母和 26 个小写字母, 0 至 9 这 10 个数字, 简单的汉字和若干专用的特殊符号。用途不同, 所要求的字符种类不同, 一般有 16、64、96、128 和 256 等。每种字符都有一组特定的代码, 简称为字符代码。

2) 字符尺寸 字符尺寸为字符在荧光屏上的几何尺寸大小。它由视觉锐度和形成字符的点数来确定。常用的字符尺寸为 $3\text{ mm} \times 4\text{ mm}$ 和 $5\text{ mm} \times 7\text{ mm}$ 。

3) 字符书写速率 在保证不失真和不闪烁的条件下, 每个字符书写时间愈短, 一帧内就能显示出更多的字符, 即显示容量更大。一般单个字符书写时间为 $3 \sim 5\text{ }\mu\text{s}$ 。但是应该指出, 字符书写速率越高, 要求偏转系统和辉亮系统的频带越宽, 技术实现也越复杂。

4) 字符显示效率 字符显示效率是指一个字符辉亮时间与该字符书写时间的比值。辉亮时间占书写时间越多, 字符的平均亮度越高, 字符显示效率也就越高。

字符产生的方法很多, 在现代雷达系统的图形显示中, 主要有随机扫描字符产生和光栅扫描字符产生两种方法。

1. 随机扫描字符产生器

随机扫描字符产生器的组成框图如图 4.29 所示。显示控制器将字符指令的操作码译成字符产生器的启动信号, 把字符指令中指定的字符码送到字符产生器的字符码译码逻辑电路。通过译码器在字符成型存储器中找到与该代码相应的字符。字符成型存储器是一个只读存储器(ROM), 在启动信号作用下依次读出所选定字符的成型信息, 用来控制 X、Y、Z 三个方向的动作, 使之在荧光屏上描绘出这个字符。书写完成该字符后就给出字符结束信号, 通知显示控制器发出下一个字码的代码。由此可见, 字符成型存储器实际上是一个微程序库。

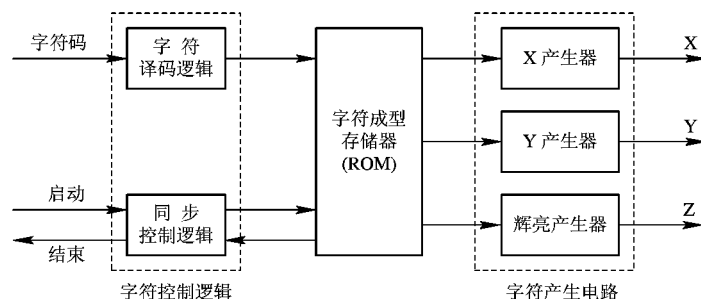


图 4.29 随机扫描字符产生器框图

在随机扫描显示系统中, 产生字符的方法有点阵法、线段法, 下面分别介绍。

1) 点阵法字符产生器 点阵法把要书写字符的区域分割成若干像素点, 控制点阵中

某些点的辉亮就可以显示出所需要的字符。实际上点阵中点与点的距离很小,因此这种字符看上去与连续笔划字符差不多。点阵法又分为顺序点阵法和程序点阵法两种。

顺序点阵法在字符控制逻辑电路的控制下,按顺序读出存储在字符成型存储器中对应于所驱动的几个像素点的辉亮信号,并同时控制 X、Y 产生器计数,以产生偏转信号控制电子束的运动,使之与辉亮信号同步地扫描字符点阵中的每个像素点。

图 4.30(a)是用顺序点阵法书写“Λ”字符的 5×7 点阵结构,与之相对应的 X、Y 和 Z 输出波形示于图 4.30(b)中。在 $t=0$ 时启动字符产生器, Y 产生器中的计数器做加 1 计数,经 Y 支路的 D/A 变换输出阶梯电压波,这时 X 产生器中的计数值保持全“0”。对应于 $X=0, Y=0, 1, 2, 3, 4$ 五个点, Z 产生器输出五个辉亮脉冲;对应于 $X=0, Y=5, 6$ 不产生辉亮脉冲。到 $Y=6$ 时, Y 产生器保持,而 X 计数器加 1。然后 X 产生器保持,而 Y 计数器做减 1 计数,一直减到全“0”为止。在此过程中,只有 $X=1, Y=3, 5$ 两点 Z 产生器有辉亮脉冲输出。当 Y 计数器减到全“0”后, Y 产生器保持, X 计数器再加 1。此后 X 产生器保持为 2, Y 计数器再作加 1 计数。如此循环往复,直至扫完 35 个像素点。在图 4.30(b)中,凡辉亮信号 $Z=1$ 的点就辉亮,凡 $Z=0$ 的点就不辉亮。当达到 $X=4, Y=6$ 这个点之后,发出结束信号。经过上述过程,就显示出图 4.30(a)所示的“Λ”字符。

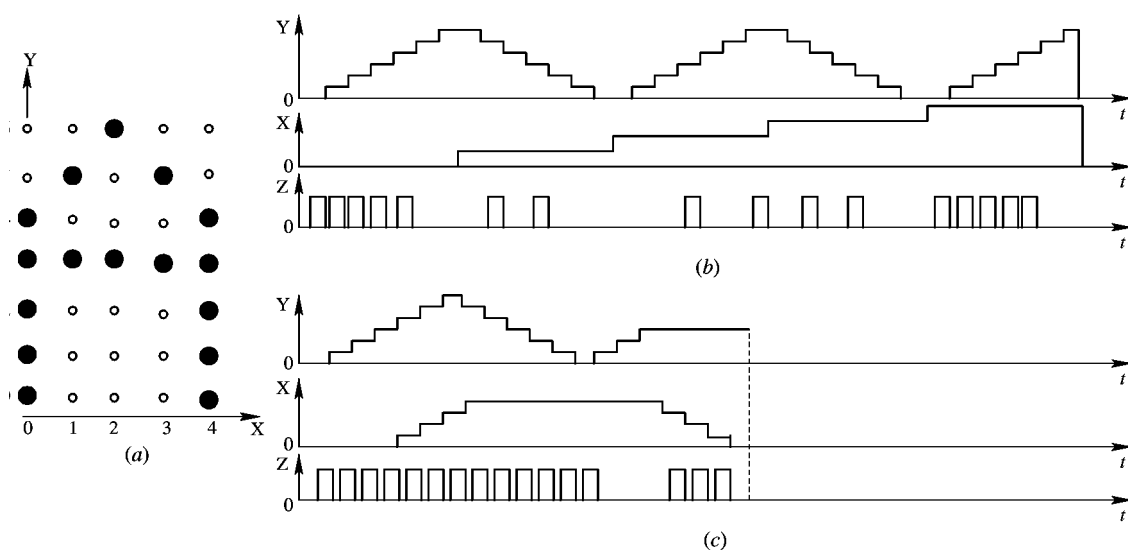


图 4.30 点阵法字符产生器书写“Λ”字符的点阵结构和输出波形

(a) “Λ”字符点阵; (b) 顺序点阵法波形; (c) 程控点阵法波形

程控点阵法具有更快的书写速度。图 4.30(c)给出用程控点阵法书写“Λ”字符的 X、Y 和 Z 的输出波形。程控点阵法中的字符成型存储器(ROM)存放的是各个字符扫描规律的微程序。在字符控制逻辑电路的控制下,对于所驱动的具体字符,根据字符成型存储器中存放的微程序来驱动 X 产生器和 Y 产生器,并同时输出相应的辉亮信号。在图 4.30(c)中,当 $t=0$ 时启动字符产生器,开始, $X=0$ 保持不动, Y 做加 1 计数直到 $Y=4$, 然后 X、Y 计数器同时加 1, 使电子束扫描到 $X=1, Y=5$ 的点上, 接着 X、Y 计数器又同时加 1, 这

就扫到了 $X=2, Y=6$ 的点。然后计数器做加 1 计数而 Y 计数器做减 1 计数,直到 $X=4, Y=4$ 时, X 保持不动, Y 继续减 1 计数到全 0。在上述过程中,每一个像素点位置都有辉亮脉冲输出。此后 y 计数器作加 1 计数到 $Y=3$,而 X 计数器保持为 $X=4$,在这个过程中无辉亮脉冲输出。最后 Y 计数器保持为 $Y=3$,而 X 计数器做减 1 计数到 $X=0$,这个过程输出三个辉亮脉冲,完成了书写“Λ”字符中间的一横,见图 4.30(a)和(c)。

综上所述,顺序点阵法将各种字符按光栅格式所规定的具体辉亮信号逐个存放在字符成型存储器(ROM)之中;而程控点阵法中的字符成型存储器(ROM)中存放的是各个字符扫描规律的微程序。假定程序字长取为 8 位(增量数、 $\pm X$, $\pm Y$ 、辉亮等共 8 位),存储体排列成 8×8 矩阵(增量数为 3 位),则对图 4.30(a)所示的 5×7 点阵的“Λ”字符,取点阵坐标原点在左下角,向上为 $+Y$,向右为 $+X$,则可作出列于表 4.1 中的微程序编码。

表 4.1 程控点阵法显示“Λ”字符的编码

位 字节	增量数	$+X$	$-X$	$+Y$	$-Y$	辉亮	说明
1	000	0	0	0	0	1	原点亮
2	100	0	0	1	0	1	$\uparrow 4$
3	010	1	0	1	0	1	$\nearrow 2$
4	010	1	0	0	1	1	$\searrow 2$
5	100	0	0	0	1	1	$\downarrow 4$
6	011	0	0	1	0	0	暗 $\uparrow 3$
7	011	0	1	0	0	1	$\leftarrow 3$
8	000	1	1	1	1	0	字结束

在表 4.1 中,微程序的第一个字节增量为零, X、Y 计数器不加也不减,辉亮位为 1,这表示在字符矩阵坐标原点应加一个辉亮脉冲。第二个字节表示 X 计数器仍保持不变, Y 计数器做加 1 计数,共加 4 个矩阵增量点,而且每个点都要求辉亮。第三个字节表示 X、Y 同时做加法计数,共加二次,每个点都要求辉亮。如此进行下去,直到最后一个字节 00011110。该字节规定为字符结束码,它表示无辉亮输出,并将 X、Y 计数器清零,同时使字符产生器向显示控制器发出字符结束信号。从字符成型存储器 ROM 读出的微程序要经过译码控制逻辑电路控制 X、Y 计数器的计数,同时控制辉亮产生器发出 Z 信号,这样就得到了图 4.30(c)所示的 X、Y 和 Z 波形。

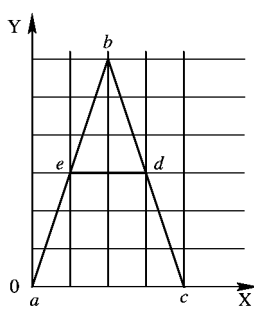
显然可见,程控点阵法比顺序点阵法复杂但书写速度快。因为顺序点阵法不论辉亮与否每个点都必须扫描到,而程控点阵法则尽可能只扫描那些应该辉亮的像素点。

2) 线段法字符产生器 线段法字符产生器采用一些基本的直线段去逼近一个字符。通常,在平面坐标上表示一条直线的方法很多,例如用始点(X_a, Y_a)和终点(X_b, Y_b)表示;或者用始点坐标(X_a, Y_a)再加上增量数 ΔX 、 ΔY 表示等。用图 4.31 所示的书写字符“Λ”为例来说明线段法字符产生器的原理。显然,字符“Λ”至少由三条亮线段 ab, bc, de 和一条暗线段 cd 所组成。只要将这几条线段及其亮暗特性进行编码构成一段微程序,存放在字符成型存储器中,并按一定方式读取和执行,就可构成线段法字符产生器。

以 5×7 点阵书写字符“Λ”为例,设矩阵坐标原点在左下角,ROM 为 8×8 阵列,用

8×8位编码表示,对字符“Λ”的编码列于表 4.2 中。表中第一个字节表示以坐标原点为起点,以 $X=2, Y=6$ 为终点的一条亮矢量;第二个字节表示以第一条矢量的终点坐标 $X=2, Y=6$ 为起点,以 $X=4, Y=0$ 为终点的一条亮矢量;第三个字节表示以 $X=4, Y=0$ 为起点,以 $X=3, Y=3$ 为终点的一条暗矢量;第四个字节表示以 $X=3, Y=3$ 为起点,以 $X=1, Y=3$ 为终点的一条亮矢量。第五个字节表示回到原点,最后一个字节的第四位为 1,用来表示字符结束。

表 4.2 笔画法显示“Λ”字符的编码



位 字节	X 坐标数			结束符	Y 坐标数			亮暗位	说明
1	0	1	0	0	1	1	0	1	$a \rightarrow b$ 亮
2	1	0	0	0	0	0	0	1	$b \rightarrow c$ 亮
3	0	1	1	0	0	1	1	0	$c \rightarrow d$ 暗
4	0	0	1	0	0	1	1	1	$d \rightarrow e$ 亮
5	0	0	0	0	0	0	0	0	回原点
6	0	0	0	1	0	0	0	0	字结束
7									
8									

图 4.31 线段法书写字符“Λ”

在采用线段法字符产生器的显示系统中,通常字符、图形显示共用一个偏转系统,此时有两种方法来完成书写字符的动作。一种是设计一套专用的积分电路,将从 ROM 读出的字符增量信号积分形成锯齿电压输出,再经过模拟加法器分别与主偏的 X、Y 模拟扫描电压相加,然后通过偏转放大器放大后加至偏转系统。另一种方法是将 ROM 中读出的微程序经字符控制逻辑电路处理成用 $\pm \Delta X$ 和 $\pm \Delta Y$ 及辉亮信号表示的短矢量,然后送往矢量产生器中,通过矢量产生器来描绘字符。

一般来说,用主偏系统书写字符速度较慢。为了提高书写速度,需要增加一套专用的字符偏转系统,此时采用单位线段法字符产生器更为有效。

单位线段法简称为星射法,字符由有限的笔画所组成,最常用的是 8 个方向的单位线段,如图 4.32(a)所示。图 4.32(b)给出用单位线段法在 5×7 矩阵中组成的“3”字的形状。其基本方法是将图 4.32(a)中从 P 点指向各个方向的单位矢量进行编码,通常用三位码表示单位矢量的方向,用一位码表示亮暗,图 4.32(b)中“3”字的编码如表 4.3 所示。

单位线段法字符产生器的原理框图示于图 4.32(c)中。按编码规定的方式将各线段的信息存入字符成型 ROM 中。当某字符被驱动时,由 ROM 读出的信号经字符控制译码输出后分别去控制 $+X$ 、 $-X$ 、 $+Y$ 、 $-Y$ 和 Z 辉亮电路,并经过相应的积分器产生与编码规定对应的单位矢量,然后输出到偏转放大器作为字符的偏转信号。与此同时,辉亮信号则控制这些单位矢量的亮暗。

表 4.3 单位线段法显示“3”字的编码

笔画 位	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
2^0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
2^1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0
2^2	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1
2^3 (亮/暗)	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1

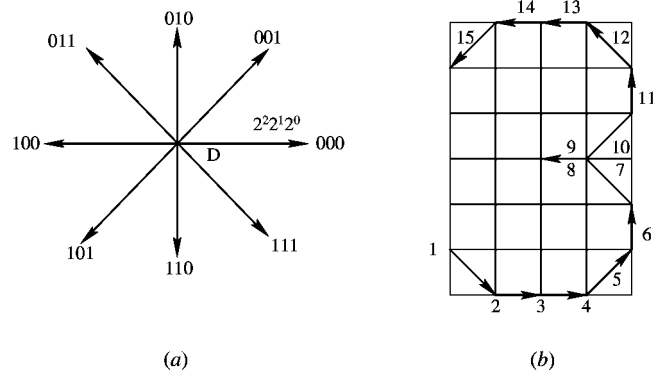


图 4.32 单位线段法字符产生器的原理和组成框图

(a) 8 个方向的单位矢量编码; (b) “3”字的编码; (c) 原理框图

2. 光栅扫描字符产生器

图 4.28 示出光栅显示系统框图, 光栅扫描的水平 and 垂直信号及其显示画面如图 4.27 所示。图 4.33 给出光栅扫描显示系统中字符显示的示意图, 图中字符矩阵仍为 5×7 。由于光栅扫描是从左到右, 从上到下顺序进行, 因此当图中所示从第 3 条扫描线开始有字符辉亮信息时, 首先读出第一个字符的第一横上的数据, 与偏转扫描运动相配合加上辉亮信号, 即可显示出这些数据。接着是显示第二个字符的第一横上的数据, 依次进行下去, 直到第一行最后一个字符的第一横显示完为止。然后从第 4 条扫描线开始, 先显示第一个字符的第二横, 依次重复进行。由于每个字符分布在七条扫描线上, 因此每个字符要反复读出七次。显然这和随机扫描显示完一个字符再显示另一个字是不同的。

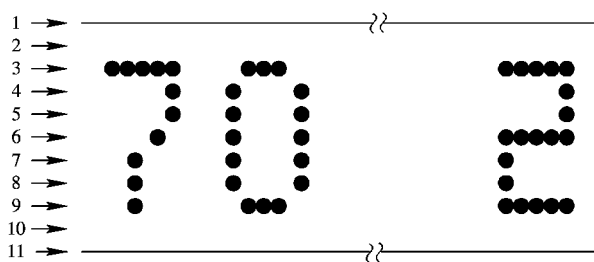


图 4.33 光栅扫描显示字符示意图

4.4.3 矢量产生器

在计算机图形显示系统中,图形通常是由各种曲线和直线来描绘的,而任何曲线又可以用许多较短的直线来逼近。具有一定长度和一定方向的直线段称为矢量,产生这些直线段的逻辑功能部件叫做矢量产生器。在由图 4.26 所示的随机扫描显示系统框图中,由计算机编制的一系列图形显示指令组成规定的图形显示矢量档案,经过通信接口按规定顺序存入刷新存储器。显示控制器控制整个系统按一定的顺序把有关矢量的数据送到矢量产生器。矢量产生器产生各种线段的信号,通过 X、Y 驱动部件和偏转系统控制电子束运动。

1. 矢量产生器的基本原理

图 4.34 是用矢量逼近一条曲线的示意图。设第 m 段矢量的起始位置为 (X_m, Y_m) , 而终止位置为 (X_{m+1}, Y_{m+1}) , 即

$$\left. \begin{aligned} X_{m+1} &= X_m + \Delta X_m \\ Y_{m+1} &= Y_m + \Delta Y_m \end{aligned} \right\} \quad (4.4.1)$$

式中, ΔX_m 和 ΔY_m 分别为该段 X 和 Y 的增量。位置 (X_m, Y_m) 和 (X_{m+1}, Y_{m+1}) 所对应的数字量 (X_m, Y_m) 和 (X_{m+1}, Y_{m+1}) 的关系为

$$\left. \begin{aligned} X_{m+1} &= X_m + \Delta X_m \\ Y_{m+1} &= Y_m + \Delta Y_m \end{aligned} \right\} \quad (4.4.2)$$

式中, ΔX_m 和 ΔY_m 分别为该段 X 和 Y 的数字增量。

在图形显示时,通常由计算机给出具体的矢量指令,若干具体的矢量指令的集合便是某种图形的显示程序。由于矢量的起点通常由专门的位置指令确定,见图 4.26,因此矢量指令只包括:指令性质、符号位(\pm)、数字增量值等。典型的矢量数据格式为

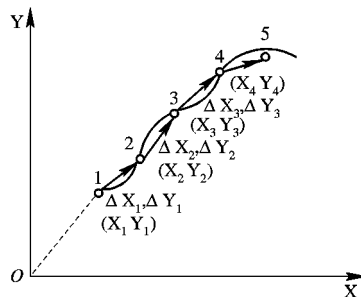


图 4.34 用矢量逼近曲线

矢量操作码	\pm	ΔX	\pm	ΔY
-------	-------	------------	-------	------------

矢量产生器的原理框图如图 4.35 所示,主要由数字乘法器(又称频率调制器)、数字积分器(可逆计数器)和数/模转换器(D/Δ)等部分组成。

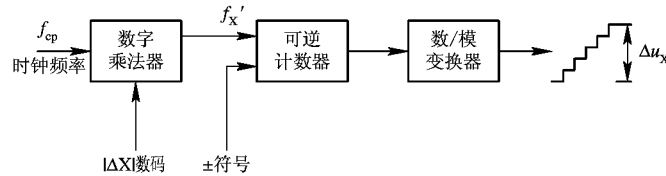


图 4.35 矢量产生器原理方框图

1) 数字乘法器 数字乘法器即频率调制器,是一种特殊的乘法器。它与常规的数据乘法器不同,输入不是两个数据,而是一个数字增量 ΔX (或 ΔY)和一个时钟脉冲 f_{cp} 。输出不是数据,而是与乘积 $f_{cp}\Delta X$ 相当的脉冲序列。图 4.35 中给出了数字乘法器输入和输出关系。输出的脉冲平均频率 f_x' 与输入脉冲频率 f_{cp} 和输入数字增量 ΔX 的关系为

$$f_x' = \frac{f_{cp}}{2^n} \Delta X \quad (4.4.3)$$

式中, n 为数据的位数。

2) 数字积分器 对数字乘法器的输出进行积分,可以得到

$$\begin{aligned} \Delta N_x &= \int_0^{T_0} \frac{f_{cp}}{2^n} \Delta X dt \\ &= \frac{f_{cp}}{2^n} \Delta X T_0 + N_0 \end{aligned} \quad (4.4.4)$$

式中, $T_0 = 2^n / f_{cp}$, N_0 为初始值,令 $N_0 = 0$,则可以得到数字积分器在 T_0 周期输出脉冲数:

$$\Delta N_x = \Delta X \quad (4.4.5)$$

式(4.4.5)表明,在 $0 \sim T_0$ 积分时间内,数字乘法器输出脉冲数和输入数据相等,积分结果为输入数据值。图 4.35 的可逆计数器即为数字积分器,可逆计数器的计数方向受数字增量 ΔX 的符号控制,计数时间为 T_0 ,图中只画出了 X 路,Y 路形式完全相同。

2. 速率乘法器矢量产生器

速率乘法器是一种数字乘法器,其原理框图和原理电路图由图 4.36(a)和(b)示出,该乘法器主要由数据寄存器、分频链和符合电路组成,它具有如下特点:

(1) 数据寄存器位数和分频链位数相同。

(2) 分频链是一个 n 位计数器,依次对输入的时钟脉冲二分频。 T_1 级输出频率为 $f/2$,在一个计数循环周期内输出 2^{n-1} 个脉冲,按此顺序, T_n 级输出频率为 $f/2^n$,在一个计数循环周期内输出 $2^0 = 1$ 个脉冲。

(3) 数据寄存器和分频链各级的输出加到对应的“与”门,这些“与”门分别受 $|\Delta X|$ 相应各位的控制。控制的规律为数据高位 X_n 同高频率($f/2$)脉冲相“与”,数据低位同低频率($f/2^n$)脉冲相“与”,其余一一对应。

(4) 要求分频链每级输出的分频脉冲互不重合。

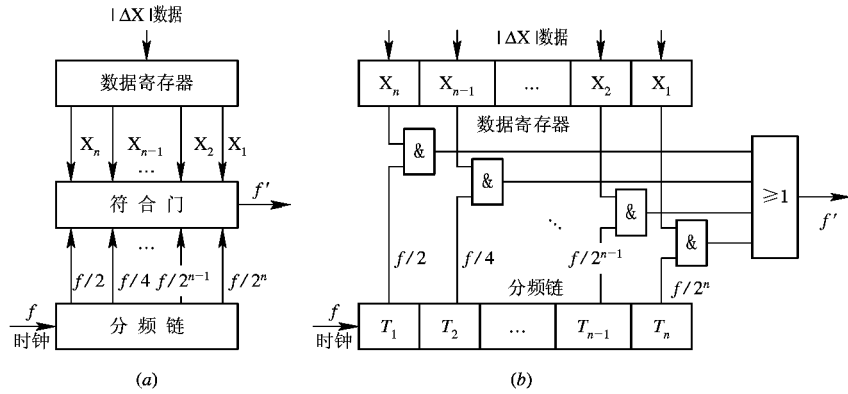


图 4.36 速率乘法器原理方框图

(a) 框图; (b) 电路图

(5) 符合门相“ f_j ”的输出再经过“或”运算，最后再将相加的脉冲序列输出。

综上所述，当输入时钟频率为 f 时，可得出输出脉冲的平均频率为

$$\begin{aligned} f'_x &= X_n \cdot \frac{f}{2} + X_{n-1} \cdot \frac{f}{2^2} + \cdots + X_2 \cdot \frac{f}{2^{n-1}} + X_1 \cdot \frac{f}{2^n} \\ &= \frac{f}{2^n} (X_n \cdot 2^{n-1} + X_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + X_2 \cdot 2 + X_1 \cdot 1) \end{aligned} \quad (4.4.6)$$

式中，括号内为输入的二进制数据 $\Delta X = X_n X_{n-1} \cdots X_2 X_1$ 转换成十进制数的表示式，其中 $2^{n-1}, 2^{n-2}, \cdots$ 对应于二进制数码 X_n, X_{n-1}, \cdots 转换成十进制数的权值。同理可得到 y 路输出脉冲的平均频率为

$$f'_y = \frac{f}{2^n} (Y_n \cdot 2^{n-1} + Y_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + Y_2 \cdot 2 + Y_1 \cdot 1) \quad (4.4.7)$$

可以将式(4.4.6)和式(4.4.7)简化为

$$\left. \begin{aligned} f'_x &= \frac{f}{2^n} \Delta X \\ f'_y &= \frac{f}{2^n} \Delta Y \end{aligned} \right\} \quad (4.4.8)$$

它和式(4.4.3)相同，这就是说速率乘法器在一个计数循环时间 $2^n/f$ 中。输出脉冲的平均频率 f'_x 和 f'_y 分别与输入数据 ΔX 和 ΔY 成正比。当描绘矢量的时间 T_0 等于分频链的一个循环时间，即 $T_0 = 2^n/f$ 时，速率乘法器在此期间输出的脉冲数 ΔN_x 和 ΔN_y 与输入数据相等，即

$$\left. \begin{aligned} \Delta N_x &= f'_x \cdot T_0 = X_n \cdot 2^{n-1} + X_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + X_2 \cdot 2 + X_1 \cdot 1 \\ \Delta N_y &= f'_y \cdot T_0 = Y_n \cdot 2^{n-1} + Y_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + Y_2 \cdot 2 + Y_1 \cdot 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.9)$$

或者更直观地说，速率乘法器输出的脉冲数受输入数据 ΔX 和 ΔY 的控制。

分频链是速率乘法器的重要组成部分，常用两种分频链逻辑，一种是计数微分式，另一种是计数译码式。下面主要讨论计数微分式分频链，它由计数器和微分电路构成。

计数微分式分频链用计数器进行分频，用微分电路形成分频脉冲。图 4.37(a) 示出了四位的计数微分式分频链逻辑图。多于四位时，其原理相同。图中每一级计数器的 Q 端输

出接一个微分电路,由于微分电路二极管的正极接地,因而只能在 Q 端从低电平变到高电平瞬间才输出一个分频脉冲,通常简称为前沿微分或上升边微分。计数器的进位则在 Q 端输出从高电平变成低电平瞬间发生,简称为后沿进位。满足这两个要求,分频后的脉冲序列便不会产生相互重合现象。图4.37(b)给出了计数器的 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 端的输出波形,以及对应的 $f/2$ 、 $f/4$ 、 $f/8$ 和 $f/16$ 分频脉冲波形。显然,这四个分频脉冲序列的脉冲个数分别为8、4、2、1。

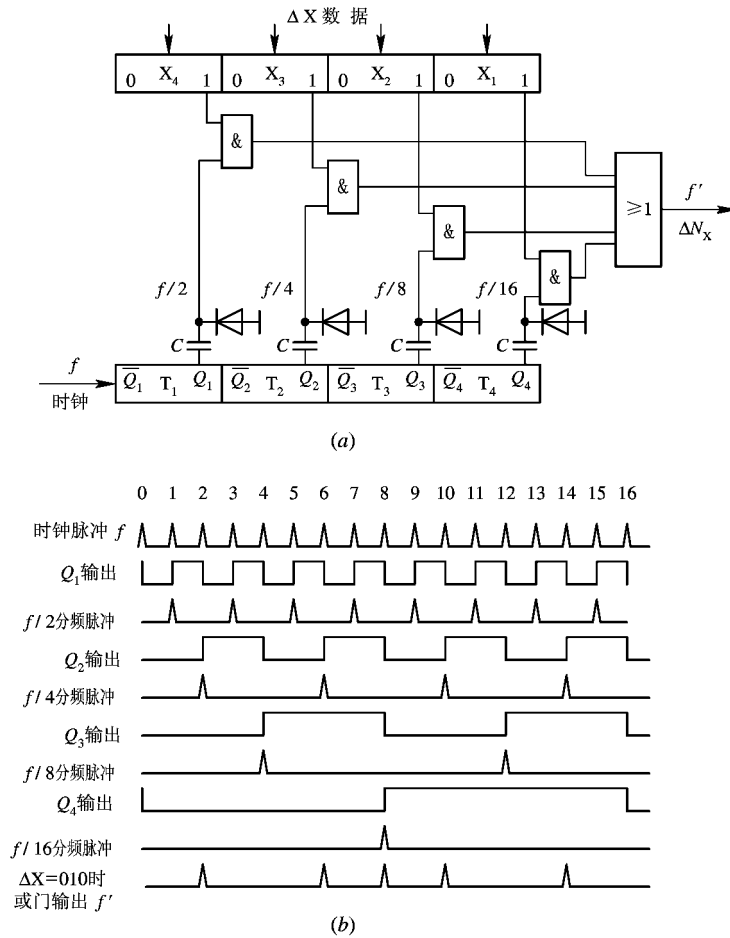


图 4.37 计数微分式分频链和波形

(a) 四级分频链电路图; (b) 波形

由图4.37(a)所示的由四级分频链构成的速率乘法器的逻辑关系,可得到“或”运算输出脉冲序列的平均频率 f'_x 和一个计数循环周期内的脉冲数 ΔN_x 为

$$\left. \begin{aligned} f'_x &= \frac{f}{2^4} (X_4 \cdot 8 + X_3 \cdot 4 + X_2 \cdot 2 + X_1 \cdot 1) \\ \Delta N_x &= X_4 \cdot 8 + X_3 \cdot 4 + X_2 \cdot 2 + X_1 \cdot 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.10)$$

式中,8、4、2、1是二进制数码 X_4 、 X_3 、 X_2 、 X_1 转换成十进制数所对应的权值。当输入数据 $\Delta X = X_4 X_3 X_2 X_1 = 0101$ 时,只有 $f/4$ 、 $f/16$ 两个分频脉冲序列参加“或”运算,此时输出

脉冲数为

$$\Delta N_x = 0 \times 8 + 1 \times 4 + 0 \times 2 + 1 \times 1 = 5 \quad (4.4.11)$$

上述过程可见图 4.37(b)。

速率乘法矢量产生器的组成框图如图 4.38 所示,它由 ΔX 、 ΔY 速率乘法器,线长检测器,全“0”检测和启停电路组成。下面分别讨论它们的作用和工作原理。

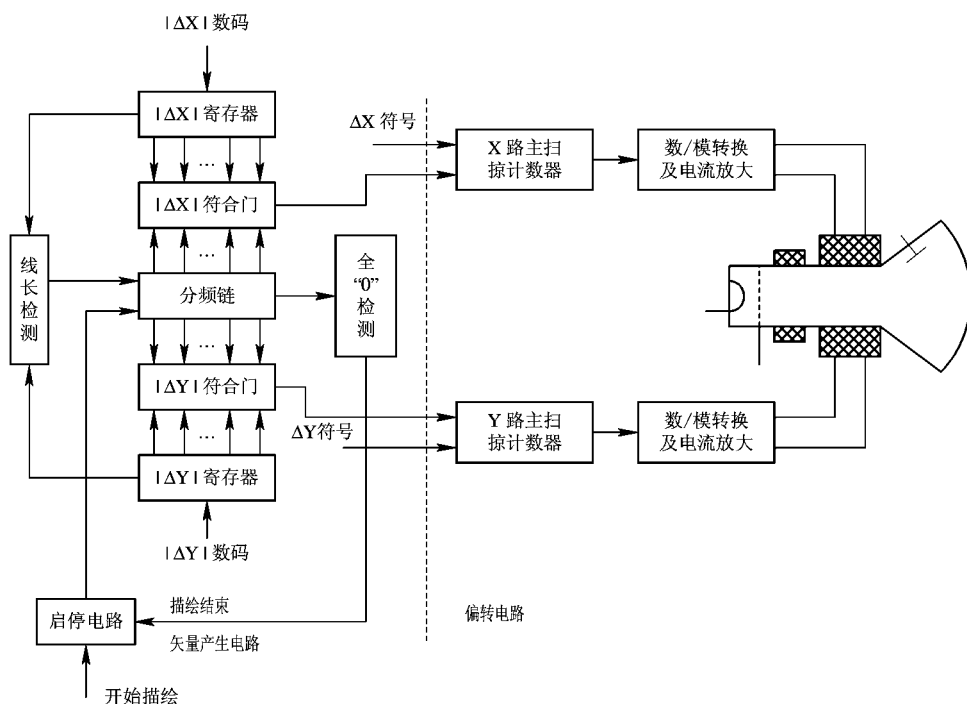


图 4.38 速率乘法矢量产生器

1) ΔX 、 ΔY 速率乘法器 由计算机的程序控制器送来的矢量数据格式如下:

矢量操作码	±	$\Delta X(10 \text{ 位})$	±	$\Delta Y(10 \text{ 位})$
-------	---	--------------------------	---	--------------------------

假定 ΔX 、 ΔY 为 10 位,在矢量指令中由数据 $|\Delta X|$ 、 $|\Delta Y|$ 和它们的符号表示矢量的长度和方向。首先把 $|\Delta X|$ 、 $|\Delta Y|$ 数据分别存放在 $|\Delta X|$ 寄存器和 $|\Delta Y|$ 寄存器中。在分频链的一个计数循环中,两路速率乘法器的输出脉冲数分别为 $\Delta N_x = \Delta X$, $\Delta N_y = \Delta Y$ 。用 ΔN_x 和 ΔN_y 这两个脉冲序列分别去控制偏转电路,就可以画出与 ΔX 和 ΔY 相对应的矢量。

为了保证在 X 和 Y 方向上按一定的次序控制光点运动,画出一条比较均匀光滑的矢量,要求 ΔX 、 ΔY 两路公用一个分频链,这样保证了 ΔN_x 、 ΔN_y 之间有严格的同步关系,同时节省了硬件。

2) 线长检测器 描绘一条矢量的时间,等于计数器由全“1”减到全“0”所需要的一个计数循环时间。如果时钟频率为 2 MHz,时钟周期为 $0.5 \mu\text{s}$,则 10 级计数器的一个计数循环时间为 $2^{10} \times 0.5 = 512 \mu\text{s}$ 。这表示画任何长度的矢量都需要 $512 \mu\text{s}$,不随矢量长短而变化,因此画短矢量浪费时间,速度慢。为了解决这一问题,采用线长检测器对矢量数据进行检测,根据矢量的长短确定适当的计数器级数和计数循环时间。

线长检测电路如图 4.39 所示。图中 $\bar{X}_{10}, \bar{X}_9, \dots, \bar{X}_1$ 和 $\bar{Y}_{10}, \bar{Y}_9, \dots, \bar{Y}_1$ 分别表示 ΔX 和 ΔY 数据中各位反码, 其中 $\bar{X}_{10}, \bar{Y}_{10}$ 为高位反码, \bar{X}_1, \bar{Y}_1 为低位反码。各与非门的输出接到计数器各级的复位端(例如 J—K 解发器的 R 端), YF_{10} 接到第一级, 按此顺序 YF_1 接至计数器的第 10 级。

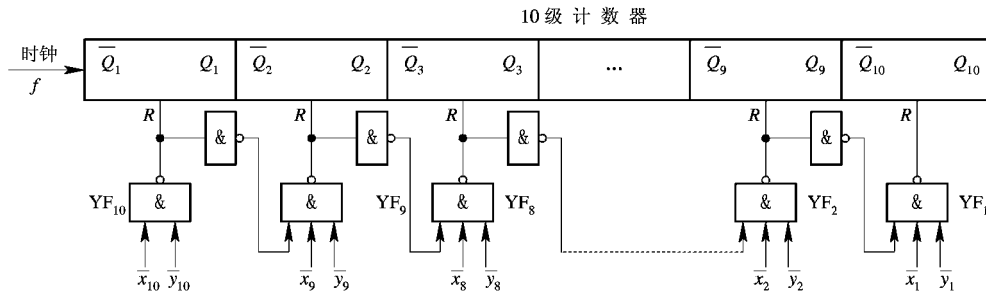


图 4.39 线长检测电路

由此可见, 当 ΔX 、和 ΔY 的最高位均为 0 时, $\bar{X}_{10}, \bar{Y}_{10}$ 均为 1, 则 YF_{10} 输出为 0, 且使 YF_9 的一个输入端为 1。如果 X_9 和 Y_9 也均为 0, 则 YF_9 的输出也为 0。按此逐次降位检查下去, 直到某一位(例如 \bar{X}_i, \bar{Y}_i)不全为 0, 则 YF_i 输出为 1, 于是 YF_3 以及以后各与非门的

输出都为 1。因此, 线长检测器能检出全为 0 的无效高位, 并以与非门输出为 0 表示之, 而对以下的有效低位以输出为 1 表示之。

现举例说明如下: 画一条矢量 $\Delta X = 0000000111, \Delta Y = 0000001011$ 。线长检测器对 $\Delta X, \Delta Y$ 进行检测, 结果是非线长位为 6 位, YF_{10} 至 YF_5 输出为 0, 使计数器第一至第六级强行置“0”。有效的线长位为 4 位, YF_4 至 YF_1 输出为 1, 不影响计数器第七至第十级的正常计数。显然, 这时计数器的有效计数级由 10 级缩短为 4 级, 计数器的计数循环时间由 $512 \mu s$ 缩减到 $8 \mu s$ (时钟频率仍为 2 MHz), 从而大大加快了画矢量的速度。

矢量产生器的工作过程可用如图 4.40 所示的流程图表示, 现仍以矢量 $\Delta X = 0000000111, \Delta Y = 0000001011$ 为例, 加以简单说明。

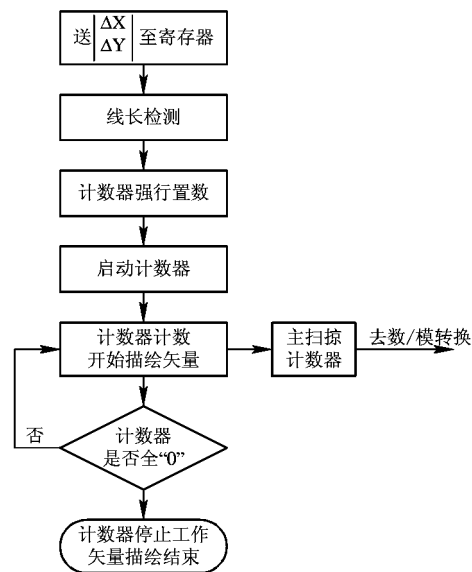


图 4.40 描绘一段矢量的流程图

首先由计算机把 $\Delta X, \Delta Y$ 数据送入矢量产生器中的 $\Delta X, \Delta Y$ 寄存器。线长检测器对 $\Delta X, \Delta Y$ 进行检测, 判断出线长位为四位, 非线长位为六位, 计数器由 10 级缩短为 4 级。接着送来启动信号, 启停电路控制计数器开始计数和分频, 即开始画矢量。在分频器的计数过程中, ΔX 和 ΔY 速率乘法器不断产生 ΔN_X 和 ΔN_Y 输出脉冲, 去控制主扫描计数器,

然后通过数/模转换,在荧光屏上画出这条矢量。当分频计数器减到全“0”,启停电路控制计数器停止计数,同时把全“0”信号作为矢量结束信号,矢量描绘结束。

图 4.41(a)表示速率乘法器输出的 ΔN_X 、 ΔN_Y 脉冲序列的波形以及经 X、Y 主扫描计数器和数/模转换后的阶梯形扫描信号 Δu_X 、 Δu_Y 。画出的矢量如图 4.41(b)所示。因为这里 ΔX 的符号为正, ΔY 的符号为负,所以 Δu_X 为正极性梯形扫描电压, Δu_Y 为负极性梯形扫描电压。图中折线为实际描绘的矢量,直线为理想情况的矢量。荧光屏上光点直径较大,设计得当时,光点的跳步较小,用眼睛看不出是折线,仍觉得是直线。此外,由于输出阶梯扫描电压 Δu_X 、 Δu_Y 的每级阶梯均很小,并大体分布均匀,阶梯线十分接近直线,而 ΔX 、 ΔY 两路速率乘法器共用一个分频计数器,因而保证了 Δu_X 、 Δu_Y 之间严格的时间同步关系,使画出来的矢量是一条光滑均匀的直线。

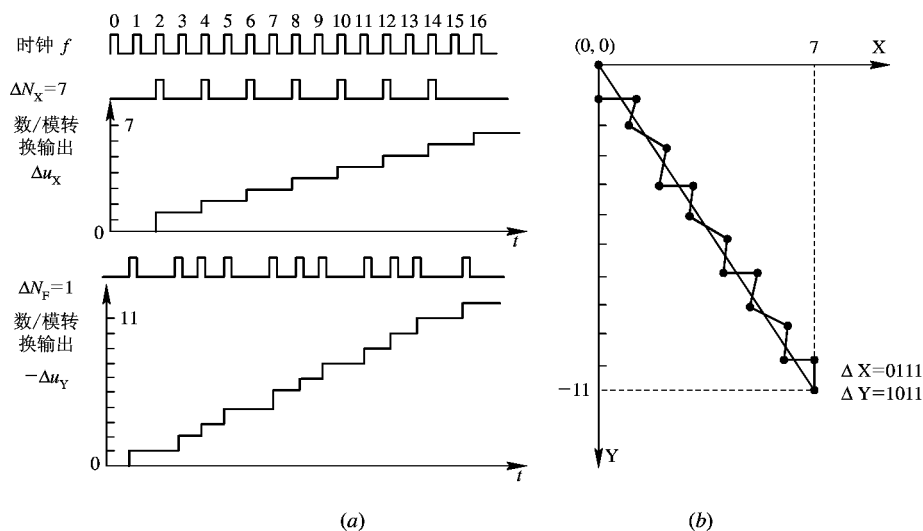


图 4.41 矢量的描绘和波形

(a) 速率乘法器输出和阶梯扫描输出; (b) 矢量图

3. 累加法矢量产生器

矢量产生器的核心是数字乘法器,见图 4.36。数字乘法器除了用上面介绍的计数微分式速率乘法器构成外,还可用累加器实现。其基本原理是用累加器把输入数码以一定频率连续地累加,利用累加过程中的溢出脉冲得到平均频率正比于输入数码和累加频率之积的输出脉冲序列。

设输入的二进制数码是

$$\Delta X = X_n X_{n-1} \cdots X_2 X_1 \quad (4.4.12)$$

将其累加 2^n 次,它将不断地产生溢出脉冲。下面分析溢出脉冲与数码本身有什么关系。

为了说明问题方便,我们假定某 n 位数码中除了 X_k 为 1 外,其余各位均为 0,即

数码位	n	$n-1$	$n-2$	\cdots	k	\cdots	2	1
数码值	X_n	X_{n-1}	X_{n-2}	\cdots	X_k	\cdots	X_2	X_1
	0	0	0	\cdots	1	\cdots	0	0

那么,将此数自己相加,在累加至 $2^{(n+1)-k}$ 次(相当将 1 左移至第 $n+1$ 位)时,将发生一次

溢出。当连续累加 2^n 次时,将产生 2^{n-1} 个溢出脉冲。仿此可得出其它各位在累加 2^n 次时产生的溢出脉冲数:当第 n 位数码 X_n 为 1 时,经 2^n 次累加所产生的溢出脉冲为 2^{n-1} 个;第 1 位($n=1$)数码 X_1 为 1,经 2^n 次累加所产生的溢出脉冲为 $2^0=1$ 个。于是经 2^n 次累加所产生的总溢出脉冲数为

$$\Delta N_X = X_n \cdot 2^{n-1} + X_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + X_2 \cdot 2^1 + X_1 \cdot 2^0 \quad (4.4.13)$$

若累加器的累加频率为 f ,则溢出脉冲的平均频率为

$$f'_X = \frac{f}{2^n} \cdot \Delta N_X = \frac{f}{2^n} (X_n \cdot 2^{n-1} + X_{n-1} \cdot 2^{n-2} + \cdots + X_2 \cdot 2^1 + X_1 \cdot 2^0) \quad (4.4.14)$$

由此可见,式(4.4.13)和式(4.4.14)与式(4.4.9)和式(4.4.6)完全相同,其输出脉冲的形式也与上述方法完全相同。

用累加器构成的矢量产生器如图 4.42 所示。在图中,矢量数码 ΔX 、 ΔY 寄存器用来存放来自计算机的矢量数码, X 和 Y 路累加器对 ΔX 和 ΔY 进行累加运算,相加过程的中间和数存放在中间和寄存器里,累加的次数由减“1”计数器控制,累加过程中的溢出脉冲 ΔN_X 、 ΔN_Y 分别送到 X 、 Y 主扫描计数器。

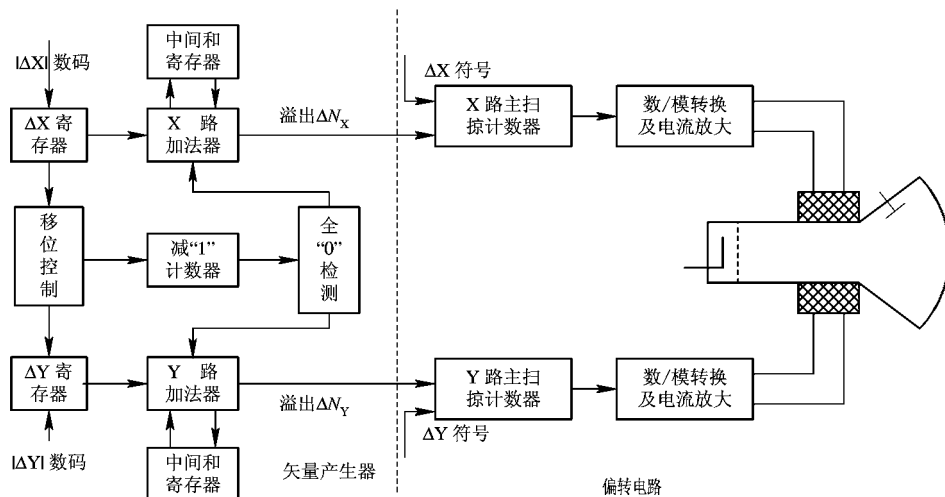


图 4.42 累加法矢量产生器的组成

需要稍加说明的是“移位控制”的作用。

前面已经指出,对于一个 n 位的矢量数码,累加次数为 2^n 次,例如当 $n=10$ 时,累加次数 $2^{10}=1024$ 次。如果不管矢量长短如何,均用同样的累加次数,那末对短矢量来说,不但浪费了时间,而且会使短矢量过亮。在前面采用线长检测电路来缩减计数器级数和缩短计数循环时间,在这里可以相仿地设法根据矢量的长短来选取不同的累加次数,这一任务由“移位控制”电路完成。

现在用具体的矢量数码来说明“移位控制”电路控制累加次数的原理。设矢量数码为 $\Delta X=0000000101$,决定矢量长度的有效位只有 3 位,而高 7 位是无效位。于是,可以通过“移位控制”电路将此数码左移 7 位,使其最高位出现 1,即有效位数在高 3 位,也就是把 ΔX 数码变成 $\Delta X'=1010000000$,对这个数码的累加次数显然不再需要 2^{10} 次,而只需 2^3 次。可见,将矢量数码经过移位后再累加,能有效地缩短运算时间,加快描绘矢量的速度。

对于实际矢量数据, ΔX 和 ΔY 的有效位不一定相等。移位次数应以二者中有效位数多的为准。

移位以后的累加次数由减“1”计数器控制, 加法器每累加一次, 减“1”计数器减一个 1, 二者同步进行。当减“1”计数器减至全“0”时, 送出一个同步信号, 使加法器停止运算, 矢量描绘结束。

4.5 雷达数据的录取

4.5.1 引言

雷达系统对雷达信息处理的过程主要有以下三点:

- (1) 从雷达接收机的输出中检测目标回波, 判定目标的存在;
- (2) 测量并录取目标的坐标;
- (3) 录取目标的其它参数, 如机型、架数、国籍、发现时间等, 并对目标进行编批。

上述第(1)项任务通常称为“信号检测”, 有关内容将在“雷达系统”课程中讨论。本节主要讨论目标坐标的录取方法和录取时使用的输入设备。

早期的雷达终端设备, 以 P 型显示器为主, 全部录取工作由人工完成。操纵员通过观察显示器的画面来发现目标, 并利用显示器上的距离和方位刻度, 测读目标的坐标, 估算目标的速度和航向, 熟练的操纵员还可以从画面上判别出目标的类型和数目。

在现代战争中, 雷达的目标经常是多方向、多批次和高速度的。指挥机关希望对所有目标坐标实现实时录取, 并要求录取的数据数字化, 以适用于数据处理系统。因此, 在人工录取的基础上, 录取方法不断改进, 目前主要分为两类, 即半自动录取和全自动录取。

1. 半自动录取

在半自动录取系统中, 仍然由人工通过显示器来发现目标, 然后由人工操纵一套录取设备, 利用编码器把目标的坐标记录下来。半自动录取系统方框图如图 4.43 所示, 图中的录取显示器是以 P 型显示器为基础加以适当改造的, 它可以显示某种录取标志, 例如一个光点, 操纵员通过外部录取设备来控制这个光点, 使它对准待录取的目标。通过录取标志从显示器上录取下来的坐标是对应于目标位置的扫描电压, 在录取显示器输出后, 应加一个编码器, 将电压转换成二进制数码。在编码器中还可以加上一些其它特征数据, 这就完成了录取任务。半自动录取设备目前使用较多, 它的录取精度在方位上可达 1° , 在距离上可达 1 km 左右。在天线环扫一周的时间(例如 6 ~ 10 s)内, 可录取 5 ~ 6 批目标。录取设备的延迟时间约为 3 ~ 5 s。

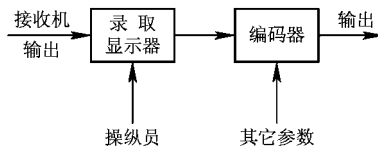


图 4.43 半自动录取设备方框图

操纵员通过外部录取设备来控制这个光点, 使它对准待录取的目标。通过录取标志从显示器上录取下来的坐标是对应于目标位置的扫描电压, 在录取显示器输出后, 应加一个编码器, 将电压转换成二进制数码。在编码器中还可以加上一些其它特征数据, 这就完成了录取任务。半自动录取设备目前使用较多, 它的录取精度在方位上可达 1° , 在距离上可达 1 km 左右。在天线环扫一周的时间(例如 6 ~ 10 s)内, 可录取 5 ~ 6 批目标。录取设备的延迟时间约为 3 ~ 5 s。

2. 全自动录取

全自动录取与半自动录取不同之处是, 在整个录取过程中, 从发现目标到各个坐标读出, 完全由录取设备自动完成, 只是某些辅助参数需要人工进行录取。全自动录取设备的组成如图 4.44 所示, 图中信号检测设备能在全程对信号积累, 根据检测准则, 从积累的数

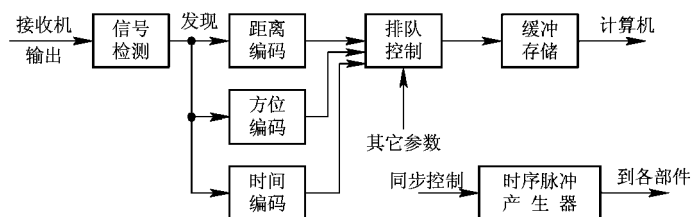


图 4.44 全自动录取设备方框图

据中判断是否有目标。当判断有目标时，检测器自动送出发现目标的信号，我们就利用这一信号，用计数编码部件来录取目标的坐标数据。由于录取设备是在多目标的条件下工作的，因而距离和方位编码设备能够提供雷达整个工作范围内的距离和方位数据，而由检测器来控制不同目标的坐标录取时刻。图中的排队控制部件是为了使录取的坐标能够有次序地送往计算机的缓冲存储器中去，并在这里可以加入其它一些数据。

自动录取设备的优点是录取的容量大，速度快，精度也比较高，因此适合于自动化防空系统和航空管制系统的要求。在一般的两坐标雷达上，配上自动录取设备，可以在天线扫描一周时录取 30 批左右的目标，录取的精度和分辨力能做到不低于雷达本身的技术指标，例如距离精度可达到 100 m 左右，方位精度可达到 0.1° 或更高。对于现代化的航空管制雷达中的自动录取设备，天线环扫一周内可录取高达 400 批目标的坐标数据。

在目前的雷达中，往往同时有半自动录取和自动录取设备。在人工能够正常工作的情况下，一般先由人工录取目标头两个点的坐标，当计算机对这个目标实现跟踪以后，给录取显示器画面一个跟踪标志，以便了解设备工作是否正常，给予必要的干预，它的主要注意力可以转向显示器画面的其它部分，去发现新的目标，录取新目标头两个点的坐标。这样既发挥了人工的作用，又利用机器弥补了人工录取的某些不足。如果许多目标同时出现，人工来不及录取的时候，设备可转入全自动工作状态，操纵员这时候的主要任务是监视显示器的画面，了解计算机的自动跟踪情况，并且在必要的时候实施人工干预。这样的录取设备，一般还可以用人工辅助，对少批数的目标实施引导。

4.5.2 目标距离数据的录取

录取目标的距离数据是录取设备的主要任务之一。录取设备应读出距离数据（相应为目标迟延时间 t_R ），并把所测量目标的时延 t_R 变换成对应的数码，这就是距离编码器的任务。

1. 单目标距离编码器

将时间的长短转换成二进制数码的基本方法是用计数器，由目标迟后于发射脉冲的迟延时间 t_R 来决定计数时间的长短，使计数器中所计的数码正比于 t_R ，读出计数器中的数，就可以得到目标的距离数据。图 4.45 就是根据这一方法所组成的单个目标的距离编码器。雷达发射信号时，启动脉冲使触发器置“1”，来自计数脉冲产生器的计数脉冲经“与”门进入距离计数器，计数开始。经时延 t_R ，目标回波脉冲到达时，触发器置“0”，“与”门封闭，计数器停止计数并保留所计数码。在需要读取目标距离数码时，将读数控制信号加到控制门而读出距离数据。

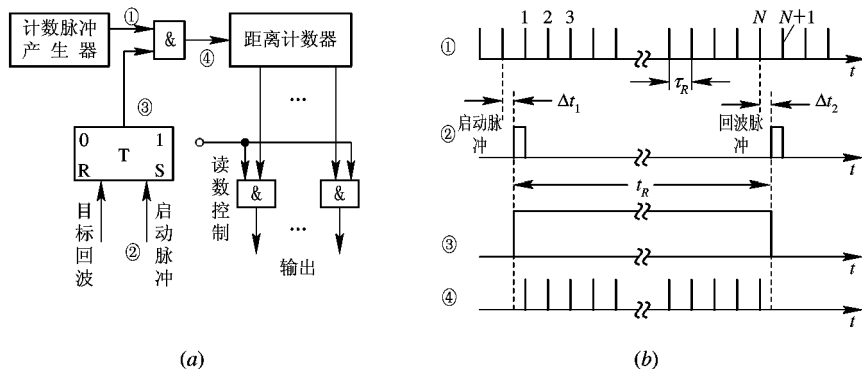


图 4.45 单目标距离编码器

(a) 组成框图; (b) 各点波形

若计数脉冲频率为 f , 距离取样间隔 $\tau_R = 1/f$, 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 :

$$t_R \approx N\tau_R \quad (4.5.1)$$

$$R = \frac{1}{2}ct_R \approx \frac{1}{2}cN\tau_R \quad (4.5.2)$$

式中, c 是光速; 采用近似等号, 是因为启动脉冲和回波脉冲不一定与计数脉冲重合, 见图 4.45 中的 Δt_1 和 Δt_2 。

2. 多个目标距离编码器

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描的时间内, 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 4.46 所示, 其工作原理是: 雷达发射信号

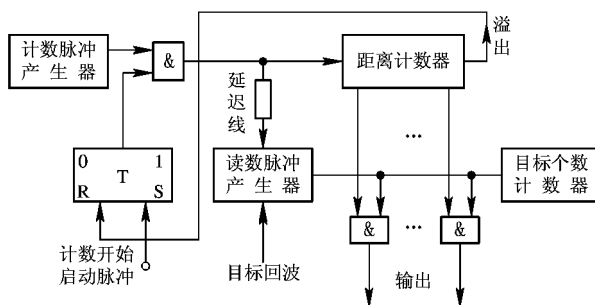


图 4.46 多个目标距离编码器

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, 不影响计数器的计数工作。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。

3. 影响距离录取精度的因素

影响距离录取精度的因素有三项：编码器启动脉冲与计数脉冲不重合的误差 Δt_1 ；计数脉冲频率不稳定；距离量化误差 Δt_2 。将计数脉冲用同步分频的方法形成发射机触发脉冲和编码器启动脉冲，可以消除误差 Δt_1 。晶体振荡器的频率稳定度可达 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ ，采用它，可以有效地减小计数脉冲不稳定误差。提高计数器时钟频率 f 可以减小距离量化误差。在实际应用中，通常取距离量化单元 τ_R 等于或略小于雷达的脉冲宽度 τ 。此外，还可以采用电子游标法和内插法来提高距离测量和距离录取的精度。

4.5.3 目标角坐标数据录取

角坐标数据的录取是录取设备的另一个重要任务。对两坐标雷达来说，角坐标数据只包括方位角的数据。对三坐标雷达，角坐标数据包括方位角和仰角的数据。但是，测角的基本原理和方法是一样的，所以在本节着重讲方位角数据的录取。

1. 方位中心的估计方法

准确地测定目标的方位中心是提高方位测量精度的关键。目前主要有两种方位中心估计方法：一种是等信号法，另一种是加权法。

1) 等信号法 图 4.47 示出等信号法方位中心估计的示意图。在某些自动检测器中，检测器在检测过程中一般要发出三个信号，即回波串中的“起始”，回波串中的“终止”和“发现目标”三个判决信号。前二个信号反映了目标方位的边际，可用来估计目标方位。设目标“起始”时的方位为 θ_1 ，目标“终止”时读出的方位为 θ_2 ，则目标的方位中心估计值 θ_0 为

$$\theta_0 = \frac{1}{2}(\theta_1 + \theta_2) \quad (4.5.3)$$

在实际应用中，阶梯检测器、滑窗检测器、程序检测器等都可以采用这种方法来估计方位中心。

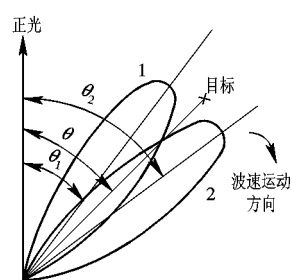


图 4.47 等信号法方位中心估计示意图

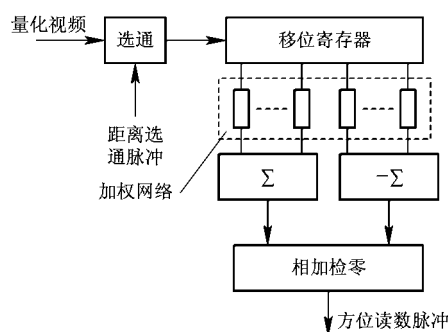


图 4.48 加权法估计方位原理图

2) 加权法 加权法估计方位的原理示于图 4.48 中。量化信息经过距离选通后进入移位寄存器。移位寄存器的移位时钟周期等于雷达的重复周期。雷达发射一个脉冲，移位寄存器就移位一次。这样，移位寄存器中寄存的是同一距离量化间隔中不同重复周期的信息。对移位寄存器的输出进行加权求和，将左半部加权和加“正”号，右半部加权和加“负”号，然后由相加检零电路检测。当相加结果为零时，便输出一个方位读数脉冲送到录取装

置，读出所录取的方位信息。

合理地选择加权网络是这种方法的核心问题。通常在波束中心权值为“0”，而两侧权值逐渐增大，达到最大值后再逐渐下降为“0”。因为在波束中心，目标稍微偏移天线电轴不会影响信号的平均强度，即信号幅度不因为目标方位的微小偏移而发生明显变化，这就难以根据信号幅度的变化判明方位中心，所以在波束中心点赋予零权值。但是在波束两侧，天线方向图具有较大的斜率，目标的微小偏移将影响信号的幅度和出现的概率，所以应赋予较大的权值。当目标再远离中心时，由于天线增益下降，过门限的信号概率已接近于过门限的噪声概率，用它估计方位已不可靠，所以应赋以较低的权值，直至零权值。

下面讨论常用的角坐标数据的录取方法——直接录取法，这种方法采用角度编码盘把天线的机械转角直接转换成相应的数码，常用的编码盘有增量码盘、二进制码盘和循环码盘。

2. 增量码盘

增量码盘是最简单的码盘。它在一个圆盘上开有一系列间隔为 $\Delta\theta$ 的径向缝隙，圆盘的转轴与天线转轴机械交链。圆盘的一侧设有光源，另一侧设置有光敏元件，它把径向缝隙透过来的光转换为电脉冲。图 4.49(a)所示为圆盘上开缝的示意图，图 4.49(b)是用增量码盘构成的角度录取装置。

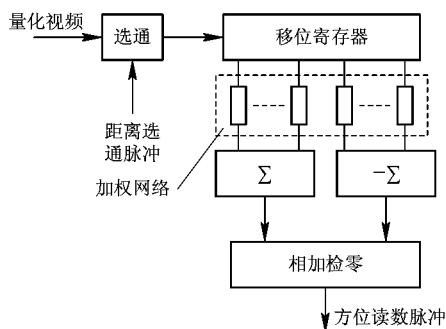


图 4.49 增量码盘及由它构成的录取装置

(a) 增量码盘；(b) 录取装置原理图

图中光源的光经过有缝的屏蔽照向码盘，使得码盘上只有一个增量缝隙受到光照。透过增量缝隙的光由光敏元件接收，形成增量计数脉冲 P_2 送往计数器计数。码盘上还有一个置零缝隙，每当它对着光源时，光敏元件产生计数器清零脉冲 P_1 。作为正北的标志，有时又把置零缝隙叫做正北缝隙。由于增量缝隙是均匀分布的，因而当天线转轴带动码盘时，将有正比于转角的计数脉冲 P_2 进入计数器，从而使数码代表了天线角度。

应当指出，简单的增量码盘只适用于天线作单方向转动，不允许天线反转或作扇扫运动。因为反转时所产生的计数脉冲与正转时的一样，并且计数器只作累计而不能减少。这就限制了这种码盘的适用性。为了克服这一点，可采用图 4.50 所示的带转向缝隙的增量码盘。图 4.50(a)是码盘的结构示意图，每两个增量缝隙之间有一转向缝隙。两种缝隙由同一光源照射，分别由各自的光敏元件检出计数信号和转向信号送往转向鉴别器，用这种码

盘构成的录取装置示于图4.50(b)。这里采用可逆计数器,随着码盘转向的不同,转向鉴别器分别送出作加法计数或减法计数的计数脉冲给可逆计数器。

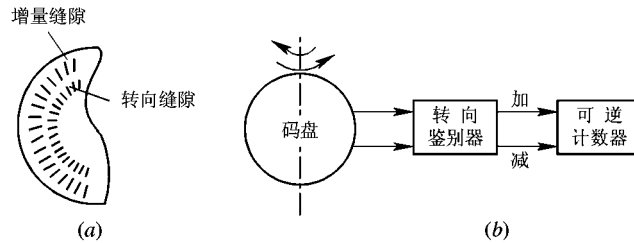


图 4.50 带转向缝隙的增量码盘和由它构成的录取装置

(a) 码盘; (b) 录取装置框图

由于转向缝隙穿插在增量缝隙之间,错开 $1/4$ 个间隔,因而随着码盘转向的不同,计数信号相对于转向信号或是超前或是滞后 $1/4$ 周期,如图 4.51(a)和(b)所示。由计数信号上升边形成的计数脉冲或是处于转向信号的正半周里,或是处于负半周里来确定是正向或

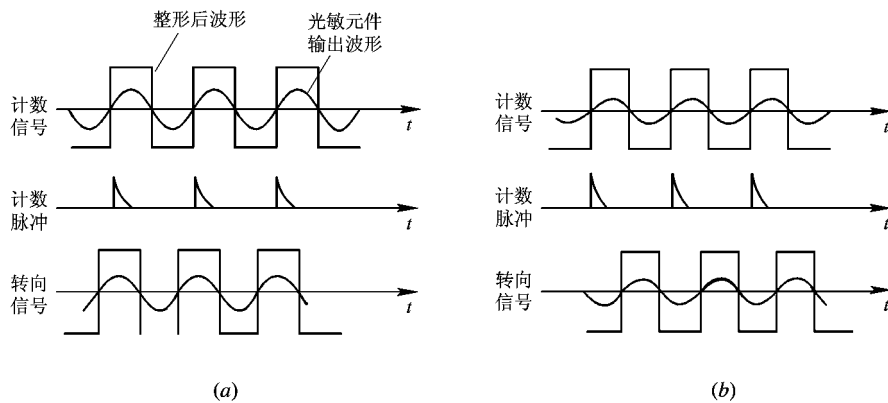


图 4.51 转向不同时计数脉冲与转向信号的时间关系

(a) 正向; (b) 反向

是反向。采用图 4.52 的转向鉴别电路就可以分别在正转和反转时送出加法计数或减法计数脉冲。当天线正转时,计数脉冲对应于正极性的转向脉冲,“与”门 1 开启,“与”门 2 封闭,可逆计数器进行加法计数。当天线反转时,计数脉冲对应于负极性的转向脉冲,此时“与”门 1 封闭,“与”门 2 开启,可逆计数器进行减法计数。

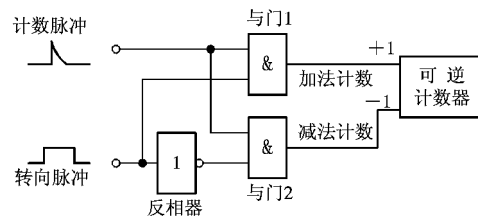


图 4.52 转向鉴别电路

增量码盘的制作比较容易,附属电路也不复杂,但在工作过程中如果丢失几个计数脉冲或受到脉冲干扰时,计数器就会发生差错,直到转至清零脉冲出现的位置之前,这种差

错将始终存在,而且多次误差还会积累起来,所以应加装良好的屏蔽,防止脉冲干扰进入。

3. 二进制码盘和循环码盘

二进制码盘和循环码盘都可以直接取得与角度位置相应的数码,不必像增量码盘那样经计数积累才能取得各角度位置相应的数码。图 4.53 画出了这两种码盘的示意图,图 4.53(a)是二进制码盘;图 4.53(b)是循环码盘。数码直接在码盘上表示出来,最外层是最低位,最里层是最高位,图中只画出了 5 位。目前这类码盘最好的可做到 16 位,即最外层可分为 $2^{16}=65\,536$ 个等分,每个等分为 0.0055° ,可见这时录取角度数据的精度很高。

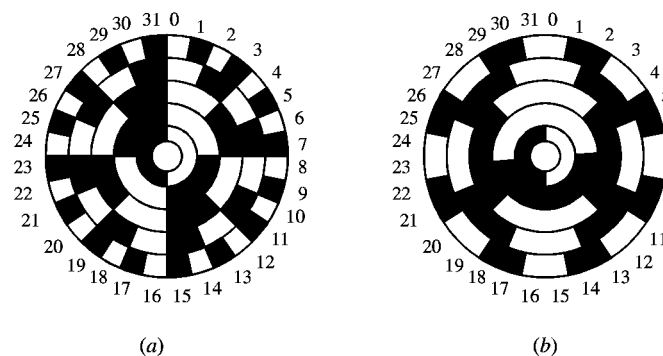


图 4.53 五位码盘图形
(a) 二进制码盘; (b) 循环码盘

采用二进制码的码盘,读出的数直接就是并行的二进制数码,比较方便,但这种码盘有一个严重缺点,即读数可能出现大误差。见图 4.53(a),例如当角度位置原来为 15(即为 01111)变为 16(即 1000)时,五位数字全变了,原来是 0 变成了 1,原来是 1 变成了 0。由于制造码盘时存在的误差,以及光电读出设备所存在的误差,使数码变换的交界处往往不能截然地分清楚。这样从 15 变为 16 的时候,有可能在变换过程中读出从 0 到 31 的任何数值,因而会产生大误差。在其它一些位置上,如 7 变成 8, 23 变成 24, 31 变成 0 等等,都有可能发生类似的错误。为了克服这一严重缺点,实际使用的码盘大多是循环码盘。循环码的特点是相邻两个十进制数所对应的循环码只有一位码不相同,以十进制数 7 和 8 为例,它们的二进制数码每一位都不相同,但它们的循环码只有最高位不同,表 4.4 列出十进制

表 4.4 十进制数及其等值的二进制的循环码

十进制数(D)	二进制码(B)	循环码(G)	十进制数(D)	二进制码(B)	循环码(G)
0	0000	0000	10	1010	1111
1	0001	0001	11	1011	1110
2	0010	0011	12	1100	1010
3	0011	0010	13	1101	1011
4	0100	0110	14	1110	1001
5	0101	0111	15	1111	1000
6	0110	0101			
7	0111	0100			
8	1000	1100			
9	1001	1101			

数 0~15 的二进制码和循环码。这样,在采用循环码时,即使在交界处反应不灵敏,其结果也只会是误成相邻的十进制数,而不会产生大误差。仍以上面的 7 变到 8 为例,循环码的最高位本应由“0”变到“1”,万一没有变,那么读出的数只是仍为十进制数的 7。

循环码是一种变权代码,不能直接进行算术运算,因此必须把循环码变换为二进制码。用 G 表示循环码, G_n 表示循环码的第 n 位,用 B 表示二进制码, B_n 表示二进制码的第 n 位,由循环码变换为二进制码的规律如下:

$$\left. \begin{aligned} B_n &= G_n \\ B_{n-1} &= G_n \oplus G_{n-1} = B_n \oplus G_{n-1} \\ B_{n-2} &= G_n \oplus G_{n-1} \oplus G_{n-2} = B_{n-1} \oplus G_{n-2} \\ &\vdots \\ B_1 &= G_n \oplus G_{n-1} \oplus G_{n-2} \oplus \cdots \oplus G_2 \oplus G_1 = B_2 \oplus G_1 \end{aligned} \right\} \quad (4.5.4)$$

式中的符号 \oplus 表示模 2 相加,其逻辑功能由异或门完成。图 4.54 是把并行的循环码变成并行的二进制码的逻辑电路。例如十进制数 8 的循环码 $G(1100)$ 变换成二进制码为 $B(1000)$ 。

图 4.55 是一个用循环码盘的角度录取设备。码盘所用的光源有连续发光和闪光的两种。若为闪光式,则发光的时刻受录取控制信号所控制,光敏元件的输出电流是微安量级,因此需要加读出放大器。用码盘录取角坐标,精度高、体积小、重量轻,因此在雷达角度录取设备中得到广泛应用。

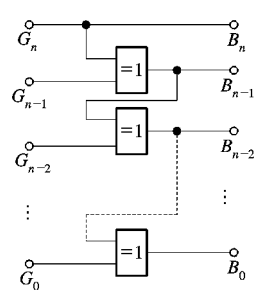


图 4.54 并行循环码变换为并行二进制码

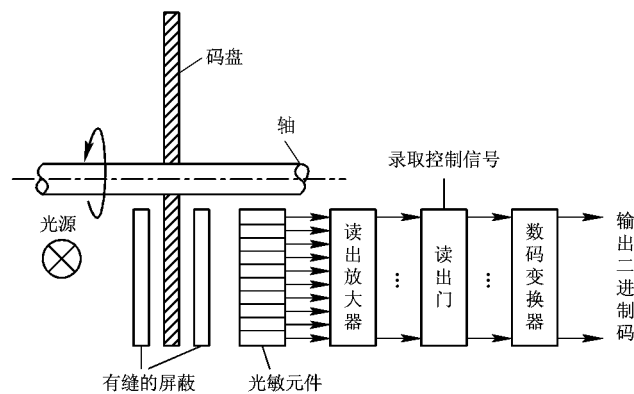


图 4.55 用循环码盘的角度录取设备

4.6 综合显示器简介

前面已经讨论,情况显示器既能显示雷达的原始图像信息(一次信息),又能显示来自数据处理系统的二次信息(如目标的航迹、高度、速度、机型、批号、敌我属性和危险程度

等),它广泛用于现代防空指挥系统和航空管制系统。

最常用的一种情况显示器是防空情报系统的录取显示器。录取显示器除了能显示雷达的一次信息和经过数据处理系统的二次信息外,还有用来录取目标坐标数据的录取标志(内光点或光标等)。这种显示器可以作为半自动录取设备,也可以和自动录取设备一起构成完善的雷达录取系统。

在航空管制系统中也常要用到情况显示器,习惯上把这种显示器称为综合显示器。它和录取显示器类似,要求能以半自动或全自动方式录取目标的坐标数据,能显示雷达的原始信息和二次信息。除此以外,综合显示器的一个重要特点是能显示来自地图产生器的地图背景和若干表格数据。它能灵活地把一次信息、二次信息、地图背景和表格数据等综合在同一个显示器画面上进行显示,形象地提供雷达威力范围内比较全面的综合信息,便于航空管制人员掌握整个空域和地面的全局,实施空中交通管制。

本节先简单讨论数字式录取显示器的组成和工作原理,然后举一个用于航空管制雷达的综合显示器应用实例。

4.6.1 数字式录取显示器组成和原理

一种简单的录取显示器的画面示意图如图 4.56 所示。目标在显示器画面是一段亮弧,录取标志是一个内光点(即一个光点),它的位置可以通过外部设备(如跟踪球、操纵杆等)来控制。当操纵员发现目标以后,移动内光点,使它对准目标亮弧的中心,此时内光点的位置就是目标所在的坐标,取出光点位置的数据,就录取了这个目标的坐标。

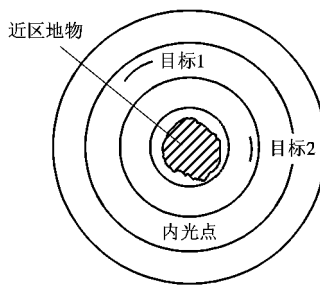


图 4.56 一种录取显示器画面

录取显示器按它的电路结构不同,可以分为模拟式和数字式两种。模拟式录取显示器是将常用雷达的平面位置显示器加以某些改动而组成的,由于录取的准确性较差而且调整也较复杂,因而最近已很少使用。目前普遍采用数字式录取显示器,它和计算机及微处理器配合使用,录取精度高、可靠性好、灵活性也较大。

图 4.57 是一种数字式录取显示器原理方框图,它主要由角度分解器、频率调制器、X 和 Y 扫描计数器、X 和 Y 数/模变换器等组成。下面简单讨论它的工作原理。从方位码盘送来的方位角数据 θ 经过角度分解器变换,得到相互正交的两个分量 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 数码,用它们去调制一个频率为 f 的时钟脉冲序列。在频率调制器的输出端,得到两组平均频率分别与 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 成正比的脉冲序列。这两组脉冲序列分别加到 X 和 Y 扫描计数器上,然后输出 X 和 Y 两个方向的数码(它们对应于模拟式的 X 和 Y 方向的扫描电压),再经过 X 和 Y 数/模变换,就可以得到扫描电压 u_x 和 u_y ,从而在偏转线圈中产生旋转式的径向扫描磁场。

图 4.57 中的字符产生、图形和矢量的产生、插入内光点和录取使用的输入设备等的组成和原理,已在前面作过详细讨论,不再重复。在这里着重讨论天线方位角的分解和数字式主扫描信号的产生。

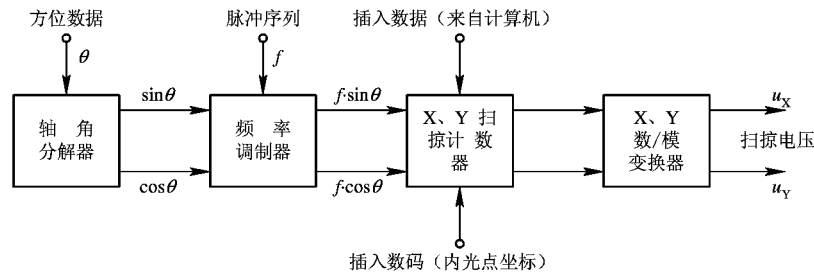


图 4.57 数字式录取显示器组成方框图

1. 天线方位角的分解

采用数字式正余弦角度分解器可以将天线方位角 θ 分解为 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 数码。

早期采用模/数变换法，它的原理是用旋转变压器等先形成与天线转角 θ 成正、余弦函数关系的模拟电压，再经过模/数转换就得到相应的数码。这种方法比较简单，但误差较大，实际使用较少。

目前常用方位码盘加固定存储器法和增量码盘加数字积分法来实现正、余弦角度的分解。下面分别介绍这两种方法的组成和原理。

1) 方位码盘加固定存储器法 前面已经讨论过循环码盘，用它可取得按循环码编码的方位角数码，再经过如图 4.54 所示的码组变换器即可得到二进制的方位角 θ 的数码。图 4.58 是循环码盘加只读存储器的正余弦数码产生电路。由于 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 是 θ 的单值函数，因而可将 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的数码存储在只读存储器中，而以 θ 的数码作为地址向只读存储器读数，就能很方便地得到 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 数码。

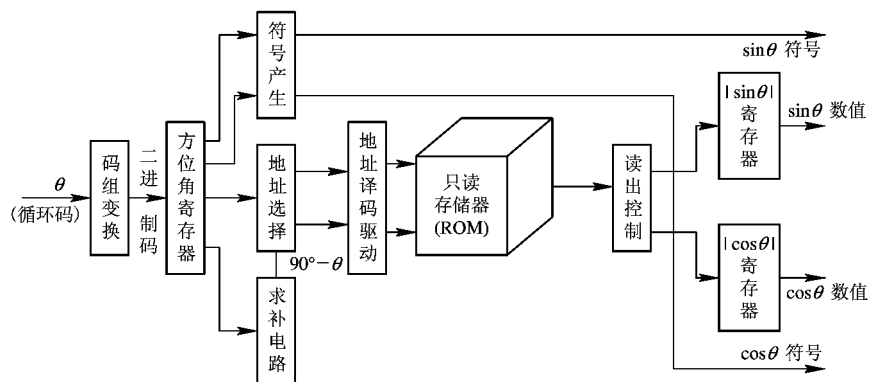


图 4.58 循环码盘加只读存储器的正余弦数码产生电路

为了减少只读存储器的容量，通常只在存储器中存放 $0^\circ \sim 45^\circ$ 范围的 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的值，通过符号产生电路的适当运算，可以分别读出所需的 $|\sin\theta|$ 、 $|\cos\theta|$ 和 θ 角所处卦限的正负符号。这种方法同样适用于增量码盘，由于精度较高，被广泛使用。

2) 增量码盘加数字积分法 增量码盘每转过 $\Delta\theta$ 角度时，就输出一个用来计数的增量脉冲。增量脉冲的频率 f (即单位时间内出现的增量脉冲数) 与天线的转动角速度 $\Omega = d\theta/dt$

的关系是

$$f = \frac{1}{\Delta\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (4.6.1)$$

对于一定的码盘, $\Delta\theta$ 是常数, 所以 $f \propto d\theta/dt$ 成正比。

假如我们要取得积分

$$y(\theta) = k \int x(\theta) d\theta \quad (4.6.2)$$

(式中 k 为常数), 可将 $x(\theta)$ 先存入图 4.58(a) 中的 X 寄存器。在相乘器里实现增量脉冲频率 f 与 $x(\theta)$ 相乘, 得到频率为 $f' = fx(\theta)$ 的输出脉冲序列。这种乘法器就是矢量产生器中所用的速率乘法器或累加法频率调制器。其溢出脉冲(进位脉冲)的频率为 f' , Y 计数器对频率为 f' 的脉冲不断累计, 于是得到

$$y(t) = \int f' dt = \int fx(\theta) dt \quad (4.6.3)$$

将式(4.6.1)代入式(4.6.3)后得到

$$y(\theta) = \frac{1}{\Delta\theta} \int x(\theta) \frac{d\theta}{dt} dt = \frac{1}{\Delta\theta} \int x(\theta) d\theta \quad (4.6.4)$$

采用图 4.59(a) 的数字积分器能完成式(4.6.4)所要求的运算。

由于存在

$$\left. \begin{aligned} \sin\theta &= \int \cos\theta d\theta \\ \cos\theta &= -\int \sin\theta d\theta \end{aligned} \right\} \quad (4.6.5)$$

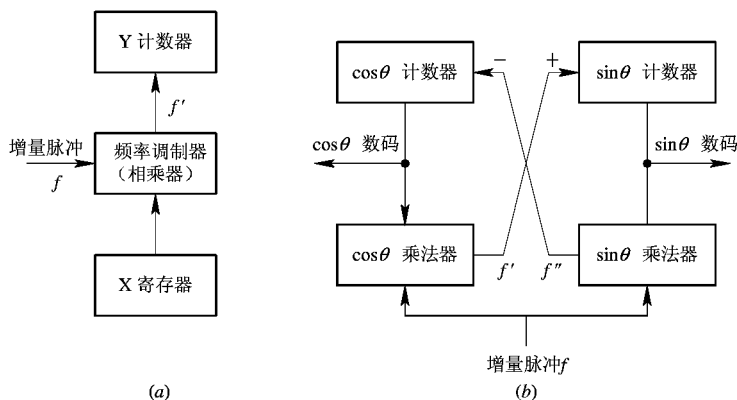


图 4.59 数字式积分器

(a) 工作原理框图; (b) 数字式正、余弦积分器

于是可用两组数字积分器来实现这两个积分运算。图 4.59(b) 是根据这种原理构成的数字式正、余弦积分器。要指出的是, $-\sin\theta$ 的积分才是 $\cos\theta$, 所以把 $\sin\theta$ 乘法器的输出脉冲送往 $\cos\theta$ 计数器时, 应使计数器作减法计数。而 $\cos\theta$ 乘法器输出的脉冲则使计数器作加法计数。

2. 数字式主扫掠信号的产生

图 4.60 是数字式主扫掠信号产生的方框图,与前面讲过的矢量产生器相比较,其工作原理和基本组成都很相似,这里不再重复。稍有不同的是这里输入到两路频率调制器的信号是来自正、余弦产生器的 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的数码,而矢量产生器的输入是由计算机送来的 ΔX 和 ΔY 矢量数据。通常,图 4.60 中的频率调制器、主扫掠计数器、数/模转换及电流放大器等,对于产生数字式主扫掠线和描绘矢量是共用的。

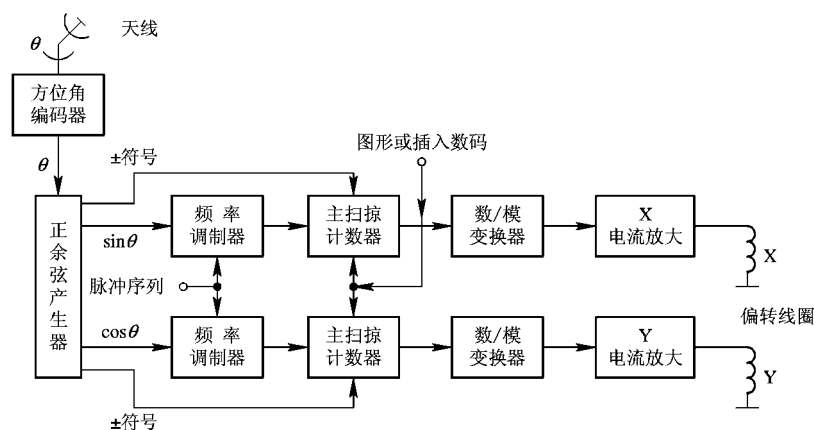


图 4.60 数字式主扫掠线产生方框图

4.6.2 综合显示器举例

前面已经讨论了录取显示器的主扫掠线产生、字符显示、图形描绘的一般原理和方法以及雷达数据录取的方法。最后举一个实际例子,以说明这些技术是如何结合起来加以应用的。

所要介绍的是用于空中交通管制系统的综合显示器。它既能显示一次雷达图像信息,又能显示来自数据处理系统的二次信息,包括用矢量描绘背景地图和在屏上任意位置用表格形式详细给出目标属性参数等。图 4.61 是该显示器画面示意图。

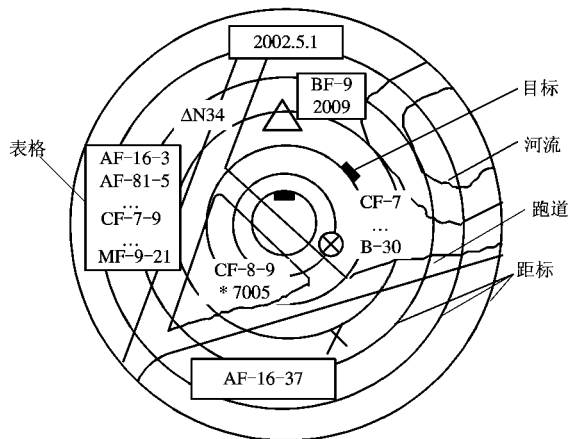


图 4.61 综合显示器画面示意图

显示器采用的示波管是 53 cm(21 英寸)磁聚焦加辅助聚焦的彩色显像管,光点直径达到 0.3 mm 以下,分辨力很高。主扫掠和字符扫掠共用一对偏转线圈,电感量为 90 μH 。偏转放大器的带宽对于大信号为 3 MHz,对于小信号可达 15 MHz,故字符保真度良好,书写速度较高,平均书写时间仅 2.5 μs 。光点作满屏偏转的时间为 45 μs ,若需要快速偏转,可采用加高放大器电源电压的方法来缩短偏转时间,其效果为 10 μs 。

该显示器设有显示器专用的中央处理计算机,从而有较强的脱离数据处理计算机而独立工作的能力和灵活多样的功能。目标坐标数据处理系统以自动方式录取,在天线环扫一周内可录取高达 400 批目标坐标数据。图 4.62 是这种航空管制用的综合显示器组成方框图。它主要包括:天线轴角编码和分解,显示处理和控制在,矢量产生,字符产生和视频压缩等部件。现分别作如下说明。

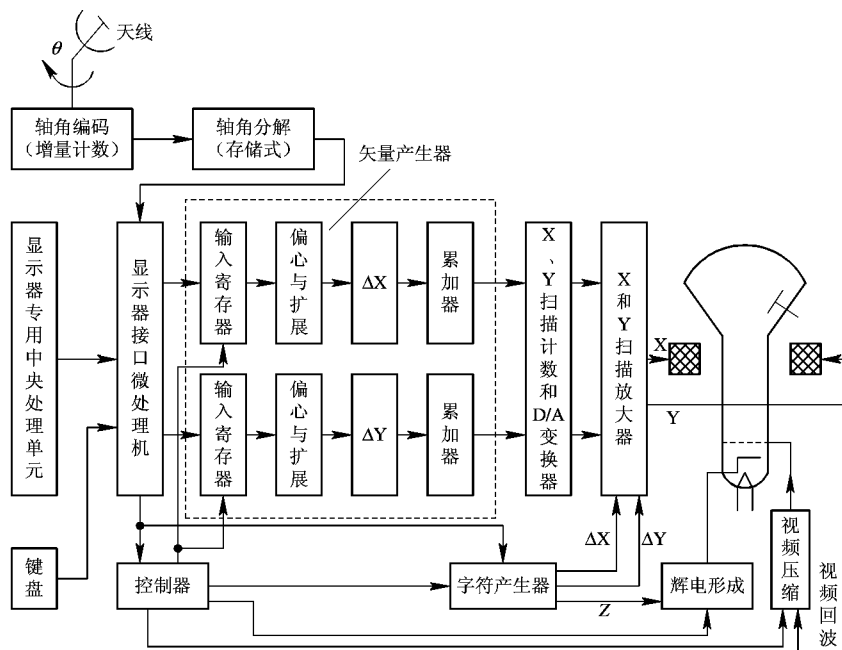


图 4.62 综合显示器组成方框图

1. 天线轴角编码和分解

目标方位角的数据由增量码盘提供,而正、余弦产生器采用只读存储器法。图 4.63 是这种天线轴角编码和分解的组成方框图。其方法是先对增量码盘提供的增量脉冲进行计数,取得天线方位角 θ 的数码,然后以此数码作为地址从只读存储器中读出 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 数码。为了减小只读存储器容量,只在其中存放 $0^\circ\sim 45^\circ$ 范围内的 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 数码。这些数码以及其它图形字符数码经显示器接口微处理机按程序送给控制部件和图像产生部件。

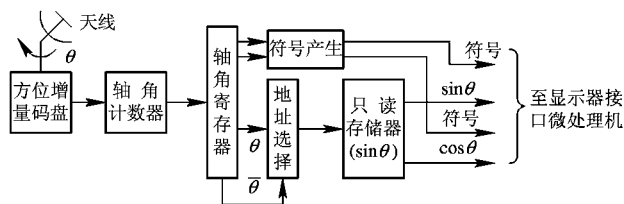


图 4.63 天线轴角编码和分解方框图

2. 控制部件(或称管理部件)

它主要由微处理器(MPU)构成,其主要任务在于产生写字符、画矢量的各种控制信号。显示器有 16 种功能,如画径向扫描线、写字、画符号、画航迹矢量、画地图矢量、指示目标运动方向等等。与这 16 种功能相对应,在控制部件中存放有 16 种子程序,每种子程

序有几十条指令,执行16种子程序中的哪一条,由显示器接口微处理机的四位功能码控制。按照这种功能码格式,控制部件向矢量产生器和字符产生器发出控制信号,同时向示波管送出相应的辉亮信号。

3. 矢量产生器

矢量产生器由X、Y两路完全相同的矢量产生电路组成。这里采用加法器进行累加的方法完成数字乘法器(频率调制器)的功能。矢量产生电路中专设有偏心和展开控制装置。它采用把数据乘以1~15倍的方法将矢量扩展相应倍数,偏心的最大范围为荧光屏的一个半径。

4. 字符产生器

在字符产生器中设有字符存储库,存有96种字母和符号标志,采用偏转控制法形成字符。构成字符的段数有16种走向,确保了字符有较高的保真度。字符产生部件在控制器的作用下,按照来自字符存储库的数据,送出字符偏转信号和辉亮信号至X、Y扫描放大电路和辉亮形成电路。

5. 视频压缩

由于要显示的二次综合信息量很大,为了确保不丢失一次雷达信息,对一次信息采用了时间压缩技术。时间压缩器里采用了两个分开的存储器,当一个用来写入实时信息时,另一个则用高速读出信息,两个存储器交替进行读写操作。由于每个重复周期中高速读出一信息所用时间很短,因而有较多的时间用来显示经过计算机处理的二次信息。

最后需要再说明一点,为了便于人机对话,该综合显示器有多种人工干预功能。由于目标坐标数据的录取已经采用全自动方式,因而显示器已用不着担负坐标录取任务。但是操纵员可以凭借显示器对计算机实施多种方式的人工干预。借助的设备是键盘和滚球(图4.62中只绘出键盘)。干预方法主要有:

- (1) 用键盘向计算机发出请求,按键内容和计算机响应结果同时显示在荧光屏上;
- (2) 责令计算机对某两处目标的距离、方位间隔进行计算,其方法是推动操纵球,使录取标志对准一处目标,将其坐标通知计算机,后将录取标志移往另一处目标,按下执行键,计算机即可算出此两处目标的距离和方位间隔,并将其显示出来;
- (3) 责令计算机计算某两个运动目标有无碰撞的可能;
- (4) 当屏上某些区域字符表格过于拥挤而不便观察时,可以通过操纵球将某些内容移往屏上空旷处。

还有其它一些人工干预方式,不再一一列举了。

4.7 光栅扫描雷达显示器

4.7.1 引言

自从机载雷达出现之后,在较长时间里,一直采用长余辉显像管(CRT)来显示雷达和红外扫描图像。由于(CRT)的余辉时间是固定和非线性的,因此严重地限制了所显示图像的质量。20世纪60年代被用于战术飞机上的直观储能管,可以提供一种高亮度、余辉时间可以调节的显示器。由于电—光传感器进入了指挥系统,电视制导武器、低亮度电视及

前视红外探测器的使用,要求座舱必须采用电视型显示器。由于电视型显示器要求写入速度快、余辉短,而雷达显示器的扫描速度慢且余辉时间长,采用快速擦的储能管虽然既能显示电视图像又可显示雷达图像,但不能满足传感器对图像质量的要求。

20 世纪 60 年代出现了模拟式扫描变换器,把雷达图像转换成电视格式。可是,由于它结构复杂,其可靠性、可维修性均差……,便很快被发展迅速的数字技术所代替。20 世纪 70 年代,以数字式扫描变换器和 CRT 为核心的多传感器显示系统进入实用阶段。新发展起来的固态显示器件,如液晶板、等离子板、场致发光板等,绝大多数都是采用电视光栅扫描体制。由于计算机的广泛应用,组成了以计算机、数字式扫描变换器、固态显示器件为主体的信息显示系统。

光栅扫描雷达显示器是属于电子束光栅扫描体制的显示系统。光栅扫描体制的特点如下:

(1) 电子束以恒定速度逐次扫过整个显示屏面的所有位置,具有固定扫描规律,故这种扫描又称固定扫描。

(2) 电子束每帧都要扫过显示屏面上的最小可分辨单元(像素)。每个像素应有一定的亮度和颜色,只要需要显示的图像进入屏面,由若干像素所组成的画面图像,都可以显示出来,所以容易插入背景信息显示内容。

(3) 该显示系统具有图像存储器(也称刷新存储器)。该图像存储器的动作与 CRT 水平、垂直扫描动作严格同步。只要控制图像存储器的读写频率,易实现对 CRT 长余辉和高亮度的控制。

本节以机载雷达显示器来介绍光栅扫描体制的雷达显示器(简称数字式 TV 雷达显示器)。在机载雷达中,由于使用环境的特殊,要求在高亮度环境下和狭窄的机体空间内工作,因此,要求显示器具有高亮度、高分辨率、多功能、小体积、低功耗的特点。在数字式 TV 雷达显示器上既显示雷达和武器制导信息,也能显示飞机的飞行参数和导航信息,所以采用光栅扫描体制的雷达显示器显示了优越性:高可靠性、功能强、寿命长并适合使用环境的特殊性。

4.7.2 显示器画面类型

数字式 TV 雷达显示器与主计算机和显示处理机构成一体,组成一种高亮度、高分辨率、多功能、多显示格式的实时数字式光栅扫描显示器,可给观察者提供一幅高亮度、高对比度的图像。显示器能显示雷达和武器制导信息,既能显示目标回波的一次信息,也能显示飞机飞行中的各种二次信息(飞行参数、导航信息)及背景地图、地形信息。由于采用了数字式扫描变换技术,通过对图像存储器(RAM)的控制,可以实现多种显示格式画面,最多可达 20 多种画面,包括偏心的 PPI 型、B 型、E 型、C 型等。下面列举典型的画面说明。

1. 偏心的 PPI 显示画面

偏心的 PPI 显示画面是对地扫描状态的基本显示画面,如图 4.64 所示,在这个画面上以偏心 PPI 的光栅扫描方式给出 11 种扫描线和标志符号:天线俯仰扫描线,天线波束俯仰标志,目标回波信号,航标线,距离标志,距离量程值,状态标志,天线方位标志,故障分机标志(闪动),天线方位扫描线,雷达距离正常标志等。图 4.65 为地标导航画面,图 4.66 为冻结画面。

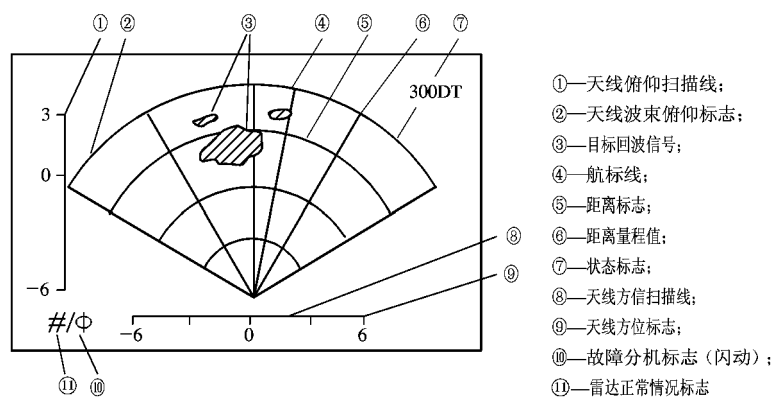
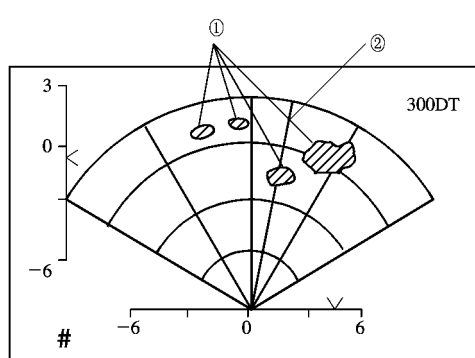


图 4.64 对地扫描状态基本显示画面



①—回波; ②—航标线

图 4.65 导航显示画面

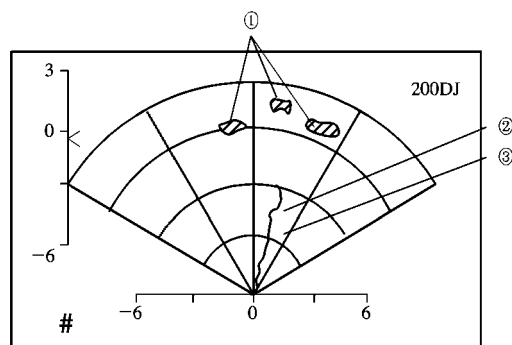
①—冻结地面目标; ②—飞机即时位置;
③—航迹线

图 4.66 冻结画面

2. B型显示器画面

图 4.67 为对海的跟踪显示画面。图 4.68 为对空的搜索画面。图 4.69 为扩展显示状态的画面，图中大“+”字为定位标志。

3. E型显示画面

图 4.70 为防撞工作状态的显示画面，此种画面也可称为俯仰偏心 PPI 画面。

4.7.3 光栅扫描雷达显示器的组成

根据雷达系统的任务不同，光栅雷达显示器的组成也不同。但是一般都应该具有如下显示功能部件：数字式扫描变换器(包括轴角编码、坐标变换、图像存储等)；字符产生和标尺产生；视频处理电路；显示控制器(定时显示处理器和光栅扫描产生器)；数据输入装置；显像管偏转系统等。显示器除了显示雷达原始图像和二次显示信息外，还可以显示来自摄像机的电视背景图像。图 4.71 给出光栅扫描雷达显示器的组成框图。

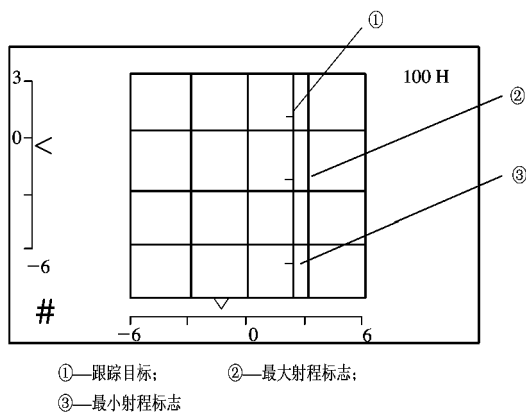


图 4.67 对海跟踪画面

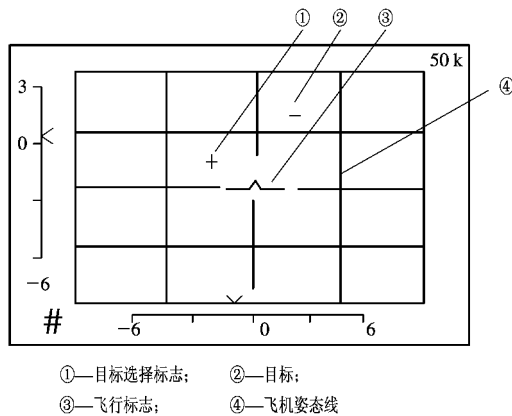


图 4.68 对空搜索画面

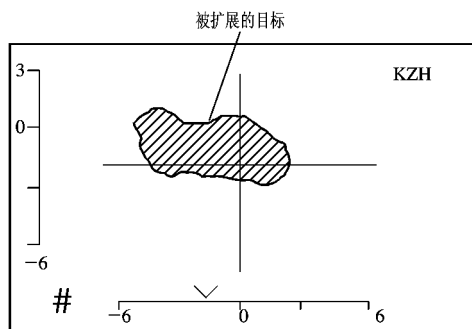


图 4.69 扩展画面

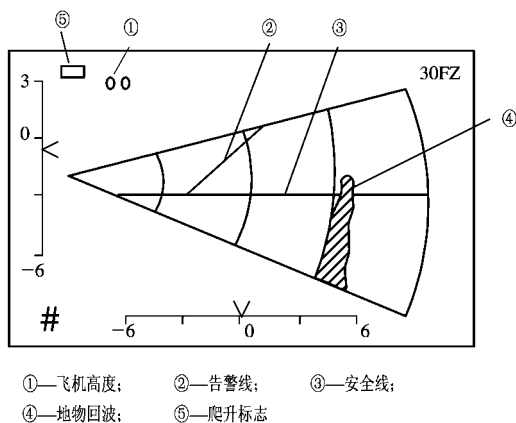


图 4.70 防撞画面

与雷达天线同步旋转的径向扫描线形成雷达图像。雷达图像坐标数据经过坐标变换器变换后，将经过视频处理后的雷达回波存储在图像存储器中。然后在光栅扫描产生电路的同步下读出图像数据。经 D/A 变换和辉亮形成电路后加至 CRT 的调辉电极上。二次显示信息和背景信息不必进行坐标变换。在光栅扫描同步下，画面标尺和字符直接形成相应的辉亮信号。这些信息的变化，对雷达图像不产生任何影响。二次显示数据从计算机送来，电视背景信息来自摄像机。

显示控制器包括显示处理器和光栅扫描产生，显示处理器把显示指令转换为显示控制信号，同时也可以对背景信息进行同步控制。光栅扫描产生，从而形成 X、Y 扫描信号，加到 CRT 的偏转控制系统，形成电视光栅扫描。同时，扫描数据还作为图像存储器的读出地址，把图像信息同步读出。目前可以采用大规模集成块——图形显示定时控制电路 CRTC，

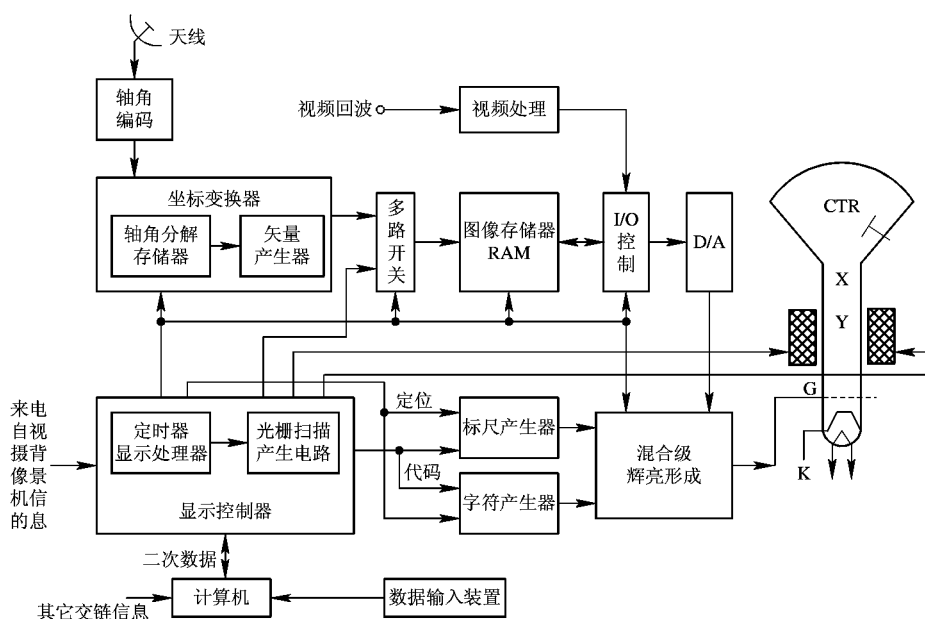


图 4.71 光栅扫描雷达显示器框图

它作为显示定时器，既能产生显示控制信号，也能形成显示屏上光栅扫描的编址。显示管头采用一般显像管组成的管头，光栅扫描产生后即形成 X、Y 扫描信号。如果显示管头采用电视监视器，光栅扫描产生要形成水平和垂直的同步信号，则 CRTIC 就可以直接输出 H 和 V 同步信号。

显示管头包括辉亮形成(含混合)、聚焦部分和高压控制等。

4.7.4 数字式扫描变换器

通常的雷达是以极坐标方式扫描的，它不能和光栅扫描监视器匹配显示。为了要在光栅扫描监视器上显示出一般雷达所探测到的图像，就必须将雷达图像信息变换成适合光栅扫描显示的格式，这种变换称为扫描变换。不难看出，扫描变换应包括坐标变换和图像存储两种功能。因为雷达所得的是极坐标目标信息，而光栅扫描监视器显示的是直角坐标信息，所以坐标变换实质是 $(R, \theta) \rightarrow (X, Y)$ 变换。雷达探测一般和电视光栅扫描是不同步的，已变换成直角坐标的目标信息并不能立即显示出来，而要等到光栅再次扫描到坐标时才能显示，这就要对直角坐标的目标信息进行缓存。图像存储器就是完成此作用的功能部件。

1. 坐标变换器

雷达天线方位角 θ 和俯仰角 ϵ 是轴角模拟量，经过轴角编码器变成二进制的数字量。轴角数字量 (θ, ϵ) 作用于图 4.72 所示变换电路，输出结果为 X、Y 数据，并为图像存储器提供了图像信息的地址。其中轴角分解采用存储式分解器，分解出 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的函数值。矢量产生部分可以采用高速乘法器实现坐标变换，如图 4.73 所示。也可以采用矢量产生的方法实现坐标变换。目前常用的 8×8 高速乘法器，数据迟延时间典型值为 40 ns，能满足一般的实时坐标变换的要求。如果以矢量法实现坐标变换，则既可以采用速率乘法器方

法,也可以采用加法器累加的方法。用 X、Y 地址计数器(可逆计数器)对矢量 $R \sin\theta$ 和 $R \cos\theta$ 的平均频率的脉冲序列进行计数,给图像存储器提供写入地址。

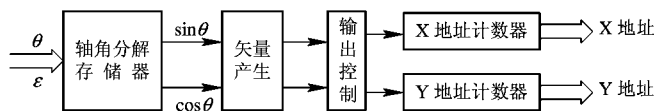


图 4.72 坐标变换器

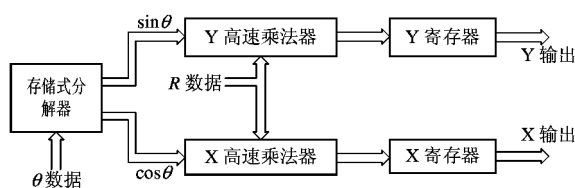


图 4.73 高速乘法器组成的坐标变换

2. 图像存储器

图像存储器的性能将直接影响图像显示质量,目前几乎都采用数字式图像存储器,主要优点如下:

(1) 数字式图像存储器中,每个存储单元本身性能是完全均匀的,一个数据不管存在哪一个单元,读出来的还是那一个数据。

(2) 数字式图像存储器可以随意设计成与传感器分辨率有一样高的存储单元数,保证图像有足够的分辨率。

(3) 数字式图像存储器可以按所需的亮度等级或颜色种类来存储图像信息,因而能够提供图像细节的显示。

(4) 数字式图像存储器所存数据,不会因时间的推移或环境的改变而衰减或消失。

(5) 数字式图像存储器所存信息,能以高信噪比方式读出,因而不会因读出而影响图像的衬度。

(6) 数字图像存储器的控制比较灵活,可以很方便地实现多种画面的显示,从而扩大了显示功能,并为各种新式传感器和工作方式提供发展的潜力。

根据工作需要,雷达图像是经常变化的,图像存储器所存的信息数据也应随之变化。因此图像存储是一个大容量的随机读写的 RAM。图像存储器的地址数一般和画面上的像素量相等,这时称为“一址一像素”,每个地址所存的数据就是该像素的亮度等级或颜色类型。图像存储器的读和写与一般存储器稍有区别。在存储 PPI 图像时,写入地址是由坐标变换器的 X 和 Y 计数器提供的,写入的信息是目标回波经数字化以后的数据,只有在地址为目标的数据时,回波才能写入。图像存储器的读出由光栅扫描产生器提供,按光栅扫描的要求顺序读出所存的数据,其读出地址则由光栅扫描 X 和 Y 计数器提供。图 4.74 给出一种图像存储器的组成框图,除存储器 RAM 外,还有地址选择、输入控制、输出控制以及时序控制等。

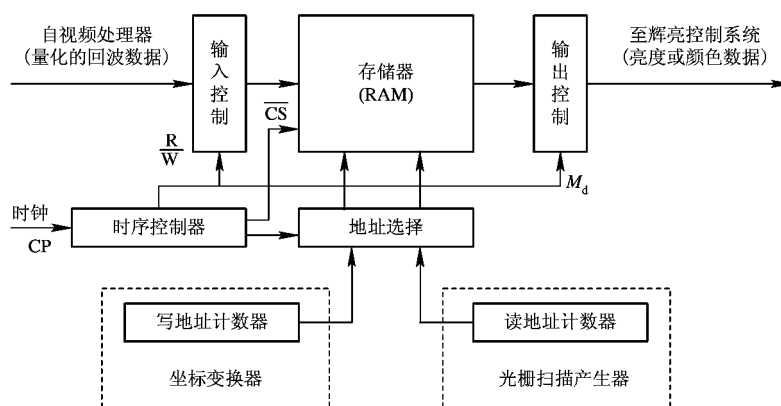


图 4.74 图像存储器框图

在写入操作时，时序控制器一方面发出控制信息，选通输入控制电路，封锁输出控制电路，自视频处理器来的量化回波数据便加到存储体的数据输入端上；另一方面，时序控制器发出信号去控制地址选择器，选通写地址计数器的数据作为存储地址，在这些完成后，时序控制器再发出控制存储体写入的信号，将量化的回波数据写在选定的地址上。由于输出控制电路被封锁，在写操作时不会有数据输出。

在读出操作时，时序控制信号封锁输入控制电路和选通输出控制电路。在地址选择器上则选通读地址计数器的数据作为存储地址。在读操作脉冲作用下，便可把存在该地址上的数据读出，这些读出数据在辉亮控制系统上变成相应模拟量，再去控制显像管的调辉电极。

主要参考文献

- [1] 雷达终端(上、下册). 西北电讯工程学院内部讲义. 1977
- [2] Skolnik M I. Radar Handbook, chapter 6. New York: McGraw-Hill, Inc, 1970
- [3] 戴树荪等编. 数字技术在雷达中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1981
- [4] 西北电讯工程学院《雷达系统》编写组. 雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 1980
- [5] 丁鹭飞主编. 雷达原理. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984
- [6] 贺利洁, 陈明章, 刘刚编著. 计算机图形显示技术. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1993
- [7] 王意青, 张明友. 雷达原理. 电子科技大学出版社, 1993

第 5 章 雷达作用距离

雷达的最基本任务是探测目标并测量其坐标,因此,作用距离是雷达的重要性能指标之一,它决定了雷达能在多大的距离上发现目标。作用距离的大小取决于雷达本身的性能,其中有发射机、接收系统、天线等分机的参数,同时又和目标的性质及环境因素有关。

通常噪声是检测并发现目标信号的一个基本限制因素。由于噪声的随机特性,使得作用距离的计算只能是一个统计平均意义上的量。再加上无法精确知道目标特性以及工作时的环境因素,而使作用距离的计算只能是一种估算和预测。然而,对雷达作用距离的研究工作仍是很有价值的,它能表示出当雷达参数或环境特性变化时相对距离变化的规律。雷达方程集中地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。研究雷达方程可以用它来估算雷达的作用距离,同时可以深入理解雷达工作时各分机参数的影响,对于雷达系统设计中正确地选择分机参数有重要的指导作用。

5.1 雷 达 方 程

本节先集中研究最常用的一次雷达,它是依靠目标后向散射的回波能量来探测目标的。下面推导基本雷达方程,以便确定作用距离和雷达参数及目标特性之间的关系。首先讨论在理想无损耗、自由空间传播时的单基地雷达方程,然后再逐步地讨论各种实际条件的影响。

5.1.1 基本雷达方程

设雷达发射功率为 P_t , 雷达天线的增益为 G_t , 则在自由空间工作时,距雷达天线 R 远的目标处的功率密度 S_1 为

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (5.1.1)$$

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。用目标的散射截面积 σ (其量纲是面积)来表征其散射特性。若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

$$P_2 = \sigma S_1 = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R^2} \quad (5.1.2)$$

又假设 P_2 均匀地辐射,则在接收天线处收到的回波功率密度为

$$S_2 = \frac{P_2}{4\pi R^2} = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (5.1.3)$$

如果雷达接收天线的有效接收面积为 A_r , 则在雷达接收处接收回波功率为 P_r , 而

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t \sigma A_r}{(4\pi R^2)^2} \quad (5.1.4)$$

由天线理论知道, 天线增益和有效面积之间有以下关系:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

式中 λ 为所用波长, 则接收回波功率可写成如下形式:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (5.1.5)$$

$$P_r = \frac{P_t A_t A_r \sigma}{4\pi \lambda^2 R^4} \quad (5.1.6)$$

单基地脉冲雷达通常收发共用天线, 即 $G_t = G_r = G$, $A_t = A_r$, 将此关系式代入上二式即可得常用结果。

由式(5.1.4)~(5.1.6)可看出, 接收的回波功率 P_r 反比于目标与雷达站间的距离 R 的四次方, 这是因为一次雷达中, 反射功率经过往返双倍的距离路程, 能量衰减很大。接收到的功率 P_r 必须超过最小可检测信号功率 $S_{i\min}$, 雷达才能可靠地发现目标, 当 P_r 正好等于 $S_{i\min}$ 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, 就不能可靠地检测到该目标。它们的关系式可以表达为

$$P_r = S_{i\min} = \frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 R_{\max}^4} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_{\max}^4} \quad (5.1.7)$$

或

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 S_{i\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.1.8)$$

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (5.1.9)$$

式(5.1.8)、(5.1.9)是雷达距离方程的两种基本形式, 它表明了作用距离 R_{\max} 和雷达参数以及目标特性间的关系。在(5.1.8)式中, R_{\max} 与 $\lambda^{1/2}$ 成反比, 而在(5.1.9)式中, R_{\max} 却和 $\lambda^{1/2}$ 成正比。这是由于当天线面积不变、波长 λ 增加时天线增益下降, 导致作用距离减小; 而当天线增益不变, 波长增大时要求的天线面积亦相应加大, 有效面积增加, 其结果是作用距离加大。雷达的工作波长是整机的主要参数, 它的选择将影响到诸如发射功率、接收灵敏度、天线尺寸、测量精度等众多因素, 因而要全面权衡。

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可能准确预定的量: 目标有效反射面积 σ 和最小可检测信号 $S_{i\min}$, 因此它常用来作为一个估算的公式, 考察雷达各参数对作用距离影响的程度。

雷达总是在噪声和其它干扰背景下检测目标的, 再加上复杂目标的回波信号本身也是起伏的, 故接收机输出的是随机量。雷达作用距离也不是一个确定值而是统计值, 对于某雷达来讲, 不能简单地讲它的作用距离是多少, 通常只在概率意义上讲, 当虚警概率(例如 10^{-6})和发现概率(例如 90%)给定时作用距离是多大。

5.1.2 目标的雷达截面积 (RCS)

雷达是通过目标的二次散射功率来发现目标的。为了描述目标的后向散射特性, 在雷

达方程的推导过程中,定义了“点”目标的雷达截面积 σ ,如式(5.1.2)所示,

$$P_2 = S_1 \sigma$$

P_2 为目标散射的总功率, S_1 为照射的功率密度。雷达截面积 σ 又可写为

$$\sigma = \frac{P_2}{S_1}$$

由于二次散射,因而在雷达接收点处单位立体角内的散射功率 P_Δ 为(见图 5.1)

$$P_\Delta = \frac{P_2}{4\pi} = S_1 \frac{\sigma}{4\pi}$$

据此,又可定义雷达截面积 σ 为

$$\sigma = 4\pi \cdot \frac{\text{返回接收机每单位立体角内的回波功率}}{\text{入射功率密度}} \quad (5.1.10)$$

σ 定义为,在远场条件(平面波照射的条件)下,目标处每单位入射功率密度在接收机处每单位立体角内产生的反射功率乘以 4π 。为了进一步了解 σ 的意义,我们按照定义来考虑一个具有良好导电性能的各向同性的球体截面积。设目标处入射功率密度为 S_1 ,球目标的几何投影面积为 A_1 ,则目标所截获的功率为 $S_1 A_1$ 。由于该球是导电良好且各向同性的,因而它将截获的功率 $S_1 A_1$ 全部均匀地辐射到 4π 立体角内,根据式(5.1.10),可定义

$$\sigma_i = 4\pi \frac{S_1 A_1 / (4\pi)}{S_1} = A_1 \quad (5.1.11)$$

式(5.1.11)表明,导电性能良好各向同性的球体,它的截面积 σ_i 等于该球体的几何投影面积。这就是说,任何一个反射体的截面积都可以想像成一个具有各向同性的等效球体的截面积。等效的意思是指该球体在接收机方向每单位立体角所产生的功率与实际目标散射体所产生的相同,从而将雷达截面积理解为一个等效的无耗各向均匀反射体的截获面积(投影面积)。因为实际目标的外形复杂,它的后向散射特性是各部分散射的矢量合成,因而不同的照射方向有不同的雷达截面积 σ 值。

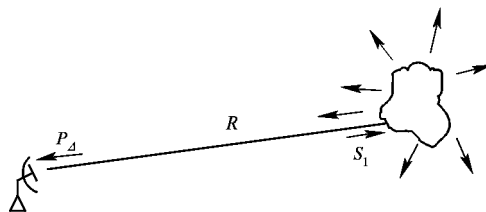


图 5.1 目标的散射特性

除了后向散射特性外,有时需要测量和计算目标在其它方向的散射功率,例如双基地雷达工作时的情况。可以按照同样的概念和方法来定义目标的双基地雷达截面积 σ_b 。对复杂目标来讲, σ_b 不仅与发射时的照射方向有关,而且还取决于接收时的散射方向。

5.2 最小可检测信号

雷达的作用距离 R_{\max} 是最小可检测信号 $S_{i\min}$ 的函数,如式(5.1.8)、(5.1.9)所示。在雷达接收机的输出端,微弱的回波信号总是和噪声及其它干扰混杂在一起的,这里先集中讨论噪声的影响。在一般情况下,噪声是限制微弱信号检测的基本因素。假如只有信号而没有噪声,任何微弱的信号在理论上都是可以经过任意放大后被检测到的,因此雷达检测能力实质上取决于信号噪声比。为了计算最小检测信号 $S_{i\min}$,首先必须决定雷达可靠检测

时所必需的信号噪声比值。

5.2.1 最小可检测信噪比

典型的雷达接收机和信号处理框图如图 5.2 所示,一般把检波器以前(中频放大器输出)的部分视为线性的,中频滤波器的特性近似匹配滤波器,从而使中放输出端的信号噪声比达到最大。

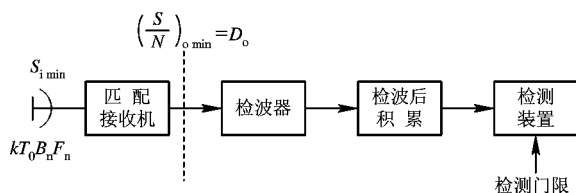


图 5.2 接收信号处理框图

接收机的噪声系数 F_n 定义为

$$F_n = \frac{N}{kT_0 B_n G_n} = \frac{\text{实际接收机的噪声功率输出}}{\text{理想接收机在标准室温 } T_0 \text{ 时的噪声功率输出}}$$

式中, N 为接收机输出的噪声功率; G_n 为接收机的功率增益,

$$G_n = \frac{S_o}{S_i} = \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输入信号功率}}$$

T_0 为标准室温,一般取 290 K。

输出噪声功率通常是在接收机检波器之前测量。大多数接收机中,噪声带宽 B_n 由中放决定,其数值与中频的 3 dB 带宽相接近。理想接收机的输入噪声功率 N_i 为

$$N_i = kT_0 B_n$$

故噪声系数 F_n 亦可写成

$$F_n = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{\text{输入信噪比}}{\text{输出端信噪比}} \quad (5.2.1)$$

将上式整理后得到输入信号功率 S_i 的表示式为

$$S_i = F_n N_i \left(\frac{S}{N} \right)_o = kT_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N} \right)_o \quad (5.2.2)$$

$(S/N)_o$ 是匹配接收机输出端信号功率 S_o 和噪声功率 N 的比值。根据雷达检测目标质量的要求,可确定所需要最小输出信噪比 $(S/N)_{o min}$, 这时就得到最小可检测信号 $S_{i min}$ 为

$$S_{i min} = kT_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N} \right)_{o min} \quad (5.2.3)$$

对常用雷达波形来说,信号功率是一个容易理解和测量的参数,但现代雷达多采用复杂的信号波形,波形所包含的信号能量往往是接收信号可检测性的一个更合适的度量。例如匹配滤波器输出端的最大信噪功率比等于 E_r/N_0 , 其中 E_r 为接收信号的能量, N_0 为接收机均匀噪声谱的功率谱密度,在这里以接收信号能量 E_r 来表示信号噪声功率比值。从一个简单的矩形脉冲波形来看,若其宽度为 τ 、信号功率为 S , 则接收信号能量 $E_r = S\tau$; 噪声功率 N 和噪声功率谱密度 N_0 之间的关系为 $N = N_0 B_n$ 。 B_n 为接收机噪声带宽,一般情

况下可认为 $B_n \approx 1/\tau$ 。这样可得到信号噪声功率比的表达式如下：

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_0 B_n} = \frac{S\tau}{N_0} = \frac{E_r}{N_0} \quad (5.2.4)$$

因此检测信号所需的最小输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{omin}} = \left(\frac{E_r}{N_0}\right)_{\text{omin}}$$

在早期雷达中，通常都用各类显示器来观察和检测目标信号，所以称所需的 $(S/N)_{\text{omin}}$ 为识别系数或可见度因子 M 。多数现代雷达则采用建立在统计检测理论基础上的统计判决方法来实现信号检测，在这种情况下，检测目标信号所需的最小输出信噪比称之为检测因子 (Detectability Factor) D_0 较合适，即

$$D_0 = \left(\frac{E_r}{N_0}\right)_{\text{omin}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{omin}} \quad (5.2.5)$$

D_0 是在接收机匹配滤波器输出端 (检波器输入端) 测量的信号噪声功率比值，如图 5.2 所示。检测因子 D_0 就是满足所需检测性能 (以检测概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} 表征) 时，在检波器输入端单个脉冲所需要达到的最小信号噪声功率比值。

将 (5.2.3) 式代入 (5.1.8) 式，(5.1.9) 式即可获得用 $(S/N)_{\text{omin}}$ 表示的距离方程，

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{omin}}} \right]^{1/4} = \left[\frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 k T_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{omin}}} \right]^{1/4} \quad (5.2.6)$$

当用 (5.2.4) 式的方式，用信号能量

$$E_t = P_t \tau = \int_0^\tau P_t dt$$

代替脉冲功率 P_t ，用检测因子 $D_0 = (S/N)_{\text{omin}}$ 替换雷达距离方程 (5.2.6) 式时，即可得到。

用检测因子 D_0 表示的雷达方程为

$$R_{\max} = \left[\frac{E_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} \quad (5.2.7)$$

上式中增加了带宽校正因子 $C_B \geq 1$ ，它表示接收机带宽失配所带来的信噪比损失，匹配时 $C_B = 1$ 。 L 表示雷达各部分损耗引入的损失系数。

用检测因子 D_0 和能量 E_t 表示的雷达方程在使用时有以下优点：

(1) 当雷达在检测目标之前有多个脉冲可以积累时，由于积累可改善信噪比，故此时检波器输入端的 $D_0(n)$ 值将下降。因此可表明雷达作用距离和脉冲积累数 n 之间的简明关系，可计算和绘制出标准曲线供查用。

(2) 用能量表示的雷达方程适用于当雷达使用各种复杂脉压信号的情况。只要知道脉冲功率及发射脉宽就可以用来估算作用距离而不必考虑具体的波形参数。

5.2.2 门限检测

接收机噪声通常是宽频带的高斯噪声，雷达检测微弱信号的能力将受到与信号能量谱占有相同频带的噪声能量所限制。由于噪声的起伏特性，判断信号是否出现也成为一个统计问题，必须按照某种统计检测标准进行判断。

奈曼—皮尔逊准则在雷达信号检测中应用较广，这个准则要求在给定信噪比条件下，

满足一定虚警概率 P_{fa} 时的发现概率 P_d 最大。接收检测系统的方框图如图 5.2 所示,首先在中频部分对单个脉冲信号进行匹配滤波,接着进行检波,通常是在 n 个脉冲积累后再检测,故先对检波后的 n 个脉冲进行加权积累,然后将积累输出与某一门限电压进行比较,若输出包络超过门限,则认为目标存在,否则认为没有目标,这就是门限检测。图 5.3 画出了信号加噪声的包络特性,它与 A 型显示器上一次扫描的图形相似。由于噪声的随机特性,接收机输出的包络出现起伏。A、B、C 表示信号加噪声的波形,检测时设置一个门限电平,如果包络电压超过门限值,就认为检测到一个目标。在 A 信号比较强,要检测目标是不困难的,但在 B 点和 C 点,虽然目标回波的幅度是相同的,但叠加了噪声之后,在 B 点的总幅度刚刚达到门限值,也可以检测到目标,而在 C 点时,由于噪声的影响,其合成振幅较小而不能超过门限,这时就会丢失目标。当然也可以用降低门限电平的办法来检测 C 点的信号或其它的弱回波信号,但降低门限后,只有噪声存在时,其尖峰超过门限电平的概率也增大了。噪声超过门限电平而误认为信号的事件称为“虚警”(虚假的警报)。“虚警”是应该设法避免的事。检测时门限电压的高低影响以下两种错误判断的多少:

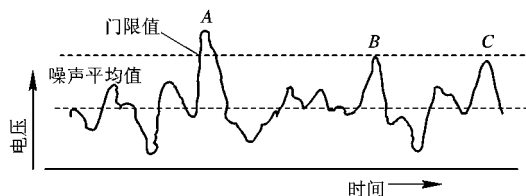


图 5.3 接收机输出典型包络

(1) 有信号而误判为没有信号(漏警);
(2) 只有噪声时误判为有信号(虚警)。
应根据两种误判的影响大小来选择合适的门限。
门限检测是一种统计检测,由于信号叠加有噪声,因而总输出是一个随机量。在输出端根据输出振幅是否超过门限来判断有无目标存在,可能出现以下四种情况:

(1) 存在目标时,判为有目标,这是一种正确判断,称为发现,它的概率称为发现概率 P_d ;

(2) 存在目标时,判为无目标,这是错误判断,称为漏报,它的概率称为漏报概率 P_{la} ;

(3) 不存在目标时判为无目标,称为正确不发现,它的概率称为正确不发现概率 P_{an} ;

(4) 不存在目标时判为有目标,称为虚警,这也是一种错误判断,它的概率称为虚警概率 P_{fa} ;

显然四种概率存在以下关系:

$$P_d + P_{la} = 1, \quad P_{an} + P_{fa} = 1$$

每对概率只要知道其中一个就可以了。我们下面只讨论常用的发现概率和虚警概率。

门限检测的过程可以用电子线路自动完成,也可以由观察员观察显示器来完成。当用观察员观察时,观察员自觉不自觉地调整门限,人在雷达检测过程中的作用与观察人员的责任心、熟悉程度以及当时的情况有关。例如,如果害怕漏报目标,就会有意地降低门限,这就意味着虚警概率的提高。在另一种情况下,如果观察人员担心虚报,自然就倾向于提高门限,这样只能把比噪声大得多的信号指示为目标,从而丢失一些弱信号。操纵人员在雷达检测过程中的能力,可以用试验的方法来决定,但这种试验只是概略的。

电子门限则不同,它避免了操纵人员人为的影响,可以根据不同类型的噪声和杂波特

性,自动地调整门限电平以做到恒虚警。目标是否存在是通过一定的逻辑判断来完成的。

5.2.3 检测性能和信噪比

雷达信号的检测性能由其发现概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} 来描述, P_d 越大,说明发现目标的可能性越大,与此同时希望 P_{fa} 的值不能超过允许值。接收机中放输出端的信噪比 $(S/N)_o = D_o$ 直接与检测性能有关,如果求出了在确定 P_d 和 P_{fa} 条件下所需的 $(S/N)_o = D_o$ 值,则根据(5.2.3)式,即可求得最小可检测信号 $S_{i\min}$ 。用这个值代入雷达方程后就可估算其作用距离。下面分别讨论虚警概率 P_{fa} 和发现概率 P_d 。

1. 虚警概率 P_{fa}

虚警是指没有信号而仅有噪声时,噪声电平超过门限值被误认为信号的事件。噪声超过门限的概率称虚警概率。显然,它和噪声统计特性、噪声功率以及门限电压的大小密切相关。下面定量地分析它们之间的关系。

通常加到接收机中频滤波器(或中频放大器)上的噪声是宽带高斯噪声,其概率密度函数由下式给出:

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.2.8)$$

此处, $p(v)dv$ 是噪声电压处于 v 和 $v+dv$ 之间的概率; σ^2 是方差,噪声的均值为零。高斯噪声通过窄带中频滤波器(其带宽远小于其中心频率)后加到包络检波器,根据随机噪声的数学分析可知,包络检波器输出端噪声电压振幅的概率密度函数为

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (5.2.9)$$

此处 r 表示检波器输出端噪声包络的振幅值。可以看出,包络振幅的概率密度函数是瑞利分布的。设置门限电平 U_T , 噪声包络电压超过门限电平的概率就是虚警概率 P_{fa} , 它可以由下式求出:

$$P_{fa} = P(U_T \leq r < \infty) = \int_{U_T}^{\infty} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr = \exp\left(-\frac{U_T^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.2.10)$$

图 5.4 给出了输出噪声包络的概率密度函数并定性地说明了虚警概率与门限电平的关系。当噪声分布函数一定时,虚警的大小完全取决于门限电平。

表征虚警数量的参数除虚警概率外,还有虚警时间 T_{fa} ,二者之间具有确定的关系。虚警时间的定义不止一种,读者在阅读文献和使用有关结果时应注意到。在这里只举出常用的一种定义(卡普伦定义),其表述如下:

虚假回波(噪声超过门限)之间的平均时间间隔定义为虚警时间 T_{fa} ,如图 5.5 所示,

$$T_{fa} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{K=1}^N T_K \quad (5.2.11)$$

此处 T_K 为噪声包络电压超过门限 U_T 的时间间隔,虚警概率 P_{fa} 是指仅有噪声存在时,噪

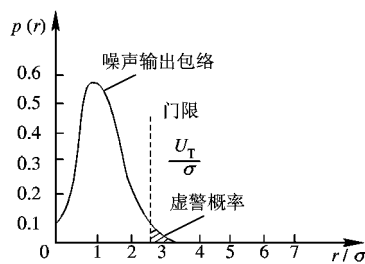


图 5.4 门限电平和虚警概率

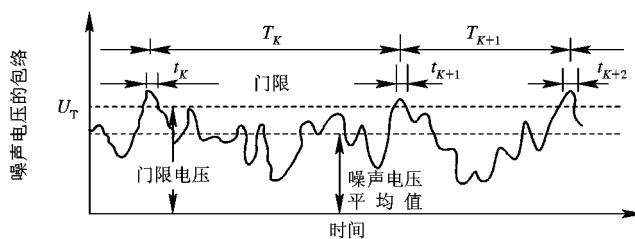


图 5.5 虚警时间与虚警概率

声包络电压超过门限 U_T 的概率,也可以近似用噪声包络实际超过门限的总时间与观察时间之比来求得,即

$$P_{fa} = \frac{\sum_{K=1}^N t_K}{\sum_{K=1}^N T_K} = \frac{(t_K)_{\text{平均}}}{(T_K)_{\text{平均}}} = \frac{1}{T_{fa} B} \quad (5.2.12)$$

式中,噪声脉冲的平均宽度 $(t_K)_{\text{平均}}$ 近似为带宽 B 的倒数,在用包络检波的情况下,带宽 B 为中频带宽 B_{IF} 。

同样也可以求得虚警时间与门限电平、接收机带宽等参数之间的关系,将式(5.2.12)代入式(5.2.10)中,即可得到

$$T_{fa} = \frac{1}{B_{IF}} \exp\left(\frac{U_T^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.2.13)$$

图 5.6 的曲线表明了虚警时间 T_{fa} 与接收机带宽和门限电平之间的关系。

实际雷达所要求的虚警概率应该是很小的,因为虚警概率 P_{fa} 是噪声脉冲在脉冲宽度间隔时间(差不多为带宽的倒数)内超过门限的概率。例如,当接收机带宽为 1 MHz 时,每秒钟差不多有 10^6 数量级的噪声脉冲,如果要想保证虚警时间大于 1 s,则任一脉冲间隔的虚警概率 P_{fa} 必须低于 10^{-6} 。

有时还可利用虚警总数 n_f 来表征虚警的大小,其定义为

$$n_f = \frac{T_{fa}}{\tau}$$

它表示在平均虚警时间内所有可能出现的虚警总数。 τ 为脉冲宽度。将 τ 等效为噪声的平均宽度时,又可得到关系式:

$$n_f = \frac{T_{fa}}{\tau} = T_{fa} B_{IF} = \frac{1}{P_{fa}}$$

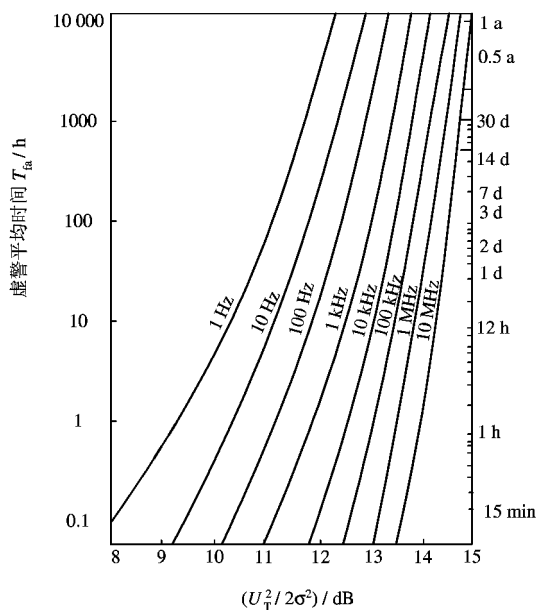


图 5.6 虚警时间与门限电压、接收机带宽的关系

此式表明：虚警总数就是虚警概率的倒数。

2. 发现概率 P_d

为了讨论发现概率 P_d ，必须研究信号加噪声通过接收机的情况，然后才能计算信号加噪声电压超过门限的概率，也就是发现概率 P_d 。

下面将讨论振幅为 A 的正弦信号同高斯噪声一起输入到中频滤波器的情况。

设信号的频率是中频滤波器的中心频率 f_H ，包络检波器的输出包络的概率密度函数为

$$p_d(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (5.2.14)$$

这里 $I_0(z)$ 是宗量为 z 的零阶修正贝塞尔函数，定义为

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} \cdot n!n!}$$

r 为信号加噪声的包络。(5.2.14) 式所表示的概率密度函数称为广义瑞利分布，有时也称为莱斯(Rice)分布， σ 为噪声方差。

信号被发现的概率就是 r 超过预定门限 U_T 的概率，因此发现概率 P_d 是

$$P_d = \int_{U_T}^{\infty} p_d(r) dr = \int_{U_T}^{\infty} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) dr \quad (5.2.15)$$

这个积分比较复杂，计算它时需要采用数值技术或用级数近似。此外，上式也不容易直接看出发现概率与式中各参数之间的关系。我们把式(5.2.15)以信噪比为变量，以虚警概率为参变量画成曲线示于图 5.7 中。前面已经讲到，当噪声强度确定时虚警概率取决于门限

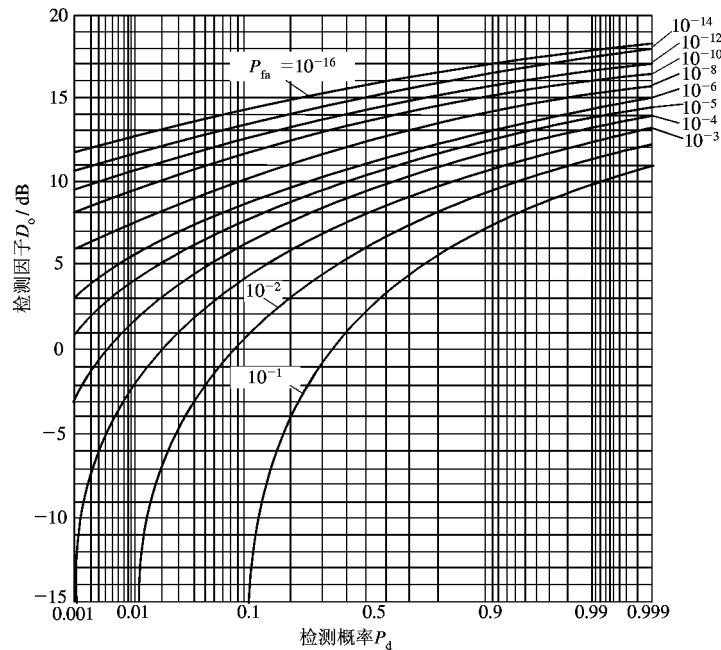


图 5.7 非起伏目标单个脉冲线性检波时检测概率和所需信噪比(检测因子)的关系曲线

电平, 因此, 图 5.7 中实际上是以门限电平为参变量的。从图中可以看出, 当虚警概率一定时, 信噪比越大, 发现概率越大, 也就是说, 门限电平一定时, 发现概率随信噪比的增大而增大。换句话说, 如果信噪比一定, 则虚警概率越小(门限电平越高), 发现概率越小; 虚警概率越大, 发现概率越大。这个关系也可以进一步用噪声和信号加噪声的概率密度函数来说明。图 5.8 中示出只有噪声和信号加噪声的概率密度函数, 信号加噪声的概率密度函数是在 $(A/\sigma)=3$ 时按式(5.2.14)画出的, 相对门限电平 $(U_T/\sigma)=2.5$ 也在图中标出了。信号加噪声的概率密度函数的变量 r/σ 超过相对门限 $(U_T/\sigma)=2.5$ 值曲线下的面积就是发现概率, 而仅有噪声存在时包络超过门限电平的概率就是虚警概率。显然, 当相对门限 U_T/σ 提高时虚警概率降低, 但发现概率也会降低, 我们总是希望虚警概率一定时提高发现概率, 这只有提高信号噪声比才能办到。

式(5.2.15)表示了发现概率与门限电平及正弦波振幅的关系, 接收机设计人员比较喜欢用电压的关系来讨论问题, 而对雷达系统的工作人员则采用功率关系更方便。电压与功率关系如下:

$$\begin{aligned} \frac{A}{\sigma} &= \frac{\text{信号振幅}}{\text{均方根噪声电压}} = \frac{\sqrt{2}(\text{均方根信号电压})}{\text{均方根噪声电压}} \\ &= \left(2 \frac{\text{信号功率}}{\text{噪声功率}}\right)^{1/2} = \left(\frac{2S}{N}\right)^{1/2} \end{aligned} \quad (5.2.16)$$

在图 5.7 的曲线族中, 纵坐标是以检测因子 D_0 表示的, 检测因子 D_0 也可用信噪比 S/N 表示。

由(5.2.10)式可得出:

$$\frac{U_T^2}{2\sigma^2} = \ln \frac{1}{P_{fa}} \quad (5.2.17)$$

利用上面的关系式, 根据计算发现概率 P_d 的式(5.2.15), 就可以得出图 5.7 所示的一族曲线, 发现概率 P_d 表示为信噪比 D_0 的函数, $D_0 = [(S/N)_1 = 1/2(A/\sigma)^2]$, 而以虚警概率 $P_{fa} = \exp[-U_T^2/(2\sigma^2)]$ 为参变量。

我们知道, 发现概率和虚警时间(或虚警概率)是系统要求规定的, 根据这个规定就可以从图 5.7 中查得所需要的每一脉冲的最小信号噪声功率比 $(S/N)_1 = D_0$ 。这个数值就是在单个脉冲检测条件下, 由式(5.2.3)计算最小可检测信号时所需用到的信号噪声比 $(S/N)_{0\min}$ (或检测因子 D_0)。

例如, 设要求虚警时间为 15 min, 中频带宽为 1 MHz, 可算出虚警概率为 1.11×10^{-9} , 从图 5.7 中可查得, 对于 50% 的发现概率所需要的最小信噪比为 13.1 dB, 对于 90% 的发现概率所需要的最小信噪比为 14.7 dB, 对于 99.9% 的发现概率所需要的最小信噪比为 16.5 dB。

由图 5.7 中的曲线可明显看出, 甚至在检测概率 $P_d = 50\%$ 时, 所要求的信噪比也是很高的(13.1 dB), 而不是像人们直观地认为, 只要信号比噪声稍强就可以完成检测。这是因为在检测目标的同时要保证不得超过给定的虚警概率, 门限电平不能设置得低, 必须提高

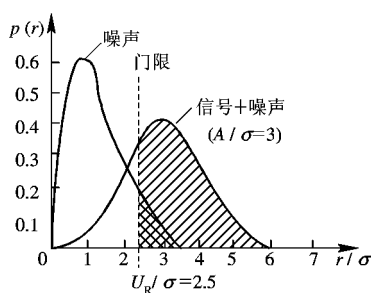


图 5.8 用概率密度函数来说明检测性能

信噪比来达到发现概率的要求。另一个事实是,信噪比对发现概率的影响很大,上例中信噪比仅提高 3.4 dB,检测就可以从临界检测($P_d=50\%$)变为可靠检测($P_d=99.9\%$)。当考虑目标雷达截面积起伏时,提高检测可靠性需要付出大得多的代价。同时可看到,当检测概率较高时检测所要求的信噪比对虚警时间的依赖关系是很不灵敏的,当确定所需信噪比时,虚警时间并不需要计算得很精确。

5.3 脉冲积累对检测性能的改善

5.2 节所讨论的,是对单个脉冲进行检测的情况。实际工作的雷达,都是在多个脉冲观测的基础上进行检测的。对 n 个脉冲观测的结果就是一个积累的过程,积累可简单地理解为 n 个脉冲叠加起来的作用。早期雷达的积累方法是依靠显示器荧光屏的余辉结合操纵员的眼和脑的积累作用而完成的,而在自动门限检测时,则要用到专门的电子设备来完成脉冲积累,然后对积累后的信号进行检测判决。

多个脉冲积累后可以有效地提高信噪比,从而改善雷达的检测能力。积累可以在包络检波前完成,称为检波前积累或中频积累。信号在中频积累时要求信号间有严格的相位关系,即信号是相参的,所以又称为相参积累。零中频信号可保留相位信息,可实现相参积累,是当前常用的方法。此外,积累也可以在包络检波器以后完成,称之为检波后积累或视频积累。由于信号在包络检波后失去了相位信息而只保留下幅度信息,因而检波后积累就不需要信号间有严格的相位关系,因此又称为非相参积累。

将 M 个等幅相参中频脉冲信号进行相参积累,可以使信噪比(S/N)提高为原来的 M 倍(M 为积累脉冲数)。这是因为相邻周期的中频回波信号按严格的相位关系同相相加,因此积累相加的结果信号电压可提高为原来的 M 倍,相应的功率提高为原来的 M^2 倍,而噪声是随机的,相邻 T_r 的噪声满足统计独立条件,积累的效果是平均功率相加而使总噪声功率提高为原来的 M 倍,这就是说相参积累的结果可以使输出信噪比(功率)改善达 M 倍。相参积累也可以在零中频上用数字技术实现,因为零中频信号保存了中频信号的全部振幅和相位信息。脉冲多卜勒雷达的信号处理是实现相参积累的一个很好实例。

M 个等幅脉冲在包络检波后进行理想积累时,信噪比的改善达不到 M 倍。这是因为包络检波的非线性作用,信号加噪声通过检波器时,还将增加信号与噪声的相互作用项而影响输出端的信号噪声比。特别当检波器输入端的信噪比较低时,在检波器输出端信噪比的损失更大。非相参积累后信噪比(功率)的改善在 M 和 \sqrt{M} 之间,当积累数 M 值很大时,信噪功率比的改善趋近于 \sqrt{M} 。

虽然视频积累的效果不如相参积累,但在许多场合还是采用它。其理由是:非相参积累的工程实现比较简单;对雷达的收发系统没有严格的相参性要求;对大多数运动目标来讲,其回波的起伏将明显破坏相邻回波信号的相位相参性,因此就是在雷达收发系统相参性很好的条件下,起伏回波也难以获得理想的相参积累。事实上,对快起伏的目标回波来讲,视频积累还将获得更好的检测效果。

5.3.1 积累的效果

脉冲积累的效果可以用检测因子 D_0 的改变来表示。

对于理想的相参积累, M 个等幅脉冲积累后对检测因子 D_0 的影响是:

$$D_0(M) = \frac{D_0(1)}{M} \quad (5.3.1)$$

式中, $D_0(M)$ 表示 M 个脉冲相参积累后的检测因子。因为这种积累使信噪比提高为原来的 M 倍, 所以在门限检测前达到相同信噪比时, 检波器输入端所要求的单个脉冲信噪比 $D_0(M)$ 将减小到不积累时的 $D_0(1)$ 的 $1/M$ 。

对于非相参积累(视频积累)的效果分析, 是一件比较困难的事。要计算 M 个视频脉冲积累后的检测能力, 首先要求出 M 个信号加噪声以及 M 个噪声脉冲经过包络检波并相加后的概率密度函数 $p_{sn}(r)$ 和 $p_n(r)$, 这两个函数与检波器的特性及回波信号特性有关; 然后由 $p_{sn}(r)$ 和 $p_n(r)$ 按照同样的方法求出 P_d 和 P_{fa} 。

$$P_d = \int_{V_T}^{\infty} p_{sn}(r) dr \quad (5.3.2)$$

$$P_{fa} = \int_{V_T}^{\infty} p_n(r) dr \quad (5.3.3)$$

将计算所得结果绘制成使用方便的曲线族如图 5.9 和图 5.10 所示。曲线的横轴表示非相参积累的脉冲数, 纵轴是积累后的检测因子(D_0), 图中曲线表示检测因子 D_0 随脉冲积累数 M 变化的规律, 曲线族的参变量是不同的虚警概率 P_{fa} 。检测概率 P_d 不同时的曲线分别示于图 5.9 和图 5.10, 这二组曲线均是用线性检波器, 是对不起伏目标而言的。

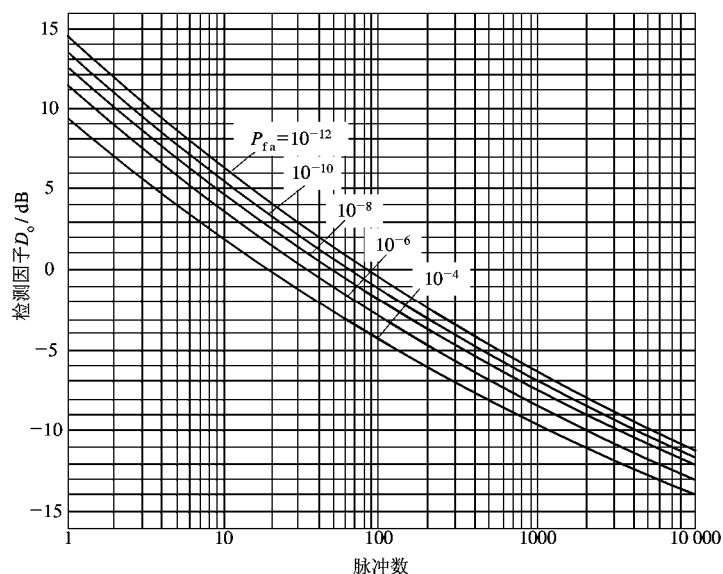


图 5.9 线性检波非起伏目标检测因子(所需信噪比)与非相参脉冲积累数的关系($P_d=0.5$)

M 个脉冲非相参积累后的检测因子用 $D'_0(M)$ 表示, 由于此时积累效果较相参积累时差, 因此 $D'_0(M)$ 较(5.3.1)式中的 $D_0(M)$ 值大, 可以用积累效率 $E_r(M)$ 来表征其积累性能。

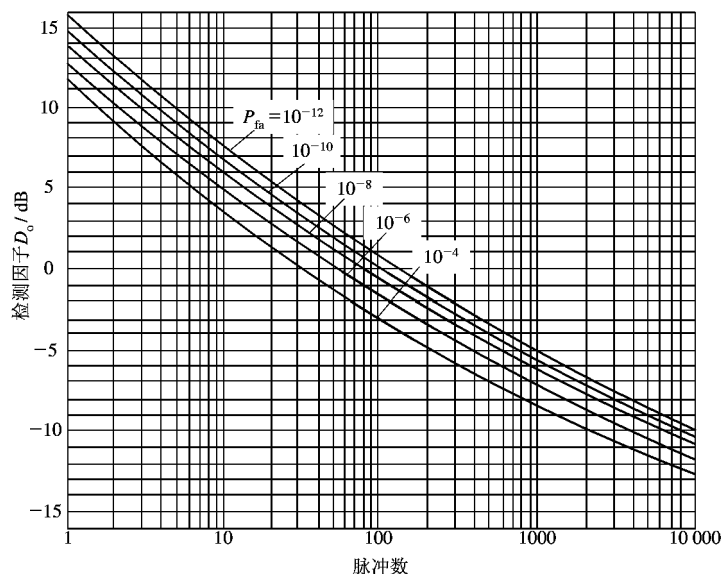


图 5.10 线性检波非起伏目标检测因子与非相参脉冲
积累数的关系 $P_d=0.9$

$$E_i(M) = \frac{D_0(1) \frac{1}{M}}{D_0(M)}$$

将积累后的检测因子 D_0 代入雷达方程(5.2.7)式,即可求得在脉冲积累条件下的作用距离估算。

$$R_{\max} = \left[\frac{E_i G_t A_t \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \alpha \lambda^2}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4}$$

此处, $D_0 = D_0(M)$, 根据采用相参或非相参积累, 可以计算或查曲线得到。

有些雷达积累许多脉冲时组合使用相参和非相参脉冲积累, 因为接收脉冲的相位稳定性只足够做 M 个脉冲的相参积累, 而天线波束在目标的驻留时间内共收到 N 个脉冲($M < N$)。如果在相参积累后接非相参积累, 则检测因子为

$$D_{0(M,N)} = \frac{D_0(N/M)}{M} \quad (5.3.4)$$

式中, $D_0(N/M)$ 表示 N/M 个脉冲非相参积累后的检测因子, 可查曲线得到。除以 M 表示相参积累 M 个脉冲的增益, 将 $D_{0(M,N)}$ 代入雷达方程就可估算此时的 R_{\max} 。

5.3.2 积累脉冲数的确定

当雷达天线机械扫描时, 可积累的脉冲数(收到的回波脉冲数)取决于天线波束的扫描速度以及扫描平面上天线波束的宽度。可以用下面公式计算方位扫描雷达半功率波束宽度内接收到的脉冲数 N :

$$N = \frac{\theta_{a,0.5} f_r}{\Omega_a \cos \theta_e} = \frac{\theta_{a,0.5} f_r}{6\omega_m \cos \theta_e} \quad (5.3.5)$$

式中, $\theta_{a,0.5}$ 为半功率天线方位波束宽度($^{\circ}$); Ω_a 为天线方位扫描速度[($^{\circ}$)/s]; ω_m 为天线方位扫描速度[r/min]; f_r 雷达的脉冲重复频率[Hz]; θ_e 目标仰角($^{\circ}$)。

(5.3.5)式基于球面几何的特性,它适用于“有效”方位波束宽度 $\theta_{a,0.5}/\cos \theta_e$ 小于 90° 的范围,且波束最大值方向的倾斜角大体上等于 θ_e 。当雷达天线波束在方位和仰角二维方向扫描时,也可以推导出相应的公式来计算接收到的脉冲数 N 。

某些现代雷达,波束用电扫描的方法而不用天线机械运动。电扫天线常用步进扫描方式,此时天线波束指向某特定方向并在此方向上发射预置的脉冲数,然后波束指向新的方向进行辐射。用这种方法扫描时,接收到的脉冲数由预置的脉冲数决定而与波束宽度无关,且接收到的脉冲回波是等幅的(不考虑目标起伏时)。

5.4 目标截面积及其起伏特性

雷达利用目标的散射功率来发现目标,在式(5.1.10)中已定义了目标的雷达截面积 σ 。脉冲雷达的特点是有一个“三维分辨单元”,分辨单元在角度上的大小取决于天线波束宽度,在距离上的尺寸取决于脉冲宽度,此分辨单元就是瞬时照射并散射的体积 V 。设雷达波束的立体角为 Ω (以主平面波束宽度的半功率点来确定),则

$$V = \frac{\Omega R^2 c \tau}{2}$$

式中, R 为雷达至特定分辨单元的距离; Ω 的量纲是立体角,单位为球面度。如果一个目标全部包含在体积 V 中,便认为该目标属于点目标。实际上,只有明显地小于体积 V 的目标才能真正算作点目标,像飞机、卫星、导弹、船只等这样一些雷达目标,当用普通雷达观测时可以算是点目标,但对极高分辨力的雷达来说,便不能算是点目标了。

不属于点目标的目标有两类,如果目标大于分辨单元,且形状不规则,则它是一个实在的“大目标”,例如大于分辨单元的一艘大船,另一类是所谓分布目标,它是一群统计上均匀的散射体的集合。

本节将具体讨论点目标雷达截面积的主要特性及其对检测性能的影响。

5.4.1 点目标特性与波长的关系

目标的后向散射特性除与目标本身的性能有关外,还与视角、极化和入射波的波长有关。其中与波长的关系最大,常以相对于波长的目标尺寸来对目标进行分类。为了讨论目标后向散射特性与波长的关系,比较方便的办法是考察一个各向同性的球体。因为球有最简单的外形,而且理论上已经获得其截面积的严格解答,其截面积与视角无关,因此常用金属球来作为截面积的标准,用于校正数据和实验测定。

球体截面积与波长的关系如图 5.11 所示。当球体周长 $2\pi r \ll \lambda$ 时,称为瑞利区,这时的截面积正比于 λ^{-4} ;当波长减小到 $2\pi r = \lambda$ 时,就进入振荡区,截面积在极限值之间振荡; $2\pi r \gg \lambda$ 的区域称为光学区,截面积振荡地趋于某一固定值,它就是几何光学的投影面积 πr^2 。

目标的尺寸相对于波长很小时呈现瑞利区散射特性,即 $\sigma \propto \lambda^{-4}$ 。绝大多数雷达目标都

不处在这个区域中,但气象微粒对常用的雷达波长来说是处在这一区域的(它们的尺寸远小于波长)。处于瑞利区的目标,决定它们截面积的主要参数是体积而不是形状,形状不同的影响只作较小的修改即可。通常,雷达目标的尺寸较云雨微粒要大得多,因此降低雷达工作频率可减小云雨回波的影响而又不会明显减小正常雷达目标的截面积。

实际上大多数雷达目标都处在光学区。光学区名称的来源是因为目标尺寸比波长大得多时,如果目标表面比较光滑,

那么几何光学的原理可以用来确定目标雷达截面积。按照几何光学的原理,表面最强的反射区域是对电磁波波前最突出点附近的小的区域,这个区域的大小与该点的曲率半径 ρ 成正比。曲率半径越大,反射区域越大,这一反射区域在光学中称为“亮斑”。可以证明,当物体在“亮斑”附近为旋转对称时,其截面积为 $\pi\rho^2$,故处于光学区球体的截面积为 πr^2 ,其截面积不随波长 λ 变化。

在光学区和瑞利区之间是振荡区,这个区的目标尺寸与波长相近,在这个区中,截面积随波长变化而呈振荡,最大点较光学值约高 5.6 dB,而第一个凹点的值又较光学值约低 5.5 dB。实际上雷达很少工作在这一区域。

其它简单形状物体的截面积,它们和波长的关系也有以上类似的规律。

5.4.2 简单形状目标的雷达截面积

几何形状比较简单的目标,如球体、圆板、锥体等,它们的雷达截面积可以计算出来。其中球是最简单的目标。上节已讨论过球体截面积的变化规律,在光学区,球体截面积等于其几何投影面积 πr^2 ,与视角无关,也与波长 λ 无关。

对于其他形状简单的目标,当反射面的曲率半径大于波长时,也可以应用几何光学的方法来计算它们在光学区的雷达截面积。一般情况下,其反射面在“亮斑”附近不是旋转对称的,可通过“亮斑”并包含视线作互相垂直的两个平面,这两个切面上的曲率半径为 ρ_1 、 ρ_2 ,则雷达截面积为

$$\sigma = \pi\rho_1\rho_2$$

对于非球体目标,其截面积和视角有关,而且在光学区其截面积不一定趋于一个常数,但利用“亮斑”处的曲率半径可以对许多简单几何形状的目标进行分类,并说明它们对波长的依赖关系。

表 5.1 给出几种简单几何形状的物体在特定视角方向上的截面积,当视角改变时截面积一般都有很大的变化(球体除外)。

表 5.2 给出几种简单物体截面积与视角的关系,并附有当入射方向与反射方向不同时截面积的计算方法。

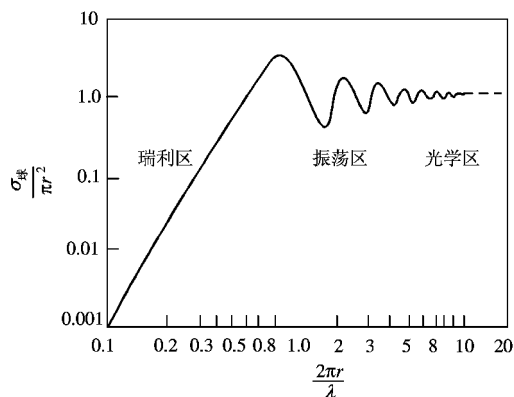
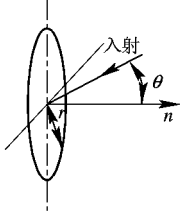
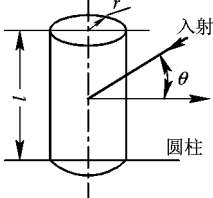
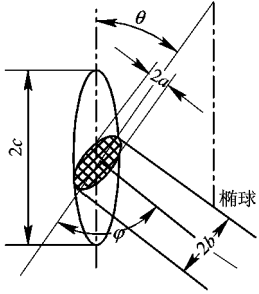


图 5.11 球体截面积与波长 λ 的关系

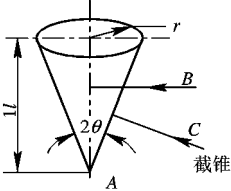
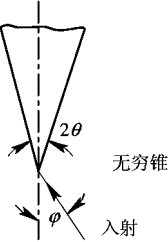
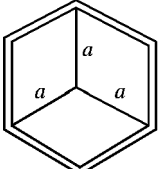
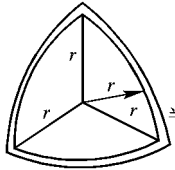
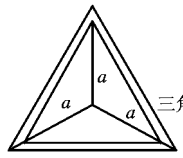
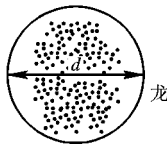
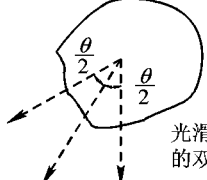
表 5.1 目标为简单几何形状物体的雷达参数

随波长的 变化关系	目 标	相对入射波的视角	雷达截面积
λ^{-2}	面积为 A 的大平板	法线	$\frac{4\pi A^2}{\lambda^2}$
	边长为 a 的三角形角反射器	对称轴平行于照射方向	$\frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$
λ^{-1}	长为 L , 半径为 a 的圆柱	垂直于对称轴	$\frac{2\pi a L^2}{\lambda}$
λ^0	半长轴为 a , 半短轴为 b 的椭球	轴	$\pi \frac{b^4}{a^2}$
	顶部曲率半径为 ρ_0 的抛物面	轴	$\pi \rho_0^2$
λ^1	长为 L , 半径为 a 的圆柱(在 θ 角范围内的平均值)	与垂直于对称轴的法线成 θ 角	$\frac{a\lambda}{2\pi\theta^2}$
λ^2	半锥角为 θ_0 的有限锥		$\frac{\lambda^2}{16\pi} + a\pi^1\theta_0$

表 5.2 几种物体的反射面积

几何形状	反射面积
	$\sigma = \frac{4\pi^3 r^4}{\lambda^2} \cos^2 \theta \times \left[\frac{2J_1(2Kr \sin \theta)}{2Kr \sin \theta} \right]^2$ $K = \frac{2\pi}{\lambda}$
	$\sigma = \frac{2\pi l^2 r}{\lambda} \cos \theta \times \left[\frac{\sin(Kl \sin \theta)}{Kl \sin \theta} \right]^2$ $K = \frac{2\pi}{\lambda}$
	$\sigma = \frac{\pi a^2 b^2 c^2}{(a^2 \sin^2 \theta \cos^2 \varphi + b^2 \sin^2 \theta \sin^2 \varphi + c^2 \cos^2 \theta)^2}$

续表

	<p>情况 A: $\sigma = \frac{\pi r^4}{h^2}$</p> <p>情况 B: $\sigma = \frac{h^2 \lambda}{2\pi r}$</p> <p>情况 C: $\sigma = \frac{8\pi r}{9\lambda h} (r^2 + h^2)^{\frac{3}{2}}$</p>
	$\sigma = \frac{\lambda^2 \tan^4 \theta}{16(\cos^2 \phi - \sin^2 \phi \sin^2 \theta)^2}$ <p>当 $\phi < \frac{\pi}{2} - \theta$ 时成立</p>
	$\sigma_{\max} = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^4}$ <p>在 15° 内大致不变</p>
	$\sigma_{\max} = \frac{16\pi}{3} \frac{r^4}{\lambda^4}$ <p>在 35° 内大致不变</p>
	$\sigma_{\max} = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}$ <p>在 25° 内大致不变</p>
	$\sigma_{\max} = \frac{\pi^2 d^4}{4 \lambda^2}$ <p>在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围内大致不变</p>
	<p>计算图示双向散射截面时, 取入射线与散射线的夹角的等分线, 从等分线上入射时所得的后向散射截面即为此时的双向散射截面</p>

5.4.3 目标特性与极化的关系

目标的散射特性通常与入射场的极化有关。先讨论天线幅射线极化的情况。照射到远区目标上的是线极化平面波，而任意方向的线极化波都可以分解为两个正交分量，即垂直极化分量和水平极化分量，分别用 E_H^T 和 E_V^T 表示在目标处天线所辐射的水平极化和垂直极化电场，其中上标 T 表示发射天线产生的电场，下标 H 和 V 分别代表水平方向和垂直方向。一般，在水平照射场的作用下，目标的散射场 E 将由两部分(即水平极化散射场 E_H^S 和垂直极化散射场 E_V^S)组成，并且有

$$E_H^S = \alpha_{HH} E_H^T \quad (5.4.1)$$

$$E_V^S = \alpha_{HV} E_H^T$$

式中， α_{HH} 表示水平极化入射场产生水平极化散射场的散射系数； α_{HV} 表示水平极化入射场产生垂直极化散射场的散射系数。

同理，在垂直照射场作用下，目标的散射场也有两部分：

$$E_H^S = \alpha_{VH} E_V^T \quad (5.4.2)$$

$$E_V^S = \alpha_{VV} E_V^T$$

式中， α_{VH} 表示垂直极化入射场产生水平极化散射场的散射系数； α_{VV} 表示垂直极化入射场产生垂直极化散射场的散射系数。

显然，这四种散射成分中，水平散射场可被水平极化天线所接收，垂直散射场可被垂直极化天线所接收，所以有

$$E_H^r = \alpha_{HH} E_H^T + \alpha_{VH} E_V^T \quad (5.4.3)$$

$$E_V^r = \alpha_{HV} E_H^T + \alpha_{VV} E_V^T \quad (5.4.4)$$

式中 E_H^r 、 E_V^r 分别表示接收天线所收到的目标散射场中的水平极化成分和垂直极化成分，把式(5.4.3)和(5.4.4)用矩阵表示时可写成

$$\begin{bmatrix} E_H^r \\ E_V^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{HH} & \alpha_{VH} \\ \alpha_{HV} & \alpha_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H^T \\ E_V^T \end{bmatrix} \quad (5.4.5)$$

式(5.4.5)中的中间一项表示目标散射特性与极化有关的系数，称为散射矩阵。

下面讨论散射矩阵中各系数的意义。我们定义 σ_{HH} 为水平极化照射时同极化的雷达截面积：

$$\sigma_{HH} = 4\pi R^2 \frac{|E_H^r|^2}{|E_H^T|^2} = 4\pi R^2 \alpha_{HH}^2 \quad (5.4.6)$$

σ_{HV} 为水平极化照射时正交极化的雷达截面积：

$$\sigma_{HV} = 4\pi R^2 \frac{|E_V^r|^2}{|E_H^T|^2} = 4\pi R^2 \alpha_{HV}^2 \quad (5.4.7)$$

σ_{VH} 为垂直极化照射时同极化的雷达截面积：

$$\sigma_{VH} = 4\pi R^2 \frac{|E_H^r|^2}{|E_V^T|^2} = 4\pi R^2 \alpha_{VH}^2 \quad (5.4.8)$$

σ_{VV} 为垂直极化照射时正交极化的雷达截面积：

$$\sigma_{VV} = 4\pi R^2 \frac{|E_V^r|^2}{|E_V^T|^2} = 4\pi R^2 \alpha_{VV}^2 \quad (5.4.9)$$

由此看出,系数 α_{III} 、 α_{IV} 、 α_{VV} 和 α_{VII} 分别正比于各种极化之间的雷达截面积,散射矩阵还可以表示成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{\text{III}}} e^{j\varphi_{\text{III}}} & \sqrt{\sigma_{\text{VII}}} e^{j\varphi_{\text{VII}}} \\ \sqrt{\sigma_{\text{IV}}} e^{j\varphi_{\text{IV}}} & \sqrt{\sigma_{\text{VV}}} e^{j\varphi_{\text{VV}}} \end{bmatrix} \quad (5.4.10)$$

由于雷达截面积严格表示应该是一个复数,其中 $\sqrt{\sigma_{\text{III}}}$ 等表示散射矩阵单元的幅度, φ_{III} 表示相对应的相位。

天线的互易原理告诉我们,不论收发天线各采用什么样的极化,当收发天线互易时,可以得到同样效果。特殊情况,比如发射天线是垂直极化,接收天线是水平极化,当发射天线作为接收而接收天线作为发射时,效果相同,可知 $\alpha_{\text{IV}} = \alpha_{\text{VII}}$,说明散射矩阵交叉项具有对称性。

散射矩阵表明了目标散射特性与极化方向的关系,因而它和目标的几何形状间有密切的联系。下面举一些例子加以说明。

一个各向同性的物体(如球体),当它被电磁波照射时,可以推断其散射强度不受电波极化方向的影响,例如用水平极化波或垂直极化波时,其散射强度是相等的,由此可知其 $\alpha_{\text{III}} = \alpha_{\text{VV}}$ 。

当被照射物体的几何形状对包括视线的入射波的极化平面对称,则交叉项反射系数为零,即 $\alpha_{\text{IV}} = \alpha_{\text{VII}} = 0$,这时因为物体的几何形状对极化平面对称,则该物体上的电流分布必然与极化平面对称,故目标上的极化取向必定与入射波的极化取向一致。为了进一步说明,假设散射体对水平极化平面对称,入射场采用水平极化,由于对称性,散射场中向上的分量应与向下的分量相等,因而相加的结果是垂直分量的散射场为零,即 $\alpha_{\text{IV}} = \alpha_{\text{VII}} = 0$ 。

故对于各向同性的球体,其散射矩阵的形式可简化为

$$\begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \quad (5.4.11)$$

又若物体分别对水平和垂直轴对称,如平置的椭圆体即是,入射场极化不同时自然反射场强不同,因而 $\alpha_{\text{III}} \neq \alpha_{\text{VV}}$,但由于对称性,因而散射场中只可能有与入射场相同的分量,而不可能有正交的分量,故而它的散射矩阵可表示成

$$\begin{bmatrix} \alpha_{\text{III}} & 0 \\ 0 & \alpha_{\text{VV}} \end{bmatrix} \quad (5.4.12)$$

如果雷达天线辐射圆极化或椭圆极化波,则可仿照上面所讨论线极化波时的方法,写出圆极化和椭圆极化波的散射矩阵。

若 E_R^T 、 E_L^T 分别表示发射场中的右旋和左旋圆极化成分, H_R^S 、 E_L^S 分别表示散射场中,右旋和左旋圆极化成分,则有

$$\begin{bmatrix} E_R^S \\ E_L^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{\text{RR}} & \alpha_{\text{LR}} \\ \alpha_{\text{RL}} & \alpha_{\text{LL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_R^T \\ E_L^T \end{bmatrix} \quad (5.4.13)$$

其中, α_{RR} 、 α_{RL} 、 α_{LR} 、 α_{LL} 分别代表各种圆极化之间的反射系数。对于相对于视线轴对称的目标, $\alpha_{\text{RR}} = \alpha_{\text{LL}} = 0$, $\alpha_{\text{RL}} = \alpha_{\text{LR}} \neq 0$,这时因为目标的对称性,反射场的极化取向与入射场一致并有相同的旋转方向,但由于传播方向相反,因而相对于传播方向其旋转方向亦相反,即对应于入射场的右(左)旋极化反射场则变为左(右)旋极化,因此, $\alpha_{\text{RR}} = \alpha_{\text{LL}} = 0$, $\alpha_{\text{RL}} =$

$\alpha_{LR} \neq 0$ 。

这一性质是很重要的,如果我们采用相同极化的圆极化天线作为发射和接收天线,那么对于一个近似为球体的目标,接收功率很小或为零。我们知道,气象微粒如雨等就是球形或椭圆形,为了滤除雨回波的干扰,收发天线常采用同极化的圆极化天线。不管目标是否对称,根据互易原理,都有 $\alpha_{LR} = \alpha_{RL}$ 。

5.4.4 复杂目标的雷达截面积

诸如飞机、舰艇、地物等复杂目标的雷达截面积,是视角和工作波长的复杂函数。尺寸大的复杂反射体常常可以近似分解成许多独立的散射体,每一个独立散射体的尺寸仍处于光学区,各部分没有相互作用,在这样的条件下,总的雷达截面积就是各部分截面积的矢量和。

$$\sigma = \left| \sum_k \sqrt{\sigma_k} \exp\left(\frac{j4\pi d_k}{\lambda}\right) \right|^2$$

这里, σ_k 是第 k 个散射体的截面积; d_k 是第 k 个散射体与接收机之间的距离,这一公式对确定散射器阵的截面积有很大的用途。各独立单元的反射回波由于其相对相位关系,可以是相加,给出大的雷达截面积,也可能相减而得到小的雷达截面积。对于复杂目标,各散射单元的间隔是可以和工作波长相比的,因此当观察方向改变时,在接收机输入端收到的各单元散射信号间的相位也在变化,使其矢量和相应改变,这就形成了起伏的回波信号。

图 5.12 给出了螺旋桨飞机 B-26(第二次世界大战时中程双引擎轰炸机)雷达截面积的例子,数据是试验测得的,工作波长为 10 cm。从图可以看出,雷达截面积是视角的函数,角度改变约 $1/3^\circ$,截面积就可以变化大约 15 dB。

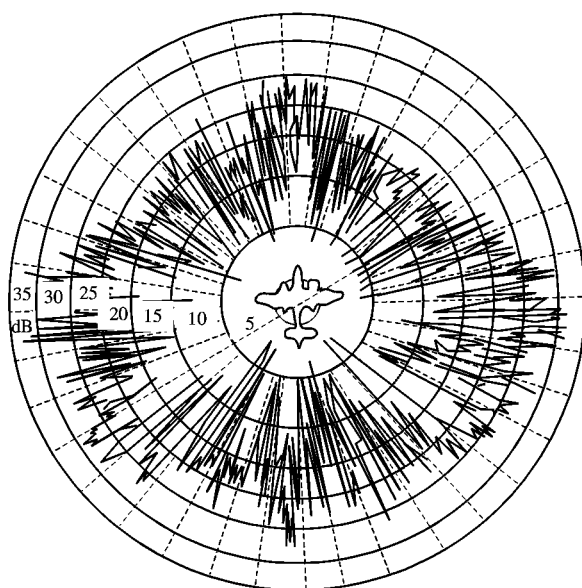


图 5.12 飞机的雷达截面积

飞机的雷达截面积也可以在实际飞行中测量,或者将复杂目标分解为一些简单形状散射体的组合,由计算机模拟后算得。因为复杂目标是雷达观测的对象和“信息源”,因此对它们的散射性质要做各种深入的研究,如需要详细研究时可参看有关文献资料。

从上面的讨论中可看出,对于复杂目标的雷达截面积,只要稍微变动观察角或工作频率,就会引起截面积大的起伏。但有时为了估算作用距离,必须对各类复杂目标给出一个代表其截面积大小的数值 σ 。至今尚无一个一致同意的标准来确定飞机等复杂目标截面积的单值表示值。可以采用其各方向截面积的平均值或中值作为截面积的单值表示值,有时也用“最小值”(即差不多95%以上时间的截面积都超过该值)来表示。也可能是根据实验测量的作用距离反过来确定其雷达截面积。表5.3列出几种目标在微波波段时的雷达截面积作为参考例子,而这些数据不能完全反映复杂目标截面积的性质,只是截面积“平均”值的一个度量。

复杂目标的雷达截面积是视角的函数,通常雷达工作时,精确的目标姿态及视角是不知道的,因为目标运动时,视角随时间变化。因此,最好是用统计的概念来描述雷达截面积,所用统计模型应尽量和实际目标雷达截面积的分布规律相同。大量试验表明,大型飞机截面积的概率分布接近瑞利分布,当然也有例外,小型飞机和各种飞机侧面截面积的分布与瑞利分布差别较大。

表 5.3 目标雷达截面积举例(微波波段)

类 别	σ/m^2
普通无人驾驶带翼导弹	0.5
小型单引擎飞机	1
小型歼击机或四座喷气机	2
大型歼击机	6
中型轰炸机或中型喷气客机	20
大型轰炸机或大型喷气客机	40
小船(艇)	0.02~2
巡逻艇	10

导弹和卫星的表面结构比飞机简单,它们的截面积处于简单几何形状与复杂目标之间,这类目标截面积的分布比较接近对数正态分布。

船舶是复杂目标,它与空中目标不同之处在于海浪对电磁波反射产生多径效应,雷达所能收到的功率与天线高度有关,因而目标截面积也和天线高度有一定的关系。在多数场合,船舶截面积的概率分布比较接近对数正态分布。

5.4.5 目标起伏模型

目标雷达截面积的大小对雷达检测性能有直接的关系,在工程计算中常把截面积视为

常量,即如表 5.3 给出的那些平均值,实际上,处于运动状态的目标,视角一直在变化,截面积随之产生起伏,图 5.13 给出某喷气飞机向雷达站飞行时记录的脉冲,起伏周期在远距离时是几秒,在近距离时大约是几十秒分之一,起伏周期与波长有关,对于飞机的不同姿态,起伏变化的范围从 26 dB 到 10 dB。

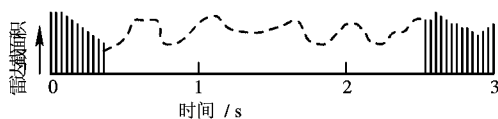


图 5.13 某喷气战斗机向雷达飞行时的记录

要正确地描述雷达截面积起伏,必须知道它的概率密度函数(它与目标的类型、典型的航路有关)和相关函数。概率密度函数 $p(\sigma)$ 给出目标截面积 σ 的数值在 σ 和 $\sigma + d\sigma$ 之间的概率,而相关函数则描述雷达截面积在回波脉冲序列间(随时间)的相关程度。这两个参数都影响雷达对目标的检测性能。而截面积起伏的功率谱密度函数对研究跟踪雷达性能亦很重要。

1. 施威林(Swerling)起伏模型

由于雷达需要探测的目标十分复杂而且多种多样,很难准确地得到各种目标截面积的概率分布和相关函数。通常是用一个接近而又合理的模型来估计目标起伏的影响并进行数学上的分析。最早提出而且目前仍然常用的起伏模型是施威林(Swerling)模型。他把典型的目標起伏分为四种类型:有两种不同的概率密度函数,同时又有两种不同的相关情况,一种是在天线一次扫描期间回波起伏是完全相关的,而扫描至扫描间完全不相关,称为慢起伏目标;另一种是快起伏目标,它们的回波起伏,在脉冲与脉冲之间是完全不相关的。四种起伏模型区分如下:

(1) 第一类称施威林(Swerling)Ⅰ型,慢起伏,瑞利分布。

接收到的目标回波在任意一次扫描期间都是恒定的(完全相关),但是从一次扫描到下一次扫描是独立的(不相关的)。假设不计天线波束形状对回波振幅的影响,截面积 σ 的概率密度函数服从以下分布:

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} e^{-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}} \quad \sigma \geq 0 \quad (5.4.14)$$

式中, $\bar{\sigma}$ 为目标起伏全过程的平均值。式(5.4.14)表示截面积 σ 按指数函数分布,目标截面积与回波功率成比例,而回波振幅 A 的分布则为瑞利分布。由于 $A^2 = \sigma$,即得到

$$p(A) = \frac{A}{A_0^2} \exp\left[-\frac{A^2}{2A_0^2}\right] \quad (5.4.15)$$

与式(5.4.14)对照,上式中, $2A_0^2 = \bar{\sigma}$ 。

(2) 第二类称施威林(Swerling)Ⅱ型,快起伏,瑞利分布。

目标截面积的概率分布与式(5.4.14)同,但为快起伏,假定脉冲与脉冲间的起伏是统计独立的。

(3) 第三类称施威林Ⅲ型,慢起伏,截面积的概率密度函数为

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} \exp\left[-\frac{2\sigma}{\bar{\sigma}}\right] \quad (5.4.16)$$

式中, $\bar{\sigma}$ 亦表示截面积起伏的平均值。

这类截面积起伏所对应的回波振幅 A 满足以下概率密度函数($A^2 = \sigma$):

$$p(A) = \frac{9A_0^3}{2A_0^4} \exp\left[-\frac{3A^2}{2A_0^2}\right] \quad (5.4.17)$$

与式(5.4.16)对应, 有关系式 $\bar{\sigma} = 4A_0^2/3$ 。

(4) 第四类称施威林 IV 型, 快起伏, 截面积的概率分布服从式(5.4.16)。

第一、二类情况截面积的概率分布, 适用于复杂目标是由大量近似相等单元散射体组成的情况, 虽然理论上要求独立散射体的数量很大, 实际上只需四五个即可。许多复杂目标的截面积如飞机, 就属于这一类型。

第三、四类情况截面积的概率分布, 适用于目标具有一个较大反射体和许多小反射体合成, 或者一个大的反射体在方位上有小变化的情况。用上述四类起伏模型时, 代入雷达方程中的雷达截面积是其平均值 $\bar{\sigma}$ 。

有了以上四种目标模型, 就可以计算各类起伏目标的检测性能。下面引用 Swerling 计算的结果。为了便于比较, 将不起伏的目标称为第五类。

2. 目标起伏对检测性能的影响

图 5.14 中的曲线比较了五种类型目标的检测性能, 是在虚警数 $n_f = 10^8$ 而脉冲积累数 $n = 10$ 的条件下比较的。可看出, 当发现概率 P_d 比较大时, 四种起伏目标比起不起伏目标(第五类)来讲, 需要更大的信噪比。例如, 当发现概率 $P_d = 0.95$ 时, 对于不起伏目标, 每个脉冲信噪比需要 6.2 dB, 对起伏目标(瑞利分布, 慢起伏)而言, 每个脉冲所需信噪比为 16.8 dB。因此, 若在估计雷达作用距离时不考虑目标起伏的影响, 则预测的作用距离和实际能达到的相差甚远。由图 5.14 亦可看出, 当 $P_d > 0.3$ 时, 慢起伏目标(情况 1 和 3)时需信噪比大于快起伏目标(情况 2 和 4)。因为慢起伏目标的回波在同一扫描期是完全相关的, 如果第一个脉冲振幅小于检测门限, 则相继脉冲也不会超过门限值, 要发现目标只有提高信噪比。在快起伏情况下脉冲间起伏不相关, 相继脉冲的振幅会有较大变化, 第一个脉冲不超过门限, 相继脉冲有可能超过门限而被检测。事实上, 只要脉冲数足够多, 快起伏情况下的检测性能是被平均的, 它的检测性能接近于不起伏目标的情况。

施威林的四类模型是考虑两类极端情况: 扫描间独立和脉冲间独立。实际的目标起伏特性往往介于上述两种情况之间。已经证明, 其检测性能也介于两者之间。

为了得到检测起伏目标时的雷达作用距离, 可在雷达方程上作一定的修正, 即通常所说加上目标起伏损失。图 5.15 给出了达到规定发现概率 P_d 时, 起伏目标比起伏目标每一脉冲所需增加的信号噪声比。例如, 当 $P_d = 90\%$ 时, 一、二类起伏目标比起伏目标需增加的信号噪声比约 9 dB, 而对三、四类目标则需增加约 4 dB。

为了估算在探测起伏目标时的作用距离, 则要将检测起伏目标时的信噪比损失考虑进去。已经做出了许多组曲线, 如图 5.16 所示的例子。图中每一组曲线是针对不同类型的起伏目标, 在确定 P_d 的条件下, 非相参积累的脉冲数和检测因子 D_0 的关系曲线, 以 p_{fa} 为参变量。因此根据具体的情况找到相对应的曲线, 查出符合条件的 D_0 值后代入雷达方程即可估算此时的作用距离。

3. 起伏模型的改进

目标起伏模型应尽可能符合实际目标的测量数据, 这时按模型预测的雷达作用距离才能更接近实际。由于雷达所探测目标的多样化, 除施威林的目标模型外, 希望能进一步找到更好的目标模型。

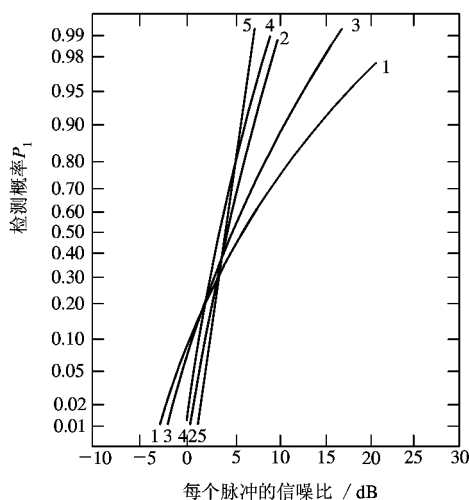
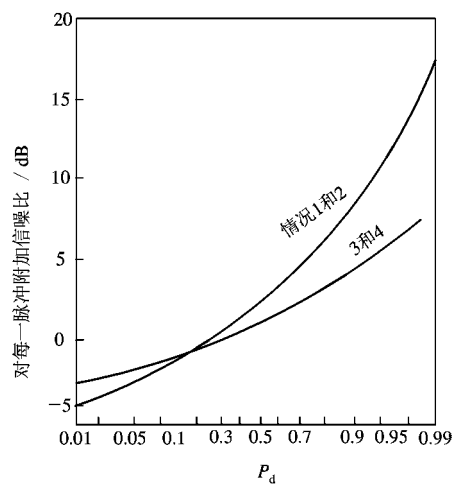


图 5.14 几种起伏信号的检测性能

(脉冲积累 $n=10$, 虚警数 $n_f=10^8$)图 5.15 达到规定 P_d 时的起伏损失

在某些应用中, $2m$ 自由度的 χ^2 分布是一个较好的模型。 χ^2 分布的概率密度函数为

$$p(\sigma) = \frac{m}{(m-1)!} \left(\frac{m\sigma}{\bar{\sigma}}\right)^{m-1} \exp\left[-\frac{m\sigma}{\bar{\sigma}}\right] \quad \sigma > 0 \quad (5.4.18)$$

$2m$ 为其自由度, 通常为整数。

施威林的目标起伏模型是 $2m$ 自由度 χ^2 分布[式(5.4.18)]中的第二个特例: 当 $m=1$ 时, 式(5.4.18)化简为指数分布如式(5.4.14), 相当于施威林的 I、II 类目标分布; 当 $m=2$ 时, 式(5.4.18)化简为式(5.4.16), 代表施威林 III、IV 型的分布。 χ^2 分布时, 截面积方差和平均值的比值等于 $m^{-1/2}$, 即 m 值越大, 起伏分量越受限制, 当 m 趋于无穷大时, 相当于不起伏目标。

用 χ^2 分布作为雷达截面积起伏的统计数学模型时, m 不一定取整数而可以是任意正实数。这个分布并不是经常和观察数据吻合的, 但在很多情况下相当接近, 而且这个模型用起来比较方便, 故在实际工作中常采用。直线飞行时, 实际飞机截面积的测量数据和 χ^2 分布很吻合, 这时, m 参数的范围大约是 0.9 到 2。参数的变化取决于视角、飞机类型和工作频率。除飞机外, χ^2 分布还用来近似其它目标的统计特性, 例如可用来描述很规则形状的物体, 一带翼的圆柱体, 这正是某些人造卫星的特征。根据姿态的不同, m 值约为 0.2~2。

此外还用对数正态分布来描述某些目标截面积的统计特性, 即

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}S_d\sigma} \exp\left\{-\frac{1}{2S_d^2}\left[\ln\left(\frac{\sigma}{\sigma_m}\right)\right]^2\right\} \quad \sigma > 0 \quad (5.4.19)$$

式中, S_d 为 $\ln(\sigma/\sigma_m)$ 的标准偏离; σ_m 为 σ 的中值; σ 的值和中值之比均为 $\exp(S_d^2/2)$ 。

这个统计模型适用于某些卫星、船舶、圆柱体平面以及阵列等。

对于 χ^2 分布、对数正态分布目标的检测性能, 也有了某些计算结果可供参考。

目标截面积 σ 的另一类起伏是莱斯(Rice)分布。在理论上它是由一个占支配地位的非

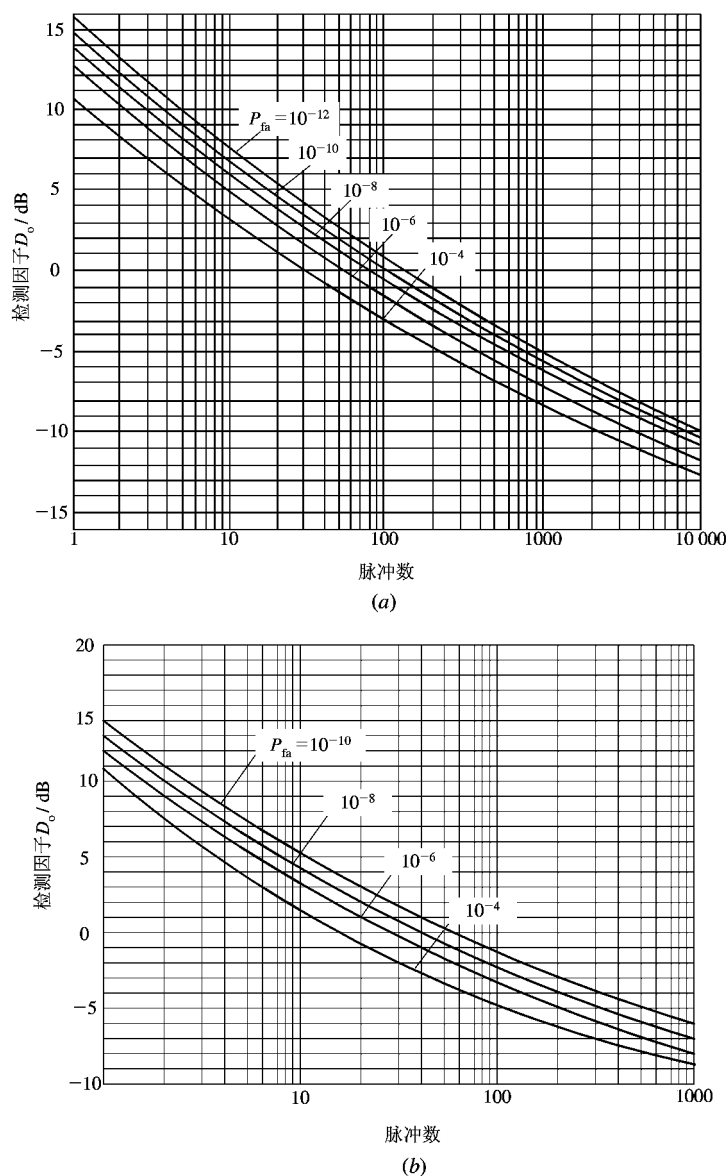


图 5.16 非相参积累时起伏目标的检测因子

(a) 非相干积累时所需信噪比(检测因子), 平方律检波, 施威林 I 型, $P_d=0.50$;

(b) 非相干积累时所需信噪比(检测因子), 平方律检波, 施威林 II 型, $P_d=0.5$

起伏成分和许多较小的随机成分组成的多散射体模型所产生的。莱斯功率分布可写成

$$p(\sigma) = (1+S)\exp\left[-S-(1+S)\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right]J_0\left[2\sqrt{S(1+S)}\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right] \quad (5.4.20)$$

$J_0(\cdot)$ 为零阶修正贝塞尔函数, S 是非起伏成分的功率与随机成分总功率之比值。当参数选择合适时, 莱斯功率分布和 χ^2 平方分布会十分近似, 可用 χ^2 平方族的结果, 对莱斯分布起伏时的性能进行估算。

实际上很难精确地描述任一目标的统计特性,因此用不同的数学模型只能是较好地估计而不能精确地预测系统的检测性能。

5.5 系 统 损 耗

实际工作的雷达系统总是有各种损耗的,这些损耗将降低雷达的实际作用距离,因此在雷达方程中应该引入损耗这一修正量。正如式(5.2.7)所表明的,用 L 表示损耗而加在雷达方程的分母中, L 是大于 1 的值,用正分贝数来表示。

损耗 L 包括许多比较容易确定的值,诸如波导传输损耗、接收机失配损耗、天线波束形状损耗等,其中由于积累不完善引起的损耗以及目标起伏引起的损耗已分别在 5.3 节和 5.4 节中讨论过,这里不再重复。损耗 L 中还包括一些不易估计的值,例如操纵员损耗、设备工作不完善损耗等,这些因素要根据经验和实验测定来估计。

下面分别讨论各类损耗。

5.5.1 射频传输损耗

当传输线采用波导时,则波导损耗指的是连接在发射机输出端到天线之间波导引起的损失,它们包括单位长度波导的损耗、每一波导拐弯处的损耗、旋转关节的损耗、天线收发开关上的损耗以及连接不良造成的损耗等。当工作频率为 3000 MHz 时,有如下典型的数据:

天线转换开关的损耗	1.5 dB
旋转关节的损耗	0.4 dB
每 30.5 m 波导的损耗(双程)	1.0 dB
每个波导拐弯损耗	0.1 dB
连接不良的损耗(估计)	0.5 dB
总的波导损耗	3.5 dB

波导损耗与波导制造的材料、工艺、传输系统工作状态以及工作波长等因素有关,通常情况下,工作波长越短,损耗越大。

5.5.2 天线波束形状损失

在雷达方程中,天线增益是采用最大增益,即认为最大辐射方向对准目标。但在实际工作中天线是扫描的,当天线波束扫过目标时收到的回波信号振幅按天线波束形状调制。实际收到的回波信号能量比假定按最大增益的等幅脉冲串时要小。当回波是振幅调制的脉冲串时,可以在计算检测性能时按调制脉冲串进行,已经有人做过这项工作。我们在这里采用的办法是利用等幅脉冲串已得到的检测性能计算结果,再加上“波束形状损失”因子来修正振幅调制的影响。这个办法虽然不够精确,但却简单实用。下面的结果适合在发现概率 $P_d \approx 0.5$ 时应用,为方便起见,对其他发现概率,也可近似采用此结果。

设单程天线功率方向图可用高斯函数近似,

$$G(\theta) = \exp[-2.78\theta^2/\theta_B^2]$$

式中, θ 是从波束中心开始测量的角度; θ_B 是半功率点波束宽度。又设 m_B 为半功率波束宽

度 θ_0 内收到的脉冲数； m 为积累脉冲数，则波束形状损失(相对于积累 m 个最大增益时的脉冲)为

$$\text{波束形状损失} = \frac{m}{1 + 2 \sum_{k=1}^{(m-1)/2} \exp(-5.55K^2/m_B^2)} \quad (5.5.1)$$

例如：积累 11 个脉冲，它们均匀地排列在 3 dB 波束宽度以内，则其损失为 1.96 dB。

以上讨论是单平面波束形状的损失，对应于扇形波束等情况。当波束内有许多脉冲进行积累时，通常对扇形波束扫描的形状损失为 1.6 dB。而当二维扫描时，形状损失取 3.2 dB。

5.5.3 叠加损失(Collapsing Loss)

我们在 5.3 节所讨论的积累，是 m 个信号脉冲的积累，确切地说，应是“信号加噪声”脉冲的积累。实际工作中，常会碰到这样的情况：参加积累的脉冲，除了“信号加噪声”之外，还有单纯的“噪声”脉冲。这种额外噪声参加积累的结果，会使积累后的信噪比变坏，这个损失称之为叠加损失 L_C 。

产生叠加损失可能有以下几种场合：在失掉距离信息的显示器(如方位-仰角显示器)上，如果不采用距离门选通，则在同一方位仰角上所有距离单元的噪声脉冲必然要参加有信号单元上的“信号加噪声”脉冲一起积累；某些三坐标雷达，采用单个平面位置显示器显示同方位所有仰角上的目标，往往只有一路有信号，其余各路是单纯的噪声；如果接收机视频带宽较窄，通过视放后的脉冲将展宽，结果在有信号距离单元上的“信号加噪声”就要和邻近距离单元上展宽后的噪声脉冲相叠加，等等。这些情况都会产生叠加损失。

马卡姆(Marcum)计算了在平方律检波条件下的叠加损失。他证明，当 m 个信噪比为 $(S/N)_m$ 的“信号加噪声”脉冲和 n 个噪声脉冲一起积累时，可以等效为 $(m+n)$ 个“信号加噪声”的脉冲积累，但每个脉冲的信号噪声比为 $m/m+n(S/N)_m$ 。这时，叠加损失可表示为

$$L_C(m, n) = \frac{(S/N)_{m, n}}{(S/N)_m} \quad (5.5.2)$$

式中， $(S/N)_{m, n}$ 是当 n 个额外噪声参加 m 个“信号加噪声”脉冲积累时，检测所需的每个脉冲的信噪比； $(S/N)_m$ 是没有额外噪声， m 个“信号加噪声”积累时，检测所需的每一个脉冲信噪比。定义重叠比

$$\rho = \frac{m+n}{m} = \frac{\text{被积累的脉冲总数}}{\text{包含信号的脉冲数}} \quad (5.5.3)$$

用检测因子 D_0 来表述叠加损失时，由于 m 个“信号加噪声”的脉冲积累后， $(S/N)_m = D_0(m)$ ，而 m 个“信号加噪声”和 n 个噪声积累可等效为 $(m+n)$ 个脉冲积累，但每个脉冲的信噪比降为 $1/\rho$ ，因此所需的检测因子(输入信噪比)为 $\rho D_0(\rho m)$ 。 $D_0(m)$ 和 $D_0(\rho m)$ 可以查有关曲线得到。叠加损失 L_C 用分贝表示时可得下式：

$$L_C(\text{dB}) = 10 \lg \frac{\rho D_0(\rho m)}{D_0(m)} \quad (5.5.4)$$

上面的结果是在平方律检波条件下得到的，有人已证明在线性检波时，叠加损失要更大一些，只有当信号脉冲积累数 m 增加时，两者的差别才减小。

5.5.4 设备不完善的损失

从雷达方程可以看出,作用距离与发射功率、接收机噪声系数等雷达设备的参数均有直接关系。

发射机中所用发射管的参数不尽相同,发射管在波段范围内也有不同的输出功率,管子使用时间的长短也会影响其输出功率,这些因素随着应用情况变化,一般缺乏足够的根据来估计其损失因素,通常用 2 dB 的数量来近似其损失。

接收系统中,工作频带范围内噪声系数值也会发生变化,如果引入雷达方程的是最好的值,则在其它频率工作时应引入适当的损失。此外,接收机的频率响应如和发射信号不匹配,也会引起失配损失。已经知道在白高斯噪声作用下,匹配滤波器是雷达信号的最佳线性处理器,它可以给出最大的信号噪声比,并且这个峰值信号噪声比等于接收信号的能量 E 的二倍比输入单边噪声功率谱密度 N_0 ,即

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{O max}} = \frac{2E}{N_0}$$

实际接收机不可能达到匹配滤波器输出的信噪比,它只能接近这个数值,因此,实际接收机比理想的匹配接收机要引入一个失配损失,这个损失的大小与采用的信号形式、接收机滤波特性有关。在第三章表 3.4 中列出了各种简单形状脉冲信号的准匹配滤波器引起的失配损失,典型的数据不到 1 dB。

表中列出的失配损失是在最佳带宽之下计算的。雷达最佳带宽在典型的简单脉冲雷达中一般认为是 $B\tau=1.37$ 。但实际上雷达并不一定采用最佳带宽工作,这是因为考虑到频率系统的不稳定性或在跟踪雷达中为了提高雷达的精度往往中频带宽比最佳带宽宽许多的缘故。接收机带宽采用非最佳带宽时信噪比损失更大,但系统试验表明, $B\tau$ 最佳值适应范围是很宽的,当带宽比最佳值大 1 倍,或小一半时附加衰减不超过 1 dB。

5.5.5 其它损失

还有一些因素会实际影响雷达的观测距离,例如:一部装有动目标显示(MTI)的雷达,对于盲速附近的目标将引入附加检测损失;信号处理中采用恒虚警(CFAR)产生的损失;当波门选择过宽,或目标不处于波门中心时都会引入附加的信噪比损失;如果由操纵员进行观测,则操作人员技术的熟练程度和不同的精神状态都会产生较大影响。

还有许多实际影响的因素,这里无法一一例举,虽然每一项的影响可能不大,但综合起来也会使雷达的性能明显减退。重要的问题是找出引起损失的各种因素,并在雷达设计和使用过程中尽量使损失减至最小。

到目前为止,我们已经将自由空间的雷达方程式(5.2.7)中各项主要参数作了必要的讨论。公式中, P_t (发射机功率)、 G_t (天线增益)、 λ (工作波长)、 B_n (接收机噪声带宽)、 F_n (接收机噪声系数)等参数在估算作用距离时均为已知值; σ 为目标散射截面积,可根据战术应用上拟定的目标来确定,在方程中先用其平均值 $\bar{\sigma}$ 代入,而后再计算其起伏损失; C_B 和损失 L 值可根据雷达设备的具体情况估算或查表;检测因子 D_0 值与所要求的检测质量(P_d, P_{fa})、积累脉冲数及积累方式(相参或非相参)、目标起伏特性等因素有关,可根据具体的条件计算或查找对应的曲线(例如图 5.9、5.10、5.16 等)找到所需的检测因子 $D_0(m)$

值。考虑了这些因素后,按雷达方程(5.2.7)式即可估算出雷达在自由空间时的最大作用距离。

雷达很少工作在近似自由空间的条件,绝大多数实际工作的雷达,都受到地面(海面)及其传播介质的影响。下一节将讨论这些影响,并将自由空间的雷达方程按实际情况予以修正。

5.6 传播过程中各种因素的影响

地面(海面)和传播介质对雷达性能的影响有三个方面:① 电波在大气层传播时的衰减;② 由大气层引起的电波折射;③ 由于地面(海面)反射波和直接波的干涉效应,使天线方向图分裂成波瓣状。

5.6.1 大气传播影响

传播影响主要包括大气传播衰减和折射现象两方面。但当有雨雪等的恶劣天气时,由于这些雨雪的散射所引起的“杂波”,往往限制了雷达的性能。关于抑制杂波问题,将在第八章集中讨论。下面分别讨论衰减和折射的影响。

1. 大气衰减

大气中的氧气和水蒸气是产生雷达电波衰减的主要原因。一部分照射到这些气体微粒上的电磁波能量被它们吸收后变成热能而损失。当工作波长短于10 cm(工作频率高于3 GHz)时必须考虑大气衰减。图5.17给出了氧和水蒸气衰减曲线。图中的实线是在大气中含氧20%,一个大气压力条件下氧的衰减情况;虚线是当大气中含1%水蒸气微粒时(7.5 g/m^3)水蒸气的吸收情况。如图所示,水蒸气的衰减谐振峰发生在22.24 GHz($\lambda = 1.35 \text{ cm}$)和大约184 GHz,而氧的衰减谐振峰则发生在60 GHz($\lambda = 0.5 \text{ cm}$)和118 GHz。当工作频率低于1 GHz(L波段)时,大气衰减可忽略。而当工作频率高于10 GHz后,频率越高,大气衰减越严重。在毫米波段工作时,大气传播衰减十分严重,因此很少有远距离的地面雷达工作在频率高于35 GHz(Ka波段)的。

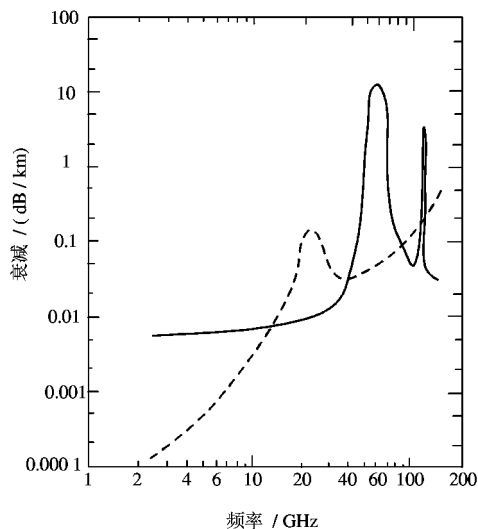


图 5.17 大气衰减曲线

随着高度的增加,大气衰减减小,因此,实际雷达工作时的传播衰减与雷达作用的距离以及目标高度有关。图5.18给出了在不同仰角时的双程衰减分贝数,它们又与工作频率有关。工作频率升高,衰减增大;而探测时仰角越大,衰减减小。

除了正常大气外,在恶劣气候条件下大气中的雨雾对电磁波也会有衰减作用。各种气

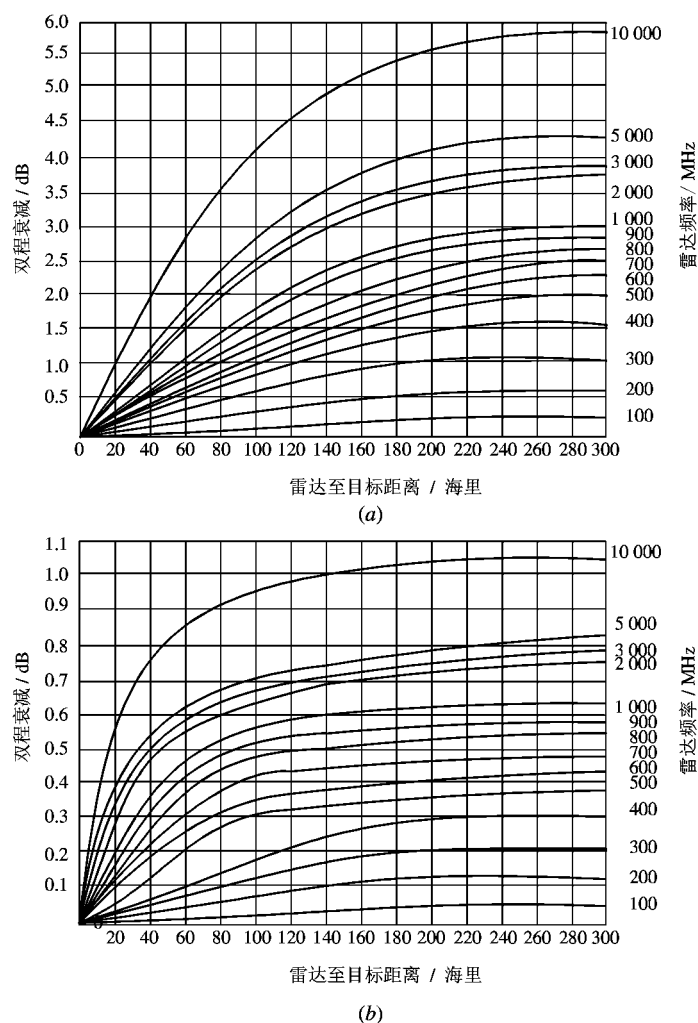


图 5.18 双程大气衰减曲线

(a) 仰角 0° 时; (b) 仰角 5° 时

候条件下衰减分贝数和工作波长的关系如图 5.19 所示。

图 5.19 中, 曲线 *a* 是微雨(雨量 0.25 mm/h); *b* 是小雨(雨量 1 mm/h); *c* 是大雨(4 mm/h); *d* 是暴雨(16 mm/h); *e* 是雾, 其浓度为能见度 600 m (含水量 0.032 g/m^3); *f* 是雾, 其浓度为能见度 120 m (含水量 0.32 g/m^3); *g* 为浓雾, 能见度为 30 m (含水量 2.3 g/m^3)。

当在作用距离全程上有均匀的传播衰减时, 雷达作用距离的修正计算方法如下所述。

考虑衰减时雷达作用距离的计算方法:

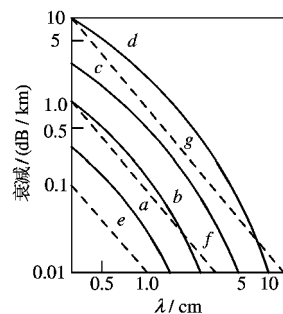


图 5.19 雨雾衰减曲线

若电波单程传播衰减为 δ dB/km, 则雷达接收机所收到的回波功率密度 S_2' 与没有衰减时功率密度 S_2 的关系为

$$10 \lg \frac{S_2'}{S_2} = \delta 2R \quad (5.6.1)$$

$$\lg \frac{S_2'}{S_2} = \frac{\delta 2R}{10}$$

$$\ln \frac{S_2'}{S_2} = 2.3 \frac{\delta 2R}{10} = 0.46\delta R$$

$$\frac{S_2'}{S_2} = e^{0.046\delta R} \quad (5.6.2)$$

考虑传播衰减后雷达方程可写成

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} e^{0.115\delta R_{\max}} \quad (5.6.3)$$

式中, δR_{\max} 为在最大作用距离情况下单程衰减的分贝数, 由式(5.6.1)知 δR_{\max} 是负分贝数(因为 S_2' 总是小于 S_2), 所以考虑大气衰减的结果总是降低作用距离。由于 δR_{\max} 和 R_{\max} 直接有关, 式(5.6.3)无法写成显函数关系式。可以采用试探法求 R_{\max} , 常常事先画好曲线供查用。

图 5.20 的曲线可供计算有传播衰减时的作用距离时查用。图中横坐标表示有衰减时的作用距离, 而纵坐标表示无衰减时的作用距离, 曲线是以单程衰减 δ (dB/km) 为参数画出的。

2. 大气折射和雷达直视距离

大气的成分随着时间、地点而改变, 而且不同高度的空气密度也不相同, 离地面越高, 空气越稀薄。因此,

电磁波在大气中传播时, 是在非均匀介质中传播的, 它的传播路径不是直线而将产生折射。大气折射对雷达的影响有两方面, 一是改变雷达的测量距离, 产生测距误差; 另一方面将引起仰角测量误差, 如图 5.21 所示。

在正常大气条件下的传播折射, 常是电波射线向下弯曲, 这是因为大气密度随高度变化的结果使折射系数随着高度增加而变小, 从而使电波传播速度随着高度的增加而变大, 电波射线向下弯曲的结果是增大了雷达的直视距离。

雷达直视距离的问题是由于地球的曲率半径引起的, 如图 5.22 所示。设雷达天线架设的高度 $h_a = h_1$, 目标的高度 $h_t = h_2$, 由于地球表面弯曲, 使雷达看不到超过直视距离以外的目标(如图 5.22 所示阴影区内)。如果希望提高直视距离, 则只有加大雷达天线的高度

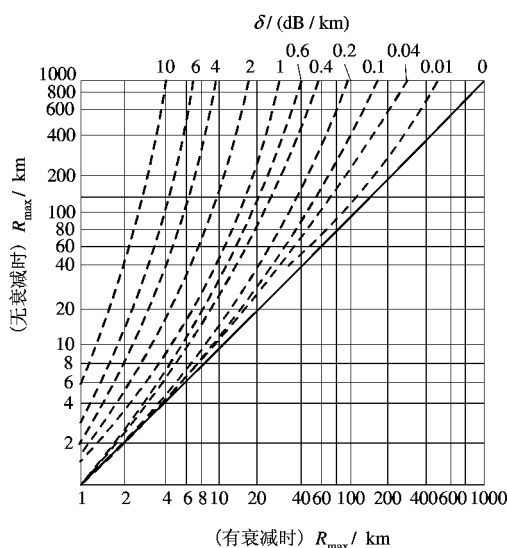


图 5.20 有衰减时作用距离计算图

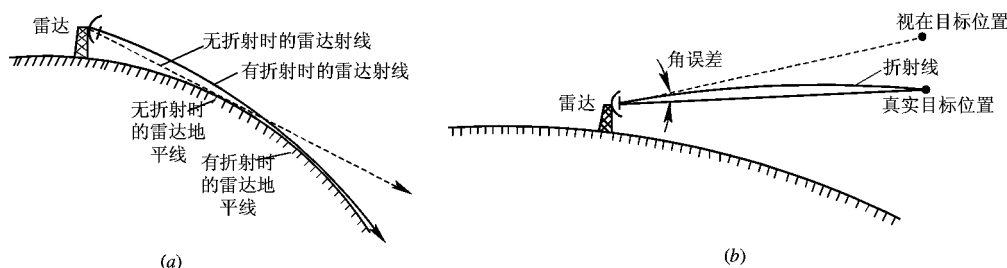


图 5.21 大气折射的影响

(往往受到限制, 特别当雷达装在舰艇上时)。当然, 目标的高度越高, 直视距离也越大, 但目标高度往往不受我们控制, 敌方目标更要利用雷达的弱点, 由超低空进入, 处于视线以下的目标, 地面雷达是不能发现的。

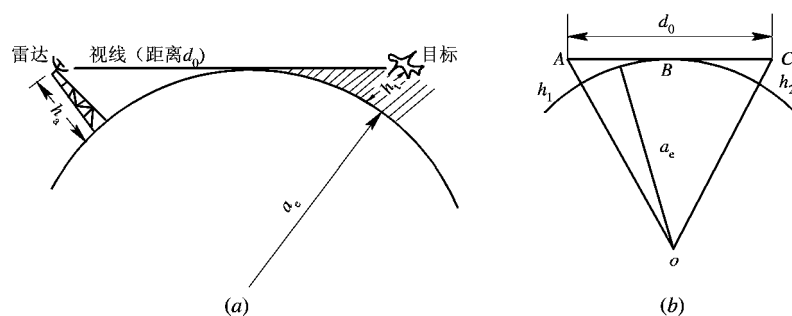


图 5.22 雷达直视距离图

(a) 雷达直视距离的几何图形; (b) 雷达直视距离计算

电波传播射线向下弯曲, 等效于增加视线距离, 如图 5.21(a) 所示。处理折射对直视距离影响的常用方法是用等效地球曲率半径 ka 来代替实际地球曲率半径 $a = 6.370 \text{ km}$, 系数 k 和大气折射系数 n 随高度的变化率 dn/dh 有关,

$$k = \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}} \quad (5.6.4)$$

通常气象条件下, dn/dh 为负值。在温度 $+15^\circ\text{C}$ 的海面以及温度随高度变化梯度为 $0.0065^\circ/\text{m}$, 大气折射率梯度为 $0.039 \times 10^{-6}/\text{m}$ 时, k 值等于 $4/3$, 这样的大气条件下等效于半径为 $a_e = ka$ 的球面对直视距离的影响,

$$a_e = \frac{4}{3}a = 8490 \text{ km}$$

a_e 为考虑典型大气折射时等效地球半径。

由图 5.22 可以计算出雷达的直视距离 d_0 为

$$\begin{aligned} d_0 &= \sqrt{(a_e + h_1)^2 - a_e^2} + \sqrt{(a_e + h_2)^2 - a_e^2} \\ &\approx \sqrt{2a_e}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) = 130(\sqrt{h_1(\text{km})}) + \sqrt{h_2(\text{km})} \\ &= 4.1(\sqrt{h_1(\text{m})} + \sqrt{h_2(\text{m})}) \end{aligned} \quad (5.6.5)$$

计算出的 d_0 单位是公里。

雷达直视距离是由于地球表面弯曲所引起的，它由雷达天线架设高度 h_1 和目标高度 h_2 决定，而和雷达本身的性能无关。它和雷达最大作用距离 R_{\max} 是两个不同的概念，如果计算结果为 $R_{\max} > d_0$ ，则说明是由于天线高度 h_1 或目标高度 h_2 限制了检测目标的距离，相反，如果 $R_{\max} < d_0$ ，则说明虽然目标处于视线以内，是可以“看到”的，但由于雷达性能达不到 d_0 这个距离而发现不了距离大于 R_{\max} 的目标。

电波在大气中传播时的折射情况与气候、季节、地区等因素有关。在特殊情况下，如果折射线曲率和地球曲率相同，这就称为超折射现象，这时等效地球半径为无限，雷达的观测距离不受视距限制，对低空目标的覆盖距离将有明显增加。

5.6.2 地面或水面反射对作用距离的影响

地面或水面的反射是雷达电波在非自由空间传播时的一个最主要的影响。在许多情况下，地面或水面可近似认为是镜反射的平面，架设在地面或水面的雷达，当它们的波束较宽时，除直射波以外，还有地面(或水面)的反射波存在，这样在目标处的电场就是直接波与反射波的干涉结果。由于直接波和反射波是由天线不同方向所产生的辐射，以及它们的路程不同，因而两者之间存在振幅和相位差：

$$\mathbf{E}_1 = \frac{245 \sqrt{P_1 \cdot G_1}}{R} \cos \omega t \quad (5.6.6)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{245 \sqrt{P_1 \cdot G_2}}{R + \Delta R} \rho \cos \left(\omega t - \theta - \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \right) \quad (5.6.7)$$

式中， \mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 分别为目标处入射波与反射波场强(mV/m)； P_1 为辐射功率(kW)； G_1 、 G_2 分别表示直接波与反射波对应的天线增益； ΔR 为直接波与反射波的波程差(km)； R 为目标与雷达站之间的距离(km)； ρ 、 θ 分别表示反射系数的模和相角。

在一般情况下满足下列条件(参考

图 5.23)：

$$h_a \ll h_1 \ll R$$

这里 h_a 为天线高度； h_1 为目标的高度，因此可以近似地认为 $\xi_1 = \xi_2$ ，当天线垂直波束最大值指向水平面时， $G_1 = G_2$ ； $\Delta R = 2h_a h_1 / R$ (这是因为 $h_a \ll h_1 \ll R$ ，到达目标的入射波和反射波可近似看成是平行的)。

目标所在处的合成场强是入射波和反射波的矢量和，可写成

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_0 &= \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \right)} \\ &= E_1 \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \right)} \end{aligned}$$

反射系数的模值 ρ 和相角 θ 由反射面的性质、擦地角 ξ 、工作频率以及电波极化等因素决定，已经得到了一些典型曲线供查用。当采用水平极化波且擦地角 ξ 较小时， $\rho \approx 1$ ， $\theta \approx 180^\circ$ ，且 $\rho\theta$ 值随 ξ 的增大变化较缓慢。此时，

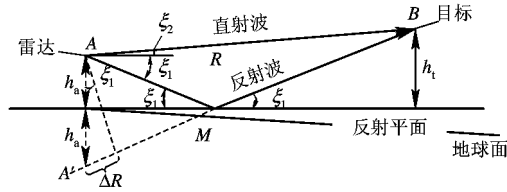


图 5.23 镜面反射影响的几何图形

$$\begin{aligned} E_0 &= E_1 \sqrt{2 - 2 \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \right)} = 2E_1 \sin \frac{\pi}{\lambda} \Delta R \\ &= 2E_1 \sin \left(\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \end{aligned} \quad (5.6.8)$$

上述干涉条件下的功率密度 E_0^2 为

$$E_0^2 = E_1^2 \left[1 + \rho^2 + 2\rho \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \right) \right] = 4D_1 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \quad (5.6.9)$$

在擦地角很小时,直射波和反射波互相抵消,从而使接近水平目标(低空和超低空)的检测十分困难。

由式(5.6.9)可得到有地面(或水面)镜反射影响时的接收功率为

$$P_r = \frac{P_t G A_r \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \left[4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \right]^2 \quad (5.6.10)$$

此时雷达最大作用距离可在式(5.6.3)基础上修改为下式:

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \left[4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right) \right]^2 \right]^{1/4} e^{0.115 \delta R_{\max}} \\ &= \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} 2 \left| \sin \left(\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R_{\max}} \right) \right| e^{0.115 \delta R_{\max}} \end{aligned} \quad (5.6.11)$$

由式(5.6.11)看出,由于地面反射影响,使雷达作用距离随目标的仰角呈周期性变化,地面反射的结果使天线方向图产生花瓣状,见图 5.24。现在讨论式(5.6.11):

$$(1) \text{ 当 } \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2} \dots \text{ 时, } \left| \sin \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \right| =$$

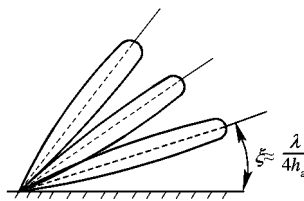


图 5.24 镜面反射的干涉效应

1, 雷达作用距离比没有反射时提高 1 倍, 这是有利的。

(2) 当 $2\pi \frac{h_a h_t}{\lambda R} = 0, \pi, 2\pi, \dots$ 时, $\sin \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} = 0$, 雷达不能发现目标, 对于这样的仰角方向称为“盲区”。

当 $\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} = \frac{\pi}{2}$ 时, 出现第一个波瓣的最大值, 此时仰角为 $\sin \xi \approx \frac{h_t}{R} = \frac{\lambda}{4h_a} \approx \xi$ 。

出现盲区使我们不能连续观察目标。减少盲区影响的方法有 3 种。

① 采用垂直极化, 垂直极化波的反射系数与 ξ 角有很大关系, 仅在 $\xi < 2$ 度时满足 $\rho = 1, \theta = 180^\circ$, 由于这个原理使天线在垂直平面内的波瓣的盲区宽度变窄一些。见图 5.25。

② 采用短的工作波长, λ 减小时波瓣数加多, 当波长减小到厘米波时, 地面反射接近于漫反射而不是镜反射, 可忽略其反射波干涉的影响。

上面的分析均将地球面近似于反射平面, 这种假设适用于天线高度较低以及目标仰角足够大的情况, 否则应采用球面反射坐标来分析, 以得到正确的结果。

镜反射是理想的光滑反射面(地面或水面), 实际的地面是凹凸不平的, 而水面上会有浪潮, 因而均是粗糙平面。粗糙的反射面将会使镜反射的分量减小, 同时还增加漫反射的成分。下面讨论对反射面粗糙度的衡量问题。

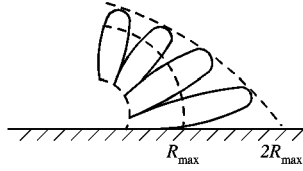


图 5.25 垂直极化波瓣图

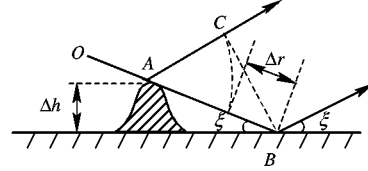


图 5.26 地面粗糙(不平)的影响

从图 5.26 可看出，若地面不平量为 Δh ，则由于 Δh 引起的两路反射波的距离差为

$$\Delta r = AB \left[1 - \sin \left(\frac{\pi}{2} - 2\xi \right) \right] = 2\Delta h \sin \xi \quad (5.6.12)$$

由此引起的相位差为

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2\Delta h \sin \xi$$

从类似光学的观点知道，只有当 $\Delta \varphi \leq \frac{\pi}{4} \sim \frac{\pi}{2}$ 时，才能把反射近似看成平面反射，亦即地面起伏 Δh 应满足以下条件：

$$\Delta h \leq \frac{\lambda}{(8 \sim 16) \sin \xi} \quad (5.6.13)$$

若 $\lambda = 10 \text{ cm}$ ， $\xi = 10^\circ$ ，则 $\Delta h \leq 3.6 \sim 7.2 \text{ cm}$ 。地面起伏超出这个范围时地面反射主要为漫反射，其反射系数的模 ρ 变得很小，以致可以忽略不计。

③ 采用架高不同的分层天线使盲区互相弥补，这种方法的缺点是使天线复杂了。

(3) 第一波瓣仰角 $\xi_0 = \lambda / (4h_a)$ ，当目标仰角低于 ξ_0 而满足 $2\pi h_a h_t / (\lambda R) \leq 0.1$ 时，

$$\sin \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \approx \frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R} \quad (5.6.14)$$

于是式(5.6.11)雷达方程变成

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/4} 4 \frac{\pi h_a h_t}{\lambda R_{\max}} e^{0.1156 R_{\max}^2}$$

即

$$R_{\max} = \left(\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right)^{1/8} \left(\frac{4\pi h_a h_t}{\lambda} \right)^{1/2} e^{0.1156 R_{\max}^2} \quad (5.6.15)$$

从式(5.6.15)可看出，随目标高度的降低， R_{\max} 迅速下降，满足式(5.6.15)条件的目标称为低仰角目标，在低仰角时， R_{\max} 与 P_t 和 P_r 分别呈 8 次方根正反比关系，地面反射将使雷达观察低仰角目标十分困难。

还要指出，当采用垂直极化时，对于在仰角上第一波瓣来说，地面反射系数不是 $\rho = 1$ ， $\theta = 180^\circ$ ，而是 $\theta < 180^\circ$ ，将式(5.6.9)中的 θ 用 $\pi + (\theta - \pi)$ 代入，很容易推出，这时第一副瓣仰角将比 $\theta = 180^\circ$ 时增加一个量值

$$\Delta \xi = \frac{\lambda}{4h_a} \frac{\pi - \theta}{\pi} \quad (5.6.16)$$

即仰角更高，所以架设在地面上观测低空或海面的雷达很少采用垂直极化波，而架设在飞机上观测低空和海面的搜索雷达有时采用垂直极化波。

5.7 雷达方程的几种形式

雷达方程明确地表示出影响雷达作用距离的诸因素及其相互关系。本节将讨论二次雷达方程、双基地雷达方程，深入地研究影响一次雷达检测能力的本质因素，推导出搜索雷达和跟踪雷达方程以及讨论干扰条件下的雷达方程。

5.7.1 二次雷达方程

二次雷达与一次雷达不同，它不像一次雷达那样依靠目标散射的一部分能量来发现目标，二次雷达是在目标上装有应答器(或目标上装有信标，雷达对信标进行跟踪)，当应答器收到雷达信号以后，发射一个应答信号，雷达接收机根据所收到的应答信号对目标进行检测和识别。可以看出，二次雷达中，雷达发射信号或应答信号都只经过单程传输，而不像在一次雷达中，发射信号经双程传输后才能回到接收机。下面推导二次雷达方程。

设雷达发射功率为 P_t ，发射天线增益为 G_t ，则在距雷达 R 处的功率密度为

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (5.7.1)$$

若目标上应答机天线的有效面积为 A_r' ，则其接收功率为

$$P_r = S_1 A_r' = \frac{P_t G_t A_r'}{4\pi R^2} \quad (5.7.2)$$

引入关系式 $A_r' = \frac{\lambda^2 G_r'}{4\pi}$ ，则可得

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r' \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (5.7.3)$$

当接收功率 P_r 达到应答机的最小可检测信号 $S_{i\min}'$ 时，二次雷达系统可能正常工作，亦即当 $P_r = S_{i\min}'$ 时，雷达有最大作用距离 R_{\max} ，

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t' G_t G_r' \lambda^2}{(4\pi)^2 S_{i\min}'} \right]^{1/2} \quad (5.7.4)$$

应答机检测到雷达信号后，即发射其回答信号，此时雷达处于接收状态。设应答机的发射功率为 P_t' ，天线增益为 G_t' ，雷达的最小可检测信号为 $S_{i\min}$ ，则同样可得到应答机工作时的最大作用距离为

$$R_{\max}' = \left[\frac{P_t' G_t' G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 S_{i\min}} \right]^{1/2} \quad (5.7.5)$$

因为脉冲工作时的雷达和应答机都是收发共用天线，故 $G_t G_r' = G_r C_t'$ 。为了保证雷达能够有效地检测到应答器的信号，必须满足：

$$R_{\max}' \geq R_{\max} \quad \text{或} \quad \frac{P_t'}{S_{i\min}'} \geq \frac{P_t}{S_{i\min}}$$

实际上，二次雷达系统的作用距离由 R_{\max} 和 R_{\max}' 二者中的较小者决定，因此设计中使二者

大体相等是合理的。

二次雷达的作用距离与发射机功率、接收机灵敏度的二次方根分别成正、反比关系，所以在相同探测距离的条件下，其发射功率和天线尺寸较一次雷达明显减小。

5.7.2 双基地雷达方程

双基地雷达是发射机和接收机分置在不同位置的雷达。收发之间的距离 R_b 较远，其值可和雷达的探测距离相比。双基地雷达方程可以用和单基地方程完全相同的办法推导。设目标距离发射机的距离为 R_t ，目标经发射功率照射后在接收机方向也将产生散射功率，其散射功率的大小由双基地雷达截面积 σ_b 来决定，如果目标离接收站的距离为 R_r ，则可得双基地雷达方程为

$$(R_t R_r)_{\max} = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \sigma_b \lambda^2 F_t^2 F_r^2}{(4\pi)^3 k T_0 F_n D_0 C_B L} \right]^{1/2} \quad (5.7.6)$$

式中， F_t, F_r 分别为收发天线的方向图传播因子，它主要考虑反射面多径效应产生的干涉现象，如 5.6.2 节所讨论。

从式(5.7.6)看，似乎在 R_t, R_r 两值中一个非常小时，另一个可以任意大；事实上，由于几何结构上的原因， R_t 和 R_r 受到以下两个基本限制：

$$|R_t - R_r| \leq R_b \quad (5.7.7)$$

$$R_t + R_r \geq R_b \quad (5.7.8)$$

此处实际雷达观测时，目标均处于天线的远场区。

当无多径效应而 $F_t = F_r = 1$ ，且式(5.7.6)中各项均不改变时，乘积 $R_t R_r = C$ (常数)所形成的几何轮廓在任何含有发射—接收轴线的平面内都是 Cassini 卵形线。双基地雷达探测的几何关系较单基地雷达要复杂得多。

双基地雷达方程中另一个特点是采用双基地雷达截面积 σ_b 。目标的单基地雷达截面积是由目标的后向散射决定的，它是姿态角(即观测目标的方向)的函数， $\sigma_m = \sigma_m(\theta, \varphi)$ 。双基地雷达截面积不是由后向散射决定的，它是收、发两地姿态角的函数，即 $\sigma_b = \sigma_b(\theta_t, \varphi_t; \theta_r, \varphi_r)$ 。

已经有人研究过几种标准形状目标的单基地和双基地雷达截面之间的关系，并得出了一些结论。至于对于复杂目标(飞机，舰船等)，它们的 σ_m 和 σ_b 之间究竟是什么关系，还有哪些特殊的问题等，都是需要进一步进行研究和探讨的。

5.7.3 用信号能量表示的雷达方程

在推导自由空间雷达方程时，首先得到的是以发射功率 P_t 表示的雷达方程：

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N} \right)_{\min}} \right]^{1/4} = \left[\frac{P_t A_t A_r \sigma}{4\pi \lambda^2 k T_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N} \right)_{\min}} \right]^{1/4}$$

从上式中可以看出，如果发射和接收天线的增益一定，由于增益 G 和天线有效面积 A 满足以下关系：

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

则波长愈短，天线有效面积 A 愈小，最大作用距离正比于波长 λ 的开方；反之， A_t 和 A_r 一

定时, R_{\max} 反比于波长 λ 的开方。

正如式(5.2.4)所示, 最小可检测信号 $S_{i\min}$ 为

$$S_{i\min} = kT_0 B_n F_n \left(\frac{S}{N} \right)_{o\min}$$

而当检波器输入端信噪比 $(S/N)_{o\min}$ 用检测因子 $D_0 = (E_r/N_0)_{\min}$ 表示时, 如果信号为简单脉冲, 则可得最小可检测信号 $S_{i\min}$ 用能量表示的关系式为

$$S_{i\min} = kT_0 F_n \left(\frac{E_r}{N_0} \right)_{\min} \frac{1}{\tau} = kT_0 F_n D_0 \frac{1}{\tau}$$

将此式代入原雷达方程后, 即可得到通用的用信号能量 $E_t = P_t \tau$ 表示的雷达方程式即式(5.2.7)。检测因子 D_0 定义于中频滤波器是匹配滤波, 而 C_B 表明中频滤波器失配的影响。这个方程表明, 提高发射机发射能量才能提高接收机的接收能量, 这是收发系统改善作用距离的根本途径。提高发射能量的办法是提高脉冲功率或加大脉冲宽度 τ 。增加脉冲功率受发射管和传输线容量的限制, 简单地增大脉冲宽度将会使距离分辨力变差。因而要寻找和采用新的信号型式, 它应同时具有大的信号宽度和高的距离分辨力, 例如线性调频信号、离散编码信号等时宽带宽积信号(可压缩信号)。由于匹配滤波器输出端最大信噪比正比于信号能量, 因此以上推出的方程适用于各种信号形式。

已经知道, 当 M 个等幅脉冲相参积累后可将信噪功率比提高为原来的 M 倍, 从而使检测因子 $D_0(M)$ 降低到 $1/M$, 即 $D_0(M) = \frac{D_0(1)}{M}$ 。将相参积累后的关系式代入雷达方程, 可得

$$R_{\max} = \left[\frac{E_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 F_n D_0(M) C_B} \right]^{1/4} = \left[\frac{M E_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 k T_0 F_n D_0(1) C_B} \right]^{1/4} \quad (5.7.9)$$

即由总能量 $M E_t$ 来决定雷达的探测距离。当单个脉冲能量 E_t 一定时, 为获得 M 个脉冲积累需要耗费时间资源。

5.7.4 搜索雷达方程

搜索雷达的任务是在指定空域进行目标搜索。设整个搜索空域的立体角为 Ω , 天线波束所张的立体角为 β , 扫描整个空域的时间为 T_f , 而天线波束扫过点目标的驻留时间为 T_d , 则有

$$\frac{T_d}{T_f} = \frac{\beta}{\Omega} \quad (5.7.10)$$

现在讨论上述应用条件下, 雷达参数如何选择最为合理。举例来说, 天线增益加大时, 一方面使收发能量更集中, 有利于提高作用距离, 但同时天线波束 β 减小, 扫过点目标的驻留时间缩短。可利用的脉冲数 M 减小, 这又是不利于发现目标的。下面具体地分析各参数之间的关系。

波束张角 β 和天线增益 G 的关系为 $\beta = \frac{4\pi}{G}$, 代入式(5.7.10), 得到

$$\frac{4\pi}{G} = \frac{\Omega T_d}{T_f} \text{ 或 } G = \frac{4\pi T_f}{\Omega T_d} \quad (5.7.11)$$

将上述关系代入雷达方程式(5.2.7), 并用脉冲功率 P_t 与平均功率 P_{av} 的关系 $P_t = P_{av} T_f / \tau$

置换后得

$$R_{\max} = \left[(P_{\text{av}} G_t) \frac{T_f}{\Omega} \frac{\sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 k T_0 F_n D_0 C_B L \cdot T_d f_r} \right]^{1/4} \quad (5.7.12)$$

式中, $T_r = 1/f_r$, 为雷达工作的重复周期。天线驻留时间的脉冲数 $M = T_d f_r$, 天线增益 G 和有效面积 A 的关系为 $G = 4\pi A/\lambda^2$ 。将这些关系式代入式(5.7.12), 并注意到 MD_0 乘积的含义, 此时的 D_0 应是积累 M 个脉冲后的检测因子 $D_0(M)$ 。如果是理想的相参积累, 则 $D_0(M) = D_0(1)/M$, $MD_0(M) = D_0(1)$ (在非相参积累时效率稍差)。考虑了以上关系式的雷达搜索方程为

$$R_{\max} = \left[(P_{\text{av}} A) \frac{T_f}{\Omega} \frac{\sigma}{4\pi k T_0 f_n D_0(1) C_B L} \right]^{1/4} \quad (5.7.13)$$

式(5.7.13)常称为搜索雷达方程。此式表明, 当雷达处于搜索状态工作时, 雷达的作用距离取决于发射机平均功率和天线有效面积的乘积, 并与搜索时间 T_f 和搜索空域 Ω 比值的四次方根成正比, 而与工作波长无直接关系。这说明对搜索雷达而言应着重考虑 $P_{\text{av}} A$ 乘积的大小。平均功率和天线孔径乘积的数值受各种条件约束和限制, 各个波段所能达到的 $P_{\text{av}} A$ 值也不相同。此外, 搜索距离还和 T_f 、 Ω 有关, 允许的搜索时间加大或搜索空域减小, 均能提高作用距离 R_{\max} 。

5.7.5 跟踪雷达方程

跟踪雷达在跟踪工作状态时是在 t_0 时间内连续跟踪一个目标, 若在距离方程式(5.2.7)中引入关系式: $P_t \tau = P_{\text{av}} T_r$, $MT_r = t$, 相参积累时的 $MD_0(M) = D_0(1)$ 以及 $G = 4\pi A/\lambda^2$, 则跟踪雷达方程可化简为以下形式:

$$R_{\max} = \left[P_{\text{av}} A_r \frac{A_t}{\lambda^2} \frac{t_0 \sigma}{4\pi k T_0 F_n D_0(1) C_B L} \right]^{1/4} \quad (5.7.14)$$

如果在跟踪时间内采用非相参积累, 则 R_{\max} 将会有所下降。

式(5.7.14)是在连续跟踪单个目标的雷达方程。由该式可见, 要提高雷达跟踪距离, 也需要增大平均功率和天线有效面积的乘积 $P_{\text{av}} A_r$, 同时要加大跟踪时间 t_0 (脉冲积累时间)。也可看出, 在天线孔径尺寸相同时, 减小工作波长 λ , 也可以增大跟踪距离。选用较短波长时, 同样天线孔径可得到较窄的天线波束, 对跟踪雷达, 天线波束愈窄, 跟踪精度愈高。故一般跟踪雷达倾向于选择较短的工作波长。

5.7.6 干扰环境下的雷达方程

雷达工作的环境除受到自然条件的影响以外, 常常还受到人为的干扰, 特别是军用雷达, 常常受到敌方干扰机施放的干扰信号的干扰, 称为有源干扰或积极干扰。有时受到散布在空间的金属带等反射形成的干扰, 这种干扰称为无源干扰或消极干扰。干扰的结果使雷达发现目标困难或使雷达发现目标的距离大大减小。

1. 有源干扰环境中雷达的作用距离

设干扰机的发射功率为 P_j , 干扰频带为 Δf_j , 干扰机正对雷达方向的增益为 G_j , 干扰机到雷达的距离为 R_j , 雷达天线对着干扰机方向的有效面积为 A_r' , 则雷达接收到干扰的功率为

$$P_{\text{ij}} = \frac{P_{\text{j}} G_{\text{j}} A_{\text{r}}'}{4\pi R_{\text{j}}^2} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{j}}} \quad (5.7.14a)$$

式中, Δf 为雷达接收机带宽, 它一般小于 Δf_{j} 。式(5.7.14a)可改写为

$$P_{\text{ij}} = \frac{P_{\text{j}} G_{\text{j}} G_{\text{r}}' \lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{j}}^2} \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{j}}} \quad (5.7.14b)$$

这里, G_{r} 为雷达天线对着干扰机方向的增益, $G_{\text{r}}' = \frac{4\pi A_{\text{r}}'}{\lambda^2}$ 。雷达接收到目标的功率为

$$P_{\text{r}} = \frac{P_{\text{i}} G_{\text{i}} G_{\text{r}} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (5.7.15)$$

干扰信号与目标信号同时进入雷达接收机, 两者的功率为(由于干扰信号往往很强, 可忽略接收机内部噪声)

$$\frac{P_{\text{r}}}{P_{\text{ij}}} = \frac{P_{\text{i}} G_{\text{i}} G_{\text{r}} \sigma R_{\text{j}}^2 \Delta f_{\text{j}}}{P_{\text{j}} G_{\text{j}} G_{\text{r}}' 4\pi R^4 L \Delta f} \quad (5.7.16)$$

当目标本身带有干扰机时, $R_{\text{j}} = R$, $G_{\text{r}}' = G_{\text{r}}$, $\sigma_{\text{j}} = \sigma$, 则

$$\frac{P_{\text{r}}}{P_{\text{ij}}} = \frac{P_{\text{i}} G_{\text{i}} \sigma_{\text{j}} \Delta f_{\text{j}}}{P_{\text{j}} G_{\text{j}} 4\pi R^2 L \Delta f} \quad (5.7.17)$$

这时雷达天线的主瓣对准干扰机。为了在这种情况下发现目标, 要求 $P_{\text{r}}/P_{\text{ij}}$ 足够大, 并达到检测所需要的信杂比 $(P_{\text{r}}/P_{\text{ij}})_{\text{s}}$, 此时相应的作用距离为

$$R_{\text{ss}}^2 = \frac{P_{\text{i}} G_{\text{i}} \sigma_{\text{j}} (\Delta f)_{\text{j}}}{4\pi \Delta f L P_{\text{j}} G_{\text{j}}} \frac{1}{\left(\frac{P_{\text{r}}}{P_{\text{ij}}}\right)_{\text{s}}} \quad (5.7.18)$$

其中每赫兹的干扰功率用 P_{p} 表示,

$$P_{\text{p}} = \frac{P_{\text{j}}}{\Delta f_{\text{j}}} \quad (5.7.19)$$

$$a^2 = \frac{P_{\text{i}} G_{\text{i}}}{4\pi \Delta f L} \frac{1}{\left(\frac{P_{\text{r}}}{P_{\text{ij}}}\right)_{\text{s}}} \quad (5.7.20)$$

$$R_{\text{ss}} = a \left(\frac{\sigma_{\text{j}}}{P_{\text{p}} G_{\text{j}}} \right)^{1/2} \quad (5.7.21)$$

式(5.7.21)中, a 是与雷达有关的参数, 第二个因素是与带干扰机的目标有关的参数。称 R_{ss} 为自屏蔽距离, 当目标大于这个距离时雷达不能发现目标, 小于这个距离时雷达具有防卫能力。从式(5.7.21)可以看出, R_{ss} 与 P_{p} 的二次方根成反比, 干扰机的功率密度 P_{p} 越大, R_{ss} 越小。由于 R_{ss} 与 P_{p} 的二次方根成反比例关系, 因此需要干扰机的功率比雷达的功率小很多。

如果目标上不带有干扰机, 则干扰机与目标处在不同的距离, 不同的方向。我们以 R_{i} 表示干扰机的距离, R 表示目标的距离, 按照式(5.7.16), $(P_{\text{r}}/P_{\text{ij}})$ 用雷达检测所需要的信号干扰比 $(P_{\text{r}}/P_{\text{ij}})_{\text{s}}$ 代入。这时, R 对应为目标的作用距离 R_{s} ,

$$R_{\text{s}}^4 = R_{\text{ss}}^2 R_{\text{j}}^3 \frac{G_{\text{r}} \sigma}{G_{\text{r}} \sigma_{\text{j}}} \quad (5.7.22)$$

由于干扰机与目标在不同的方向, 当雷达天线对准目标时, 干扰方向的增益 $G_{\text{r}}' < G$, 或干

扰机处在雷达的旁瓣内，因而在式(5.7.22)中， R_s 表示雷达副瓣受到干扰时，主瓣方向对准截面积为 σ 的目标的作用距离。

2. 无源干扰环境中雷达的作用距离

无源干扰的主要形式是环境杂波和敌方施放的金属带条。它们相当于无源偶极子对雷达辐射的电磁波形成强反射，从而使雷达观测目标发生困难。

如果被雷达照射的无源干扰区的有效反射面积为 σ_c ，则按照雷达基本方程式(5.1.6)得接收功率为

$$P_c = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (5.7.23)$$

L 为雷达系统的各种损耗。当干扰是偶极子时，设偶极子数目为 N ，每一偶极子的平均有效截面积为 σ_d ，整个偶极子散布在空间体积为 V_c 内，雷达的分辨空间体积为 V (设 $V < V_c$)，则干扰的有效截面积为

$$\sigma_c = \frac{\sigma_d N}{V_c} V = \bar{\sigma} V \quad (5.7.24)$$

式中， $\bar{\sigma} = \sigma_d N / V_c$ 为单位体积的平均截面积。

如果雷达的脉冲宽度为 τ ，半功率波瓣宽度为 θ_a 和 θ_φ ，则在距离 R 处，雷达的分辨体积为

$$V \approx \frac{1}{2} c \tau R^2 \theta_a \theta_\varphi \quad (5.7.25)$$

式中， c 为电磁波传播速度。

由式(5.7.24)和式(5.7.25)得

$$\sigma_c = \bar{\sigma} \frac{1}{2} c \tau R^2 \theta_a \theta_\varphi \quad (5.7.26)$$

$\theta_a \theta_\varphi$ 为天线波瓣的立体角，根据天线理论，它近似等于 $4\pi/G$ 。 G 是天线增益，代入式(5.7.26)，有

$$\sigma_c = \bar{\sigma} \frac{1}{2} c \tau R^2 \frac{4\pi}{G} \quad (5.7.27)$$

将式(5.7.27)代入式(5.7.23)中得

$$P_c = \frac{P_t G_t \lambda^2 \bar{\sigma} \left(\frac{1}{2} c \tau \right)}{(4\pi)^2 R^2 L} \quad (5.7.28)$$

式(5.7.28)可以用来计算雷达对体分布于扰区的作用距离(当 $P_c/N_i = M$ 时)，即

$$R = \left[\frac{P_t G_t \lambda^2 \bar{\sigma} \left(\frac{1}{2} c \tau \right)}{(4\pi)^2 L M N_i} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.7.29)$$

由于雨、雪、云块也是由小的反射组成的大量的分布目标，因而式(5.7.29)可以用来估算雷达对气象目标的作用距离。由于式中 R 与发射功率 P_t 是二次方的关系，因此雷达探测气象目标比探测点目标需要的功率小。

如果有用目标处在无源干扰区之中，则对雷达目标的探测距离取决于目标回波信号与干扰回波的信杂比。设 S_o 为接收机输出端目标功率， C_o 为输出端干扰功率， σ 为目标有效面积， $V < V_c$ ，则

$$\frac{S_o}{C_o} = \frac{\sigma V_c}{\sigma_d N V} = \frac{\sigma}{\sigma V} \quad (5.7.30)$$

由于 $V = (1/2)c\tau(R^2\theta_a\theta_\varphi)$, 代入上式可求出

$$R = \left[\frac{\sigma V_c}{\sigma_d N \frac{1}{2} c \tau \theta_a \theta_\varphi \left(\frac{S_o}{C_o} \right)} \right] \quad (5.7.31)$$

上面讨论分布体杂波或干扰的情况, 对于面杂波而言, 其截面积可以用单位面积内的截面积 σ^0 表示, 因而总的杂波截面积为

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

A 为照射面积, 其横向范围取决于雷达水平波束宽度 θ_a 。如果脉冲雷达以某个倾角观测散射表面, 使面积 A 的距离范围取决于脉冲宽度 τ , 则距离尺寸为 $(c\tau/2)\sec\psi$, 其中, ψ 为入射余角, 于是

$$A = \frac{R\theta_a c\tau}{2} \sec\psi \quad (5.7.32)$$

此时接收机输出端的信号杂波功率比为

$$\frac{S}{C} = \frac{\sigma_i F^I}{\sigma^0 R \theta_a \left(\frac{c\tau}{2} \right) \sec\psi} \quad (5.7.33)$$

F^I 是考虑雷达收发天线方向图因镜面反射而产生的修改因子。

给出检测所需的 $(S/C)_{\min}$, 即可得到距离方程为

$$R_{\max} = \frac{\sigma_i F^I}{\sigma^0 \theta_a \left(\frac{c\tau}{2} \right) \sec\psi \left(\frac{S}{C} \right)_{\min}} \quad (5.7.34)$$

由于 σ^0 、 ψ 等均与作用距离有关, 故上式还不能直接作为实际用的距离方程。

应当指出, 上述无源干扰环境中的雷达作用距离是在没有采用反干扰措施下推导的, 现代雷达都有各种各样的反干扰设备, 通过这些设备可以大大改善信号与干扰功率比, 作用距离会得到改善, 因此当有反干扰设备时, 作用距离的计算应做相应修改。

对于杂波背景下的雷达作用距离, 由于杂波比噪声强得多, 因而可忽略接收机热噪声的影响; 对于 MTI 雷达和脉冲多卜勒雷达, 由于其对杂波有很强的抑制能力, 因此最终限制雷达作用距离的因素将是经过杂波滤波以后的剩余杂波。在这些情况下的雷达作用距离这里将不一一推导。

主要参考文献

- [1] Skolnik M I. Introduction to Radar System. Second Edition. New York: McGraw - Hill Book Com. 1980
- [2] Barton D K. Radar System Analysis. London: Prentice - Hall, Inc, 1964
- [3] F E Nathanson. Radar Design Principles. New York: McGraw - Hill Book Com. Inc, 1969
- [4] Berkowitz R S. Modern Radar Analysis, Evaluation and System Ddesign. John Wiley & Sons. Inc, 1965
- [5] Skolnik M I. Radar HandBook. Second Edition. New York: McGraw - Hill, 1990
- [6] Blake L V. 雷达距离性能分析. 南京: 电子部 14 研究所译

第 6 章 目标距离的测量

测量目标的距离是雷达的基本任务之一。无线电波在均匀介质中以固定的速度直线传播(在自由空间传播速度约等于光速 $c = 3 \times 10^8$ km/s)。图 6.1 中, 雷达位于 A 点, 而在 B 点有一目标, 则目标至雷达站的距离(即斜距) R 可以通过测量电波往返一次所需的时间 t_R 得到, 即

$$\begin{cases} t_R = \frac{2R}{c} \\ R = \frac{1}{2} c t_R \end{cases} \quad (6.0.1)$$

而时间 t_R 也就是回波相对于发射信号的延迟, 因此, 目标距离测量就是要精确测定延迟时间 t_R 。根据雷达发射信号的不同, 测定延迟时间通常可以采用脉冲法、频率法和相位法。下面分别讨论之。

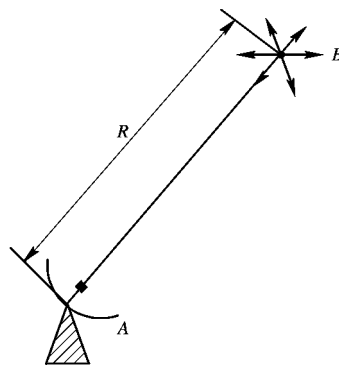


图 6.1 目标距离的测量

6.1 脉冲法测距

6.1.1 基本原理

在常用的脉冲雷达中, 回波信号是滞后于发射脉冲 t_R 的回波脉冲, 如图 6.2 所示。在雷达显示器上, 由收发开关泄漏过来的发射能量, 通过接收机并在显示器荧光屏上显示出来(称为主波)。绝大部分发射能量经过天线辐射到空间。辐射的电磁波遇到目标后将产生

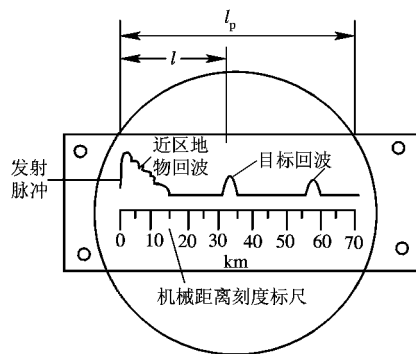


图 6.2 具有机械距离刻度标尺的显示器荧光屏画面

反射。由目标反射回来的能量被天线接收后送到接收机，最后在显示器上显示出来。在荧光屏上目标回波出现的时刻滞后于主波，滞后的时间就是 t_R ，测量距离就是要测出时间 t_R 。

回波信号的延迟时间 t_R 通常是很短促的，将光速 $c=3 \times 10^5$ km/s 的值代入式(6.0.1)后得到

$$R = 0.15 t_R \quad (6.1.1)$$

其中 t_R 的单位为 μs ，测得的距离其单位为 km，即测距的计时单位是微秒。测量这样量级的时间需要采用快速计时的方法。早期雷达均用显示器作为终端，在显示器画面上根据扫描量程和回波位置直接测读延迟时间。

现代雷达常常采用电子设备自动地测读回波到达的延迟时间 t_R 。

有两种定义回波到达时间 t_R 的方法，一种是以目标回波脉冲的前沿作为它的到达时刻；另一种是以回波脉冲的中心(或最大值)作为它的到达时刻。对于通常碰到的点目标来讲，两种定义所得的距离数据只相差一个固定值(约为 $\tau/2$)，可以通过距离校零予以消除。如果要测定目标回波的前沿，由于实际的回波信号不是矩形脉冲而近似为钟形，此时可将回波信号与一比较电平相比较，把回波信号穿越比较电平的时刻作为其前沿。用电压比较器是不难实现上述要求的。用脉冲前沿作为到达时刻的缺点是容易受回波大小及噪声的影响，比较电平不稳也会引起误差。

后面讨论的自动距离跟踪系统，通常采用回波脉冲中心作为到达时刻。在搜索型雷达中，也可以测读回波中心到达的时刻，图 6.3 是采用这种方法的一个原理方框图，来自接

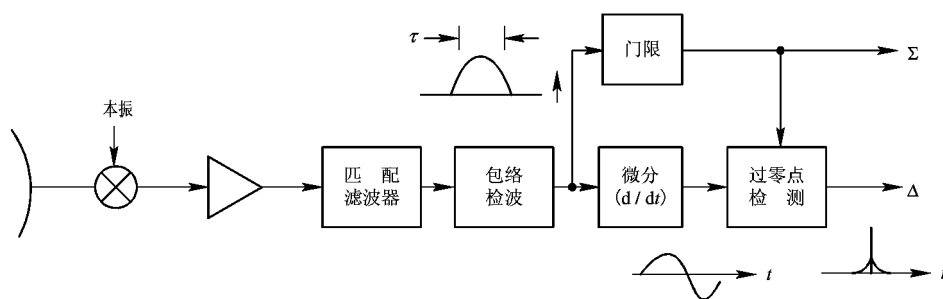


图 6.3 回波脉冲中心估计

收机的视频回波与门限电平 U_0 在比较器里作比较，输出宽度为 τ 的矩形脉冲，该脉冲作为和支路(Σ)的输出；另一路由微分电路和过零点检测器组成，当微分器的输出经过零值时便产生一个窄脉冲，该脉冲出现的时间正好是回波视频脉冲的最大值，通常也是回波脉冲的中心。这一支路如框图上所标的差(Δ)支路。和支路脉冲加到过零点检测器上，选择出回波峰值所对应的窄脉冲而防止由于距离副瓣和噪声所引起的过零脉冲输出。

对应回波中心的窄脉冲相对于等效发射脉冲的延迟时间可以用高速计数器或其它设备测得，并可转换成距离数据输出。

6.1.2 影响测距精度的因素

雷达在测量目标距离时，不可避免地会产生误差，它从数量上说明了测距精度，是雷

达站的主要参数之一。

由测距公式可以看出影响测量精度的因素。对式(6.1.1)求全微分,得到

$$dR = \frac{\partial R}{\partial c} dc + \frac{\partial R}{\partial t_R} dt_R = \frac{R}{c} dc + \frac{c}{2} dt_R$$

用增量代替微分,可得到测距误差为

$$\Delta R = \frac{R}{c} \Delta c + \frac{c}{2} \Delta t_R \quad (6.1.2)$$

式中, Δc 为电波传播速度平均值的误差; Δt_R 为测量目标回波延迟时间的误差。

由式(6.1.2)可看出,测距误差由电波传播速度 c 的变化 Δc 以及测时误差 Δt_R 两部分组成。

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,系统误差在校准雷达时可以补偿掉,实际工作中很难完善地补偿,因此在雷达的技术参数中,常给出允许的系统误差范围。

随机误差系指因某种偶然因素引起的测距误差,所以又称偶然误差。凡属设备本身工作不稳定性造成的随机误差称为设备误差,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以及读数误差等。凡属系统以外的各种偶然因素引起的误差称为外界误差,如电波传播速度的偶然变化、电波在大气中传播时产生折射以及目标反射中心的随机变化等。

随机误差一般不能补偿掉,因为它在多次测量中所得的距离值不是固定的而是随机的。因此,随机误差是衡量测距精度的主要指标。下面对几种主要的随机误差作简单的说明。

1. 电波传播速度变化产生的误差

如果大气是均匀的,则电磁波在大气中的传播是等速直线,此时测距公式(6.0.1)中的 c 值可认为是常数。但实际上大气层的分布是不均匀的且其参数随时间、地点而变化。大气密度、湿度、温度等参数的随机变化,导致大气传播介质的导磁系数和介电常数也发生相应的改变,因而电波传播速度 c 不是常量而是一个随机变量。由式(6.1.2)可知,由于电波传播速度的随机误差而引起的相对测距误差为

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta c}{c} \quad (6.1.3)$$

随着距离 R 的增大,由电波速度的随机变化所引起的测距误差 ΔR 也增大。在昼夜间大气中温度、气压及湿度的起伏变化所引起的传播速度变化为 $\Delta c/c \approx 10^{-5}$,若用平均值 \bar{c} 作为测距计算的标准常数,则所得测距精度亦为同样量级,例如 $R=60 \text{ km}$ 时, $\Delta R=60 \times 10^3 \times 10^{-5}=0.6 \text{ m}$ 的数量级,对常规雷达来讲可以忽略。

电波在大气中的平均传播速度和光速亦稍有差别,且随工作波长 λ 而异,因而在测距公式(6.0.1)中的 c 值亦应根据实际情况校准,否则会引起系统误差,表 6.1 列出了几组实测的电波传播速度值。

表 6.1 在不同条件下电磁波传播速度

传 播 条 件	$c/(\text{km/s})$	备 注
真空	$299\,776 \pm 4$	根据 1941 年测得的材料
	$299\,773 \pm 10$	根据 1944 年测得的材料
利用红外波段光在大气中的传播 厘米波($\lambda=10\text{ cm}$)在地面—飞机间 传播,当飞机高度为	$299\,792.456\,2 \pm 0.001$	根据 1972 年测得的材料
$H_1=3.3\text{ km}$	299 713	皆为平均值,根据脉冲导航系统测得的材料
$H_2=6.5\text{ km}$	299 733	
$H_3=9.8\text{ km}$	299 750	

2. 因大气折射引起的误差

当电波在大气中传播时,由于大气介质分布不均匀将造成电波折射,因此电波传播的路径不是直线而是走过一个弯曲的轨迹。在正折射时电波传播途径为一向下弯曲的弧线。

由图 6.4 可看出,虽然目标的真实距离是 R_0 ,但因电波传播不是直线而是弯曲弧线,故所测得的回波延迟时间 $t_R=2R/c$,这就产生一个测距误差(同时还有测仰角的误差 $\Delta\beta$):

$$\Delta R = R - R_0 \quad (6.1.4)$$

ΔR 的大小和大气层对电波的折射率有直接关系。如果知道了折射率和高度的关系,就可以计算出不同高度和距离的目标由于大气折射所产生的距离误差,从而给测量值以必要的修正。当目标距离越远、高度越高时,由折射所引起的测距误差 ΔR 也越大。例如在一般大气条件下,当目标距离为 100 km,仰角为 0.1 rad 时,距离误差为 16 m 的量级。

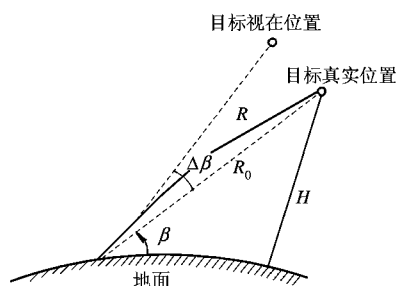


图 6.4 大气层中电波的折射

上述两种误差,都是由雷达外部因素造成的,故称之为外界误差。无论采用什么测距方法都无法避免这些误差,只能根据具体情况,作一些可能的校准。

3. 测读方法误差

测距所用具体方法不同,其测距误差亦有差别。早期的脉冲雷达直接从显示器上测量目标距离,这时显示器荧光屏亮点的直径大小、所用机械或电刻度的精度、人工测读时的惯性等都将引起测距误差。当采用电子自动测距的方法时,如果测读回波脉冲中心,则图 6.3 中回波中心的估计误差(正比于脉宽 τ 而反比于信噪比)以及计数器的量化误差等均将造成测距误差。

自动测距时的测量误差与测距系统的结构、系统传递函数、目标特性(包括其动态特性和回波起伏特性)、干扰(噪声)的强度等因素均有关系,详情可参考测距系统有关资料。

测距的实际精度和许多外部及设备的因素有关,下面简单讨论测距精度的理论极限值。测量距离就是对目标回波出现的时延作出估值。用最大似然法可获得参量的最佳估值。

当混杂噪声为限带高斯白噪声, 输入信号的复调制函数为 $u(t)$, 输入 $x(t)=u(t)+n(t)$ 经匹配滤波器输出取包络后, 求信号最大值出现的时间即为时延估值。理论分析证明, 其估值方差 $\sigma_{t_r}^2$ 为

$$\sigma_{t_r}^2 = \frac{1}{8\pi^2 \frac{E}{N_0} B_c^2}$$

式中, E 为信号能量; N_0 为噪声功率谱密度; B_c 为信号 $u(t)$ 的均方根带宽,

$$B_c^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (f - \bar{f})^2 |U(f)|^2 df; \quad \bar{f} = \int_{-\infty}^{\infty} f |U(f)|^2 df$$

若令 $\beta=2\pi B_c$, 则

$$\sigma_{t_r}^2 = \frac{1}{\frac{2E}{N_0} \beta^2}$$

$$\sigma_{t_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2E}{N_0} \beta^2}}$$

上式表明, 时延估值均方根误差反比于信号噪声比及信号的均方根误差。例如, 高斯脉冲的测时均方根误差

$$\sigma_{t_r} = \frac{1.18}{\pi B \sqrt{\frac{2E}{N_0}}}$$

B 为脉冲频谱半功率点宽度。线性调频脉冲的测时均方根误差

$$\sigma_{t_r} = \frac{\sqrt{3}}{\pi B_L \sqrt{\frac{2E}{N_0}}}$$

B_L 为其调制带宽。

6.1.3 距离分辨力和测距范围

距离分辨力是指同一方向上两个大小相等点目标之间最小可区分距离。在显示器上测距时, 分辨力主要取决于回波的脉冲宽度

τ , 同时也和光点直径 d 所代表的距离有关。如图 6.5 所示的两个点目标回波的矩形脉冲之间间隔为 $\tau + d/v_n$, 其中 v_n 为扫描速度, 这是距离可分的临界情况, 这时定义距离分辨力 Δr_c 为

$$\Delta r_c = \frac{c}{2} \left(\tau + \frac{d}{v_n} \right)$$

式中, d 为光点直径; v_n 为光点扫描速度 (cm/ μ s)。

用电子方法测距或自动测距时, 距离分辨力由脉冲宽度 τ 或波门宽度 τ_c 决定, 如图 6.3 所示, 脉冲越窄, 距离分辨力越好。对于复杂的脉冲压缩信号, 决定距离分辨力的是雷达信号的有效带宽 B , 有效带宽越宽, 距离分辨力越好。距离分辨力 Δr_c 可表示为

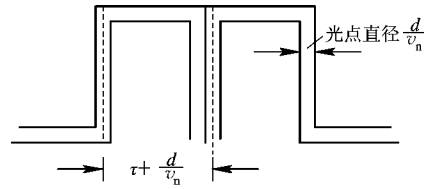


图 6.5 距离分辨力

$$\Delta r_c = \frac{c}{2} \frac{1}{B} \quad (6.1.5)$$

测距范围包括最小可测距离和最大单值测距范围。所谓最小可测距离,是指雷达能测量的最近目标的距离。脉冲雷达收发共用天线,在发射脉冲宽度 τ 时间内,接收机和天线馈线系统间是“断开”的,不能正常接收目标回波,发射脉冲过去后天线收发开关恢复到接收状态,也需要一段时间 t_0 ,在这段时间内,由于不能正常接收回波信号,雷达是很难进行测距的。因此,雷达的最小可测距离为

$$R_{\min} = \frac{1}{2}c(\tau + t_0) \quad (6.1.6)$$

雷达的最大单值测距范围由其脉冲重复周期 T_r 决定。为保证单值测距,通常应选取

$$T_r \geq \frac{2}{c}R_{\max}$$

R_{\max} 为被测目标的最大作用距离。

有时雷达重复频率的选择不能满足单值测距的要求,例如在脉冲多卜勒雷达或远程雷达,这时目标回波对应的距离 R 为

$$R = \frac{c}{2}(mT_r + t_R) \quad m \text{ 为正整数} \quad (6.1.7)$$

式中, t_R 为测得的回波信号与发射脉冲间的时延。这时将产生测距模糊,为了得到目标的真实距离 R ,必须判明式(6.1.7)中的模糊值 m 。下面讨论判定 m 的方法。

6.1.4 判距离模糊的方法

可以用几种方法来判测距模糊值 m ,这里讨论用多种重复频率和“舍脉冲”这两种判模糊的方法。用调频脉冲法判测距模糊的原理可参看 6.2.2 节所述。

1. 多种重复频率判模糊

先讨论用双重高重复频率测距判模糊的原理。

设重复频率分别为 f_{r1} 和 f_{r2} ,它们都不能满足不模糊测距的要求。 f_{r1} 和 f_{r2} 具有公约频率,其为 f_r ,

$$f_r = \frac{f_{r1}}{N} = \frac{f_{r2}}{N+a}$$

N 和 a 为正整数,常选 $a=1$,使 N 和 $N+a$ 为互质数。 f_r 的选择应保证不模糊测距。

雷达以 f_{r1} 和 f_{r2} 的重复频率交替发射脉冲信号。通过记忆重合装置,将不同的 f_r 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。同样也可得到重合后的接收脉冲串,二者之间的时延代表目标的真实距离,如图 6.6(a)所示。

以二重复频率为例,

$$t_R = t_1 + \frac{n_1}{f_{r1}} = t_2 + \frac{n_2}{f_{r2}}$$

n_1, n_2 分别为用 f_{r1} 和 f_{r2} 测距时的模糊数。当 $a=1$ 时, n_1 和 n_2 的关系可能有两种,即 $n_1=n_2$ 或 $n_1=n_2+1$,此时可算得

$$t_R = \frac{t_1 f_{r1} - t_2 f_{r2}}{f_{r1} - f_{r2}} \quad \text{或} \quad t_R = \frac{t_1 f_{r1} - t_2 f_{r2} + 1}{f_{r1} - f_{r2}}$$

如果按前式算出 t_R 为负值,则应用后式。

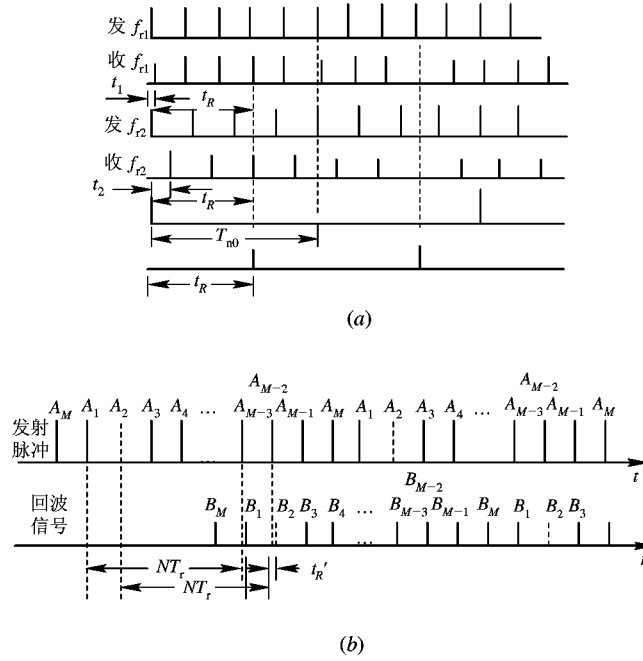


图 6.6 判距离模糊

(a) 用双重高重复频率测距; (b) “舍脉冲”法判模糊

如果采用多个高重复频率测距, 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蚀的灵活性。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几个模糊的测量值来解出其真实距离。办法可以从我国的余数定理中找到。以三种重复频率为例, 真实距离 R_c 为

$$R_c \equiv (C_1 A_1 + C_2 A_2 + C_3 A_3) \bmod(m_1 m_2 m_3) \quad (6.1.8)$$

其中 A_1, A_2, A_3 分别为三种重复频率测量时的模糊距离; $m_1 m_2 m_3$ 为三个重复频率的比值。常数 C_1, C_2, C_3 分别为

$$C_1 = b_1 m_2 m_3 \bmod(m_1) \equiv 1 \quad (6.1.9a)$$

$$C_2 = b_2 m_1 m_3 \bmod(m_2) \equiv 1 \quad (6.1.9b)$$

$$C_3 = b_3 m_1 m_2 \bmod(m_3) \equiv 1 \quad (6.1.9c)$$

式中, b_1 为一个最小的整数, 它被 $m_2 m_3$ 乘后再被 m_1 除, 所得余数为 1 (b_2, b_3 与此类似), \bmod 表示“模”。

当 m_1, m_2, m_3 选定后, 便可确定 C 值, 并利用探测到的模糊距离直接计算真实距离 R_c 。

例如: 设 $m_1 = 7, m_2 = 8, m_3 = 9; A_1 = 3, A_2 = 5, A_3 = 7$, 则

$$m_1 m_2 m_3 = 504$$

$$b_3 = 5 \quad 5 \times 7 \times 8 = 280 \bmod 9 \equiv 1, \quad C_3 = 280$$

$$b_2 = 7 \quad 7 \times 7 \times 9 = 441 \bmod 8 \equiv 1, \quad C_2 = 441$$

$$b_1 = 4 \quad 4 \times 8 \times 9 = 288 \bmod 7 \equiv 1, \quad C_1 = 288$$

按式(6.1.8), 有

$$C_1 A_1 + C_2 A_2 + C_3 A_3 = 5029$$

$$R_c \equiv 5029 \bmod 504 = 493$$

即目标真实距离(或称不模糊距离)的单元数为 $R_c = 493$, 不模糊距离 R 为

$$R = R_c \frac{c\tau}{2} = \frac{493}{2} c\tau$$

式中, τ 为距离分辨单元所对应的时宽。

当脉冲重复频率选定(即 $m_1 m_2 m_3$ 值已定), 即可按式(6.1.9a)~(6.1.9c)求得 C_1 、 C_2 、 C_3 的数值。只要实际测距时分别测到 A_1 、 A_2 、 A_3 的值, 就可按式(6.1.8)算出目标真实距离。

2. “舍脉冲”法判模糊

当发射高重复频率的脉冲信号而产生测距模糊时, 可采用“舍脉冲”法来判断 m 值。所谓“舍脉冲”, 就是每在发射 M 个脉冲中舍弃一个, 作为发射脉冲串的附加标志。如图 6.6(b)所示, 发射脉冲从 A_1 到 A_M , 其中 A_2 不发射。与发射脉冲相对应, 接收到的回波脉冲串同样是每 M 个回波脉冲中缺少一个。只要从 A_2 以后, 逐个累计发射脉冲数, 直到某一发射脉冲(在图中是 A_{M+2})后没有回波脉冲(如图中缺 B_2)时停止计数, 则累计的数值就是回波跨越的重复周期数 m 。

采用“舍脉冲”法判模糊时, 每组脉冲数 M 应满足以下关系:

$$MT_r > m_{\max} T_r + t'_K \quad (6.1.10)$$

式中, m_{\max} 是雷达需测量的最远目标所对应的跨周期数; t'_K 的值在 $0 \sim T_r$ 之间。这就是说, MT_r 之值应保证全部距离上不模糊测距。而 M 和 m_{\max} 之间的关系则为

$$M > m_{\max} + 1 \quad (6.1.11)$$

6.2 调频法测距

调频法测距可以用在连续波雷达中, 也可以用于脉冲雷达。连续发射的信号具有频率调制的标志后就可以测定目标的距离。在高重复频率的脉冲雷达中, 发射脉冲频率有规律的调制就提供了解模糊距离的可能性。下面分别讨论连续波和脉冲波工作条件下调频测距的原理。

6.2.1 调频连续波测距

调频连续波雷达的组成方框图如图 6.7 所示。发射机产生连续高频等幅波, 其频率在时间上按三角形规律或按正弦规律变化, 目标回波和发射机直接耦合过来的信号加到接收机混频器内。在无线电波传播到目标并返回天线的这段时间内, 发射机频率较之回波频率已有了变化, 因此在混频器输出端便出现了差频电压。后者经放大、限幅后加到频率计上。由于差频电压的频率与目标距离有关, 因而频率计上的刻度可以直接采用距离长度作为单位。

连续工作时,不能像脉冲工作那样采用时间分割的办法共用天线,但可用混合接头、环行器等办法使发射机和接收机隔离。为了得到发射和接收间高的隔离度,通常采用分开的发射天线和接收天线。

当调频连续波雷达工作于多目标情况下,接收机输入端有多个目标的回波信号。要区分这些信号并分别决定这些目标的距离是比较复杂的,因此,目前调频连续波雷达多用于测定只有单一目标的情况,例如在飞机的高度表中,大地就是单一的目标。

下面具体讨论两种不同调频规律时的测距原理以及调频连续波雷达的特点。

1. 三角形波调制

发射频率按周期性三角形波的规律变化,如图 6.8 所示。图中 f_i 是发射机的高频发射频率,它的平均频率是 f_{i0} , f_{i0} 变化的周期为 T_m 。通常 f_{i0} 为数百到数千兆赫,而 T_m 为数百分之一秒。 f_r 为从目标反射回来的回波频率,它和发射频率的变化规律相同,但在时间上滞后 t_R , $t_R = 2R/c$ 。发射频率调制的最大频偏为 $\pm \Delta f$, f_b 为发射和接收信号间的差拍频率,差频的平均值用 f_{bav} 表示。

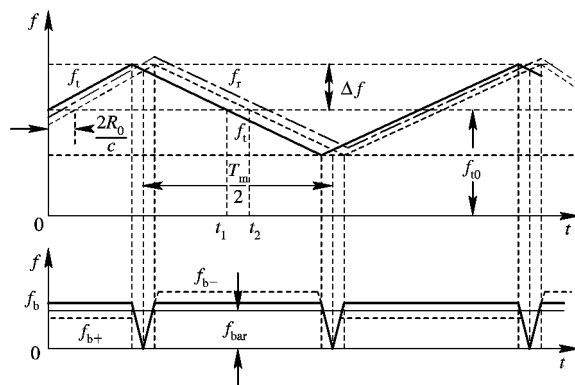


图 6.8 调频雷达工作原理示意图

如图 6.8 所示,发射频率 f_i 和回波的频率 f_r 可写成如下表达式:

$$f_i = f_0 + \frac{df}{dt}t = f_0 + \frac{\Delta f}{T_m/4}t$$

$$f_r = f_0 + \frac{4\Delta f}{T_m} \left(t - \frac{2R}{c} \right)$$

差频 f_b 为

$$f_b = f_i - f_r = \frac{8\Delta f R}{T_m c} \quad (6.2.1)$$

在调频的下降段, df/dt 为负值, f_r 高于 f_i , 但二者的差频仍如式(6.2.1)所示。

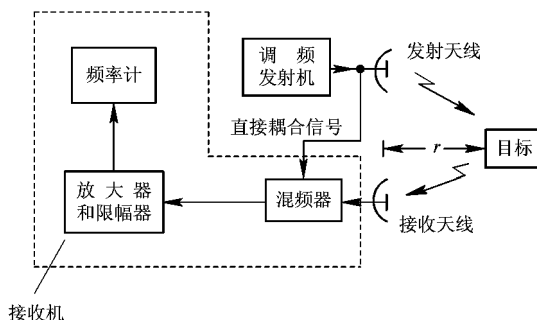


图 6.7 调频连续波雷达方框图

对于一定距离 R 的目标回波, 除去在 t 轴上很小一部分 $2R/c$ 以外(这里差拍频率急剧地下降至零), 其它时间差频是不变的。若用频率计测量一个周期内的平均差频值 f_{avg} , 可得到

$$f_{\text{avg}} = \frac{8\Delta f R}{T_m c} \left[\frac{T_m - \frac{2R}{c}}{T_m} \right]$$

实际工作中, 应保证单值测距且满足

$$T_m \gg \frac{2R}{c}$$

因此

$$f_{\text{avg}} \approx \frac{8\Delta f}{T_m c} R = f_b$$

由此可得出目标距离 R 为

$$R = \frac{c}{8\Delta f} \frac{f_{\text{avg}}}{f_m} \quad (6.2.2)$$

式中, $f_m = 1/T_m$, 为调制频率。

当反射回波来自运动目标, 其距离为 R 而径向速度为 v 时, 其回波频率 f_r 为

$$f_r = f_0 + f_d \pm \frac{4\Delta f}{T_m} \left(t - \frac{2R}{c} \right)$$

f_d 为多卜勒频率, 正负号分别表示调制前后半周正负斜率的情况。当 $f_d < f_{\text{avg}}$ 时, 得出的差频为

$$f_{b+} = f_i - f_r = \frac{8\Delta f}{T_m c} R - f_d \quad (\text{前半周正向调频范围})$$

$$f_{b-} = f_r - f_i = \frac{8\Delta f}{T_m c} R + f_d \quad (\text{后半周负向调频范围})$$

可求出目标距离为

$$R = \frac{c}{8\Delta f} \frac{f_{b+} + f_{b-}}{2f_m}$$

如能分别测出 f_{b+} 和 f_{b-} , 就可求得目标运动的径向速度 v 。 $v = \lambda/4(f_{b+} - f_{b-})$ 。运动目标回波信号的差频曲线如图 6.8(b) 中虚线所示。

由于频率计数只能读出整数值而不能读出分数, 因此这种方法会产生固定误差 ΔR 。由式(6.2.2)求出 ΔR 的表示式为

$$\Delta R = \frac{c}{8\Delta f} \frac{\Delta f_{\text{avg}}}{f_m} \quad (6.2.3)$$

而 $\Delta f_{\text{avg}}/f_m$ 表示在一个调制周期 $1/f_m$ 内平均差频 f_{avg} 的误差, 当频率测读量化误差为 1 次, 亦即 $\Delta f_{\text{avg}}/f_m = 1$ 时, 可得以下结果:

$$\Delta R = \pm \frac{c}{8\Delta f} \quad (6.2.4)$$

可见, 固定误差 ΔR 与频偏量 Δf 成反比, 而与距离 R_0 及工作频率 f_0 无关。为减小这项误差, 往往使 Δf 加大到数十兆赫以上, 而通常的工作频率则选为数百到数千兆赫。

三角波调制要求严格的线性调频, 工程实现时产生这种调频波和进行严格调整都不容易, 因此可采用正弦波调频以解决上述困难。

2. 正弦波调频

用正弦波对连续载频进行调频时, 发射信号可表示为

$$u_t = U_t \sin\left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{2f_m} \sin 2\pi f_m t\right) \quad (6.2.5)$$

发射频率 f_t 为

$$f_t = \frac{d\varphi_t}{dt} \cdot \frac{1}{2\pi} = f_0 + \frac{\Delta f}{2} \cos 2\pi f_m t \quad (6.2.6)$$

由目标反射回来的回波电压 u_r 滞后一段时间 T ($T=2R/c$), 可表示为

$$u_r = U_r \sin\left[2\pi f_0(t-T) + \frac{\Delta f}{2f_m} \sin 2\pi f_m(t-T)\right] \quad (6.2.7)$$

以上公式中, f_m 为调制频率, Δf 为频率偏移量, 如图 6.9 所示。

接收信号与发射信号在混频器中外差后, 取其差频电压为

$$u_b = kU_t U_r \sin\left\{\frac{\Delta f}{f_m} \sin \pi f_m T \cdot \cos\left[2\pi f_m\left(t - \frac{T}{2}\right) + 2\pi f_0 T\right]\right\} \quad (6.2.8)$$

一般情况下均满足 $T \ll 1/f_m$, 则

$$\sin \pi f_m T \approx \pi f_m T$$

于是差频 f_b 值和目标距离 R 成比例且随时间作余弦变化。在周期 T_m 内差频的平均值 f_{bav} 与距离 R 之间的关系和三角波调频时相同, 用 f_{bav} 测距的原理和方法也一样。

在调频连续波雷达测距时, 还可以提供附加的收发隔离, 这个特性是很重要的, 下面将予以分析。以正弦调频来说, 其差频信号如式(6.2.8)所示。对接收的差频信号进行傅里叶分析后, 得到以下频率分量:

$$\begin{aligned} u_b = U_b [& J_0(D) \cos(2\pi f_d t - \varphi_0) + 2J_1(D) \sin(2\pi f_d t - \varphi_0) \cos(2\pi f_m t - \varphi_m) \\ & - 2J_2(D) \cos(2\pi f_d t - \varphi_0) \cos 2(2\pi f_m t - \varphi_m) \\ & - 2J_3(D) \sin(2\pi f_d t - \varphi_0) \cos 3(2\pi f_m t - \varphi_m) \\ & + 2J_4(D) \cdots] \end{aligned} \quad (6.2.9)$$

式中, J_0, J_1, J_2 等为第一类贝塞尔函数, 其阶数分别为 0, 1, 2 等;

$$D = \frac{\Delta f}{f_m} \sin \frac{2\pi f_m R_0}{c}$$

R_0 为目标在 $t=0$ 时的距离, $R=R_0 - v_r t$; f_d 为目标回波的多卜勒频移,

$$f_d = \frac{2v_r f_0}{c}$$

$$\varphi_0 = \frac{4\pi f_0 R_0}{c}$$

$$\varphi_m = \frac{2\pi f_m R_0}{c}$$

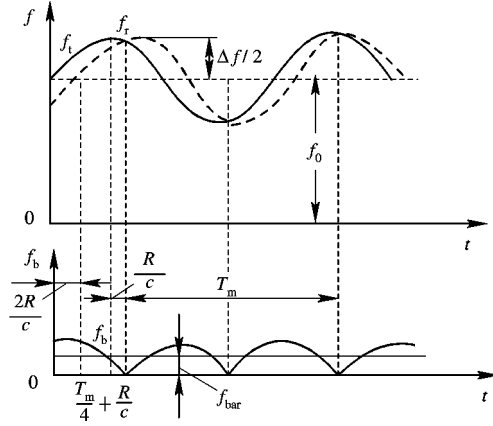


图 6.9 调频雷达发射波按正弦规律调频

由式(6.2.9)可看出,差频信号包括振幅为 $J_0(D)$ 的多卜勒频率成分,还有一串调制频率 f_m 的谐波分量,每一分量的振幅为 $J_n(D)$ (n 为谐波次数)同时又受多卜勒频率的正余弦信号作幅度调制,这就等效于抑制载频的双边带调制,其频谱结构如图 6.10 所示。

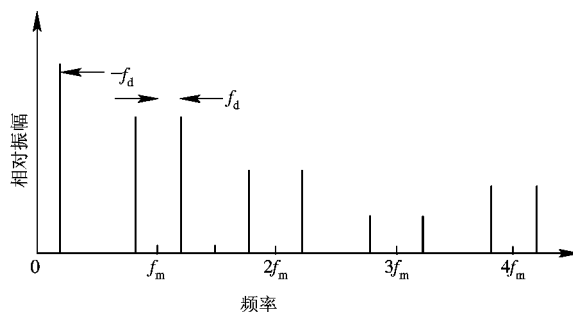


图 6.10 正弦调频差频信号的频谱

贝塞尔函数的自变量 D 中包含了目标距离 R_0 的信息,不同阶数贝塞尔函数值与自变量 D 的关系曲线如图 6.11(a)所示。

原则上,可以提取差频信号的任一频谱分量加以利用,但实际上它们的性能有很大差别。以 $J_0(D) \cdot \cos(2\pi f_d t - \varphi_0)$ 项为例,由于 $J_0(D)$ 在 $D=0$ 时取最大值,表明对 $R_0=0$ 的回波响应最强,而这个距离正是发射信号及其噪声泄漏的位置;当目标回波距离增加时, $J_0(D)$ 将下降,从而减小其幅度,这就是说, $J_0(D)$ 项增强泄漏而减弱远区目标回波,这是不好的特性。

如果选用任一 f_m 的谐波分量 ($n=1, 2, 3, \dots$),则理论上在零距离的泄漏信号可为零。当 D 值很小时 $J_n(D)$ 正比于 D^n ,说明高阶贝塞尔函数可进一步减小零距离(发射机泄漏)响应,但同时也减小了目标响应区,故 n 应适当选择。如选 $n=3$,则 $J_3(D)$ 作为距离的函数如图 6.11(b)所示。由于 D 是 R 的周期函数,整个响应由几段镜像曲线组成,曲线上的零点说明某些距离上回波将被抑制。

当只探测一个目标时(如高度计),可以调节偏频 Δf 值,使在该目标距离 R_0 上的 D 值正对应所选贝塞尔函数最大值是: $D=D_m = \frac{\Delta f}{f_m} \sin \frac{2\pi f_m R_0}{c}$,此时依据测定的 Δf 值,即可得到目标的距离 R 。

3. 调频连续波雷达的特点

调频连续波雷达的优点是:

- (1) 能测量很近的距离,一般可测到数米,而且有较高的测量精度。
- (2) 雷达线路简单,且可做到体积小、重量轻,普遍应用于飞机高度表及微波引信等场合。

它的主要缺点是:

- (1) 难于同时测量多个目标。如欲测量多个目标,必须采用大量滤波器和频率计数器等,使装置复杂,从而限制其应用范围。
- (2) 收发间的完善隔离是所有连续波雷达的难题。发射机泄漏功率将阻塞接收机,因而限制了发射功率的大小。发射机噪声的泄漏会直接影响接收机的灵敏度。

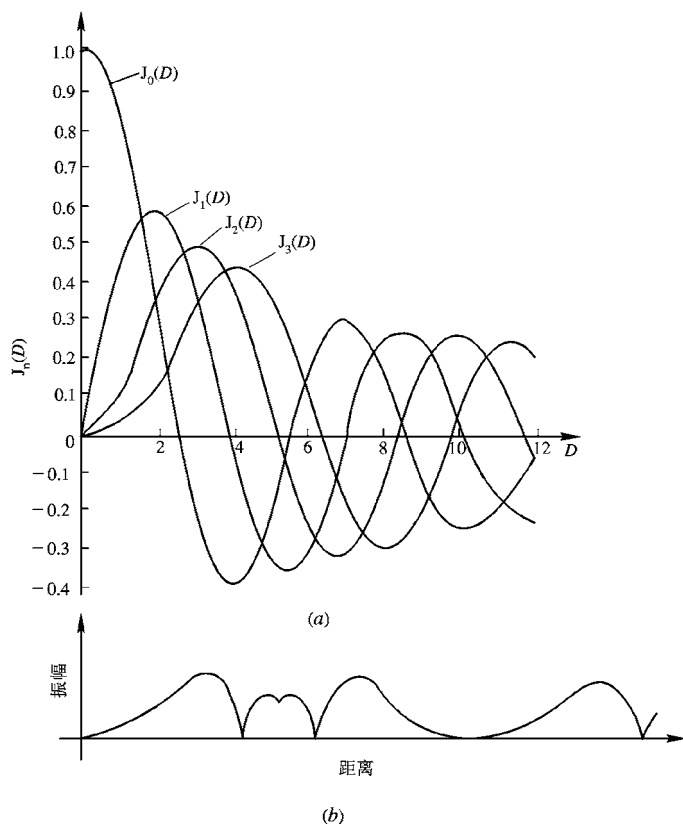


图 6.11 正弦调频信号各谐波的特性

(a) 各阶贝塞尔函数与 D 的关系; (b) $J_3(D)$ 与距离的关系

6.2.2 脉冲调频测距

脉冲法测距时由于重复频率高会产生测距模糊,为了判别模糊,必须对周期发射的脉冲信号加上某些可识别的“标志”,调频脉冲串也是可用的一种方法。图 6.12(a)就是脉冲调频测距的原理框图。

脉冲调频时的发射信号频率如图 6.12(b)中细实线所示,共分为 A、B、C 三段,分别采用正斜率调频、负斜率调频和发射恒定频率。由于调频周期 T 远大于雷达重复周期 T_r ,故在每一个调频段中均包含多个脉冲,如图 6.12(c)所示。回波信号频率变化的规律也在同一图上标出以作比较。虚线所示为回波信号无多卜勒频移时的频率变化,它相对于发射信号有一个固定延迟 t_d ,即将发射信号的调频曲线向右平移 t_d 即可。当回波信号还有多卜勒频移时,其回波频率如图 6.12(b)中粗实线所示(图中多卜勒频移 f_d 为正值),即将虚线向上平移 f_d 得到。

接收机混频器中加上连续振荡的发射信号和回波脉冲串,故在混频器输出端可得到收发信号的差频信号。设发射信号的调频斜率为 μ ,如图 6.12(b)所示,

$$\mu = \frac{F}{T}$$

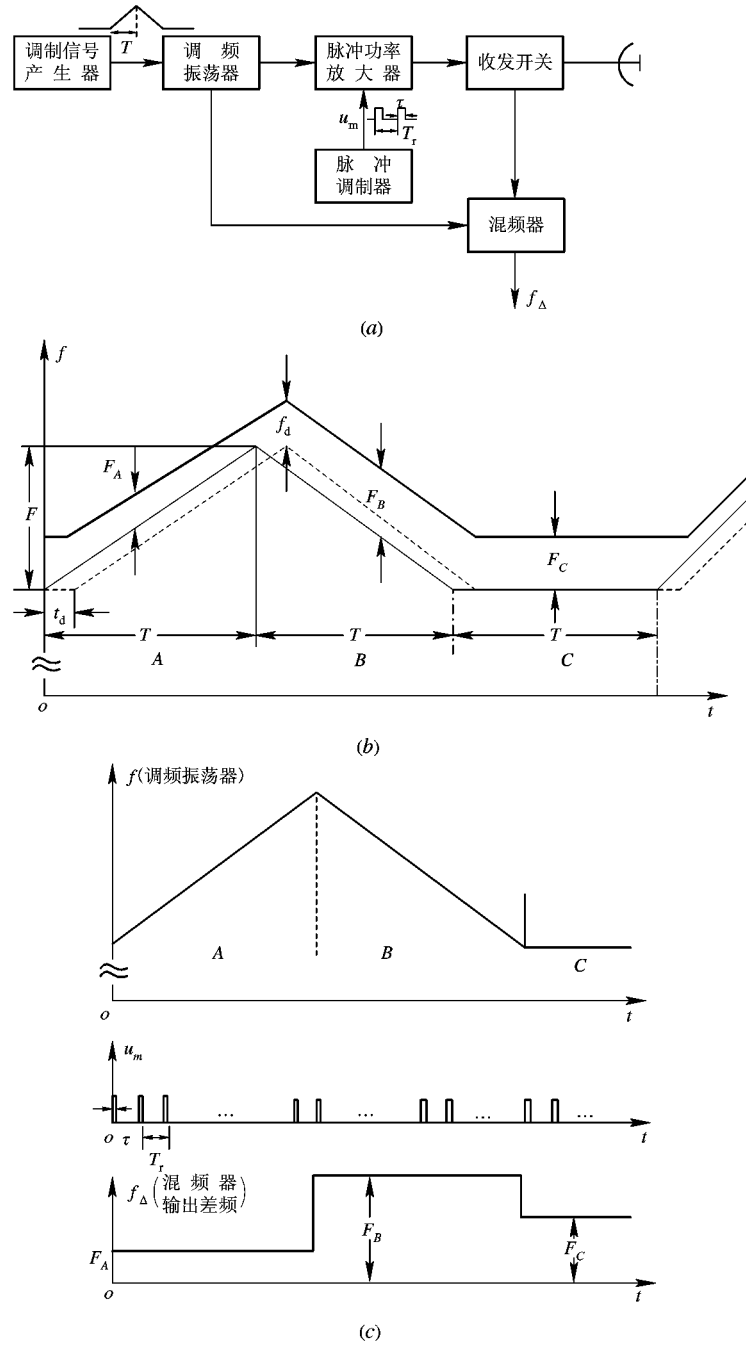


图 6.12 脉冲调频测距原理

(a) 原理性方框图组成；(b) 信号频率调制规律；(c) 各主要点波形或频率

而 A 、 B 、 C 各段收发信号间的差频分别为

$$F_A = f_d - \mu f_d = \frac{2v_r}{\lambda} - \mu \frac{2R}{c}$$

$$F_E = f_d + \mu f_d = \frac{2v_r}{\lambda} + \mu \frac{2R}{c}$$

$$F_C = f_d = \frac{2v_r}{\lambda}$$

由上面三式可得

$$F_B - F_A = 4\mu \frac{R}{c}$$

即

$$R = \frac{F_B - F_A}{4\mu} c \quad (6.2.10)$$

$$v_r = \frac{\lambda F_C}{2} \quad (6.2.11)$$

当发射信号的频率变化了 A 、 B 、 C 三段的全过程后，每一个目标的回波亦将是三串不同中心频率的脉冲。经过接收机混频后可分别得到差频 F_A 、 F_B 和 F_C ，然后按式(6.2.10)和(6.2.11)即可求得目标的距离 R 和径向速度 v_r 。关于从脉冲串中取出差频 F 的方法，可参考“动目标显示”的有关原理。

在用脉冲调频法时，可以选取较大的调频周期 T ，以保证测距的单值性。这种测距方法的缺点是测量精度较差，因为发射信号的调频线性不易做得好，而频率测量亦不易做准确。

脉冲调频法测距和连续波调频测距的方法在本质上是相同的。

6.3 距离跟踪原理

下面的讨论均针对脉冲法测距，因为这种方法是当前雷达中用得最广泛的。

测距时需要对目标距离作连续的测量，称为距离跟踪。实现距离跟踪的方法可以是人工的，半自动或自动的。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。

下面分别讨论几种距离跟踪的方法。

6.3.1 人工距离跟踪

早期雷达多数只有人工距离跟踪。为了减小测量误差，采用移动的电刻度作为时间基准。操纵员按照显示器上的画面，将电刻度对准目标回波(见图 6.13)。从控制器度盘或计数器上读出移动电刻度的准确时延，就可以代表目标的距离。

因此关键是要产生移动的电刻度(电指标)，且其延迟时间可准确读出。常用的产生电移动刻度的方法有锯齿电压波法和相位法。

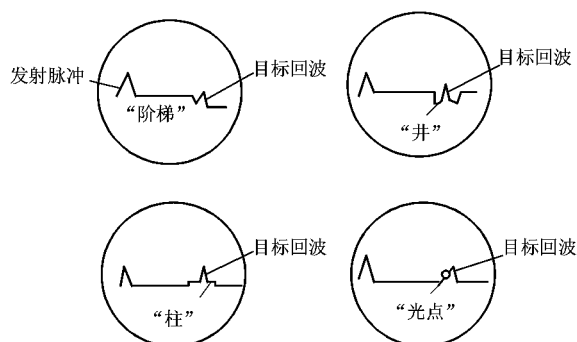


图 6.13 电刻度及其在扫描线上的位置

1. 锯齿电压波法

图 6.14 是锯齿电压波法产生电移动指标的方框图和波形图。来自定时器的触发脉冲使锯齿电压产生器产生的锯齿电压 E_t 与比较电压 E_p 一同加到比较电路上，当锯齿波上升到 $E_t = E_p$ 时，比较电路就有输出送到脉冲产生器，使之产生一窄脉冲。这个窄脉冲即可控制一级移动指标形成电路，形成一个所需形式的电移动指标。在最简单的情况下，脉冲产生器产生的窄脉冲本身也就可以作为移动指标了（例如光点式移动指标）。当锯齿电压波的上升斜率确定后，移动指标产生时间就由比较电压 E_p 决定。要精确地读出移动指标产生的时间 t_r ，可以从线性电位器上取出比较电压 E_p ，即 E_p 与线性电位器旋臂的角度位置 θ 成线性关系：

$$E_p = K\theta$$

比例常数 K 与线性电位器的结构及所加电压有关。

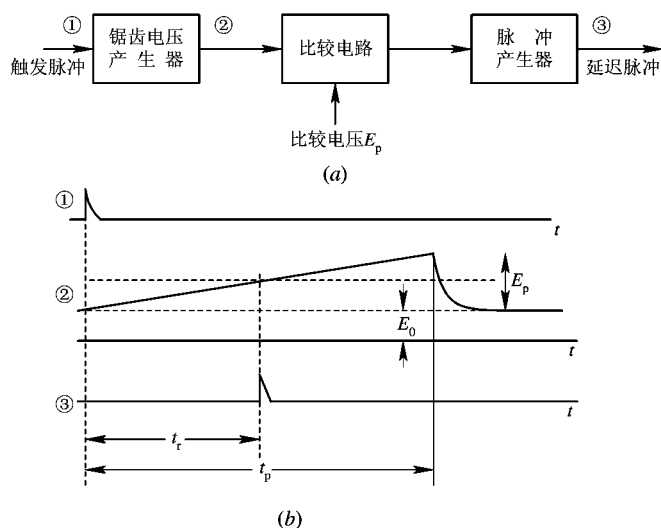


图 6.14 锯齿电压波法产生移动指标

(a) 方框图；(b) 波形图

因此,如果在线性电位器旋臂的转角度盘上按距离分度,则可以直接从度盘上读出移动指标对准的那个回波所代表的目标距离了。

锯齿电压波法产生移动指标的优点是设备比较简单,移动指标活动范围大且不受频率限制,其缺点是测距精度仍嫌不足。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。图 6.15 就是这种方法的原理方框图和波形图。

正弦波经过放大、限幅、微分后,在其相位为 0 和 π 的位置上分别得到正、负脉冲,若再经单向削波就可以得到一串正脉冲。相应于基准正弦的零相位,常称为基准脉冲。将正弦电压加到一级移相电路,移相电路使正弦波的相位在 $0 \sim 2\pi$ 范围内连续变化,因此,经过移相的正弦波产生的脉冲也将在正弦波周期内连续移动,这个脉冲称作延迟脉冲,就是所需要的移动指标。正弦波的相移可以通过外界某种机械信号进行控制,使机械轴的转角 θ 与正弦波的相移角之间具有良好的线性关系,这样就可以通过改变机械转角 θ 而使延迟脉冲在 $0 \sim T$ 范围内任意移动。

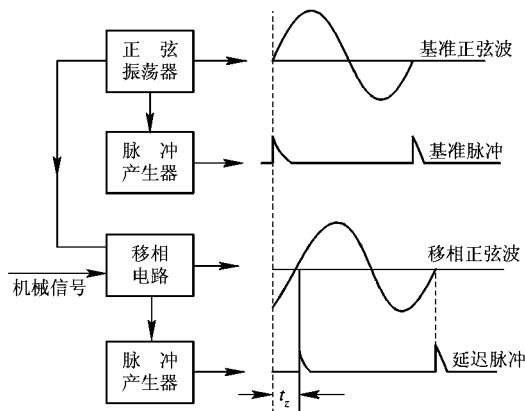


图 6.15 相位调制法产生移动指标

常用的移相电路由专门制作的移相电容或移相电感来实现。这些元件能使正弦波在 $0 \sim 2\pi$ 范围内连续移相且移相角与转轴转角成线性关系,其输出的相移正弦波振幅为常数。

利用相位调制法产生移动指标时,因为转角 θ 与输出电压的相角有良好的线性关系而提高了延迟脉冲的准确性;其缺点是输出幅度受正弦波频率的限制。正弦波频率 ω 愈低,移相器的输出幅度愈小,延迟时间的准确性也愈差。这是因为 $t_z = \phi / \omega$, $\Delta t_z = \Delta \phi / \omega$, 其中 $\Delta \phi$ 是移相器的结构误差, Δt_z 是延迟时间误差。所以,一般来说,正弦波的频率不应低于 15 kHz,也就是说,相位调制法产生的移动指标,其移动范围在 10 km 以内。这显然不能满足雷达工作的需要。为了既保证延迟时间的准确性又有足够大的延迟范围,可以采用复合法产生移动指标。

所谓复合法产生移动指标,是指利用锯齿电压法产生一组粗测移动波门,而用相位调制法产生精测移动指标。粗测移动波门可以在雷达所需的整个距离量程内移动,而精测移动指标则只在粗测移动波门所相当的距离范围内移动。这样,粗测波门扩大了移动指标的延迟范围,精测移动指标则保证了延迟时间的精确性,也就是提高了雷达的测距精度。

6.3.2 自动距离跟踪

自动距离跟踪系统应保证电移动指标自动地跟踪目标回波并连续地给出目标距离数据。整个自动测距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。下面

先讨论跟踪的实现方法,然后讨论搜索和捕获的过程。

图 6.16 是距离自动跟踪的简化方框图。目标距离自动跟踪系统主要包括时间鉴别器、控制器和跟踪脉冲产生器三部分。显示器

在自动测距系统中仅仅起监视目标作用。画面上套住回波的二缺口表示电移动指标,又叫电瞄标志。假设空间一目标已被雷达捕获,目标回波经接收机处理后成为具有一定幅度的视频脉冲加到时间鉴别器上,同时加到时间鉴别器上的还有来自跟踪脉冲产生器的跟踪脉冲。自动距离跟踪时所用的跟踪脉冲和人工测距时的电移动指标本质一样,都是要求它们的延迟时间在测距范围内均匀可变,且其延迟时间能精确地读出。在自动距离跟踪时,跟踪脉冲的另一路和回波脉冲一起加到显示器

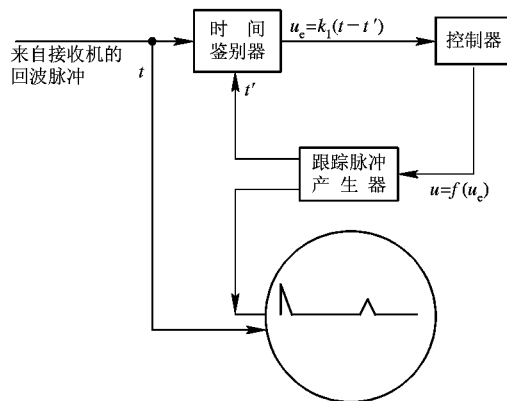


图 6.16 自动距离跟踪简化方框图

上,以便观测和监视,其画面如图 6.13 所示。时间鉴别器的作用是将跟踪脉冲与回波脉冲在时间上加以比较,鉴别出它们之间的差 Δt 。设回波脉冲相对于基准发射脉冲的延迟时间为 t ,跟踪脉冲的延迟时间为 t' ,则时间鉴别器输出误差电压 u_e 为

$$u_e = K_1(t - t') = K_1 \Delta t \quad (6.3.1)$$

当跟踪脉冲与回波脉冲在时间上重合,即 $t' = t$ 时,输出误差电压为零。两者不重合时将输出误差电压 u_e ,其大小正比于时间的差值,而其正负值就看跟踪脉冲是超前还是滞后于回波脉冲而定。控制器的作用是将误差电压 u_e 经过适当的变换,将其输出作为控制跟踪脉冲产生器工作的信号,其结果是使跟踪脉冲的延迟时间 t' 朝着减小 Δt 的方向变化,直到 $\Delta t = 0$ 或其它稳定的工作状态。上述自动距离跟踪系统是一个闭环随动系统,输入量是回波信号的延迟时间 t ,输出量则是跟踪脉冲延迟时间 t' ,而 t' 随着 t 的改变而自动地变化。

下面较详细地讨论自动距离跟踪系统的三个组成部分。

1. 时间鉴别器

时间鉴别器用来比较回波信号与跟踪脉冲之间的延迟时间差 $\Delta t (\Delta t = t - t')$,并将 Δt 转换为与它成比例的误差电压 u_e (或误差电流)。

图 6.17 画出时间鉴别器的方框图和波形图。在波形图中,几个符号的意义是: t_r 为前波门触发脉冲相对于发射脉冲的延迟时间; t' 为前波门后沿(后波门前沿)相对于发射脉冲的延迟时间; τ 为回波脉冲宽度, τ_c 为波门宽度,通常 $\tau = \tau_c$ 。

前波门触发脉冲实际上就是跟踪脉冲,其重复频率就是雷达的重复频率。加到显示器上的电移动指标亦由跟踪脉冲触发产生。为了使移动指标在画面上与被跟踪目标回波重合,可以产生间隔为 τ 的一对电指标,且在时间上有补偿的延迟。

跟踪脉冲触发前波门形成电路,使其产生宽度为 τ_c 的前波门并送到前选通放大器,同时经过延迟线延迟 τ_c 后,送到后波门形成电路,产生宽度 τ_c 的后波门。后波门亦送到后选通放大器作为开关用。来自接收机的目标回波信号经过回波处理后变成一定幅度的方整脉冲,分别加至前、后选通放大器。选通放大器平时处于截止状态,只有当它的两个输入(波

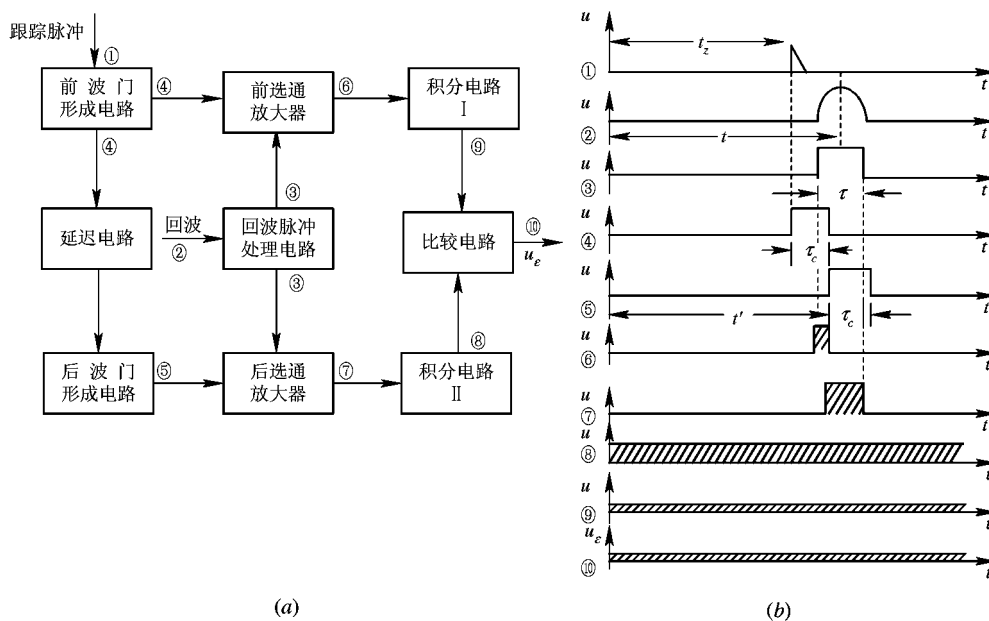


图 6.17 时间鉴别器

(a) 组成方框图; (b) 各点波形

门和回波)在时间上相重合时才有输出。前后波门将回波信号分割为两部分,分别由前后选通放大器输出。经过积分电路平滑送到比较电路以鉴别其大小。如果回波中心延迟 t 和波门延迟 t' 相等,则前后波门与回波重叠部分相等,比较器输出误差电压 $u_e = 0$ 。如果 $t \neq t'$,则根据回波超前或滞后波门产生不同极性的误差电压。在一定范围内,误差电压的数值正比于时间差 $\Delta t = t - t'$ 。它可以表示时间鉴别器输出误差电压 $u_e = K_1(t - t') = K_1 \Delta t$ 。图 6.18 画出当 $\tau_c = \tau$ 时的特性曲线图。

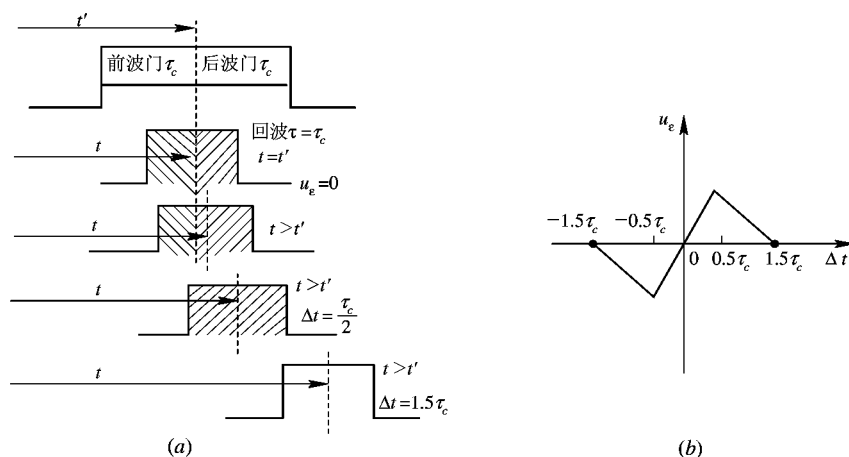


图 6.18 时间鉴别器特性曲线

(a) 特性曲线形成说明; (b) 特性曲线

2. 控制器

控制器的作用是把误差信号 u_e 进行加工变换后, 将其输出去控制跟踪波门移动, 即改变时延 t' , 使其朝减小 u_e 的方向运动, 也就是使 t' 趋向于 t 。下面具体讨论控制器应完成什么形式的加工变换。

设控制器的输出是电压信号 E , 则其输入和输出之间可用下述一般函数关系表示:

$$E = f(u_e)$$

最简单的情况是, 输入和输出间呈线性关系, 即

$$E = K_2 u_e = K_1 K_2 (t - t') \quad (6.3.2)$$

控制器的输出 E 是用来改变跟踪脉冲的延迟时间 t' 的, 从前面讨论已知, 当用锯齿电压波法产生移动指标时, 比较电压 E_p 和移动指标延迟时间 t_p 之间具有线性关系, 即用 E 去做锯齿电压波法的比较电压时, 下式成立:

$$t' = K_3 E \quad (6.3.3)$$

将式(6.3.2)代入后得

$$t' = K_1 K_2 K_3 (t - t') \quad (6.3.4)$$

由上式知, 当 $K_1 K_2 K_3$ 为常数时, 不可能做到 $t = t'$, 因为这时代表距离的比较电压 E 是由误差电压 u_e 放大得到的。这就是说, 跟踪脉冲绝不可能无误差地对准目标回波, 式(6.3.4)表示的性能是自动距离跟踪系统的位置误差, 目标的距离越远(t' 较大), 跟踪系统的误差 $\Delta t = t - t'$ 越大。这种闭环随动系统为一阶有差系统。如果控制器采用积分元件, 则可以消除位置误差, 这时候的工作情况为, 输出 E 与输入 u_e 之间的关系可以用积分表示,

$$E = \frac{1}{T} \int u_e dt \quad (6.3.5)$$

综合式(6.3.1)、(6.3.3)和(6.3.5)三个关系式, 即可写出代表由时间鉴别器、控制器和跟踪脉冲产生器三个部分组成的闭环系统性能为

$$t' = \frac{K_1 K_3}{T} \int (t - t') dt \quad (6.3.6)$$

如果将目标距离 R 和跟踪脉冲所对应的距离 R' 代入上式, 则得

$$R' = \frac{K_1 K_3}{T} \int (R - R') dt$$

即

$$\frac{dR'}{dt} = \frac{K_1 K_3}{T} (R - R') = \frac{K_1 K_3}{T} \Delta R \quad (6.3.7)$$

从式(6.3.7)可以看出, 对于固定目标或移动极慢的目标, $dR'/dt = 0$, 这时跟踪脉冲可以对准回波脉冲 $R' = R$, 保持跟踪状态而没有位置误差。这是因为积分器具有积累作用。当时间鉴别器输出端产生误差信号后, 积分器就能将这一信号保存并积累起来, 并使跟踪脉冲的位置与目标回波位置相一致, 这时时间鉴别器输出误差信号虽然等于零, 但由于控制器的积分作用, 仍保持其输出 E 为一定的数值。此外, 由于目标反射面起伏或其它偶然因素而发生回波信号短时间消失时, 虽然这时时间鉴别器输出的误差电压 $u_e = 0$, 但系统却仍然保持 $R' = R$, 也就是跟踪脉冲保持在目标回波消失时所处的位置, 这种作用称为“位置记忆”。当目标以恒速 v 运动时, 跟踪脉冲也以同样速度移动, 此时

$$\frac{dR'}{dt} = v$$

代入式(6.3.7)后得

$$\Delta R = \frac{T}{K_1 K_3} v \quad (6.3.8)$$

这时跟踪脉冲与回波信号之间在位置上保持一个差值 ΔR ，由于 ΔR 值的大小与速度 v 成正比，故称为速度误差。

用一次积分环节做控制器时的闭环随动系统为一阶无差系统，可以消除位置误差，且具有“位置记忆”特性，但仍有速度误差。可以证明，一个二次积分环节的控制器能够消除位置误差和速度误差，并兼有位置记忆和速度记忆能力，这时只有加速度以上的高阶误差。在需要对高速度、高机动性能的目标进行精密跟踪时，常采用具有二次积分环节的控制器来改善整个系统的跟踪性能。这种设备，在数字式自动跟踪系统中容易实现，而在机电式模拟系统中常采用一次积分环节控制器。系统中的电动机就是一个理想的积分元件。

3. 跟踪脉冲产生器

跟踪脉冲产生器根据控制器输出的控制信号(转角 θ 或控制电压 E)，产生所需延迟时间 t' 的跟踪脉冲。跟踪脉冲就是人工测距时的电移动指标，只是有时为了在显示器上获得所希望的电瞄形式(如缺口式电瞄标志)，而把跟踪脉冲的波形加以适当变换而已。因此，把 6.3.1 节中讨论的复合式电移动指标拿来作跟踪脉冲产生器是完全可行的。这时只需把控制器中的伺服电动机和延时电位器及移相电容器的转轴按所规定的转速比交链起来，就构成一个完整的机电模拟式距离自动跟踪系统，如图 6.19 所示。

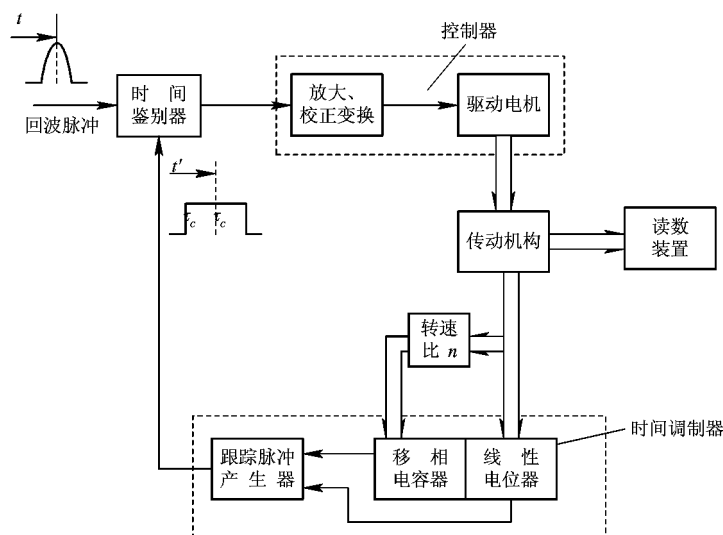


图 6.19 机电模拟式距离自动跟踪系统方框图

以上的讨论，是在目标已被“捕获”后的跟踪状态时的情况。在系统“捕获”目标以前或因某种原因目标脱离了跟踪脉冲，这时由于时间鉴别器不再有误差信号输出，跟踪脉冲将失去跟踪作用。因此一个完备的距离跟踪系统还应具有搜索和捕获目标的能力。

搜索或捕获目标可以是自动地也可以是人工手动的。在机电模拟式系统中常采用手动

的方法。当雷达天线波束照射到目标方向时,在距离显示器上将出现目标回波。操纵员摇动距离跟踪手轮,该手轮通过齿轮交链带动线性电位器和移相电容器的转轴,从而控制跟踪脉冲的延迟时间 t' ,根据显示器画面上电瞄准标志套住目标回波(如图 6.16 所示)的时刻,就是距离跟踪脉冲和回波相一致的时候,表明已“捕获”目标,可转入跟踪状态,这时由时间鉴别器的输出来控制整个系统的工作。

在电子模拟式和数字式自动距离跟踪系统中,常采用自动搜索和自动捕获目标并转入跟踪,这一部分的工作原理,留待数字式自动测距器一节讨论。

机电模拟式自动距离跟踪设备(自动测距器)是早期使用的一种系统,在中等作用距离时可以提供良好的距离跟踪性能。它的缺点是,在远距离跟踪时难以产生线性度良好的锯齿电压;机电系统的惯性较大,限制了跟踪系统的带宽和转换速度(即驱动跟踪波门到某一给定目标位置的速度),因而很难适应高速、高机动目标的跟踪;同时自动搜索和自动捕获较困难,需要采用某种手动而快速捕获目标的技巧。

为了适应对远距离、高机动性能目标的跟踪要求,近代雷达常采用数字式距离跟踪系统,下面将予以讨论。

6.4 数字式自动测距器

随着高速度、高机动性能目标的出现,以及航天技术的要求,雷达跟踪目标要求的作用距离大、跟踪精度高、反应速度快,这就要进一步改善自动测距器的性能。由于近年来数字器件及技术有了飞跃的发展,有条件采用数字式距离跟踪系统来达到上述要求。比起模拟式自动测距器来讲,数字式自动测距器(或自动距离跟踪系统)具有下述优点:跟踪精度高,且精度与跟踪距离无关;响应速度快,适合于跟踪快速目标;工作可靠和系统便于集成化;输出数据为二进制码,可以方便地和数据处理系统接口。因此数字式自动测距器被广泛用于现代跟踪雷达中。

数字式和模拟式自动测距器(距离跟踪系统)的基本工作原理是相同的,两系统都是由时间鉴别器、控制器(常称距离产生器)和跟踪脉冲产生器三部分组成的,如图 6.16 所示。但在这两种系统中,完成各种功能的技术手段是不同的。在数字式自动测距器中,以稳定的计数脉冲振荡器(时钟)驱动高速计数器来代替模拟的锯齿电压波,用数字寄存器(距离寄存器)的数码来等效代表距离的模拟比较电压。因此,读出跟踪状态下距离寄存器数码所代表的延迟时间 t ,即可产生相应的跟踪波门并得到目标的距离数据。

下面分别讨论数字式距离跟踪系统的组成及工作原理,自动搜索和捕获以及在数字式跟踪系统中提高精度的途径等有关问题。

6.4.1 数字式测距的基本原理

测距就是测量回波信号相对于发射脉冲的延迟时间,因此数字式测距首先要将时间量用离散的二进制数码表示出来。可以采用通常的计数方法来达到上述要求,其原理方框图和相应的波形图如图 6.20 所示。距离计数器在雷达发射高频脉冲的同时开始对计数脉冲计数,一直到回波脉冲到来后停止计数。只要记录了在此期间计数脉冲的数目 n ,根据计数脉冲的重复周期 $T(T=1/f)$,就可以计算出回波脉冲相对于发射脉冲的延迟时间 t_R :

$$t_R = nT$$

T 为已知值, 测量 t_R 实际上变成读出距离计数器的数码值 n 。为了减小测读误差, 通常计数脉冲产生器和雷达定时器触发脉冲在时间上是同步的。

距离计数器测读目标距离的基本原理已在第 4 章 4.5.2 节距离编码器的内容中作过讨论, 这里不再重复。

目标距离 R 与计数器读数 n 之间的关系为

$$n = t_R f = \frac{2R}{c} f$$

$$R = \frac{c}{2f} n \quad (6.4.1)$$

式中, f 为计数脉冲重复频率。如果需要读出多个目标的距离, 则控制触发器置“0”的脉冲应在相应的最大作用距离以后产生, 各个目标距离数据的读出依靠回波不同的延迟时间去控制读出门, 读出的距离数据分别送到相应的距离寄存器中。

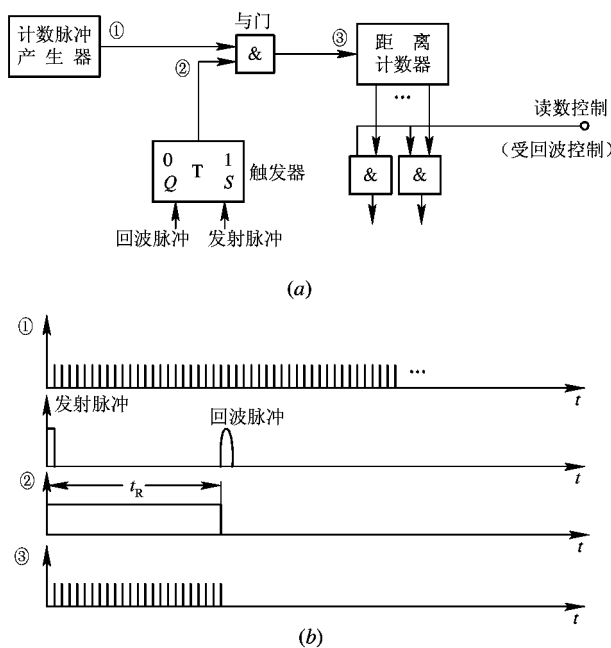


图 6.20 数字式测距

(a) 原理框图; (b) 波形图

可见, 数字式测距中, 对目标距离 R 的测定转换为测量脉冲数 n , 从而把时间 t_R 这个连续量变成了离散的脉冲数。从提高测距精度, 减小量化误差的观点来看, 计数脉冲频率 f 越高越好, 这时对器件速度的要求提高, 计数器的级数应相应增加。有时也可以采用游标计数法、插值延迟线法等减小量化误差的方法。

6.4.2 数字式自动跟踪

下面讨论数字式距离自动跟踪三个组成部分的组成及工作原理。

1. 时间鉴别器(距离比较器)

数字式时间鉴别器的作用和模拟系统中的时间鉴别器完全相同,也是通过一定的符合比较电路,鉴别出回波信号与跟踪波门之间的迟延时间差 Δt 。不同之处是数字式时间鉴别器的输出是正比于时间差 Δt 的二进制数码,而不是模拟电压 u_e 。图 6.21 画出了数字式时

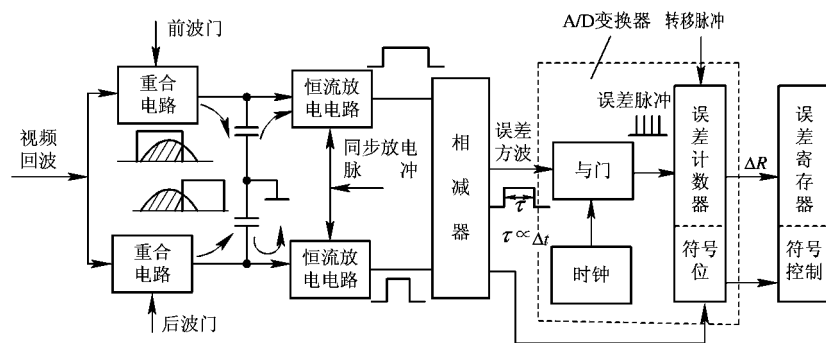


图 6.21 数字式时间鉴别器

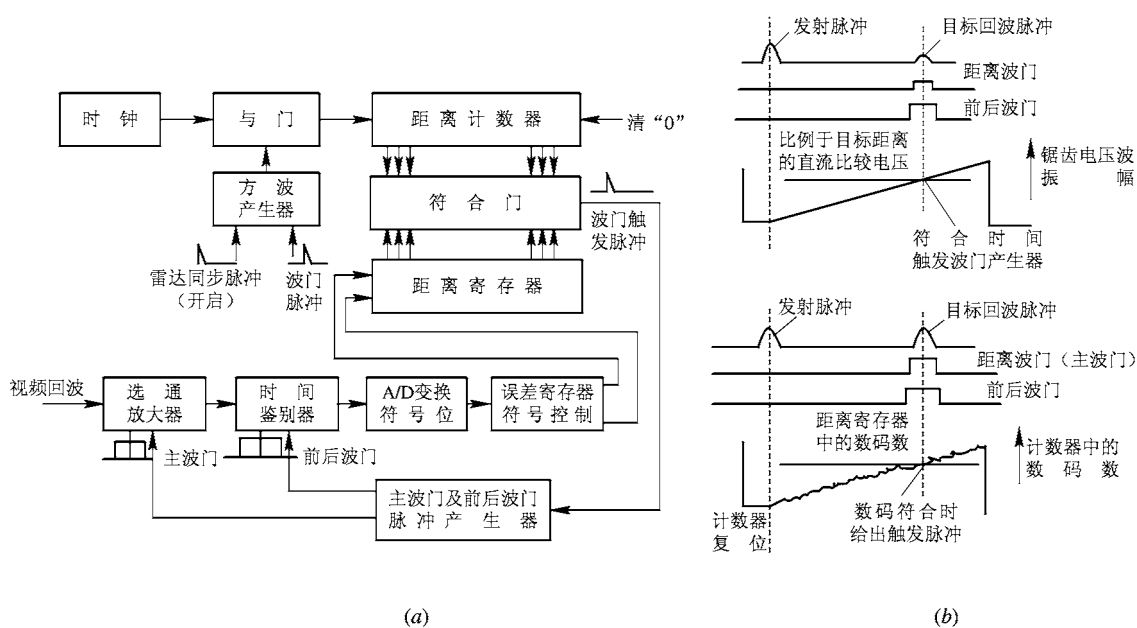
间鉴别器的一个例子。从图中可以看出,通过重合电路,积分—恒流放电电路和相减器,将时间差 Δt 转换为脉冲宽度 τ ,然后利用一个高稳定度的时钟脉冲对它进行计数,这样就将模拟量 τ 变换为数字量,完成了 A/D 变换。将计数结果 ΔR 储存在误差寄存器中。另一方面,相减器还输出一个符号脉冲,控制计数器和寄存器的符号位,以标明距离误差 ΔR 的极性。

2. 跟踪波门产生器

在数字式距离跟踪系统中,跟踪波门的产生与模拟法中的锯齿电压波法完全可以比拟。这里由时钟驱动的高速数字计数器(距离波门计数器)上的数码 n 随时间 t 增长: $n = ft$,它代替了模拟式中电压随时间线性上升的锯齿波。相应地,与目标距离成正比的比较电压 E_p 也由距离寄存器中的距离数码所取代。与锯齿电压波法产生移动指标的道理相同,由雷达发射机定时脉冲启动计数器,即计数器起始计数的时间和发射脉冲同步。当计数器的数码计到与距离寄存器的数码相同时,作为重合电路的符合门就送出一个触发脉冲作为移动指标的基准脉冲,由它去驱动波门产生器产生雷达工作所需的主波门与前后波门。各种波门之间的固定时差可在产生器和距离寄存器内予以修正。图 6.22 画出了数字式距离跟踪系统的方框图和跟踪波门产生器的波形图。

3. 距离产生器(控制器)

距离产生器的作用是对时间鉴别器输出的距离误差进行加工,用它的输出去控制跟踪波门的移动。在跟踪波门产生器中已看到,距离寄存器的数码决定跟踪波门的迟延时间,因此距离产生器的输出应该用来修正距离寄存器的数码。在一阶无差的数字式距离跟踪系统里,控制器(距离产生器)由一个误差寄存器、一个距离寄存器和一个(串行)累加器组成,如图 6.23 所示。工作时,时间鉴别器输出的距离误差数码送入误差寄存器,在累加器里,由移位脉冲把误差寄存器和距离寄存器的数码逐位移入并相加,再把新的结果送回距离寄存器,形成距离数码。如果距离误差是负值,则误差寄存器的符号位为“1”,则将距离误差数码取补码后送入加法器,完成相减作用。



(a)

(b)

图 6.22 数字式距离跟踪系统

(a) 方框图; (b) 跟踪波门产生器波形示意图

在上述距离产生器里, 由于距离寄存器的记忆作用, 在累加器的辅助下, 构成一个积分环节, 因此由它构成的系统属于一阶无静差的距离跟踪系统。如图 6.22(a) 方框图所示。这个系统在跟踪固定距离的目标时, 如果跟踪波门和目标回波在时间上不重合, 时间鉴别器将送出相应的误差数码, 该误差数码会累加到距离寄存器上, 从而改变寄存器的数码。寄存器上数码的变化将相应地改变跟踪波门的时间位置, 使之朝着减小误差的方向进行, 直到跟踪波门和目标回波脉冲在时间上重合, 时间鉴别器不再输出误差码为止, 这时系统的工作无跟踪误差, 即位置误差为零; 且由于距离寄存器的记忆作用, 整个系统有“位置记忆”的能力。当目标以恒速(恒径向速度)飞行时, 这个距离跟踪系统会出现速度(滞后)误差。因为这时距离寄存器里代表距离的数码要跟着由于目标径向速度引起的目标距离的变化, 这就必须由误差鉴别器送出一个固定的误差码, 逐次地改变寄存器的数码, 这个误差码就是系统的速度误差。当要求高精度跟踪且消除速度误差时, 可在系统中增加一个记忆环节——速度寄存器, 使系统成为二阶无静差。此时跟踪无速度误差, 而只有加速度以及高次项误差。图 6.24 所示为二阶自动距离跟踪系统的一个例子。在二阶系统中, 时间鉴别器输出的误差数码正比于目标加速度(其它高次项较小), 此误差数码一路经 β 滤波器等对速度寄存器中的目标速度数码进行校正, 另一路经 α 滤波器等对距离寄存器中的目标距离数码进行校正。同时, 距离寄存器还接受速度寄存器送来的数码。对于恒速运动

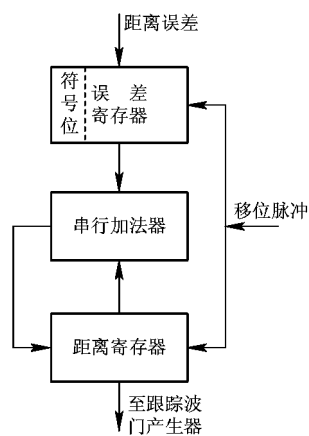


图 6.23 距离产生器的组成

离 R_{\min} 到最大作用距离 R_{\max} “寻找”目标回波,这就必须产生一个跟踪波门,其延迟时间在 $t_{x\min}$ ($t_{x\min} = \frac{2R_{\min}}{c}$) 和 $t_{x\max}$ ($t_{x\max} = \frac{2R_{\max}}{c}$) 范围内变化。在数字式距离跟踪系统中,跟踪波门的延迟时间 t_x 由距离寄存器的数码决定,因而设法连续改变距离寄存器的数码值,即可获得搜索时在时间轴上移动的跟踪脉冲。

要实现距离寄存器中数码的不断变化,最简单的办法就是不断地向距离寄存器中加数

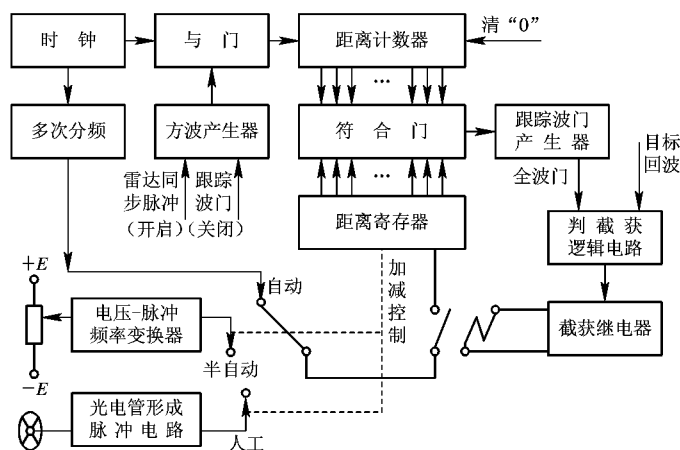


图 6.25 搜索与截获的方法

(或减数),如图 6.25 所示。如果送到距离寄存器的脉冲是由计数脉冲产生器产生的,这时称为自动搜索;如果由人工控制一个有极性的电压,该电压用来控制脉冲的产生,即脉冲的频率(决定搜索速度)和极性(即加数或减数,它决定搜索方向)是人控制的,这种方法称为半自动的。而搜索方向与速度均由人控制手轮的方法来实现的称为人工搜索。

自动搜索时需自动加入计数脉冲,计数脉冲的频率决定搜索速度。为了保证可靠地截获目标,搜索速度应减小到当跟踪波门与所“寻找”的目标回波相遇时,能够在连续 n 个雷达重复周期 T_r 内回波脉冲均能与跟踪波门相重合。为此,送到距离寄存器的计数脉冲频率应比较低,它可用送到距离计数器的时钟脉冲经多次分频后得到。自动搜索通常用于杂波干扰较小,或搜索区只有单一目标时。如干扰较大或有多目标需要选择时,宜采用半自动或人工搜索的办法。

一旦搜索到目标,判截获电路即开始工作。判截获电路的输入端加有全波门(前、后、半波门的和)和从接收机来的目标回波。当回波与波门的重合数超过一定数量时,才能判断它是目标回波而不是干扰信号,这时判截获电路发出指令,使截获继电器工作而系统进入跟踪状态。此时距离寄存器的数码调整由时间鉴别器输出的误差脉冲提供,系统处于闭环跟踪状态。

上述的搜索和截获方法由于要保证可靠地截获目标,搜索速度慢,或者说搜索距离全程所需的时间长,而当加快搜索速度时,跟踪波门与回波的重合数减小,无把握判断所截获的究竟是目标还是干扰,可能产生错误截获。为解决上述矛盾,可以采用全距离等待截获的方法来提高搜索速度。

全距离等待截获不采用前面那种搜索判别的方法,而是先将出现回波信号所对应的距

离记录下来,然后通过以后几个重复周期来考察该距离上是真实目标还是干扰,当判别为目标时就接通截获继电器,系统转入正常跟踪状态。

图 6.26 是全距离等待截获目标的一种方案。在一个重复周期开始前距离计数器与距

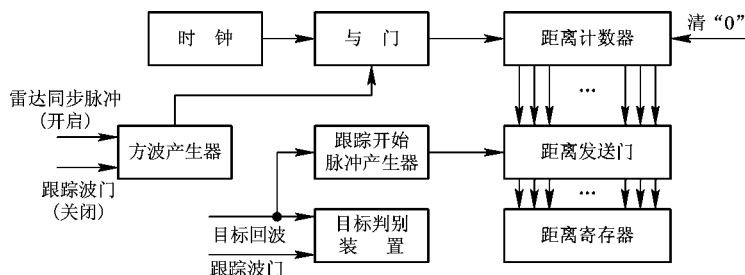


图 6.26 全距离等待截获目标方法

离寄存器都清“0”，然后距离计数器从发射触发脉冲（主脉冲）的时间开始计数，直到下一个主脉冲到来前，再次清“0”，这种情况相当于自动搜索时搜索脉冲在 $0 \sim t_{\text{max}}$ 范围内移动以搜索目标回波，在截获目标前，距离计数器便一直周而复始地计数——清“0”——计数，并把它送到距离发送门。

当目标进入雷达波束后，由接收机送来的回波信号加噪声信号被送入信号处理装置，根据给定的虚警概率进行门限检测。超过门限的信号表示发现目标，将该信号整形后送跟踪开始脉冲产生器。

跟踪开始脉冲产生器的作用是在回波信号到来时产生跟踪开始脉冲，该脉冲用来打开距离发送门，这时距离计数器的数码传送给距离寄存器，寄存器就以二进制数码计下了回波脉冲相对于主脉冲的迟延时间，也就是目标的距离。至此系统就完成了对目标的搜索。理想情况下，目标回波到来时，只需一个重复周期便可完成对目标的搜索，第二个重复周期时即可根据距离寄存器的数码送出跟踪波门而截获目标。但由于不是多个回波后截获，可能出现较大虚警，还需目标判别装置进一步判断。这可采用以下的办法进行判别：把第二个重复周期产生的跟踪波门，也同时送到目标判别装置，该装置立即给出低电平关闭跟踪开始脉冲产生器，使其在未判别该回波性质前暂不产生第二个跟踪开始脉冲；与此同时，目标判别装置根据以后几个重复周期中产生波门与回波到来的情况进行判别，当确定数据是目标回波而不是干扰时，判别装置给出“稳定跟踪”信号，系统转入正常跟踪。

全距离等待截获的方法适用于接收机输出信号干扰功率比较大的情况，信号先记录再判断，正常情况下，只需两个重复周期就可截获目标，因此比前面移动跟踪波门的方法要优越得多。但当接收机输出端的杂波和干扰较强时，这种方案较难实现，这时截获的往往是干扰而不是目标，需要进一步改进，才能使系统有效工作。

6.4.4 提高跟踪精度的方法

在数字系统中，用离散的二进制码来表示连续的时间量，将会产生量化误差。当目标回波出现在第 N 个与 $(N+1)$ 个计数脉冲之间时，距离计数器的计数总是 N ，这就产生相应的误差。

设计数时钟脉冲的周期为 T (时钟频率 $f=1/T$)，目标回波延迟时间 t_R 出现于 NT 与

$(N+1)T$ 之间,且出现在此间隔中任一点的概率是相同的,因此按 NT 进行读数时引起误差 $\Delta t = t_R - NT$ 的方差为

$$\sigma_{\Delta}^2 = \int_{NT}^{(N+1)T} (t_R - NT)^2 \cdot \frac{1}{T} dt_R = \frac{T^2}{3}$$

可见,要减小量化误差就必须减小 T 或者说提高计数脉冲的频率 f ,这时计数器的位数要相应增加,计数器的工作速度要加快。可见,单纯以提高计数脉冲频率来降低量化误差有时仍不能满足要求或在实现时不宜采用,还需要用其它降低量化误差的办法。这些方法大体有:游标计数法,具有小数位的计数法及插值延迟法等。下面以插值器法为例予以说明,其它办法可参考有关资料。

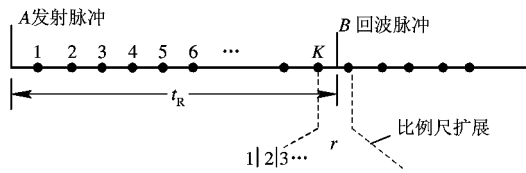


图 6.27 粗量化与精量化关系示意图

插值器法也就是粗量化和精量化相结合的方法,它减小量化误差的原理可以用图 6.27 示意来说明,图中粗量化的时间间隔为 T ,精量化又将粗量化单元分为 $n=2^k$ 等分,故精量化的时间间隔 $\Delta T = T/n$ 。图中目标回波的延迟时间 t_R 为

$$t_R = KT + r\Delta T$$

相应的距离 R 为

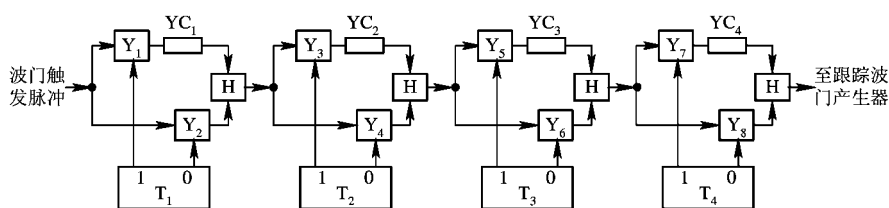
$$\begin{aligned} R &= \frac{c}{2}(KT + r\Delta T) \\ &= K \frac{c}{2}T + r \frac{c}{2}\Delta T \end{aligned}$$

距离的量化误差取决于 ΔT ,是 T 量化误差的 $1/n$ 。

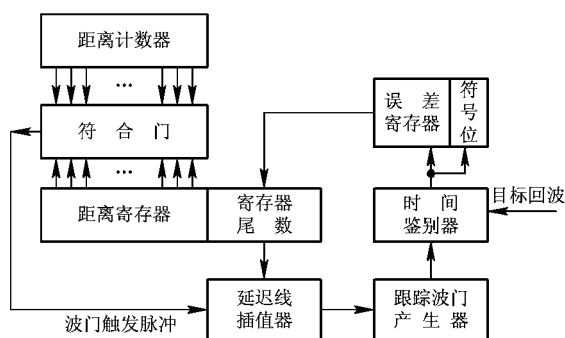
在数字式距离跟踪系统中,通过距离寄存器尾数的 k 位数字去控制“延迟线插值器”,就可以实现将粗量化的时间间隔等分为 n 个精量化间隔。图 6.28 所示为 $k=4$ 时的插值器与距离寄存器尾数四位配合使用的情况。

系统在跟踪状态工作时,由符合门送出的波门触发脉冲是经过粗量化的,直接用它去产生跟踪波门,则跟踪波门和目标回波中心未完全对准,时间鉴别器就将送出与两者时间差相对应的误差脉冲,将误差脉冲加(或减)到距离寄存器的尾数。以误差脉冲数等于 +7 为例,则二进制码为“0111”,加到距离寄存器的尾数为四位时,即图 6.28(a)中 T_1 、 T_2 、 T_3 均置“1”,而 T_4 置“0”,故与门 Y_1 、 Y_3 、 Y_5 和 Y_8 打开,其它门关闭。这时波门触发脉冲通过 Y_1 — YC_1 延迟线— Y_3 — YC_2 延迟线— Y_5 — YC_3 延迟线— Y_8 输出至跟踪波门产生器。其中延迟线的延迟值分别为 $YC_1 = T/2^4$; $YC_2 = T/2^3$; $YC_3 = T/2^2$; $YC_4 = T/2$ 。这样,波门触发脉冲经过延迟线插值器后被延迟了 $(T/2^4 + T/2^3 + T/2^2) = 7/16T$,相当于 7 个精量化间隔。因此调整后的跟踪波门中心位置与目标回波中心就基本对准了。当然还有量化误差,其值由精量化间隔 ΔT 决定。

以上讨论是数字式距离跟踪系统的基本工作原理和主要组成。由于数字跟踪系统在性能上的突出优点,加上数字器件及相应数字技术的飞跃发展为跟踪系统的数字化提供了良好的物质条件,因而在近代跟踪雷达中,广泛采用数字式距离跟踪系统来取代早期运用的模拟系统,且其实现技术和性能亦在日益改进。



(a)



(b)

图 6.28 延迟线插值器与跟踪系统的配合

(a) 延迟线插值器与距离寄存器尾数四位配合使用图; (b) 跟踪系统中的延迟线插值器

主要参考文献

- [1] 戴树荪编. 雷达原理及显示设备. 军事电信工程学院内部讲义. 1963
- [2] 戴树荪等编. 数字技术在雷达中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1981
- [3] 西北电讯工程学院四〇三室. 雷达终端. 西北电讯工程学院内部讲义. 1977
- [4] Building a Range Tracker with Digital Circuits. Electronic, Vol. 45, No. 7, 1972
- [5] An Analysis of Digital Range Tracker, AD 623973
- [6] Digital Range Tracking. Rathon Electronic Progress Vol. 8, No. 3, 1964
- [7] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems. Second Edition. New Yook: McGraw - Hill, 1980
- [8] Barton D K. Modern Radar System Analysis. Boston: Artech House, 1988

第 7 章 角 度 测 量

7.1 概 述

为了确定目标的空间位置,雷达在大多数应用情况下,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,其中包括目标的方位角和高低角(仰角)。

雷达测角的物理基础是电波在均匀介质中传播的直线性和雷达天线的方向性。

由于电波沿直线传播,目标散射或反射电波波前到达的方向,即为目标所在方向。但在实际情况下,电波并不是在理想均匀的介质中传播,如大气密度、湿度随高度的不均匀性造成传播介质的不均匀,复杂的地形地物的影响等,因而使电波传播路径发生偏折,从而造成测角误差。通常在近距测角时,由于此误差不大,仍可近似认为电波是直线传播的。当远程测角时,应根据传播介质的情况,对测量数据(主要是仰角测量)作出必要的修正。

天线的方向性可用它的方向性函数或根据方向性函数画出的方向图表示。但方向性函数的准确表达式往往很复杂,为便于工程计算,常用一些简单函数来近似,如表 7.1 所示。方向图的主要技术指标是半功率波束宽度 $\theta_{0.5}$ 以及副瓣电平。在角度测量时 $\theta_{0.5}$ 的值表征了角度分辨能力并直接影响测角精度,副瓣电平则主要影响雷达的抗干扰性能。

雷达测角的性能可用测角范围、测角速度、测角准确度或精度、角分辨力来衡量。准确度用测角误差的大小来表示,它包括雷达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。而测量精度由随机误差决定。角分辨力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,同距离的两目标间的最小角坐标之差表示。

测角的方法可分为振幅法和相位法两大类。

本章首先讨论一般测角方法和它们的优缺点,接着介绍天线波束的各种扫描方法、仰角和高度测量、三坐标雷达,最后讨论自动测角的原理和方法。

表 7.1 天线方向图的近似表示

近似函数	工作方式	数 学 表 达 式	用 $\theta_{0.5}(\theta_0)$ 表示系数	图 形
余弦函数	单向工作	$F(\theta) \approx \cos n\theta$ $\approx \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_{0.5}}\right) \approx \cos\left(\frac{90^\circ\theta}{\theta_{0.5}}\right)$	$n = \frac{\pi}{2\theta_{0.5}}(\text{rad})$ $= \frac{90^\circ}{\theta_{0.5}}$	
	双向工作	$F_b(\theta) \approx \cos^2 n\theta \approx \cos^2 n_b\theta$ $\approx \cos^2\left(\frac{2\pi\theta}{3\theta_{0.5}}\right) \approx \cos^2\left(\frac{120^\circ\theta}{\theta_{0.5}}\right)$	$n_b = \frac{2\pi}{3\theta_{0.5}}(\text{rad})$ $= \frac{120^\circ}{\theta_{0.5}}$	
高斯函数	单向工作	$F(\theta) \approx e^{-\frac{\theta^2}{a^2}}$ $\approx e^{-1.1\frac{\theta^2}{\theta_{0.5}^2}}$	$a^2 \approx \frac{\theta_{0.5}^2}{1.4}$	
	双向工作	$F(\theta) \approx e^{-\frac{2\theta^2}{a^2}} \approx e^{-\frac{\theta^2}{a_b^2}}$ $\approx e^{-2.8\frac{\theta^2}{\theta_{0.5}^2}}$	$a_b^2 \approx \frac{\theta_{0.5}^2}{2.8}$	
辛克函数	单向工作	$F(\theta) \approx \frac{\sin b\theta}{b\theta}$ $\approx \frac{\sin\left(2\pi\frac{\theta}{\theta_0}\right)}{2\pi\frac{\theta}{\theta_0}}$ $\approx \frac{\sin\left(360^\circ\frac{\theta}{\theta_0}\right)}{360^\circ\frac{\theta}{\theta_0}}$	$b = \frac{2\pi}{\theta_0}(\text{rad})$ $= \frac{360^\circ}{\theta_0}$	
	双向工作	$F_b(\theta) \approx \frac{\sin^2 b\theta}{(b\theta)^2}$ $\approx \frac{\sin^2\left(2\pi\frac{\theta}{\theta_0}\right)}{\left(2\pi\frac{\theta}{\theta_0}\right)^2}$ $\approx \frac{\sin^2\left(360^\circ\frac{\theta}{\theta_0}\right)}{\left(360^\circ\frac{\theta}{\theta_0}\right)^2}$		

表中, $\theta_{0.5}$ 为半功率波束宽度; θ_0 为零功率波束宽度。

7.2 测角方法及其比较

7.2.1 相位法测角

1. 基本原理

相位法测角利用多个天线所接收回波信号之间的相位差进行测角。如图 7.1 所示, 设在 θ 方向有一远区目标, 则到达接收点的目标所反射的电波近似为平面波。由于两天线间距为 d , 故它们所收到的信号由于存在波程差 ΔR 而产生一相位差 φ , 由图 7.1 知

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (7.2.1)$$

其中 λ 为雷达波长。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 。

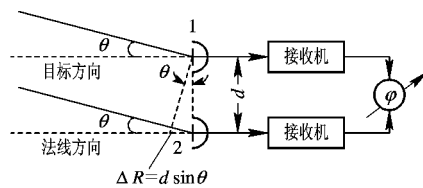


图 7.1 相位法测角的示意图

由于在较低频率上容易实现比相, 故通常将两天线收到的高频信号经与本振信号差频后, 在中频进行比相。

设两高频信号为

$$\begin{aligned} u_1 &= U_1 \cos(\omega t - \varphi) \\ u_2 &= U_2 \cos(\omega t) \end{aligned}$$

本振信号为

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

其中, 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

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

u_2 与本振 u_L 差频得

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

可见, 两中频信号 u_{11} 与 u_{12} 之间的相位差仍为 φ 。

图 7.2 所示为一个相位法测角的方框图。接收信号经过混频、放大后再加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。

图中的相位比较器可以采用相位检波器。图 7.3(a)所示为相位检波器的一种具体电路, 它由两个单端检波器组成。其中每个单端检波器与普通检波器的差别仅在于检波器的输入端是两个信号, 根据两个信号间相位差的不同, 其合成电压振幅将改变, 这样就把输入信号间相位差的变化转变为

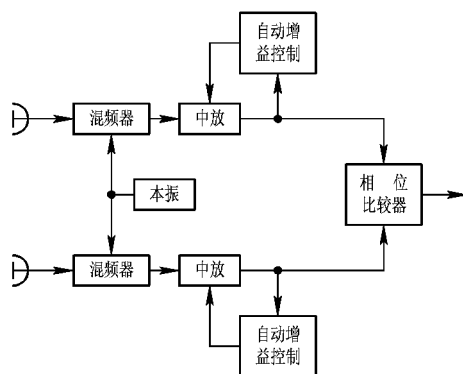


图 7.2 相位法测角方框图

不同的检波输出电压。

为讨论方便,设变压器的变压比为 1 : 1,电压正方向如图 7.3(a)所示,相位比较器输

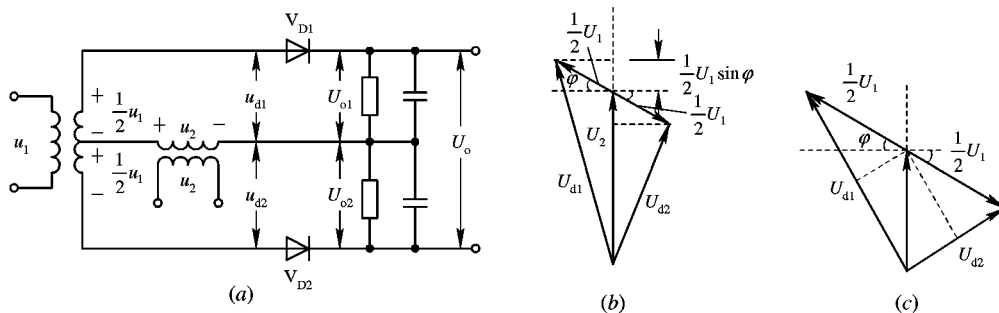


图 7.3 二极管相位检波器电路及矢量图

(a) 电路; (b) $U_2 \gg U_1$; (c) $U_2 = 1/2 U_1$

出端应能得到与相位差 φ 成比例的响应。为此目的,当相位差为 φ 的两高频信号加到相位检波器之前,其中之一要预先移相 90° 。因此相位检波器两输入信号为

$$u_1 = U_1 \cos(\alpha t - \varphi)$$

$$u_2 = U_2 \cos(\alpha t - 90^\circ)$$

U_1 、 U_2 为 u_1 、 u_2 的振幅,通常应保持为常值。现在 u_1 在相位上超前 u_2 的数值为 $(90^\circ - \varphi)$ 。由图 7.3(a)知:

$$u_{d1} = u_2 + \frac{1}{2} u_1$$

$$u_{d2} = u_2 - \frac{1}{2} u_1$$

当选取 $U_2 \gg U_1$ 时,由矢量图 7.3(b)可知

$$|u_{d1}| = U_{d1} \approx U_2 + \frac{1}{2} U_1 \sin \varphi$$

$$|u_{d2}| = U_{d2} \approx U_2 - \frac{1}{2} U_1 \sin \varphi$$

故相位检波器输出电压为

$$\begin{aligned} U_o &= U_{o1} - U_{o2} = K_d U_{d1} - K_d U_{d2} \\ &= K_d U_1 \sin \varphi \end{aligned} \quad (7.2.2)$$

其中 K_d 为检波系数。由式(7.2.2)可画出相位检波器的输出特性曲线,如图 7.4(a)所示。测出 U_o ,便可求出 φ 。显然,这种电路的单值测量范围是 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 。当 $\varphi < 30^\circ$, $U_o \approx K_d U_1 \varphi$,输出电压 U_o 与 φ 近似为线性关系。

当选取 $1/2 U_1 = U_2$ 时,由矢量图 7.3(c)可求得:

$$U_{d1} = 2 \times \frac{1}{2} U_1 \left| \sin\left(45^\circ + \frac{1}{2} \varphi\right) \right|$$

$$U_{d2} = 2 \times \frac{1}{2} U_1 \left| \sin\left(45^\circ - \frac{1}{2} \varphi\right) \right|$$

则输出

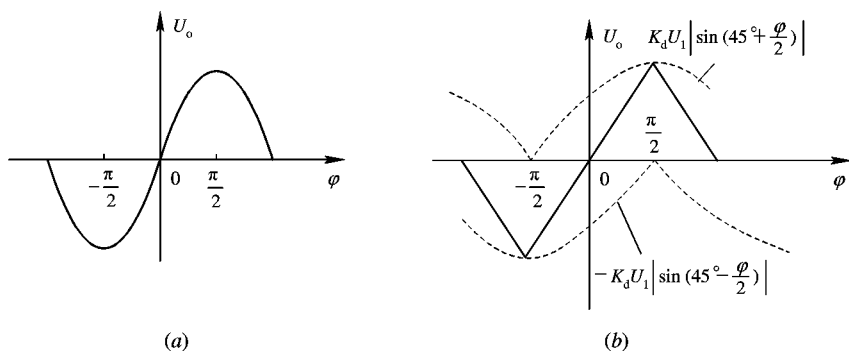


图 7.4 相位检波器输出特性

(a) $U_2 \gg U_1$; (b) $U_2 = 1/2 U_1$

$$U_o = K_d U_1 \left| \sin\left(45^\circ + \frac{\varphi}{2}\right) \right| - K_d U_1 \left| \sin\left(45^\circ - \frac{\varphi}{2}\right) \right|$$

输出特性如图 7.4(b)所示, φ 与 U_o 有良好的线性关系, 但单值测量范围仍为 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 。为了将单值测量范围扩大到 2π , 电路上还需采取附加措施。

2. 测角误差与多值性问题

相位差 φ 值测量不准, 将产生测角误差, 它们之间的关系如下[将式(7.2.1)两边取微分]:

$$\begin{aligned} d\varphi &= \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta d\theta \\ d\theta &= \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta} d\varphi \end{aligned} \quad (7.2.3)$$

由式(7.2.3)可看出, 采用读数精度高($d\varphi$ 小)的相位计, 或减小 λ/d 值(增大 d/λ 值), 均可提高测角精度。也注意到: 当 $\theta=0$ 时, 即目标处在天线法线方向时, 测角误差 $d\theta$ 最小。当 θ 增大, $d\theta$ 也增大, 为保证一定的测角精度, θ 的范围有一定的限制。

增大 d/λ 虽然可提高测角精度, 但由式(7.2.1)可知, 在感兴趣的 θ 范围(测角范围)内, 当 d/λ 加大到一定程度时, φ 值可能超过 2π , 此时 $\varphi = 2\pi N + \psi$, 其中 N 为整数; $\psi < 2\pi$, 而相位计实际读数为 ψ 值。由于 N 值未知, 因而真实的 φ 值不能确定, 就出现多值性(模糊)问题。必须解决多值性问题, 即只有判定 N 值才能确定目标方向。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 7.5 所示。

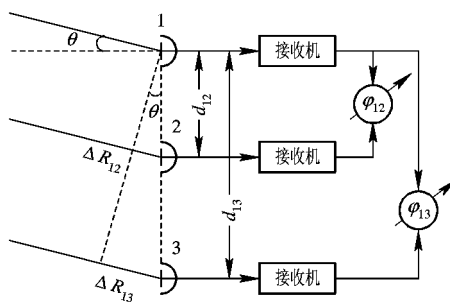


图 7.5 三天线相位法测角原理示意图

设目标在 θ 方向。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 收到的信号之间的相位差在测角范围内均满足:

$$\varphi_{12} = \frac{2\pi}{\lambda} d_{12} \sin \theta < 2\pi$$

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 收到的信号的相位差为

$$\varphi_{13} = \frac{2\pi}{\lambda} d_{13} \sin \theta = 2\pi N + \phi \quad (7.2.4)$$

φ_{13} 由相位计 2 读出, 但实际读数是小于 2π 的 ϕ 。为了确定 N 值, 可利用如下关系:

$$\begin{aligned} \frac{\varphi_{13}}{\varphi_{12}} &= \frac{d_{13}}{d_{12}} \\ \varphi_{13} &= \frac{d_{13}}{d_{12}} \varphi_{12} \end{aligned} \quad (7.2.5)$$

根据相位计 1 的读数 φ_{12} 可算出 φ_{13} , 但 φ_{12} 包含有相位计的读数误差, 由式(7.2.5)标出的 φ_{13} 具有的误差为相位计误差的 d_{13}/d_{12} 倍, 它只是式(7.2.4)的近似值, 只要 φ_{12} 的读数误差值不大, 就可用它确定 N , 即把 $(d_{13}/d_{12})\varphi_{12}$ 除以 2π , 所得商的整数部分就是 N 值。然后由式(7.2.4)算出 φ_{13} 并确定 θ 。由于 d_{13}/λ 值较大, 保证了所要求的测角精度。

7.2.2 振幅法测角

振幅法测角是用天线收到的回波信号幅度值来做角度测量的, 该幅度值的变化规律取决于天线方向图以及天线扫描方式。

振幅法测角可分为最大信号法和等信号法两大类, 下面依次讨论这些方法。

1. 最大信号法

当天线波束作圆周扫描或在一定扇形范围内作匀角速扫描时, 对收发共用天线的单基地脉冲雷达而言, 接收机输出的脉冲串幅度值被天线双程方向图函数所调制。找出脉冲串的最大值(中心值), 确定该时刻波束轴线指向即为目标所在方向, 如图 7.6(b)的①所示。

如天线转动角速度为 ω_a r/min, 脉冲雷达重复频率为 f_r , 则两脉冲间的天线转角为

$$\Delta\theta_s = \frac{\omega_a \times 360^\circ}{60} \cdot \frac{1}{f_r}$$

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

在人工录取的雷达里, 操纵员在显示器画面上看到回波最大值的同时, 读出目标的角数据。采用平面位置显示(PPI)二度空间显示器时, 扫描线与波束同步转动, 根据回波标志中心(相当于最大值)相应的扫描线位置, 借助显示器上的机械角刻度或电子角刻度读出目标的角坐标。

在自动录取的雷达中, 可以采用以下办法读出回波信号最大值的方向: 一般情况下, 天线方向图是对称的, 因此回波脉冲串的中心位置就是其最大值的方向。测读时可先将回波脉冲串进行二进制量化, 其振幅超过门限时取“1”, 否则取“0”, 如果测量时没有噪声和其它干扰, 就可根据出现“1”和消失“1”的时刻, 方便且精确地找出回波脉冲串“开始”和“结束”时的角度, 两者的中间值就是目标的方向。通常, 回波信号中总是混杂着噪声和干扰, 为减弱噪声的影响, 脉冲串在二进制量化前先进行积累, 如图 7.6(b)中②的实线所示, 积累后的输出将产生一个固定延迟(可用补偿解决), 但可提高测角精度。

最大信号法测角也可采用闭环的角度波门跟踪进行,如图 7.6(b)中的③、④所示,它的基本原理和距离门做距离跟踪相同。用角波门技术作角度测量时的精度(受噪声影响)为

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_B}{K_p \sqrt{2E/N_0}} = \frac{\theta_B \sqrt{L_p}}{K_p \sqrt{2(S/N)_m^n}} \quad (7.2.6a)$$

式中, 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(图 7.6(b)的⑤); θ_B 为天线波束宽度; L_p 为波束形状损失; $(S/N)_m$ 是中心脉冲的信噪比; $n = t_0 f_r$, 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可得到 $K_p/\sqrt{L_p} = 1.4$, 则得

$$\sigma_{\theta} = \frac{0.5\theta_B}{\sqrt{\left(\frac{S}{N}\right)_m^n}} \quad (7.2.6b)$$

最大信号法测角的优点一是简单;二是用天线方向图的最大值方向测角,此时回波最强,故信噪比最大,对检测发现目标是有利的。

其主要缺点是直接测量时测量精度不很高,约为波束半功率宽度($\theta_{0.5}$)的 20%左右。因为方向图最大值附近比较平坦,最强点不易判别,测量方法改进后可提高精度。另一缺点是不能判别目标偏离波束轴线的方向,故不能用于自动测角。最大信号法测角广泛应用于搜索、引导雷达中。

2. 等信号法

等信号法测角采用两个相同且彼此部分重叠的波束,其方向图如图 7.7(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(如图 7.7(b)所示)。故常常称 OA 为等信号轴。当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,波束 2 的回波比波

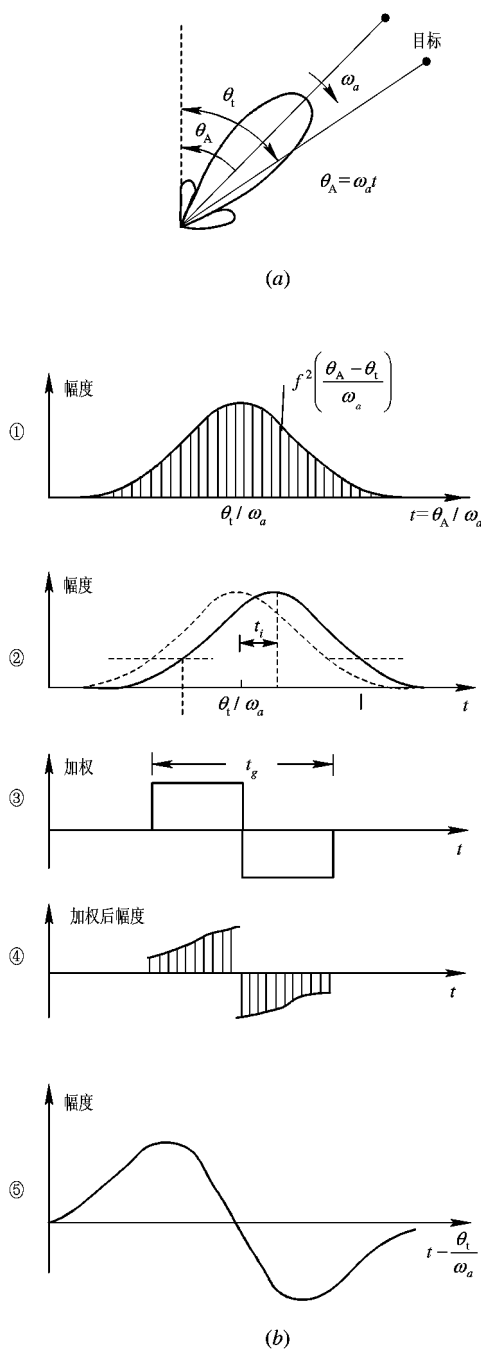


图 7.6 最大信号法测角

(a) 波束扫描; (b) 波型图

束 1 的强,处在 OC 方向时,波束 2 的回波较波束 1 的弱,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,并可用查表的办法估计出偏离等信号轴的大小。

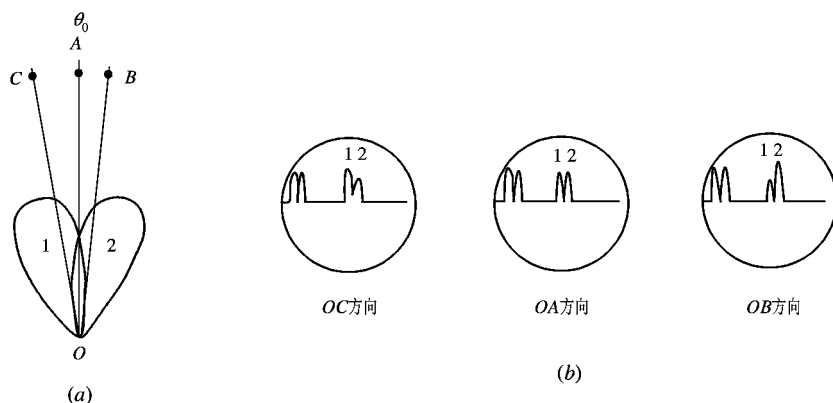


图 7.7 等信号法测角
(a) 波束; (b) K 型显式器画面

设天线电压方向性函数为 $F(\theta)$, 等信号轴 OA 的指向为 θ_0 , 则波束 1、2 的方向性函数可分别写成:

$$\begin{aligned} F_1(\theta) &= F(\theta_1) = F(\theta + \theta_k - \theta_0) \\ F_2(\theta) &= F(\theta_2) = F(\theta - \theta_0 - \theta_k) \end{aligned}$$

θ_k 为 θ_0 与波束最大值方向的偏角。

用等信号法测量时,波束 1 接收到的回波信号 $u_1 = KF_1(\theta) = KF(\theta_k - \theta_1)$, 波束 2 收到的回波电压值 $u_2 = KF_2(\theta) = KF(-\theta_k - \theta_1) = KF(\theta_k + \theta_1)$, 式中 θ_1 为目标方向偏离等信号轴 θ_0 的角度。对 u_1 和 u_2 信号进行处理, 可以获得目标方向 θ_1 的信息。

(1) 比幅法: 求两信号幅度的比值

$$\frac{u_1(\theta)}{u_2(\theta)} = \frac{F(\theta_k - \theta_1)}{F(\theta_k + \theta_1)}$$

根据比值的大小可以判断目标偏离 θ_0 的方向, 查找预先制定的表格就可估计出目标偏离 θ_0 的数值。

(2) 和差法: 由 u_1 及 u_2 可求得其差值 $\Delta(\theta_1)$ 及和值 $\Sigma(\theta_1)$, 即

$$\Delta(\theta) = u_1(\theta) - u_2(\theta) = K[F(\theta_k - \theta_1) - F(\theta_k + \theta_1)]$$

在等信号轴 $\theta = \theta_0$ 附近, 差值 $\Delta(\theta)$ 可近似表达为

$$\Delta(\theta_1) \approx 2\theta_1 \left. \frac{dF(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_0} k$$

而和信号

$$\Sigma(\theta_1) = u_1(\theta) + u_2(\theta) = K[F(\theta_k - \theta_1) + F(\theta_k + \theta_1)]$$

在 θ_0 附近可近似表示为

$$\Sigma(\theta_1) \approx 2F(\theta_0)k$$

即可求得和、差波束 $\Sigma(\theta)$ 与 $\Delta(\theta)$, 如图 7.8 所示。归一化的和差值

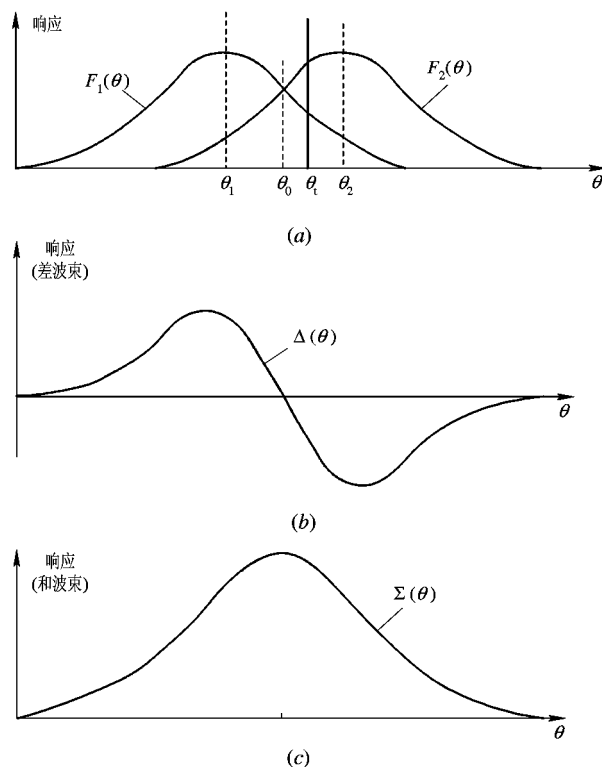


图 7.8 和差法测角

(a) 两波束的方向图; (b) 差波束响应; (c) 和波束响应

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{\theta_1}{F(\theta_0)} \left. \frac{dF(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_0} \quad (7.2.7)$$

因为 Δ/Σ 正比于目标偏离 θ_0 的角度 θ_1 , 故可用它来判读角度 θ_1 的大小及方向。

等信号法中, 两个波束可以同时存在, 若用两套相同的接收系统同时工作, 则称同时波瓣法; 两波束也可以交替出现, 或只要其中一个波束, 使它绕 OA 轴旋转, 波束便按时间顺序在 1、2 位置交替出现, 只要用一套接收系统工作, 则称顺序波瓣法。

等信号法的主要优点是:

(1) 测角精度比最大信号法高, 因为等信号轴附近方向图斜率较大, 目标略微偏离等信号轴时, 两信号强度变化较显著。由理论分析可知, 对收发共用天线的雷达, 精度约为波束半功率宽度的 2%, 比最大信号法高约一个量级。

(2) 根据两个波束收到的信号的强弱可判别目标偏离等信号轴的方向, 便于自动测角。

等信号法的主要缺点: 一是测角系统较复杂; 二是等信号轴方向不是方向图的最大值方向, 故在发射功率相同的条件下, 作用距离比最大信号法小些。若两波束交点选择在最大值的 0.7~0.8 处, 则对收发共用天线的雷达, 作用距离比最大信号法减小约 20%~30%。

等信号法常用来进行自动测角, 即应用于跟踪雷达中。

7.3 天线波束的扫描方法

雷达波束通常以一定的方式依次照射给定空域,以进行目标探测和目标坐标测量,即天线波束需要扫描。本节讨论天线波束扫描方式和方法。

7.3.1 波束形状和扫描方法

不同用途的雷达,其所用的天线波束形状不同,扫描方式也不同。两种常用的基本波束形状为扇形波束和针状波束。

1. 扇形波束

扇形波束的水平面和垂直面内的波束宽度有较大差别,主要扫描方式是圆周扫描和扇扫。

圆周扫描时,波束在水平面内作 360° 圆周运动(图 7.9),可观察雷达周围目标并测定其距离和方位角坐标。所用波束通常在水平面内很窄,故方位角有较高的测角精度和分辨力。垂直面内很宽,以保证同时监视较大的仰角空域。地面搜索型雷达垂直面内的波束形

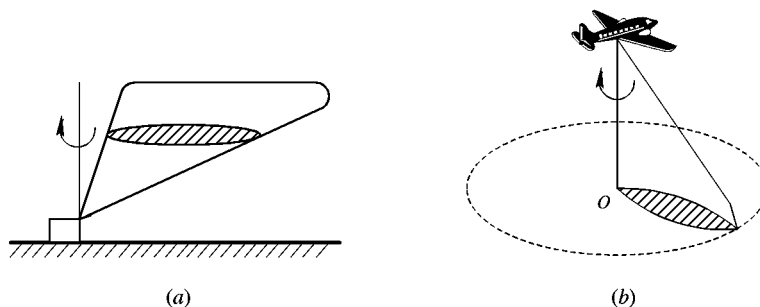


图 7.9 扇形波束圆周扫描

(a) 地面雷达; (b) 机载雷达

状通常做成余割平方形,这样功率利用比较合理,使同一高度不同距离目标的回波强度基本相同。

由雷达方程知,回波功率为

$$P_r = K_1 \frac{G^2}{R^4}$$

式中, G 为天线增益; R 为斜距; K_1 为雷达方程中其它参数决定的常数。若目标高度为 H , 仰角为 β , 忽略地面曲率, 则 $R = H / \sin \beta = H \csc \beta$, 代入上式得

$$P_r = K_1 \frac{1}{H^4} \frac{G^2}{\csc^4 \beta}$$

若目标高度一定, 要保持 P_r 不变, 则要求 $G / \csc^2 \beta = K$ (常数), 故

$$G = K \csc^2 \beta$$

即天线增益 $G(\beta)$ 为余割平方形。

当对某一区域需要特别仔细观察时,波束可在所需方位角范围内往返运动,即做扇形扫描。

专门用于测高的雷达,采用波束宽度在垂直面内很窄而水平面内很宽的扇形波束,故仰角有较高的测角精度和分辨力。雷达工作时,波束可在水平面内作缓慢圆周运动,同时在一定的仰角范围内做快速扇扫(点头式)。

2. 针状波束

针状波束的水平面和垂直面波束宽度都很窄。采用针状波束可同时测量目标的距离、方位和仰角,且方位和仰角两者的分辨力和测角精度都较高。主要缺点是因波束窄,扫完一定空域所需的时间较长,即雷达的搜索能力较差。

根据雷达的不同用途,针状波束的扫描方式很多,图 7.10 所示为其中几个例子。图(a)为螺旋扫描,在方位上圆周快扫,同时仰角上缓慢上升,到顶点后迅速降到起点并重新开始扫描;图(b)为分行扫描,方位上快扫,仰角上慢扫;图(c)为锯齿扫描,仰角上快扫而方位上缓慢移动。

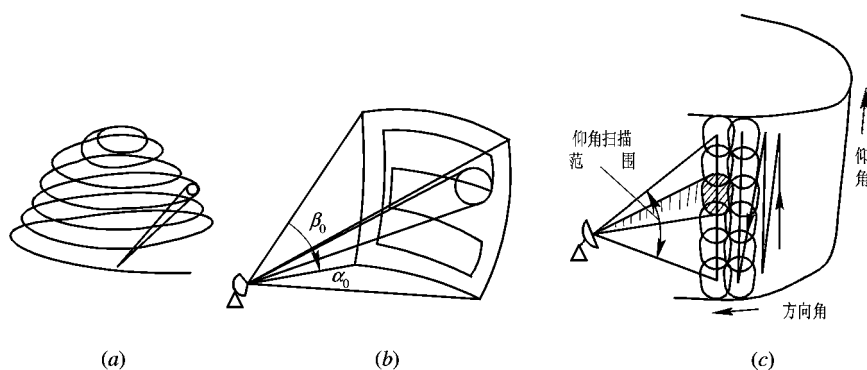


图 7.10 针状波束扫描方式
(a) 螺旋扫描; (b) 分行扫描; (c) 锯齿扫描

7.3.2 天线波束的扫描方法

实现波束扫描的基本方法有机械性扫描和电扫描两种。

1. 机械性扫描

利用整个天线系统或其某一部分的机械运动来实现波束扫描的称为机械性扫描。如环视雷达、跟踪雷达,通常采用整个天线系统转动的方法。而图 7.11 是馈源不动,反射体相对于馈源往复运动实现波束扇扫的一个例子。不难看出,波束偏转的角度为反射体旋转角度的两倍。图 7.12 为风琴管式馈源,由一个输入喇叭和一排等长波导组成,波导输出口按直线排列,作为抛物面反射体的一排辐射源。当输入喇叭转动依次激励各波导时,这排波导的输出口也依次以不同的角度照射反射体,形成波束扫描。这等效于反射体不动,馈源左右摆动实现波束扇扫。

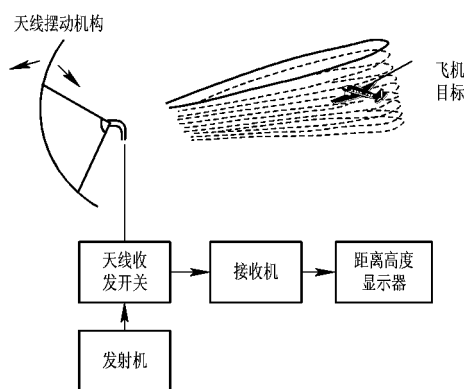


图 7.11 馈源不动反射体动的机械性扫描

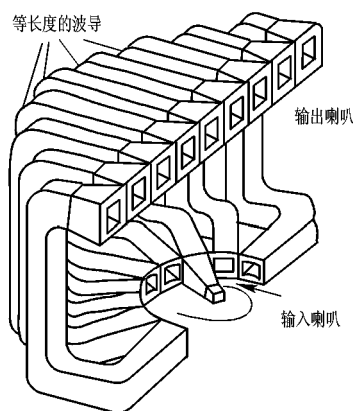


图 7.12 风琴管式扫描器示意图

机械性扫描的优点是简单。其主要缺点是机械运动惯性大，扫描速度不高。近年来快速目标、洲际导弹、人造卫星等的出现，要求雷达采用高增益极窄波束，因此天线口径面往往做得非常庞大，再加上常要求波束扫描的速度很高，用机械办法实现波束扫描无法满足要求，必须采用电扫描。

2. 电扫描

电扫描时，天线反射体，馈源等不必作机械运动。因无机械惯性限制，扫描速度可大大提高，波束控制迅速灵便，故这种方法特别适用于要求波束快速扫描及巨型天线的雷达中。电扫描的主要缺点是扫描过程中波束宽度将展宽，因而天线增益也要减小，所以扫描的角度范围有一定限制。另外，天线系统一般比较复杂。

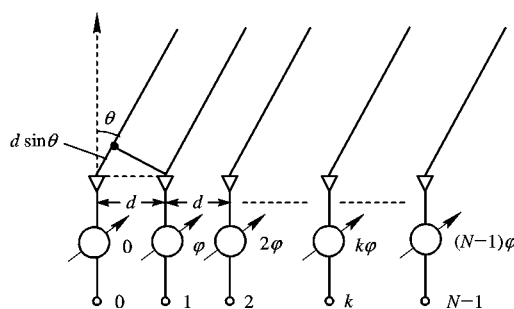
根据实现时所用基本技术的差别，电扫描又可分为相位扫描法、频率扫描法、时间延迟法等。下面我们以相位扫描法为主讨论电扫描的基本原理及有关问题。

7.3.3 相位扫描法

在阵列天线上采用控制移相器相移量的方法来改变各阵元的激励相位，从而实现波束的电扫描。这种方法称作相位扫描法（简称相扫法）。

1. 基本原理

图 7.13 所示为由 N 个阵元组成的一维直线移相器天线阵，阵元间距为 d 。为简化分析，先假定每个阵元为无方向性的点辐射源，所有阵元的馈线输入端为等幅同相馈电，各移相器的相移量分别为 $0, \varphi, 2\varphi, \dots, (N-1)\varphi$ （如图 7.13 所示），即相邻阵元激励电流之间的相位差为 φ 。

图 7.13 N 元直线移相器天线

现在考虑偏离法线 θ 方向远区某点的场强，它应为各阵元在该点的辐射场的矢量和

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\theta) &= \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_1 + \cdots + \mathbf{E}_i + \cdots + \mathbf{E}_{N-1} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{E}_k \end{aligned}$$

因等幅馈电, 且忽略各阵元到该点距离上的微小差别对振幅的影响, 可认为各阵元在该点辐射场的振幅相等, 用 E 表示。若以零号阵元辐射场 \mathbf{E}_0 的相位为基准, 则

$$\mathbf{E}(\theta) = E \sum_{k=0}^{N-1} e^{jk(\psi - \varphi)} \quad (7.3.1)$$

式中, $\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$, 为由于波程差引起的相邻阵元辐射场的相位差; φ 为相邻阵元激励电流相位差; $k\psi$ 为由波程差引起的 \mathbf{E}_k 对 \mathbf{E}_0 的相位超前; $k\varphi$ 为由激励电流相位差引起的 \mathbf{E}_k 对 \mathbf{E}_0 的相位迟后。

任一阵元辐射场与前一阵元辐射场之间的相位差为 $\psi - \varphi$ 。按等比级数求和并运用尤拉公式, 式(7.3.1)化简为

$$\mathbf{E}(\theta) = E \frac{\sin \left[\frac{N}{2} (\psi - \varphi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} (\psi - \varphi) \right]} e^{j \left[\frac{N-1}{2} (\psi - \varphi) \right]}$$

由式(7.3.1)容易看出, 当 $\varphi = \psi$ 时, 各分量同相相加, 场强幅值最大, 显然

$$|\mathbf{E}(\theta)|_{\max} = NE$$

故归一化方向性函数为

$$\begin{aligned} F(\theta) &= \frac{|\mathbf{E}(\theta)|}{|\mathbf{E}(\theta)|_{\max}} = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin \left[\frac{N}{2} (\psi - \varphi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} (\psi - \varphi) \right]} \right| \\ &= \left| \frac{1}{N} \frac{\sin \left[\frac{N}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \varphi \right) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \varphi \right) \right]} \right| \end{aligned} \quad (7.3.2)$$

$\varphi = 0$ 时, 也就是各阵元等幅同相馈电时, 由上式可知, 当 $\theta = 0$, $F(\theta) = 1$, 即方向图最大值在阵列法线方向。若 $\varphi \neq 0$, 则方向图最大值方向(波束指向)就要偏移, 偏移角 θ_0 由移相器的相移量 φ 决定, 其关系式为: $\theta = \theta_0$ 时, 应有

$F(\theta_0) = 1$, 由式(7.3.2)可知应满足

$$\varphi = \psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_0 \quad (7.3.3)$$

式(7.3.3)表明, 在 θ_0 方向, 各阵元的辐射场之间, 由于波程差引起的相位差正好与移相器引入的相位差相抵消, 导致各分量同相相加获最大值。

显然, 改变 φ 值, 为满足式(7.3.3), 就可改变波束指向角 θ_0 , 从而形成波束扫描。

也可以用图 7.14 来解释, 可以看出, 图中 MM' 线上各点电磁波的相位是相同的, 称

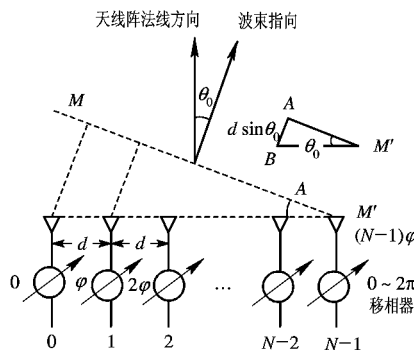


图 7.14 一维相扫天线简图

同相波前。方向图最大值方向与同相波前垂直(该方向上各辐射分量同相相加),故控制移相器的相移量,改变 φ 值,同相波前倾斜,从而改变波束指向,达到波束扫描的目的。

根据天线收发互易原理,上述天线用作接收时,以上结论仍然成立。

2. 栅瓣问题

现在将 φ 与波束指向 θ_0 之间的关系式 $\varphi=(2\pi/\lambda)d \sin \theta_0$ 代入式(7.3.2),得

$$F(\theta) = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin \left[\frac{\pi Nd}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right| \quad (7.3.4)$$

可以看出,当 $(\pi Nd/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)=0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ (n 为整数)时,分子为零,若分母不为零,则有 $F(\theta)=0$ 。而当 $(\pi d/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)=0, \pm\pi, \pm2\pi, \dots, \pm n\pi$ (n 为整数)时,上式分子、分母同为零,由洛比达法则得 $F(\theta)=1$,由此可知 $F(\theta)$ 为多瓣状,如图7.15所示。其中, $(\pi d/\lambda) \times (\sin \theta - \sin \theta_0)=0$,即 $\theta=\theta_0$ 时的称为主瓣,其余称为栅瓣。出现栅瓣将会产生测角多值性。由图7.15看出,为避免出现栅瓣,只要保证

$$\left| \frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right| < \pi$$

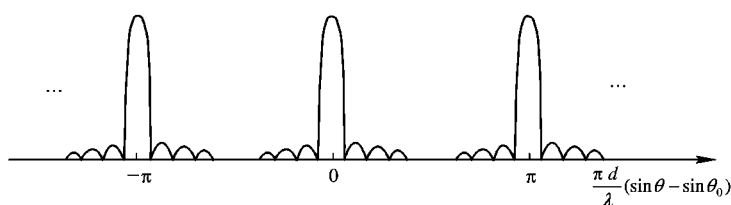


图 7.15 方向图出现栅瓣

即

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{|\sin \theta - \sin \theta_0|}$$

则可,因 $|\sin \theta - \sin \theta_0| \leq 1 + |\sin \theta_0|$,故不出现栅瓣的条件可取为

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|}$$

当波长 λ 取定以后,只要调整阵元间距 d 以满足上式,便不会出现栅瓣。如要在 $-90^\circ < \theta_0 < +90^\circ$ 范围内扫描时,则 $d/\lambda < 1/2$,但通过下面的讨论可看出,当 θ_0 增大时,波束宽度也要增大,故波束扫描范围不宜取得过大,一般取 $|\theta_0| \leq 60^\circ$ 或 $|\theta_0| \leq 45^\circ$,此时分别是 $d/\lambda < 0.53$ 或 $d/\lambda < 0.59$ 。为避免出现栅瓣,通常选 $d/\lambda \leq 1/2$ 。

3. 波束宽度

1) 波束指向为天线阵面法线方向时的宽度 这时, $\theta_0=0$,即 $\varphi=0$,为各阵元等幅同相馈电情况。由式(7.3.2)或式(7.3.1)可得方向性函数为

$$F(\theta) = \left| \frac{1}{N} \frac{\sin \left(\frac{N\pi d}{\lambda} \sin \theta \right)}{\sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \right)} \right|$$

通常波束很窄, $|\theta|$ 较小, $\sin[\pi d/\lambda \sin \theta] \approx (\pi d/\lambda) \sin \theta$,上式变为

$$F(\theta) \approx \left| \frac{\sin\left(\frac{N\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{N\pi d}{\lambda} \sin \theta} \right| \quad (7.3.5)$$

近似为辛克(Sinc)函数, 由此可求出波束半功率宽度为

$$\theta_{0.5} \approx \frac{0.886}{Nd} \lambda (\text{rad}) \approx \frac{50.8}{Nd} \lambda (^{\circ}) \quad (7.3.6)$$

其中 Nd 为线阵长度。当 $d=\lambda/2$ 时

$$\theta_{0.5} \approx \frac{100}{N} (^{\circ}) \quad (7.3.7)$$

顺便指出, 在 $d=\lambda/2$ 的条件下, 若要求 $\theta_{0.5}=1^{\circ}$, 则所需阵元数 $N=100$ 。如果要求水平和垂直面内的波束宽度都为 1° , 则需 100×100 个阵元。

2) 波束扫描对波束宽度和天线增益的影响 扫描时, 波束偏离法线方向, $\theta_0 \neq 0$, 方向性函数由式(7.3.4)表示。波束较窄时, $|\theta - \theta_0|$ 较小, $\sin[(\pi d/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)] \approx (\pi d/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)$, 式(7.3.4)可近似为

$$F(\theta) \approx \left| \frac{\sin\left[\frac{N\pi d}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right]}{\frac{N\pi d}{\lambda}(\sin \theta - \sin \theta_0)} \right|$$

是辛克函数。设在波束半功率点上 θ 的值为 θ_+

和 θ_- (见图 7.16), 由辛克函数曲线, 当 $\frac{\sin x}{x}$

$=0.707$ 时, 可查出 $x=\pm 0.443\pi$, 故知当 $\theta=\theta_{\pm}$ 时应有

$$\frac{N\pi d}{\lambda}(\sin \theta_{\pm} - \sin \theta_0) = 0.443\pi \quad (7.3.8)$$

容易证明

$$\sin \theta_{\pm} - \sin \theta_0 = \sin(\theta_{\pm} - \theta_0) \cos \theta_0 - [1 - \cos(\theta_{\pm} - \theta_0)] \sin \theta_0$$

波束很窄时, $\theta_{\pm} - \theta_0$ 很小, 上式第二项忽略, 可简化为

$$\sin \theta_{\pm} - \sin \theta_0 \approx (\theta_{\pm} - \theta_0) \cos \theta_0$$

代入式(7.3.8), 整理得扫描时的波束宽度 $\theta_{0.5s}$ 为

$$\begin{aligned} \theta_{0.5s} &= 2(\theta_{\pm} - \theta_0) \approx \frac{0.886\lambda}{Nd \cos \theta_0} (\text{rad}) = \frac{50.8\lambda}{Nd \cos \theta_0} (^{\circ}) \\ &= \frac{\theta_{0.5}}{\cos \theta_0} \end{aligned} \quad (7.3.9)$$

其中, $\theta_{0.5}$ 为波束在法线方向时的半功率宽度; λ 为波长。上式也可从概念上定性地得出, 因为波束总是指向同相馈电阵列天线的法线方向, 将图 7.16 中的同相波前 MM' 看成同相馈电的直线阵列, 但有效长度为 $Nd \cos \theta_0$, 代入式(7.3.6)便得式(7.3.9)。

从式(7.3.9)可看出, 波束扫描时, 随着波束指向 θ_0 的增大, $\theta_{0.5s}$ 要展宽, θ_0 越大, 波

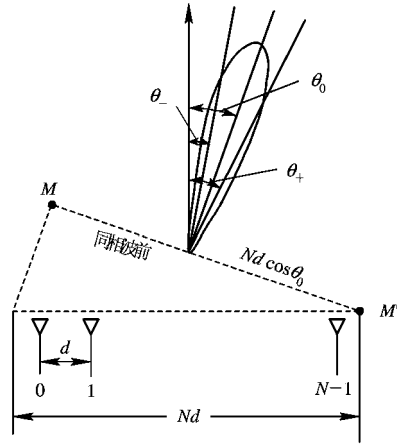


图 7.16 扫描时的波束宽度

束变得愈宽。例如 $\theta_0 = 60^\circ$, $\theta_{0.5} \approx 2\theta_{0.5}$ 。

随着 θ_0 增大, 波束展宽, 会使天线增益下降。我们用阵元总数为 N_0 的方天线阵来说明。

假定天线口径面积为 A , 无损耗, 口径场均匀分布(即口面利用系数等于 1), 阵元间距为 d , 则有效口径面积 $A = N_0 d^2$, 法线方向天线增益为

$$G(0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} = \frac{4\pi N_0 d^2}{\lambda^2} \quad (7.3.10)$$

当 $d = \lambda/2$ 时, $G(0) = N_0 \pi$ 。

如果波束扫到 θ_0 方向, 则天线发射或接收能量的有效口径面积 A_s 为面积 A 在扫描等相位面上的投影, 即 $A_s = A \cos \theta_0 = N_0 d^2 \cos \theta_0$ 。如果将天线考虑为匹配接收天线, 则扫描波束所收集的能量总和正比于天线口径的投影面积 A_s , 所以波束指向处的天线增益为

$$G(\theta_0) = \frac{4\pi A_s}{\lambda^2} = \frac{4\pi N_0 d^2}{\lambda^2} \cos \theta_0$$

当 $d = \lambda/2$ 时, $G(\theta_0) = N_0 \pi \cos \theta_0$ 。可见增益随 θ_0 增大而减小。

如果在方位和仰角两个方向同时扫描, 以 $\theta_{0\alpha}$ 和 $\theta_{0\beta}$ 表示波束在方位和仰角方向对法线的偏离, 则

$$G(\theta_{0\alpha}, \theta_{0\beta}) = N_0 \pi \cos \theta_{0\alpha} \cos \theta_{0\beta}$$

当 $\theta_{0\alpha} = \theta_{0\beta} = 60^\circ$ 时, $G(\theta_{0\alpha}, \theta_{0\beta}) = N_0 \pi/4$, 只有法线方向增益的 $1/4$ 。

总之, 在波束扫描时, 由于在 θ_0 方向等效天线口径面尺寸等于天线口径面在等相面上的投影(即乘以 $\cos \theta_0$), 与法线方向相比, 尺寸减小, 波束加宽, 因而天线增益下降, 且随着 θ_0 的增大而加剧。所以波束扫描的角范围通常限制在 $\pm 60^\circ$ 或 $\pm 45^\circ$ 之内。若要覆盖半球, 至少要三个面天线阵。

必须指出, 前面讨论方向性函数时, 都是假定每个阵元是无方向性的, 当考虑单个阵元方向性时, 总的方向性函数应为上述结果与阵元方向性函数之积。设阵元方向性函数为 $F_e(\theta)$, 阵列方向性函数为 $F(\theta)$ [式 7.3.4], 则 N 阵元线性阵总的方向性函数 $F_N(\theta)$ 为: $F_N(\theta) = F_e(\theta) \cdot F(\theta)$ 。当阵元方向性较差时, 在波束扫描范围不大的情况下, 对总方向性函数的影响较小, 故上述波束宽度和天线增益的公式仍可近似应用。

另外, 等间距和等幅馈电的阵列天线副瓣较大(第一副瓣电平为 -13dB), 为了降低副瓣, 可以采用“加权”的办法。一种是振幅加权, 使得馈给中间阵元的功率大些, 馈给周围阵元的功率小些。另一种叫密度加权, 即天线阵中心处阵元的数目多些, 周围的阵元数少些。

4. 相扫天线的带宽

相扫天线的工作频带取决于馈源设计和天线阵的扫描角度。这里着重研究阵面带宽。

相扫天线扫描角 θ_0 时, 同相波前距天线相邻阵元的距离不同而产生波程差 $d \sin \theta_0$ (见图 7.12), 如果用改变相邻阵元间时间延迟值的办法获得倾斜波前, 则雷达工作频率改变时不会影响电扫描性能。但相扫天线阵中所需倾斜波前是靠波程差对应的相位差 $\phi = (2\pi/\lambda)d \sin \theta$ 获得的, 相位调整是以 2π 的模而变化的, 它对应于一个振荡周期的值, 而且随着工作频率改变, 波束的指向也会发生变化, 这就限制了天线阵的带宽。下面具体分析。

当工作频率为 f , 波束指向为 θ_0 时, 位于离阵参考点第 n 个阵元的移相量 ψ 为

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} n d \sin \theta_0$$

如工作频率变化 δf , 而移相量 ψ 不变, 则波束指向将变化 $\delta\theta$, $\delta\theta$ 满足以下关系式:

$$\delta\theta = -\frac{\delta f}{f} \tan \theta_0 \quad (7.3.11)$$

频率增加时, $\delta\theta$ 为负值, 表明此时波束指向朝法线方向偏移。扫描角 θ_0 增大, $\delta\theta$ 亦增加。

用百分比带宽 $B_a(\%) = 2(\delta f/f) \times 100$ 表示式(7.3.11)时,

$$\delta\theta = \pm \frac{B_a(\%)}{200} \tan \theta_0 \text{ (rad)} = \pm 0.29 B_a(\%) \tan \theta_0 (^\circ) \quad (7.3.12)$$

波束扫描随频率变化所允许的增量和波束宽度有关。扫描时的波束宽度 $\theta_B(s) = \theta_B / \cos \theta_0$, θ_B 为法线方向波束宽度。将式(7.3.12)变换为

$$\frac{\delta\theta}{\theta_B(s)} = \pm 0.29 \frac{B_a(\%)}{\theta_B} \sin \theta_0 = \pm 0.29 k \sin \theta_0 \quad (7.3.13)$$

上式中带宽因子 $k = B_a(\%) / \theta_B(^\circ)$ 。如果允许 $|\delta\theta / \theta_B(s)| \leq 1/4$, 则由式(7.3.13)可求得

$$k \leq \frac{0.87}{\sin \theta_0}$$

当扫描角 θ_0 增大时, 允许的带宽变小。如 $\theta_0 = 60^\circ$, 则得此时 $k=1$, 即百分比带宽

$$B_a(\%) = \theta_B(^\circ)$$

上面分析了单频工作时(相当于连续波)指向与频率变化的关系。然而大多数雷达工作于脉冲状态, 其辐射信号占有一个频带, 当天线扫描偏离法线方向时, 频谱中的每一分量分别扫向一个有微小偏差的方向, 已经有人分析研究了此时各频率分量在远场区的合成情况。很明显, 在脉冲工作时, 天线增益将低于单频工作时的最大增益, 如果允许辐射到目标上的能量可以减少 0.8 dB, 则当波束扫描角 $\theta_0 = 60^\circ$ 时可得到

$$B_a(\%) = 2\theta_B \quad (\text{个脉冲})$$

天线阵面孔径增大时, 波束 θ_B 减小, 则允许的带宽 $B_a(\%)$ 也相应减小。

相扫天线的带宽也可从时域上用孔径充填时间或等效脉冲宽度来表示。当天线扫描角为 θ_0 时, 由于存在波程差, 将能量充填整个孔径面所需时间为

$$T = \frac{D}{c} \sin \theta_0$$

D 为天线孔径尺寸, c 为光速。能有效通过天线系统的脉冲度 τ 应满足:

$$\tau \geq T$$

其对应的频带为 $B = 1/\tau$ 。将孔径尺寸 D 与波束宽度 θ_B 的关系引入, 且知道百分比带宽 $B_a(\%)$ 为: $B/f \times 100 = B_a(\%)$, 则可得到, 当取最小可用脉宽即 $\tau = T$ 时,

$$B_a(\%) = \frac{2\theta_B}{\sin \theta_0} (^\circ)$$

扫描角 θ_0 越大, $B_a(\%)$ 越小。当 90° 扫描时可得

$$B_a(\%) = 2\theta_B(^\circ)$$

当脉宽等于孔径充填时间时, 将产生 0.8 dB 的损失, 脉宽增加则损失减少。

为了在空间获得一个不随频率变化的稳定扫描波束, 就需要用延迟线而不是移相器来实现波束扫描, 在每一阵元上均用时间延迟网络是不实用的, 因为它很耗费且损耗及误差

较大。一种明显改善带宽的办法是用子阵技术(如图 7.17 所示),即数个阵元组合为子阵

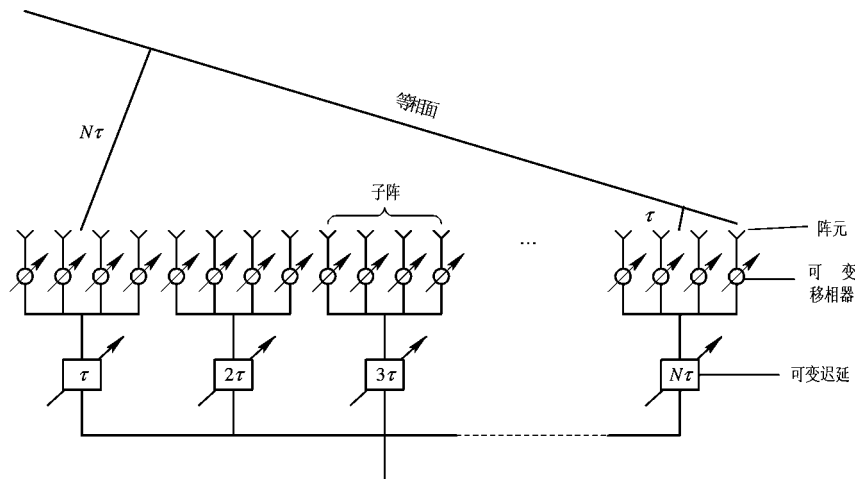


图 7.17 用子阵和时间延迟的相扫阵列

而在子阵之间加入时间延迟单元,天线可视为由子阵组成的阵面;子阵的方向图形成“阵元”因子,它们用移相器控制扫描到指定方向,每个子阵均工作于同一模式,当频率改变时其波束将有偏移,子阵间的扫描是调节与频率无关的延迟元件。

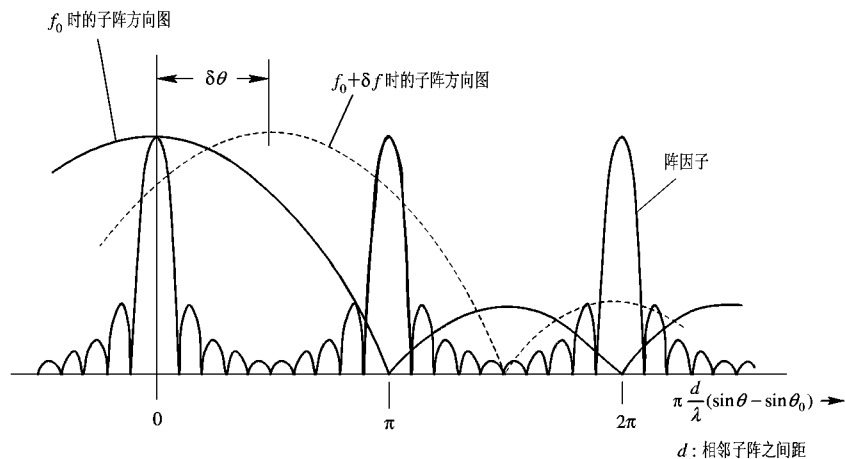


图 7.18 频率变化时子阵相控阵的方向图

总的天线方向函数 $F(\theta)$ 由阵列方向性函数 $F_N(\theta)$ 和阵元(子阵)方向函数 $F_e(\theta)$ 相乘得到,即 $F(\theta) = F_N(\theta) \cdot F_e(\theta)$ 。频率改变时,将引起栅瓣的增高而不是波束位置的偏移,如图 7.18 所示,图中所画的偏移量是夸大的。

5. 相扫天线馈电方式

1) 光学馈电系统 光学馈电有时又叫空间馈电,分反射镜式和透镜式,如图 7.19 所示。

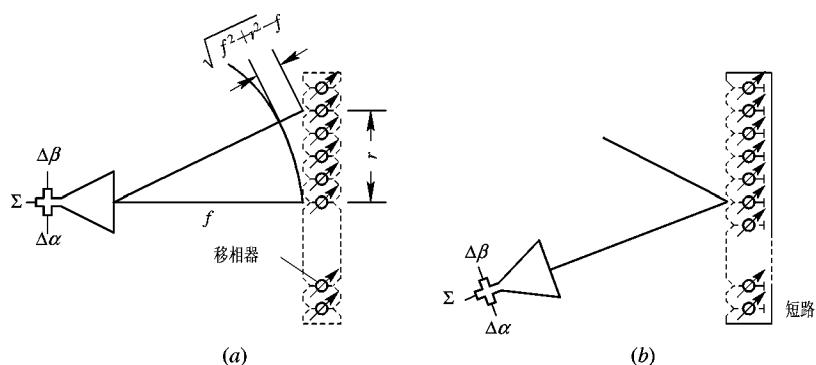


图 7.19 光学馈电系统

(a) 透镜系统；(b) 反射镜系统

由馈源送出的电波照射到反射面或透镜孔面时，由各辐射元接收，经反射或透射，再由各辐射元辐射出去，只要孔面上辐射元足够多，就可在空间形成窄波束。以适当的规律改变反射镜中或透镜中各移相器的相对相移量，就可实现波束扫描。其中，反射镜式只有一个阵列面，各辐射元先接收电波，经移相器移相后，传输到末端(短路端)全反射，再移相后，由同一辐射元辐射出去。

由于馈源辐射的为球面波，使平面的透镜或反射镜阵列面的激励相位因存在路径差(球面径差)而引起附加差异，造成扫描角误差。这可以在结构上或计算机配相时加以修正。例如使旁边移相器的相移量小于中间移相器的相移量，以抵消球面径差引起的附加相位迟后。

利用光学馈电时，雷达本身结构大体保持不变。例如，从收发设备到天线馈源可不必改动，只要做一个移相器天线阵列面即可，因此做起来比较简单。

2) 强制馈电系统 又称为传输线馈电，这是因为在这种馈电系统中，功率源到阵列元之间采用了一定数量的微波耦合元件和传输线。它可分为串联馈电和关联馈电。

(1) 串联馈电(如图 7.20 所示)。高频信号以行波方式沿主馈线传输，经定向耦合器依次给阵元馈电，调节耦合度，就可调节加到各阵元的功率的大小，实现振幅加权，降低副瓣。移相器可以放在各分支内或串在主馈线内，后者在波束控制时各移相器的相移量相同，但要求移相器能承受大功率，且插入损耗小。

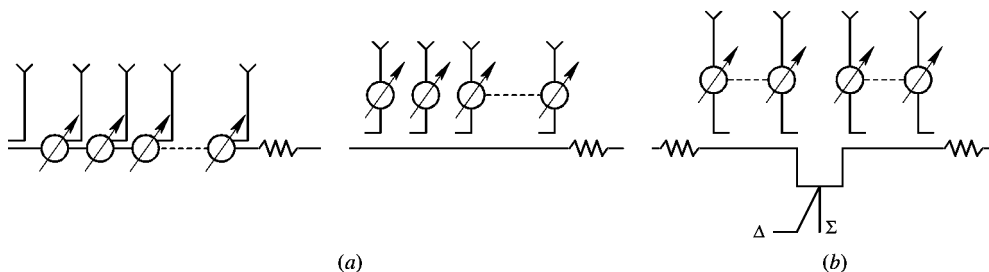


图 7.20 串联馈电示意图

(a) 端馈电；(b) 中心馈电

图中所示的端馈方式用于搜索引导雷达。而对于单脉冲跟踪雷达(后面讨论),则用中心馈电方式,中心两侧同相馈电得和波束,反相馈电得差波束。

(2) 并联馈电(如图 7.21 所示)。它把整个阵列分成许多子阵列,每个子阵列传输通道电长度相同,发射功率以多级均分的方式馈给每个阵元,因而每个移相器承受功率都不大。适当组合子阵列,并调整它们的相位和电流振幅,可得到良好的方向图和扫描特性。

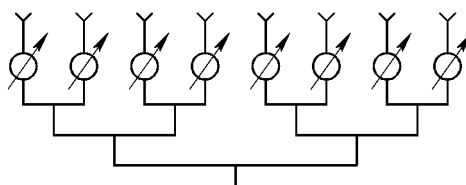


图 7.21 并联馈电示意图

3) 有源阵 相阵天线的每一个阵元上均连接收发固态组件,组件中的功率源供给阵元所需的辐射功率,从而使每一个阵元都是有源的。发射功率的合成是由分布在天线阵面上多个功率源的辐射功率在空间完成的,这就要求各阵元功率源的高频辐射信号间有严格的相位关系,并能根据天线方向性函数的要求来控制阵面的相位和振幅分布。

收发组件的组成原理框图如图 7.22 所示。发射时,由激励源送来的基准高频信号经数字移相器后送入驱动放大器,驱动放大器的输出推动末级功率放大器,放大后送出高频功率激励天线阵元;接收时,来白天线的信号送到低噪声放大器,其输出经同一数字移相器后送出阵元的接收信号。发射时,各阵元的基准信号由同一激励器送出,以保证各辐射阵元辐射的相参性,模块中收发共用的数字移相器用来控制阵元相移,以获得所需波束扫描。

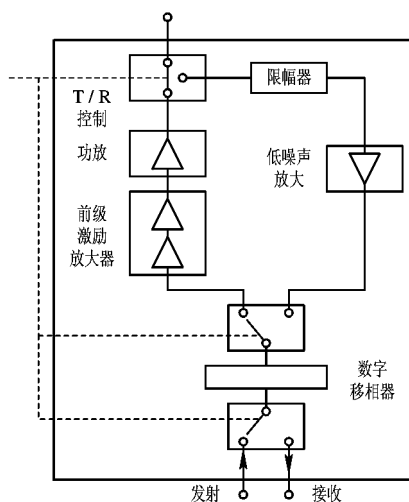


图 7.22 收发组件原理框图

有源阵中所用固态组件的功率源是低功率的,雷达所需的高功率是用多个阵元辐射功率在空间合成得到的。通常用的无源阵是用大功率发射机经馈电系统将功率分配到各辐射阵元。有源阵与无源阵相比,有源阵具有下列优点:

(1) 由于功率源直接联在阵元后面,故馈源和移相器的损耗不影响雷达性能;接收机的噪声系数是由 T/R 组件中的低噪声放大器决定的。

(2) 由于阵元辐射低功率,故所用馈源和移相器都是低功率容量,可以做得更轻便和便宜。

(3) 用大量低功率固态源取代易损坏的高电压、大功率发射机,提高了系统的可靠性。

(4) 固态阵和数字波束形成技术及阵列信号处理相结合后在改善天线性能方面具有很大大潜力。

6. 移相器

移相器是实现相扫的关键器件。对它的要求是：移相的数值精确，性能稳定，频带和功率容量足够，便于快速控制，激励功率和插入损耗小，体积小重量轻等。移相器的种类很多，下面仅定性说明 PIN 管移相器和铁氧体移相器的基本原理。

1) PIN 二极管移相器 这种移相器以 PIN 二极管为控制元件，它利用了 PIN 管在正偏和反偏时的两种不同状态，外接调谐元件 L_T 和 C_T ，构成理想的射频开关，如图 7.23 为其一例。正偏压时， C_T 与引线电感 L_s 发生串联谐振，使射频短路；反偏时， C_i 和 C_T 一起与 L_T 发生并联谐振而呈现很大的阻抗。这时可把 PIN 管看作一个单刀单掷开关。用两只互补偏置的 PIN 管可构成单刀双掷射频开关。

利用 PIN 管在正偏和反偏状态具有不同的阻抗或其开关特性，可构成多种形式的移相器。

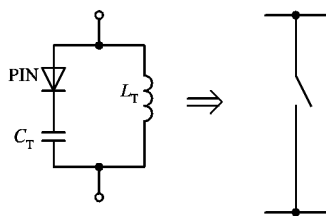


图 7.23 PIN 二极管开关电路

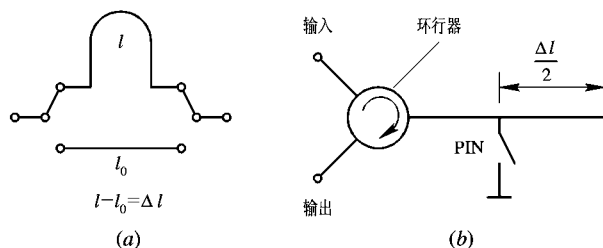


图 7.24 开关线型移相器

(a) 换接线型；(b) 环形器型

图 7.24 画出了两种开关线型移相器，其中环形器用来提供匹配的输入和输出。开关在不同位置时，有一个传输路径差 Δl ，从而得到一个差相移 $\Delta\varphi = 2\pi\Delta l/\lambda_g$ 。这种移相器较简单，但带宽较窄。也可以利用 PIN 管正反向偏置时不同的阻抗值做成加载线移相器，或将 PIN 管与定向耦合器结合构成移相器，它们都有较大的工作带宽。

PIN 管移相器的优点是体积小，重量轻，便于安装在集成固体微波电路中，开关时间短 ($50\text{ ns} \sim 2\text{ }\mu\text{s}$)，性能几乎不受温度的影响，激励功率小 ($1.0 \sim 2.5\text{ W}$)，目前能承受峰值功率约为 10 kW ，平均功率约 200 W ，所以是有前途的器件。缺点是频带较窄和插入损耗大。

2) 铁氧体移相器 其基本原理是利用外加直流磁场改变波导内铁氧体的导磁系数，因而改变电磁波的相速，得到不同的相移量。

图 7.25 所示为常用的一种铁氧体移相器，在矩形波导宽边中央有一条截面为环形的铁氧体环，环中央穿有一根磁化导线。根据铁氧体的磁滞特性 (见图 7.25(a))，当磁化导线中通过足够大的脉冲电流时，所产生的外加磁场也足够强 (它与磁化电流强度成正比)，铁氧体磁化达到饱和，脉冲结束后，铁氧体内便会有一个剩磁感应 (其强度为 B_r)。当所加脉冲极性改变时，剩磁感应的方向也相应改变 (其强度为 $-B_r$)。这两个方向不同的剩磁感应对波导内传输的 TE_{10} 波来说，对应两个不同的导磁系数，也就是两种不同极性的脉冲在该段铁氧体内对应有两个不同的相移量，这对二进制数控很有利。铁氧体产生的总的相移量为这两个相移量之差 (称差相移)。只要铁氧体环在每次磁化时都达到饱和，其剩磁感应

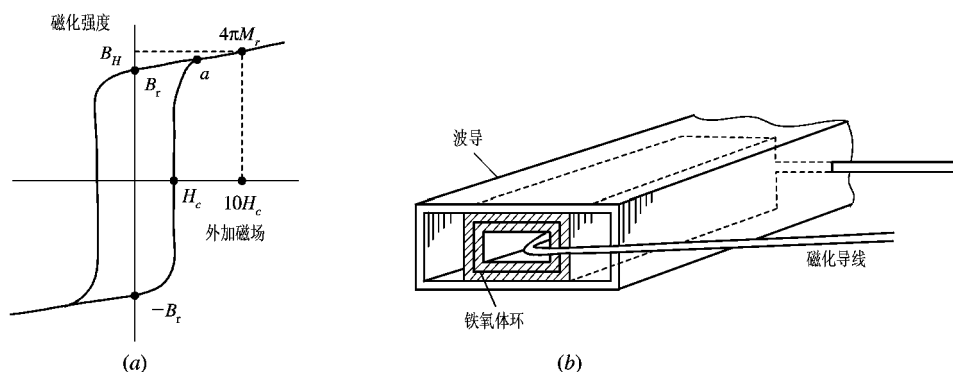


图 7.25 铁氧体移相器

(a) 铁氧体磁滞回线; (b) 相移器结构

大小就保持不变, 这样, 差相移的值便取决于铁氧体环的长度。

这种移相器的特点是: 铁氧体环的两个不同数值的导磁系数分别由两个方向相反的剩磁感应来维持, 磁化导线中不必加维持电流, 因此所需激励功率比其它铁氧体移相器小。

铁氧体移相器的主要优点是: 承受功率较高, 插入损耗较小, 带宽较宽。其缺点是: 所需激励功率比 PIN 管移相器大, 开关时间比 PIN 管移相器长, 较笨重。

3) 数字式移相器 为了便于波束控制, 通常采用数字式移相器。如果要构成 n 位数字移相器, 可用 n 个相移数值不同的移相器 (PIN 管的或铁氧体的) 作为子移相器串联而成。每个子移相器应有相移和不相移两个状态, 且前一个的相移量应为后一个的两倍。处在最小位的子移相器的相移量为 $\Delta\varphi = 360^\circ/2^n$, 故 n 位数字移相器可得到 2^n 个不同相移值。

例如四位数字移相器, 最小位的相移量为 $\Delta\varphi = 360^\circ/2^4 = 22.5^\circ$, 故可由相移值分别为 22.5° 、 45° 、 90° 、 180° 的四个子移相器串联而成, 如图 7.26 所示, 每个子移相器受二进制

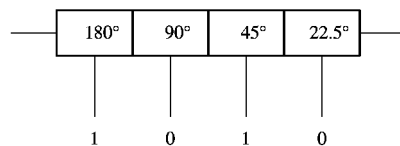


图 7.26 四位数字移相器示意图

数字信号中的一位控制, 其中“0”对应该子移相器不移相, “1”对应移相。例如, 控制信号为 1010, 则四位数字移相器产生的相移量为

$$\varphi = 1 \times 180^\circ + 0 \times 90^\circ + 1 \times 45^\circ + 0 \times 22.5^\circ = 225^\circ$$

四位数字移相器可从 0° 到 337.5° , 每隔 22.5° 取一个值, 可取 $2^4 = 16$ 个值。图 7.27 为四位铁氧体数字移相器的原理图。

数字移相器的移相量不是连续可变的, 其结果将引起天线阵面激励的量化误差, 从而使天线增益降低, 旁瓣电平增加, 并产生寄生副瓣, 同时还使天线主瓣的指向发生偏移。

设数字移相器为 B 位, 则量化相位误差 δ 在 $\pm\pi/2^B$ 范围内均匀分布, 误差方差值为 $\overline{\delta^2} = \pi^2/3(2^{2B})$, 由此引起天线增益下降为

$$G = G_0(1 - \overline{\delta^2}) \quad (7.3.14)$$

$B=2$ 时, 增益损失 1 dB; $B=4$ 时, 增益损失 0.06 dB, 故选择 $B=3\sim 4$ 时, 天线增益的损

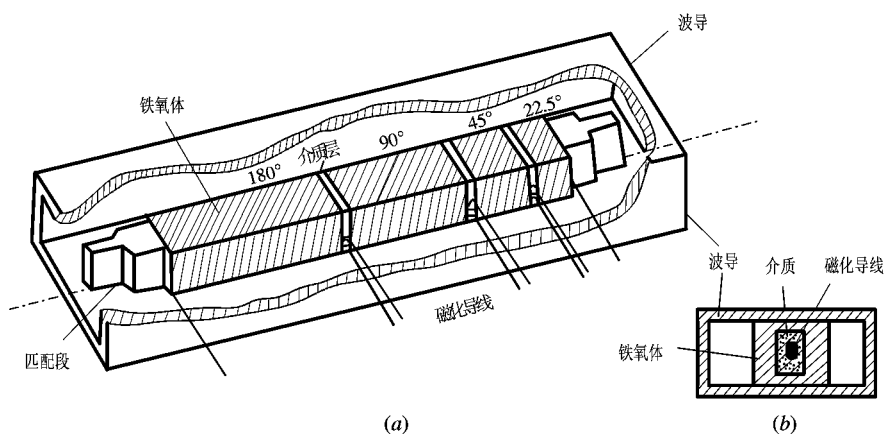


图 7.27 铁氧体数字移相器示意图

(a) 结构示意图; (b) 断面图

失均可容忍。

由相移量化误差引起的均方副瓣电平增加可表示为

$$\text{均方副瓣电平} \approx \frac{5}{2^{2B}N} \quad (7.3.15)$$

此处 N 为天线阵的阵元数; $B=3$ 时, 副瓣较主瓣低 47 dB; $B=4$ 时, 则副瓣低于主瓣 53 dB, 对一般应用是可以接受的。但由于实际的相移量化误差分布不是随机的而具有周期性, 因而会产生寄生的量化副瓣。在周期性三角形分布条件下, 其峰值为 $1/2^{2B}$, 此值较大而需设法降低, 一种办法就是破坏其周期性规律。

相移量化所产生的最大指向误差 $\Delta\theta$ 为

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_B} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{2^B} \quad (7.3.16)$$

式中, θ_B 为波束宽度。例如 $B=4$ 时, $\Delta\theta/\theta_B=0.049$ 为可能产生的最大指向误差。

7.3.4 频率扫描

如图 7.28 所示, 如果相邻阵元间的传输线长度为 l , 传输线内波长为 λ_g , 则相邻阵元间存在一激励相位差

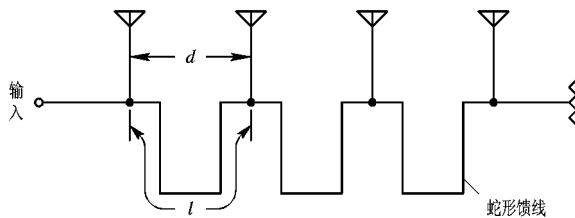


图 7.28 频扫直线阵列

$$\Phi = \frac{2\pi l}{\lambda_g} \quad (7.3.17)$$

改变输入信号频率 f , 则 λ_g 改变, Φ 也随之改变, 故可实现波束扫描。这种方法称为频率扫描法。

这里用具有一定长度的传输线代替了相扫法串联馈电中插入主馈线内的移相器, 因此插入损耗小, 传输功率大, 同时只要改变输入信号的频率就可以实现波束扫描, 方法比较简便。

通常 l 应取得足够长, 这对提高波束指向的频率灵敏度有好处(下面说明), 所以 Φ 值一般大于 2π , 式(7.3.17)可改写成

$$\Phi = \frac{2\pi l}{\lambda_g} = 2\pi m + \varphi \quad (7.3.18)$$

式中, m 为整数; $|\varphi| < 2\pi$ 。

当 $\theta_0 = 0$, 即波束指向法线方向时, 设 $\lambda_g = \lambda_{g0}$ (相应的输入信号频率为 f_0), 此时所有阵元同相馈电, 上式中, $\varphi = 0$, 由此可以确定

$$m = \frac{1}{\lambda_{g0}} \quad (7.3.19)$$

若 $\theta_0 \neq 0$, 即波束偏离法线方向, 则当 $\theta = \theta_0$ 时, 相邻阵元之间由波程差引起的相位差正好与传输线引入的相位差相抵消, 故有

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0 = \varphi = \frac{2\pi l}{\lambda_g} - m2\pi$$

得

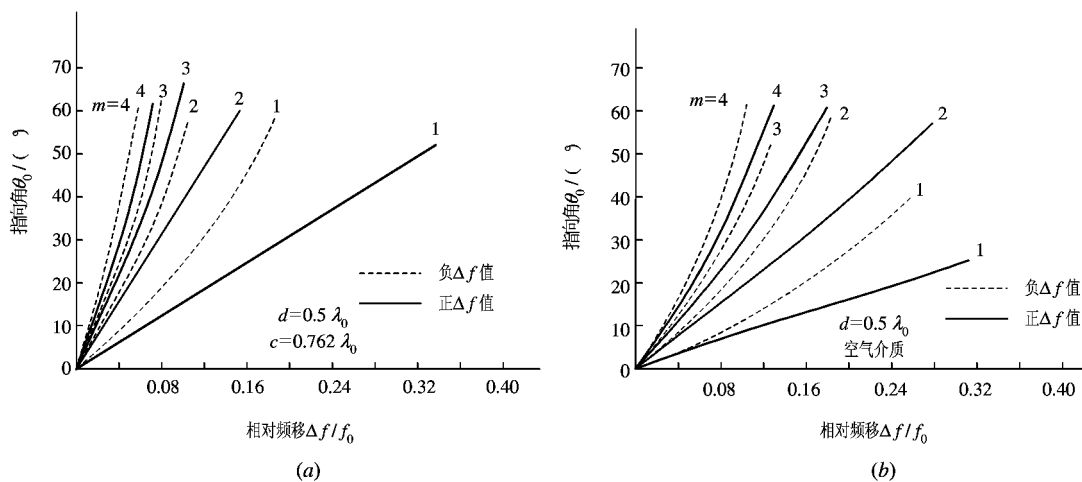
$$\sin \theta_0 = \frac{\lambda}{d} \left(\frac{l}{\lambda_g} - m \right) \quad (7.3.20)$$

式中, d 为相邻阵元间距; λ 为自由空间波长(相应输入端信号频率为 f)。已知 λ (或 f), 并算出 λ_g , 由式(7.3.20)可确定波束指向角 θ_0 。 λ_g 根据传输线的特性及工作波长而定。

图 7.29 给出了阵元间距 $d = \lambda_0/2$ 时波束指向角 θ_0 与频率的关系曲线。 λ_0 为波束指向法线方向时的自由空间波长, 称为法线波束波长, 相应的信号频率为 f_0 。图中横坐标为相对频移 $\Delta f/f_0$, $\Delta f = f - f_0$, f 为波束指向 θ_0 方向时的信号频率。虚线所示为 $f < f_0$ 时的关系曲线。

波束指向角 θ_0 对频率 f 的变化率叫波束指向的频率灵敏度。由图可看出, m 愈大, 即 l 愈长(λ_{g0} 一定), 频率灵敏度就愈高, 也就是用较小的频偏量 Δf , 可以获得较大的波束扫描范围。另外, 可以看到 $f < f_0$ 时的频率灵敏度高于 $f > f_0$, 故在 m 和 $|\Delta f|$ 相同的情况下, 波束扫描范围相对法线方向是不对称的, 一边范围大, 而另一边范围小。

由于式(7.3.19)决定的 m 可以是任意整数(当 l 一定时可改变 λ_{g0}), 因此在频扫雷达中, 只要天线馈电系统和辐射元的频带足够宽, 就有可能交替采用多个不同的 f_0 和相应的频偏 Δf (对应于不同的 m 值), 而波束恰在同一区域扫描。现在用同轴线型情况来说明, 例如, 希望采用 $f_0, f_{01}, f_{02}, \dots$, 而波束扫描范围均为 $\pm 30^\circ$, 当用 f_0 时, 设 $m = 3$, 由图 7.29(b) 可知, 其相对频偏变化范围为 $-0.08 \sim +0.09$, 频率变化范围为 $0.92f_0 \sim 1.09f_0$ 。当用 f_{01} 时, 设 $m_1 = 4$, $f_{01} = (m_1/m)f_0 = 1.33f_0$, 为了使波束也在 $\pm 30^\circ$ 内扫描, 由图 7.29(b) 可知, 其频率变化范围应为 $1.33f_0$ 的 $0.94 \sim 1.07$ 倍, 即 $1.25f_0 \sim 1.42f_0$ 。依此

图 7.29 指向角 θ_0 与相对频移 $\Delta f/f_0$ 关系曲线

(a) 矩形波导; (b) 同轴线

类推(这里 m 取 3 和 4 主要是为了能利用图 7.29 来说明, 实际中 m 值可取得更大些)。须指出, 这种情况下阵元间距 d 应恰当选择, 保证 f_0 改变以后仍不出现栅瓣。这种工作方式对希望实现频率分集的雷达来说有重要意义。

在频扫雷达中, 所用脉冲宽度不能太窄, 因为信号从图 7.28 所示的蛇形传输线的始端传输到末端需要一定时间, 只有当脉冲宽度大于该传输时间时, 才能保证所有阵元同时辐射。如果脉冲太窄, 势必有一部分阵元因信号还未传输到或已通过而不能同时辐射能量, 引起波束形状失真。

由于频扫雷达中波束指向角 θ_0 与信号源频率一一对应, 也就是依据频率来确定目标的角坐标, 因而雷达信号源的频率应具有很高的稳定性和准确度, 以保证满足测角精度的要求。

温度变化导致波导热胀冷缩, 使 l 、 d 、 α 发生变化, 从而改变波束指向, 引起测角误差。为了消除温度误差, 可把频扫天线置于一恒温的天线罩内或采用线膨胀系数小的金属材料, 或采用其它温度补偿方法。

频扫天线直线阵有两种形式: 串联频扫阵列和并联频扫阵列(图 7.30), 串联频扫阵列是一种行波天线阵, 即由相等延迟线段和松耦合的辐射元组成重复式装置。在这种装置中, 延迟(相移)是累加的, 结构比较紧凑, 常被采用。并联频扫阵列是由公共发射机经功

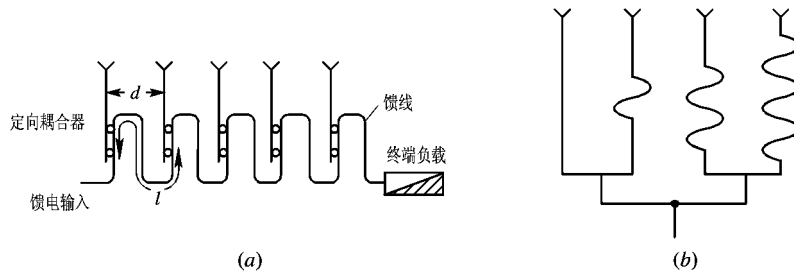


图 7.30 频扫天线直线阵

(a) 串联频扫阵列; (b) 并联频扫阵列

率分配器将功率分别同时馈入各个传输线分支的,而每个分支传输线长度依次相差一个相同的长度 l ,而末端接辐射源,结构较串馈复杂些。

频扫天线常用振子、缝隙天线和喇叭辐射器做辐射源,用蛇形线及螺旋慢波结构做传输线。图 7.31 给出用波导蛇形传输线构成的简单频扫天线。图 7.32 和图 7.33 分别给出采用圆柱形反射器的频扫天线和平面阵列天线。



图 7.31 简单频扫天线

(a) 宽壁耦合到偶极子辐射器; (b) 窄壁与缝隙天线耦合

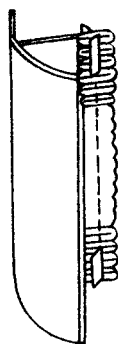


图 7.32 采用圆柱形反射器的频扫天线

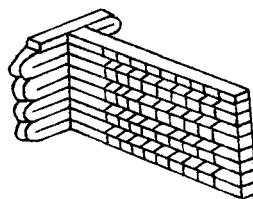


图 7.33 平面阵列天线

还须指出,用频扫法实现波束扫描时,随着波束指向角 θ_0 的增大,同样存在波束展宽和增益下降的问题,原因与相扫法相同。另外也可以用振幅加权和密度加权的办法来降低副瓣电平。

7.4 三 坐 标 雷 达

7.4.1 引言

雷达工作时常需要测量目标在空间的三个坐标值:距离、方位角、仰角。通常的监视雷达只能测量距离和方位角这两个坐标。曾经有多种方法来测仰角和高度:工作频率低的早期雷达,地(海)面反射使铅垂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”式测高雷达配合二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较复杂、缓慢,可以同时容纳的目标数目较少,有时测量精度较差,因而不能适应空中目标高速度高密度出现时对雷达测量的要求。无论是军用或民用的搜索、导航或空中交通管制雷达,在飞机飞行速度和机动能力日益提高的条件下,都要求它们加大探测空域,快速、精确地测出多批次目标的三个坐标值。20 世纪 50 年代后期开始,为适应这种需要,逐步出现了各类三坐标雷达,它能同时迅速地、精确地测量雷达探测空域内大量目标的三个坐标值。

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。

下面讨论三坐标雷达的数据率 D 。数据率定义为单位时间内雷达对指定探测空域内任一目标所能提供数据的次数。可以看出,数据率 D 也等于雷达对指定空域探测一次所需时间(称扫描周期 T_s)的倒数,因波束每扫描一次,则对待测空域内的每一目标能够提供一次测量数据。

若雷达待测空域立体角为 V ,波束宽度立体角为 θ ,雷达重复周期为 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短于 NT_r),则雷达波束的扫描周期为

$$T_s = \frac{V}{\theta} NT_r = \frac{V}{\theta} \frac{N}{f_r} \quad (7.4.1)$$

设雷达作用距离为 R_{\max} ,则目标回波的最大延迟时间为

$$t_{r \max} = \frac{2R_{\max}}{c}$$

c 为光速。若取 $T_r = 1.2t_{r \max}$,则

$$T_s = \frac{V}{\theta} N \frac{2.4R_{\max}}{c}$$

波束扫描周期 T_s 的倒数为雷达的数据率 D ,故

$$D = \frac{1}{T_s} = \frac{\theta}{V} \frac{1}{NT_r} = \frac{\theta f_r}{VN} \quad (7.4.2)$$

波束立体角 θ 和待测空域立体角 V 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 $\theta_a = \theta_\beta = \theta_b$,则波束在以距离 R 为半径的球面上切出一个圆[见图 7.34(a)],我们把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[见图 7.34(b)]。由图可知,正方形的面积为 $(R\theta_b/\sqrt{2})^2$,故波束立体角为 $\theta = (R\theta_b/\sqrt{2})^2/R^2 = \theta_b^2/2$ 。

同理,若波束宽度 θ_a 与 θ_β 不相等,则波束立体角为 $\theta = \theta_a \theta_\beta / 2$ 。若待测空域的方位范围为 $\alpha_1 \sim \alpha_2$,仰角范围为 $\beta_1 \sim \beta_2$,则由图 7.35 可求出待测空域立体角为

$$\begin{aligned} V &= \frac{S}{R^2} = \frac{1}{R^2} \iint ds = \frac{1}{R^2} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \int_{\beta_1}^{\beta_2} R^2 \cos \beta \, d\alpha \, d\beta \\ &= (\alpha_2 - \alpha_1)(\sin \beta_2 - \sin \beta_1) \text{ rad} \end{aligned}$$

其中 S 为待测空域所截的以 R 为半径的球面面积。

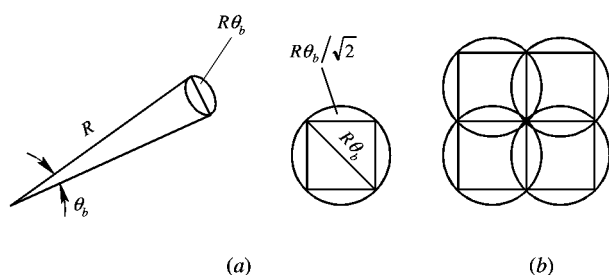


图 7.34 波束立体角计算

(a) 波束扫描的一个基本单元; (b) 波束覆盖空域图

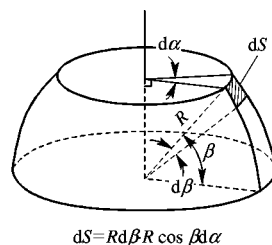


图 7.35 待测空域立体角计算

波束宽度 θ 由测角精度和分辨力决定, 不能任意加宽, 同时, θ 增大后将使天线增益下降而减小探测距离; 回波脉冲数 N 将影响探测能力以及多卜勒分辨能力等, 因此提高数据率是雷达系统综合设计研究的问题。

7.4.2 三坐标雷达

三坐标雷达可以同时测量空间目标的三个坐标, 为了保证角度测量的精度和分辨力, 通常采用针状天线波束。三坐标雷达大体上可分为单波束和多波束两大类。

1. 单波束三坐标雷达

为了同时测定仰角和方位角, 雷达天线的针状波束必须在方位角和俯仰角两个平面进行扫描。实现两个平面上的扫描可以采用机械扫描和电扫描相结合, 也可以在两维上均用电扫描。

通常的三坐标雷达采用在方位角上机械扫描以测定目标的距离和方位角, 在方位上机械慢扫的同时在仰角方向波束用电扫描进行快速扫描以测定仰角。如图 7.36 所示, 仰角快扫用频率扫描实现。频扫是较早期三坐标雷达采用的一种快扫方式, 仰角频扫系统是顺序波瓣法的一种形式, 可以将相邻波瓣的输出振幅用比幅法测角。由于不同波束位置对应的频率各异, 这种方法的测角精度较差。

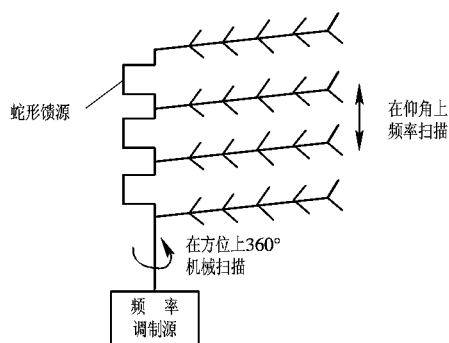


图 7.36 机械扫描与频率扫描混合系统

针状波束在仰角的快扫可以采用相位扫描的办法, 也就是对阵天线每行阵元馈电输出端的移相器进行电控。这种电扫方法是最灵活且目前用得最多的一种相位扫描方法, 它可以灵活地形成和、差波束, 采用顺序扫描或随机扫描; 波形设计和波束指向可以完全独立。

波束扫描也可以采用双平面均为电子扫描的系统, 如图 7.37 所画的示意图。早期采用一维相扫一维频扫, 而目前用得更多的则是相位—相位电扫系统, 就是相控阵雷达。由于它具有灵活、快速的波束扫描能力, 因而可以实现快速改变波束指向和波束的驻留时间, 亦即根据需要灵活控制波束在任一指向的数据率。再加上计算机控制、波形产生、信号和数据处理的功能, 使相控阵雷达有以下一些具体优点:

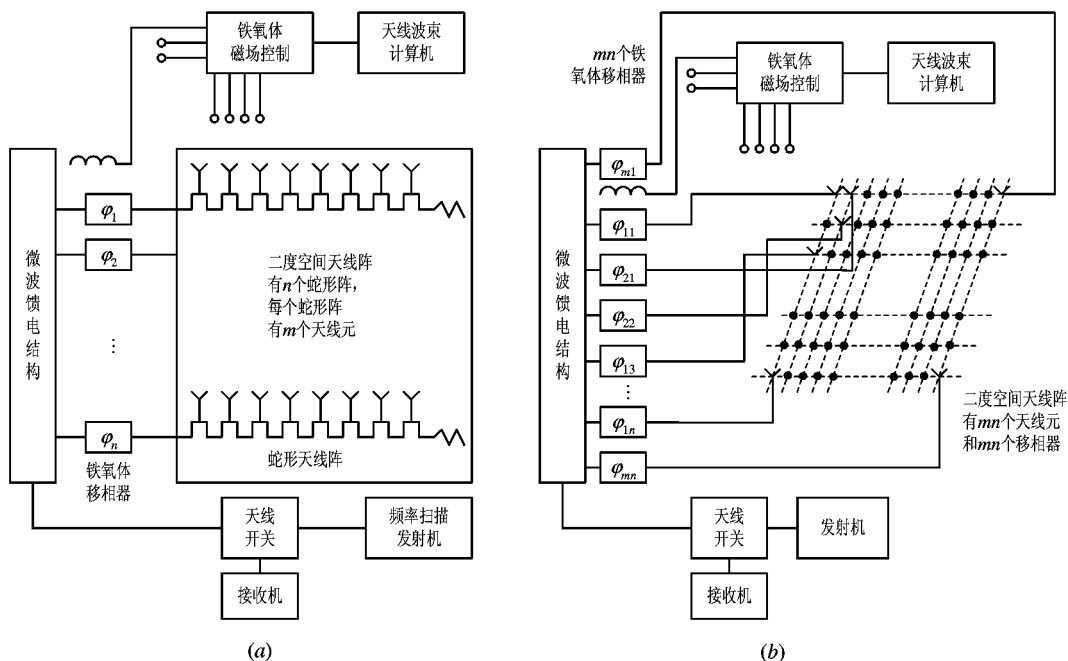


图 7.37 双平面电子扫描系统示意图

(a) 相位—频率电扫描系统；(b) 相位—相位电扫描系统

(1) 搜索时的功率和能量可以在计算机控制下变化而获得最佳分配，这可以用改变不同波束指向时的驻留时间以及发射波形来获得，同时这两个参数的选择还影响消除杂波的能力。

(2) 搜索和跟踪的功能可以独立地进行，搜索到并确认为目标后，精确的参数估计可在跟踪模式下完成，这时可改变驻留时间和采用最佳波形。跟踪时的数据率可自适应地改变，以适应诸如跟踪启动和目标机动的情况。

(3) 多功能工作，即搜索的同时可以跟踪多个目标。工作的模式亦是多样的，可灵活变化。

因此，相控阵雷达在搜索/跟踪应用时可以设计出性能最好的雷达。如果要使雷达具有多种功能，则相控阵雷达是唯一的选择。

目前对雷达性能的要求更高，要求能适应高速度的多目标环境以及目标 RCS 的下降和严酷的电子干扰等环境。相控阵雷达的性能便能适应这些要求，而且随着相关技术的迅猛发展，可期待其价格也将趋于合理。因此相控阵雷达将获得日益广泛的应用。

2. 多波束三坐标雷达

所谓多波束三坐标雷达，就是在一个(或两个)平面内同时存在数个相互部分重叠的波束。若每个波束的立体角与单波束三坐标雷达一样为 θ ，现假定有 M 个波束，则总的波束立体角为 $\theta_2 = M\theta$ 。故与单波束三坐标雷达相比，在搜索空域和精度等相同的条件下，数据率提高到原来的 M 倍是可能的。

必须指出，用增加波束的数目来提高数据率 D ，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, 而总的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(当积累不理想时)。

下面我们以图 7.38 所示的多波束三坐标雷达为例, 简单介绍其原理和说明多波束三坐标雷达测量目标仰角的方法。

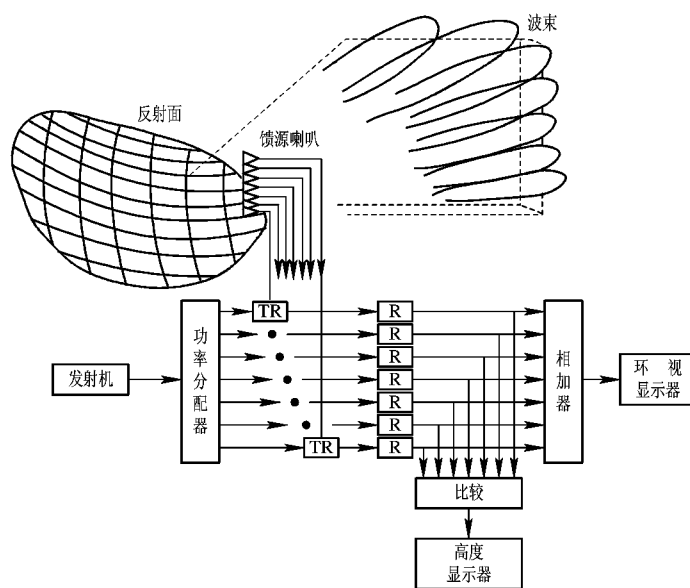


图 7.38 偏焦多波束三坐标雷达原理方框图
(图中 TR 为收发开关, R 为接收机)

图 7.38 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。

发射时, 功率分配器将发射机的输出功率按一定比例分配给多个馈源通道, 并同相激励所有馈源喇叭, 使在仰角平面上形成一个覆盖多个波束范围的形状近似为余割平方形的合成发射波束。接收时, 处在不同仰角上的目标所反射的信号, 分别被相应的馈源喇叭所接收, 进入各自的接收通道, 其输出回波信号代表目标在该仰角波束中的响应。将相邻通道的输出信号进行比较, 就可测量目标的仰角; 将各通道的输出相加后, 即可得到所监视全仰角空域的目标回波。

下面具体分析同时波瓣法测量目标仰角的过程。如图 7.39 所示, 目标处于 OA 方向, $i, j, n, n+1$ 仰角波束相交的等信号轴方向偏离 $\Delta\beta$ 。

设接收波束电压方向图函数 $F(\beta)$ 可用指数函数表示, 即

$$F(\beta) = e^{-1.1 \frac{\beta^2}{\theta_{0.5\beta}^2}}$$

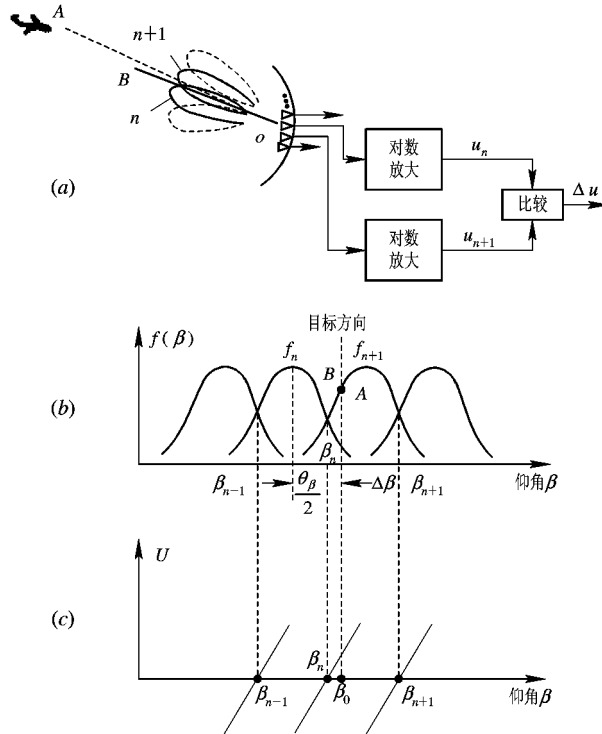


图 7.39 比较信号法测角原理图

原理方框图；(b) 波束分布图；(c) 比较器输出电压值随仰角变化图

相邻波束在半功率点相交。将相邻波束收到的信号电压取对数后相减，即获得差电压值为

$$\begin{aligned}\Delta U &= U_{n+1} - U_n = \ln[kF_0(\beta)F_{n+1}(\beta)] - \ln[kF_0(\beta)F_n(\beta)] \\ &= \ln\left[\frac{F_{n+1}(\beta)}{F_n(\beta)}\right]\end{aligned}$$

式中， $F_0(\beta)$ 为发射方向性函数； k 为比例常数。

可计算得到

$$\begin{aligned}\Delta U &= 1.4 \frac{\left(\frac{\theta_{0.5}}{2} + \Delta\beta\right)^2}{\theta_{0.5\beta}^2} \\ &\quad - 1.4 \frac{\left(\frac{\theta_{0.5}}{2} - \Delta\beta\right)^2}{\theta_{0.5\beta}^2} \\ &= 2.8 \frac{\Delta\beta}{\theta_{0.5\beta}}\end{aligned}$$

可见，相减输出电压 ΔU 与 $\Delta\beta$ 成正比，测出 ΔU 便知 $\Delta\beta$ ，最后得目标仰角 $\beta_0 = \beta_n + \Delta\beta$ ，其中 β_n 为第 n 和 $n+1$ 个波束的等信号方向。采用这种方法测量目标仰角时，若信噪比为 20 dB，则精度可达 $\theta_{0.5\beta}$ 的 1/10 左右。

发射功率足够时，多波束三坐标雷达数据率高，作用距离远。由于波束窄对抗干扰有

好处,在探测大量目标时不容易发生目标的混淆。但它需要很多的天线馈源以及收发设备和数据处理设备,且要求各路信号之间有很好的幅度(或相位)平衡,否则将引起测角误差。

7.4.3 多波束形成技术

本节讨论几种常用的多波束形成方法。

图 7.38 是用多个馈源相继偏离抛物面天线反射体的焦点产生多波束的方法。同理,对于各种透镜天线,多个馈源排列在它的前焦平面上相继偏离焦点,也可形成多波束。

除了以上这些方法以外,还可以用前面讨论过的电扫描天线阵列(或叫做相控阵列)形成多波束。

多波束系统的每个波束应有其独立的信息通道。它既可收发都用多波束,也可以只在接收时采用多波束,而发射采用宽波束,其覆盖的空间范围与多个接收波束覆盖的范围相同。接收时,天线工作在微弱功率状态,故接收多波束较发射多波束技术上容易实现,且控制和处理比较灵便,因而用得较多。

利用相控阵列天线产生多波束的原理和产生波束扫描时相同,用一组相移量一定的移相器,使相邻阵列元的激励电流之间引入一固定的附加相位差 φ ,波束便指向 $\theta_0 = \sin^{-1}(\lambda\varphi/2\pi d)$ [见式(7.3.3)]。如果用多组相移量各不相同的移相器并联工作,组成多个波束的形成网络,便可同时形成指向不同的多个波束。在相邻阵列元之间引入附加相位差的办法有多种,例如,移相器、延迟线或由频率法产生。此外,我们还将讨论用数字波束形成(DBF)技术来实现多波束,这是一项具有广阔应用前景的新技术。

1. 射频延迟线多波束形成系统

这是用波导做延迟线获得多波束的一种系统,如图 7.40 所示。

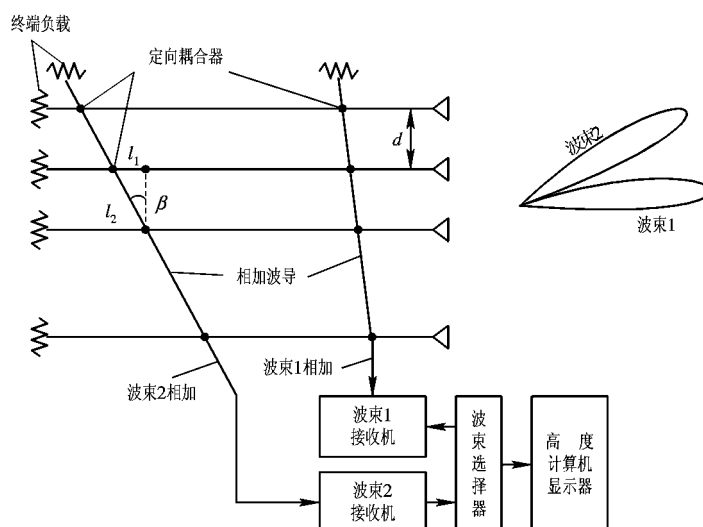


图 7.40 高频延迟线多波束形成系统

各阵列元接收到的信号通过水平平行放置的传输波导,再经定向耦合器耦合到倾斜放置的多根相加波导中相加,并分别送到各自的接收通道。相邻阵元的信号到达相加波导相加时,由于存在路径差 Δl ,两者间将引入一个相位差 $\Delta\varphi(=2\pi(\Delta l-n\lambda_g)/\lambda_g)$, n 为某个整数, λ_g 为波导波长)。这就意味着波束偏在某个方向,只有该方向来的回波信号,其波程差引起的相位差才能与 $\Delta\varphi$ 抵消,使各路信号在相加波导中同相相加,接收机输入信号最大。其波束指向角 θ_0 与 Δl 的关系为

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0 = \Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_g}(\Delta l - n\lambda_g)$$

其中, d 为相邻阵列元之间的距离; λ 为自由空间波长。由图不难求出

$$\Delta l = l_1 + l_2 = d(\tan \beta + \sec \beta)$$

由于各条相加波导放置的倾斜角 β 不同, Δl 不同,因而各条相加波导所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相应多个接收通道就对应着 M 个波束。

2. 中频延迟多波束形成系统

这也是一种接收多波束形成系统,图7.41为它的示意图。因为经同一本振信号混频后,各阵元接收的信号之间的相位差保持不变,再通过中频延迟线,也可以在相邻阵元之间引入所需的相位差。

每个阵列元接收到的信号经变频和中放后,分别激励一条延迟线,从每条延迟线的适当位置抽取信号相加就可合成波束,依靠选定不同的抽头位置即可形成指向不同的多个波束。

3. 用移相法获得多波束的系统

图7.42所示为一接收多波束形成系统,

此处以三个波束为例。共有三个阵列元。每个阵列元接收到的信号经放大后均分成三路通过三个移相器,然后按一定规律三路一组相加,形成三个波束。三个波束的指向角分别为 $-\theta_0, 0, \theta_0$,相应于相邻阵元之间引入的相位差 $-\Delta\varphi, 0, \Delta\varphi$ 。 θ_0 与 $\Delta\varphi$ 的关系为

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0 = \Delta\varphi$$

d 为相邻阵元的间距。若相位差 $\Delta\varphi$ 不变,则三个波束是固定的,若 $\Delta\varphi$ 可变,则波束在空间可进行扫描。这里的移相器组(波束形成网络)可以放在射频部分,也可以放在中频部分。

4. 脉内频扫系统

根据前面讨论的频率扫描原理,对于一个频率扫描天线阵列,若激励信号的频率不同,则其波束指向也不同。从原理上来说,用多个频率不同的信号同时激励,则会同时产生

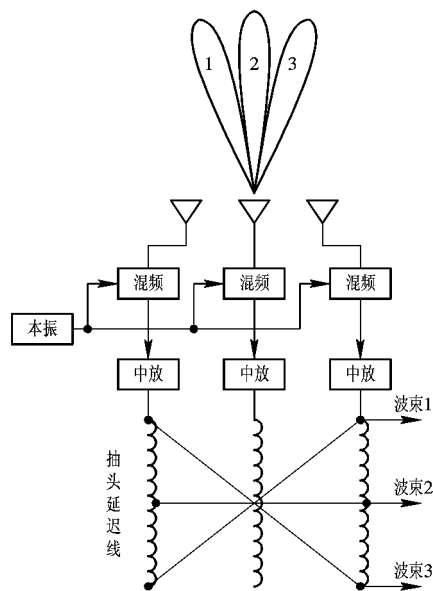


图 7.41 中频延迟多波束形成系统

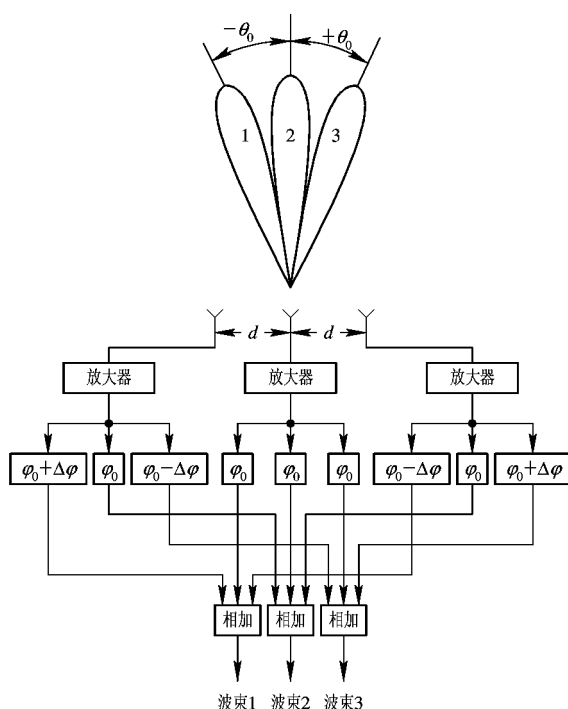


图 7.42 用移相法获得多波束

多个指向不同的波束。

图 7.43(a)为频扫多波束形成系统。雷达按一定的重复周期发射一个较宽的脉冲，每个宽脉冲由 M 个频率各不相同的子脉冲组成[图 7.43(b)]，这些子脉冲依次激励频扫天线阵列，在空间相继出现 M 个指向不同的波束。由于这些波束前后出现相差时间很短，因而近似于 M 个波束同时照射整个覆盖区域。目标的角信息就包含在回波信号的载频上。也就是说，处在不同方向的目标的回波信号，脉宽(子脉冲宽度)和重复周期相同，但载频不同。根据接收机内中心频率与各子脉冲频率相应的 M 个信道的输出，可确定目标方向。这里， M 个信道对应 M 个指向不同的波束。

这个系统发射的实际上是一种脉内离散调频信号。若改用脉内连续调频信号，也同样适用。这时，每个信道占有一定的频带(与空间每个波束所占频带相应)，并通过脉冲压缩处理，得到一个窄脉冲输出。这样不仅有高的角数据率，还具有较高的距离分辨力。

脉内频扫系统各信道的信号带宽有一定的限制。例如，假定总的调频带宽为 200 MHz，各信道所占带宽为 20 MHz，则每个信道的信号带宽也就限制在 20 MHz。另外，所有频扫天线有一个共同缺点：不宜采用随机频率捷变技术。

脉内频扫技术在现有的三坐标雷达中得到应用。

5. 数字波束形成系统

用数字技术实现波束形成时，称之数字波束形成(DBF)。系统的构成如图 7.44 所示，首先要将阵列天线中每个阵元收到的信号经过混频、中放和正交相位检波，变为正交视频(零中频)信号 I 和 Q 分量，再分别经 A/D 变换器转变为数字量 I_s 和 Q_s 。从图中可看出，各阵元信号均有独立的接收通道，为了保持各阵元信号之间相对的相位关系，各通道所用

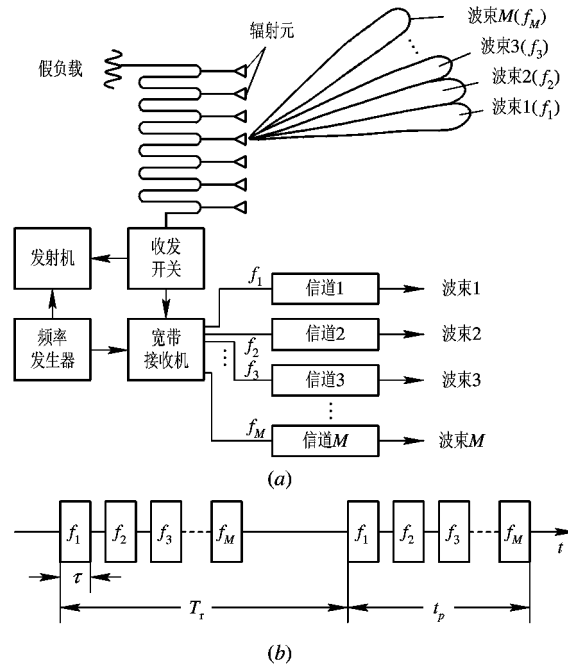


图 7.43 脉内频扫系统

(a) 方框图; (b) 发射脉冲波形示意图

的本振信号与中频相参信号的相位应严格相同, 各接收通道应保持振幅和相位均衡。

正交信号 I_s 和 Q_s 包含了阵元信号的幅度和相位信息, 幅度 U_s 和相位 φ_s 分别为

$$U_s = [I_s^2 + Q_s^2]^{1/2}$$

$$\varphi_s = \tan^{-1} \frac{Q_s}{I_s}$$

波束形成时要对信号的相位进行控制, 在数字信号处理时, 可以对它进行复加权, 以获得数字式移相。设复权值为

$$w = w_I + j w_Q = e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

信号为

$$U_s e^{j\varphi_s} = I_s + j Q_s$$

将信号乘复权值后即可得到相移后的信号 U_0 ,

$$U_0 = U_s e^{j\varphi_s} w = U_s e^{j(\varphi_s + \theta)}$$

只需改变权值 w , 即可控制信号的移相量 θ 。实际的复乘是由四个实数乘法器完成的, 而实乘可用数字式快速乘法—累加器实现。

可将上式展开如下:

$$\begin{aligned} U_s e^{j\varphi_s} e^{j\theta} &= (I_s + j Q_s)(w_I + j w_Q) \\ &= (I_s w_I - Q_s w_Q) + j(I_s w_Q + Q_s w_I) \\ &= U_0 = I_0 + j Q_0 \end{aligned}$$

改变权值可以控制相移, 也可以改变幅度, 例如令 $w = w_I + j w_Q = a e^{j\theta}$ 。只改变相位时, 对数字信号复加权和相扫天线阵中所接移相器的作用是相同的。

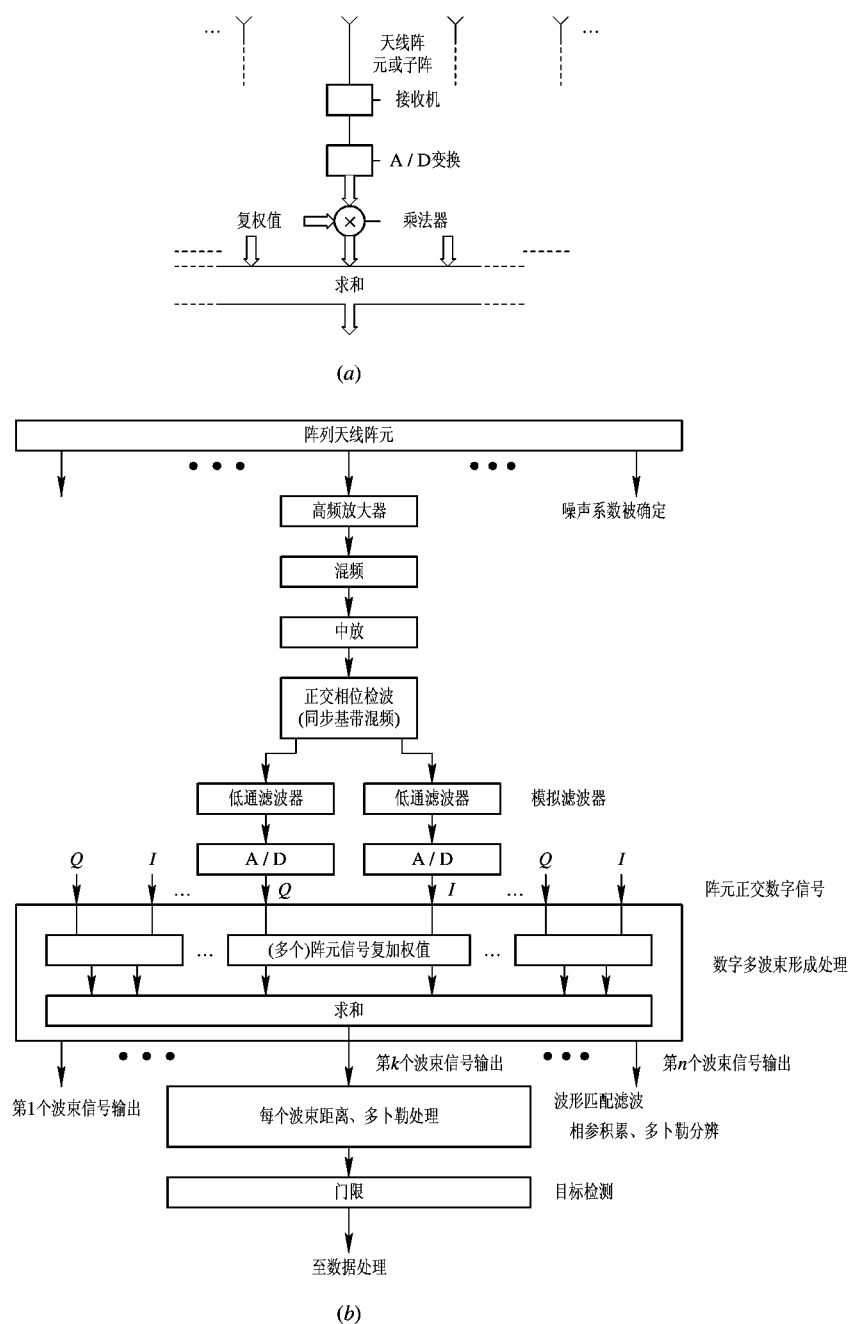


图 7.44 数字波束形成系统组成框图
(a) 单波束 DBF; (b) 多波束 DBF 形成

波束形成要对阵列天线的各阵元信号加上按线性改变的相移量,在数字波束形成系统中,要对各阵元信号乘以不同的复权值。

设天线阵列有 N 个阵元,设其基频阵元接收信号矢量为

$$\mathbf{S} = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_N]^T$$

s_i 均为复信号;上标 T 表示转置。

波束形成时,将根据波束指向及形状要求,有不同的复加权矢量 \mathbf{w} ,

$$\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \cdots \quad w_N]^T$$

计算求出信号矢量与复加权矢量的内积,即每个信号与权值相乘后的求和输出,即得到该波束的输出信号。

$$\mathbf{w}^T \mathbf{S} = \sum_{i=1}^N w_i s_i$$

采用不同的权矢量,分别求它们与阵列输出信号的加权和值,即可获得不同指向的波束。每一个波束有一个独立的输出通路,在数字波束形成系统中,用 N 个独立通道可以同时形成 N 个正交波束,如不受正交条件的限制,在原理上可以同时形成远多于 N 个的波束。例如,同时形成 m 个独立波束,则有相应的 m 组复加权矢量,其加权矩阵为 \mathbf{W} ,

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ w_{m1} & w_{m2} & \cdots & w_{mN} \end{bmatrix}$$

m 个波束的输出值为 $\mathbf{W}\mathbf{S}$ 。

数字波束形成技术较之射频和中频波束形成具有一些优点,诸如可同时产生多个独立可控的波束而不损失信噪比;波束特性由权矢量控制,灵活可变;天线具有较好的自校正和低副瓣能力等。更为重要的是,由于在基带上保留了天线阵单元信号的全部信息,因而可以采用先进的数字信号处理理论和方法,对阵列信号进行处理,以获得波束的优良性能,例如,形成自适应波束以实现空域抗干扰;采用非线性处理技术以得到改善的角分辨力等。因此 DBF 技术是一项具有吸引力的新技术,而且随着相关高新技术,诸如超大规模和超高速集成电路(VLSI/VHLSI)、微波单片集成电路(MMIC)等技术的迅猛发展,DBF 在雷达及其它领域具有广阔的应用前景。

7.4.4 高度测量

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 7.45 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 是目标的高度; h_a 是雷达天线的高度; 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 $-0.039 \times 10^{-8} \text{ m}$ 时, $a_e = (4/3)a = 8490 \text{ km}$; $a = 6370 \text{ km}$,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

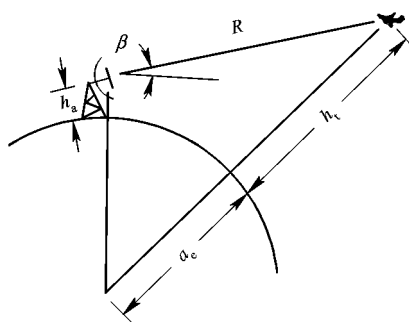


图 7.45 目标高度的计算

径后,可认为电波仍按直线传播。

由余弦定理

$$(a_c + h_1)_2 = R^2 + (a_c + h_a)^2 - 2R(a_c + h_a) \cos(90^\circ + \beta)$$

$$a_c + h_1 = (a_c + h_a) \left[1 + \frac{R^2 + 2R(a_c + h_a) \sin \beta}{(a_c + h_a)^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

用二项式展开后,忽略二次方以上各项,并利用 $h_a \ll a_c$ 的条件,最后可得

$$h_1 \approx h_a + \frac{R^2}{2a_c} + R \sin \beta \quad (7.4.3)$$

若目标距离较近,雷达天线架设不高,上式可简化为

$$h_1 \approx R \sin \beta \quad (7.4.4)$$

7.5 自动测角的原理和方法

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有一个角误差鉴别器。当目标方向偏离天线轴线(即出现了误差角 ϵ)时,就能产生一误差电压。误差电压的大小正比于误差角 ϵ ,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。

用等信号法测角时,在一个角平面内需要两个波束。这两个波束可以交替出现(顺序波瓣法),也可以同时存在(同时波瓣法)。前一种方式以圆锥扫描雷达为典型,后一种是单脉冲雷达。下面分别介绍这两种雷达自动测角的原理和方法。

7.5.1 圆锥扫描自动测角系统

1. 基本原理

如图 7.46(a)所示的针状波束,它的最大辐射方向 $O'B$ 偏离等信号轴(天线旋转轴) $O'O$ 一个角度 δ ,当波束以一定的角速度 ω_s 绕等信号轴 $O'O$ 旋转时,波束最大辐射方向 $O'B$ 就在空间画出一个圆锥,故称圆锥扫描。如果取一个垂直于等信号轴的平面,则波束截面及波束中心(最大幅射方向)的运动轨迹等如图 7.46(b)所示。

波束在作圆锥扫描的过程中,绕着天线旋转轴旋转,因天线旋转轴方向是等信号轴方向,故扫描过程中这个方向天线的增益始终不变。当天线对准目标时,接收机输出的回波信号为一串等幅脉冲。

如果目标偏离等信号轴方向,则在扫描过程中波束最大值旋转在不同位置时,目标有时靠近有时远离天线最大辐射方向,这使得接收的回波信号幅度也产生相应的强弱变化。下面要证明,输出信号近似为正弦波调制的脉冲串,其调制频率为天线的圆锥扫描频率 ω_s ,调制深度取决于目标偏离等信号轴方向的大小,而调制波的起始相位 φ 则由目标偏离

等信号轴的方向决定。

由垂直平面图 7.46(b)可看出,如目标 A 偏离等信号轴的角度为 ϵ ,等信号轴偏离波束最大值的角度(波束偏角)为 δ ,圆为波束最大值运动的轨迹,在 t 时刻,波束最大值位于 B 点,则此时波束最大值方向与目标方向之间的夹角为 θ 。如果目标距离为 R ,则可求得通过目标的垂直平面上各弧线的长度如图 7.46(b)所示。

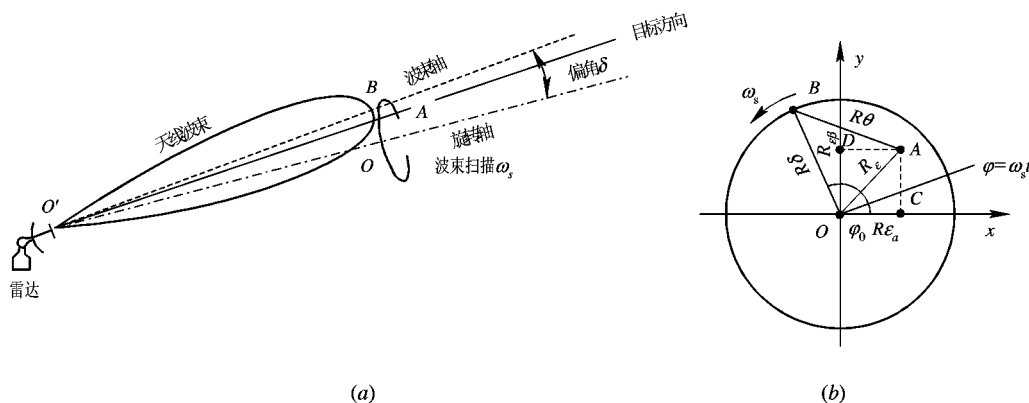


图 7.46 圆锥扫描

(a) 锥扫波束; (b) 垂直于等信号轴的截面

在跟踪状态时,通常误差 ϵ 很小而满足 $\epsilon \ll \delta$,由简单的几何关系可求得 θ 角的变化规律为

$$\theta \approx \delta - \epsilon \cos(\omega_s t - \varphi_0)$$

式中, φ_0 为 OA 与 x 轴的夹角; θ 为目标偏离波束最大方向的角度,它决定了目标回波信号的强弱。设收发共用天线,且其天线波束电压方向性函数为 $F(\theta)$,则收到的信号电压振幅为

$$U = kF^2(\theta) = kF^2(\delta - \epsilon \cos(\omega_s t - \varphi_0))$$

将上式在 δ 处展开成台劳级数并忽略高次项,则得到

$$U = U_0 \left[1 - 2 \frac{F'(\delta)}{F(\delta)} \epsilon \cos(\omega_s t - \varphi_0) \right] = U_0 \left[1 + \frac{U_m}{U_0} \cos(\omega_s t - \varphi_0) \right] \quad (7.5.1)$$

式中, $U_0 = kF^2(\delta)$,为天线轴线对准目标时收到的信号电压振幅。式(7.5.1)表明,对脉冲雷达来讲,当目标处于天线轴线方向时, $\epsilon = 0$,收到的回波是一串等幅脉冲;如果存在 ϵ ,则收到的回波是振幅受调制的脉冲串,调制频率等于天线锥扫频率 ω_s ,而调制深度

$$m = \frac{2}{U_0} \frac{F'(\delta)}{F(\delta)} \epsilon$$

正比于误差角度 ϵ 。

定义测角率

$$\eta = -\frac{2F'(\delta)}{F(\delta)} = \frac{m}{\epsilon}$$

为单位误差角产生的调制度,它表征角误差鉴别器的灵敏度。

误差信号 $u_c = U_m \cos(\omega_s t - \varphi_0) = U_0 m \cos(\omega_s t - \varphi_0)$ 的振幅 U_m 表示目标偏离等信号轴的大小, 而初相 φ_0 则表示目标偏离的方向, 例如, $\varphi_0 = 0$ 表示目标只有方位误差。

跟踪雷达中通常有方位角和仰角两个角度跟踪系统, 因而要将误差信号 u_c 分解为方位和仰角误差两部分, 以控制两个独立的跟踪支路。其数学表达式为

$$u_c = U_m \cos(\omega_s t - \varphi_0) = U_m \cos \varphi_0 \cos \omega_s t + U_m \sin \varphi_0 \sin \omega_s t \quad (7.5.2)$$

即分别取出方位角误差 $U_m \cos \varphi_0 = U_0 \eta \epsilon \cos \varphi_0$ 和仰角误差 $U_m \sin \varphi_0 = U_0 \eta \epsilon \sin \varphi_0$ 。误差电压分解的办法是采用两个相位鉴别器, 相位鉴别器的基准电压分别为 $U_k \cos \omega_s t$ 和 $U_k \sin \omega_s t$, 基准电压取自和天线头扫描电机同轴的基准电压发电机。

圆锥扫描雷达中, 波束偏角 δ 的选择影响甚大。增大 δ 时该点方向图斜率 $F'(\delta)$ 亦增大, 从而使测角率

$$\eta = \frac{-2F'(\delta)}{F(\delta)} = \frac{m}{\epsilon}$$

加大, 有利于跟踪性能。与此同时, 等信号轴线上目标回波功率减小, 波束交叉损失 L_k (与波束最大值对准时比较) 随 δ 增大而增加, 它将降低信噪比而对性能不利。综合考虑, 通常选 $\delta = 0.3\theta_{0.5}$ 左右较合适, $\theta_{0.5}$ 为半功率波束宽度。

2. 圆锥扫描雷达的组成

图 7.47 给出了一个圆锥扫描雷达的典型组成方框图。圆锥扫描电机带动天线馈源匀速旋转, 使波束进行圆锥扫描。圆锥扫描雷达的接收机高频部分与普通雷达相似, 但主中放的末几级分为两路, 一路叫距离支路中放, 一路叫角跟踪支路中放。接收信号经过高频

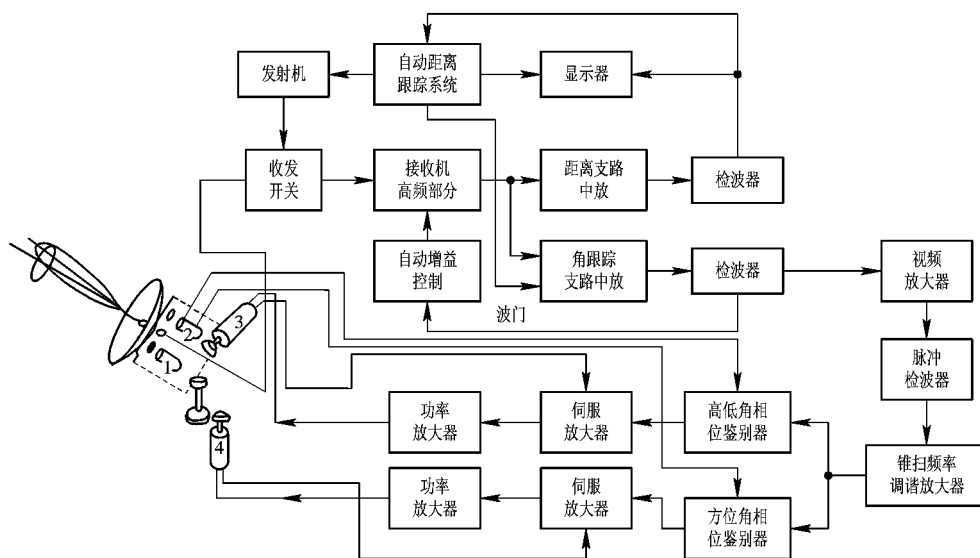


图 7.47 圆锥扫描雷达组成方框图

1—圆锥扫描电机；2—基准发电机；

3—高低角驱动电机；4—方位角驱动电机

部分放大、变频后加到距离支路中放, 放大后再经过检波、视放后加到显示器和自动距离跟踪系统。在显示器上可对波束内空间所有目标进行观察。自动距离跟踪系统只对要进行

自动跟踪的一个目标进行距离跟踪,并输出一个距离跟踪波门给角跟踪支路中放,作为角跟踪支路中放的开启电压(平时角跟踪支路中放关闭,只有跟踪波门来时才打开)。这样做的目的是避免多个目标同时进入角跟踪系统,造成角跟踪系统工作混乱。因此进行方向跟踪之前必须先进行距离跟踪。角跟踪支路中放只让被选择的目标通过。回波信号经过检波、视放、包络检波,取出脉冲串的包络;再经锥扫频率调谐放大器,滤去直流信号和其它干扰信号,得到交流误差电压;然后送至方位角相位鉴别器和高低角相位鉴别器。与此同时,与圆锥扫描电机同步旋转的基准电压发电机产生的正、余弦电压也分别加到两个相位鉴别器上,作为基准信号与误差信号进行相位鉴别,分别取出方位角及高低角直流误差信号。直流误差信号经伺服放大、功率放大后,分别加于方位角及高低角驱动电机上,使电机带动天线向减小误差的方向转动,最后使天线轴对准目标。为了使伺服系统稳定工作,由驱动电机引回一反馈电压,以限制天线过大幅度的振荡。图中还有自动增益控制电路。由式(7.5.1)可知交流误差信号振幅 U_m 与 U_0 有关,即与目标斜距 R 和目标截面积有关,对于具有同样误差角但距离不同的目标,误差信号振幅不同。图 7.48 表示一个向着雷达站飞行的目标的接收信号的高频波形图。这样的误差信号将使系统的角灵敏度(相位鉴别器对单位误差角输出的电压)变化,如果不设法消除,将使系统工作性能变坏。因此,必须在接收机里加自动增益控制(AGC)电路,用以消除目标距离及目标截面积大小等对输出误差电压幅度的影响,使输出误差电压只取决于误差角而与距离等因素无关。为此,要取出回波信号平均值 U_0 ,用它去控制接收机增益,使输出电压的平均值保持不变。

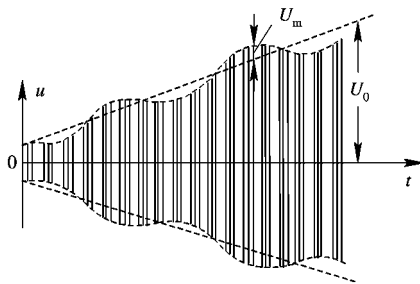


图 7.48 一个向着雷达站飞行的目标的接收信号的高频波形

7.5.2 单脉冲自动测角系统

单脉冲自动测角属于同时波瓣测角法。在一个角平面内,两个相同的波束部分重叠,其交叠方向即为等信号轴。将这两个波束同时接收到的回波信号进行比较,就可取得目标在这个平面上的角误差信号,然后将此误差电压放大变换后加到驱动电动机,控制天线向减小误差的方向运动。因为两个波束同时接收回波,故单脉冲测角获得目标角误差信息的时间可以很短,理论上讲,只要分析一个回波脉冲就可以确定角误差,所以叫“单脉冲”。这种方法可以获得比圆锥扫描高得多的测角精度,故精密跟踪雷达常采用它。

由于取出角误差信号的具体方法不同,单脉冲雷达的种类很多,这里着重介绍常用的振幅和差式单脉冲雷达,并简单介绍相位和差式单脉冲雷达。

1. 振幅和差式单脉冲雷达

1) 基本原理

(1) 角误差信号。雷达天线在一个角平面内有两个部分重叠的波束,如图 7.49(a)所示,振幅和差式单脉冲雷达取得角误差信号的基本方法是这两个波束同时收到的信号进行和、差处理,分别得到和信号与差信号。与和、差信号相应的和、差波束如图 7.49(b)、

(c)所示。其中差信号即为该角平面内的角误差信号。

由图 7.49(a)可以看出;若目标处在天线轴线方向(等信号轴),误差角 $\epsilon=0$,则两波束收到的回波信号振幅相同,差信号等于零。目标偏离等信号轴而有一误差角 ϵ 时,差信号输出振幅与 ϵ 成正比而其符号(相位)则由偏离的方向决定。和信号除用作目标检测和距离跟踪外,还用作角误差信号的相位基准。

(2) 和差比较器与和差波束。和差比较器(和差网路)是单脉冲雷达的重要部件,由它完成和、差处理,形成和差波束。用得较多的是双 T 接头,如图 7.50(a)所示,它有四个端口: Σ (和)端、 Δ (差)端和 1、2 端。假定四个端都是匹配的,则从 Σ 端输入信号时,1、2 端便输出等幅同相信号, Δ 端无输出;若从 1、2 端输入同相信号,则 Δ 端输出两者的差信号, Σ 端输出和信号。

和差比较器的示意图如图 7.50(b)所示,它的 1、2 端与形成两个波束的两相邻馈源 1、2 相接。

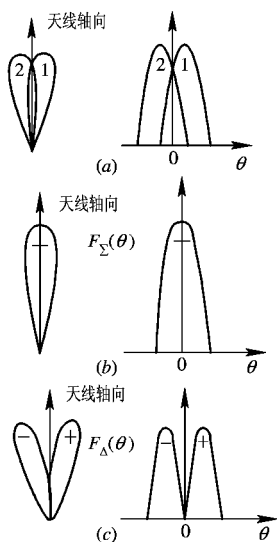


图 7.49 振幅和差式单脉冲雷达波束图

(a) 两馈源形成的波束;
(b) 和波束; (c) 差波束

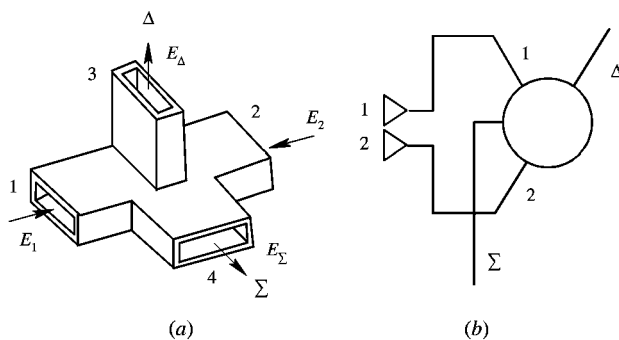


图 7.50 双 T 接头及和差比较器示意图

(a) 双 T 接头; (b) 和差比较器示意图

发射时,从发射机来的信号加到和差比较器的 Σ 端,故 1、2 端输出等幅同相信号,两个馈源被同相激励,并辐射相同的功率,结果两波束在空间各点产生的场强同相相加,形成发射和波束 $F_{\Sigma}(\theta)$,如图 7.49(b)所示。

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

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

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

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= |E_{\Sigma}| = E_1 + E_2 = kF_{\Sigma}(\theta)F(\delta - \theta) + kF_{\Sigma}(\theta)F(\delta + \theta) \\ &= kF_{\Sigma}(\theta)[F(\delta - \theta) + F(\delta + \theta)] \\ &= kF_{\Sigma}^2(\theta) \end{aligned} \quad (7.5.3)$$

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

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

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

E_{Δ} 与方向角 θ 的关系用上述同样方法求得

$$\begin{aligned} E_{\Delta} &= kF_{\Sigma}(\theta)[F(\delta - \theta) - F(\delta + \theta)] \\ &= kF_{\Sigma}(\theta)F_{\Delta}(\theta) \end{aligned} \quad (7.5.4)$$

式中

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

即和差比较器 Δ 端对应的接收方向性函数为原来两方向性函数之差, 其方向图如图 7.49(c)所示, 称为差波束。

现假定目标的误差角为 ϵ , 则差信号振幅为 $E_{\Delta} = kF_{\Sigma}(\epsilon)F_{\Delta}(\epsilon)$ 。在跟踪状态, ϵ 很小, 将 $F_{\Delta}(\epsilon)$ 展开成台劳级数并忽略高次项, 则

$$\begin{aligned} E_{\Delta} &= kF_{\Sigma}(\epsilon)F'_{\Delta}(0)\epsilon = kF_{\Sigma}(\epsilon)F_{\Sigma}(0)\frac{F'_{\Delta}(0)}{F_{\Sigma}(0)}\epsilon \\ &\approx kF_{\Sigma}^2(\epsilon)\eta \end{aligned} \quad (7.5.5)$$

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

E_{Δ} 的相位与 E_1 、 E_2 中的强者相同。例如, 若目标偏在波束 1 一侧, 则 $E_1 > E_2$, 此时 E_{Δ} 与 E_1 同相, 反之, 则与 E_2 同相。由于在 Δ 端, E_1 、 E_2 相位相反, 故目标偏向不同, E_{Δ} 的相位差 180° 。因此, Δ 端输出差信号的振幅大小表明了目标误差角 ϵ 的大小, 其相位则表示目标偏离天线轴线的方向。

和差比较器可以做到使和信号 E_{Σ} 的相位与 E_1 、 E_2 之一相同。由于 E_{Σ} 的相位与目标偏向无关, 所以只要用和信号 E_{Σ} 的相位为基准, 与差信号 E_{Δ} 的相位作比较, 就可以鉴别目标的偏向。

总之, 振幅和差单脉冲雷达依靠和差比较器的作用得到图 7.47 所示的和、差波束, 差波束用于测角, 和波束用于发射、观察和测距, 和波束信号还用作相位比较的基准。

(3) 相位检波器和角误差信号的变换。和差比较器 Δ 端输出的高频角误差信号还不能用来控制天线跟踪目标, 必须把它变换成直流误差电压, 其大小应与高频角误差信号的振幅成比例, 而其极性应由高频角误差信号的相位来决定。这一变换作用由相位检波器完成。为此, 将和、差信号通过各自的接收通道, 经变频中放后一起加到相位检波器上进行相位检波, 其中和信号为基准信号。相位检波器输出为

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

其中, $U_{\Delta} \propto E_{\Delta}$, 为中频差信号振幅; φ 为和、差信号之间的相位差, 这里 $\varphi=0$ 或 $\varphi=\pi$, 因此

$$U = \begin{cases} K_d U_{\Delta} & \varphi = 0 \\ -K_d U_{\Delta} & \varphi = \pi \end{cases}$$

因为加在相位检波器上的中频和、差信号均为脉冲信号, 故相位检波器输出为正或负极性的视频脉冲 ($\varphi=\pi$ 为负极性), 其幅度与差信号的振幅即目标误差角 ϵ 成比例, 脉冲的极性 (正或负) 则反映了目标偏离天线轴线的方向。把它变成相应的直流误差电压后, 加到伺服系统控制天线向减小误差的方向运动。图 7.51 画出了相位检波器输出视频脉冲幅度 U 与目标误差角 ϵ 的关系曲线, 通常称为角鉴别特性。

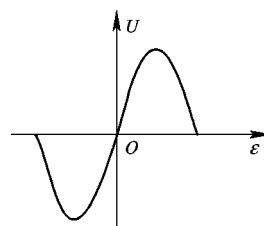


图 7.51 角鉴别特性

(4) 单平面振幅和差单脉冲雷达的组成。根据上述原理, 可画出单平面振幅和差单脉冲雷达的基本组成方框图, 如图 7.52 所示。系统的简单工作过程为: 发射信号加到和差比较器的 Σ 端, 分别从 1、2 端输出同相激励两个馈源。接收时, 两波束的馈源接收到的信号分别加到和差比较器的 1、2 端, Σ 端输出和信号, Δ 端输出差信号 (高频角误差信号)。和、差两路信号分别经过各自的接收系统 (称为和、差支路)。中放后, 差信号作为相位检波器的一个输入信号, 和信号分三路: 一路经检波视放后作为测距和显示用; 另一路用作和、差两支路的自动增益控制; 再一路作为相位检波器的基准信号。和、差两中频信号在相位检波器进行相位检波, 输出就是视频角误差信号, 变成相应的直流误差电压后, 加到伺服系统, 控制天线跟踪目标。和圆锥扫描雷达一样, 进入角跟踪之前, 必须先进行距离跟踪, 并由距离跟踪系统输出一距离选通波门加到差支路中放, 只让被选目标的角误差信号通过。

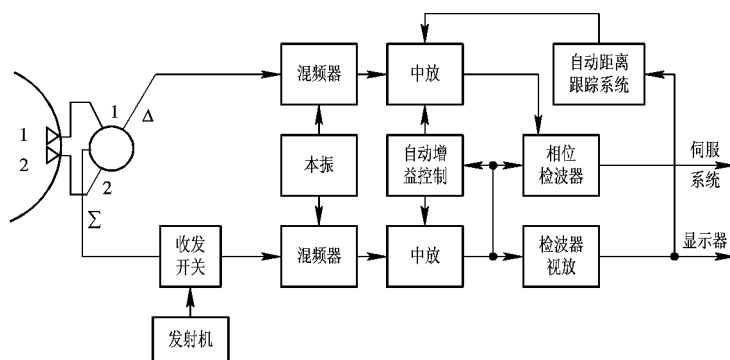


图 7.52 单平面振幅和差单脉冲雷达简化方框图

(5) 自动增益控制。为了消除目标回波信号振幅变化 (由目标大小、距离、有效散射面积变化引起) 对自动跟踪系统的影响, 必须采用自动增益控制。由和支路输出的和信号产生自动增益控制电压。该电压同时去控制和差支路的中放增益, 这等效于用和信号对差信号进行归一化处理, 同时又能保持和差通道的特性一致。

可以证明,由和支路信号作自动增益控制后,和支路输出基本保持常量,而差支路输出经归一化处理后其误差电压只与误差角 ϵ 有关而与回波幅度变化无关。

2) 双平面振幅和差单脉冲雷达 为了对空中目标进行自动方向跟踪,必须在方位和高低角两个平面上进行角跟踪,因而必须获得方位和高低角误差信号。为此,需要用四个馈源照射一个反射体,以形成四个对称的相互部分重叠的波束。在接收机中,有四个和差比较器和三路接收机(和支路、方位差支路、高低角差支路),两个相位鉴别器和两路天线控制系统等。图 7.53 是双平面振幅和差单脉冲雷达的原理方框图。图中 A 、 B 、 C 、 D 分别代表四个馈源。显然,如四个馈源同相辐射共同形成和方向图。接收时,四馈源接收信号之和($A+B+C+D$)为和信号(比较器 3 的 Σ 端的输出);($A+C$)-($B+D$)为方位角误差信号(比较器 3 的 Δ 端输出);($A+B$)-($C+D$)为高低角误差信号(比较器 4 的 Σ 端输出);而($A+D$)-($B+C$)为无用信号,被匹配吸收负载所吸收。双平面单脉冲雷达的工作原理和单平面雷达原理一样,这里不再重复。

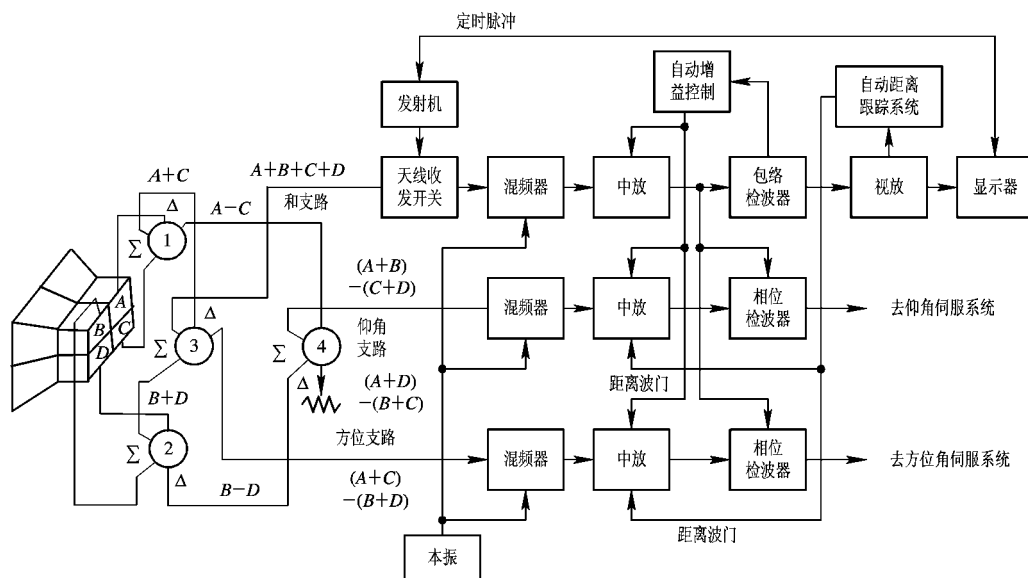


图 7.53 双平面振幅和差单脉冲雷达原理方框图

3) 振幅和差单脉冲雷达的馈源 如果用抛物面反射体产生两组(方位和仰角)相互部分重叠的波束,则其馈源可采用多个偏焦且对称配置的喇叭或一个多模馈源喇叭。

四喇叭馈源最简单也用得最早,但它产生和波束的馈源口径与产生各独立波束的馈源口径尺寸不一样,故和、差波束不能同时达到最佳状态,存在“和、差矛盾”。下面来说明这个问题。

我们知道,雷达接收信号功率与天线轴向增益平方成正比,在单脉冲雷达中,也就是与和波束增益平方成正比。而测角灵敏度则与波束交叠处的斜率有关,通常用差波束在 $\theta=0$ 处的斜率表示。这个斜率称为差斜率。它与差波束(因而与相互交叠产生差波束的每个独立波束)的宽度和最大辐射方向的增益有关。产生差波束的各独立波束的最大增益越大,差波束的最大增益就越大,差斜率也就越大,测角越灵敏,因而测角精度就越高。我们希望和、差波束最大辐射方向的增益都能达到最大,使测距和测角的性能都达到最佳。

由天线理论可知,如果馈源的初级方向图对反射体形成最佳照射[即初级方向图的1/10功率点落在抛物面反射体口面边缘,如图7.54(a)所示],则抛物面反射体的口面利用达到最佳,因而波束最大辐射方向的天线增益达到最大。在反射体口面一定的情况下,为

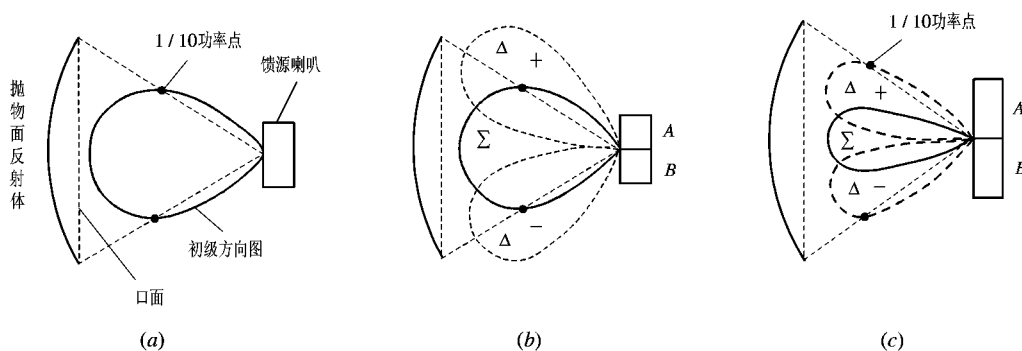


图 7.54 最佳照射及和差矛盾

(a) 最佳照射; (b) 和最佳; (c) 差最佳

了实现最佳照射,初级方向图的宽度亦即馈源的口径尺寸是一定的。由此可知,为使和波束及差波束最大辐射方向增益都达到最大,那么产生和波束的馈源尺寸与形成差波束的每个独立波束的馈源尺寸应该大致相同,这是因为都要对同一反射体口面实现最佳照射。要在一个角平面内形成差波束,需要两个部分重叠的独立波束(它们的馈源反相激励)。因此,为使和、差都达到最佳,形成差波束的馈源的总尺寸约为形成和波束的馈源尺寸的2倍。

显然,图7.53中所用的四喇叭馈源无法解决这个问题。我们取方位平面来说明。见图7.54(b),喇叭A、B同相激励时形成和波束,这时馈源的总口径为两个喇叭口径之和,设为最佳尺寸,亦即初级和方向图(图中实线所示)对主口径面满足最佳照射,故次级和波束最佳。A、B反相激励时形成差波束,这时A或B的口径尺寸只有最佳时的1/2,它们各自的方向图大大展宽,对主口径都不能实现最佳照射。两者合成的初级差方向图如图中虚线所示。可以看出,有很大的能量漏失,故只能得到高副瓣低增益的次级差波束。反之,如图7.53(c)所示,把喇叭A和B的口径尺寸增大1倍,则各自对主口径面能实现最佳照射(两者合成的初级差方向图如图中虚线所示),故次级差波束最佳。但A、B同相激励形成和波束时,由于口径尺寸太大,初级和方向图(图中实线所示)过窄,主口径面照射不够,结果只能得到低增益的次级和波束。在仰角平面内也同样存在上述矛盾。四喇叭馈源存在和差矛盾的主要原因是和、差波束的馈源尺寸不能根据照射要求分别合理地选择。

同时满足和、差波束最佳的理想馈源如图7.55所示,在两个主平面内,差波束馈源的口径为和波束馈源口径的2倍。图7.56(a)为理想馈源的口径场分布。和模在两个主平面上都是偶对称的钟形分布,两边电场很弱,相当馈源口面缩小。差模在一个主平面为奇对称分布,另一个平面则与和模类似。这种最佳馈源可以用多喇叭源如五喇叭、十二喇叭等以及多模馈源来近似。十二喇叭馈源因结构太复杂,且各路间的相位振幅平衡很难做到,故很少采用。

图 7.56(b)所示为五喇叭馈源。中心喇叭用作发射,并提供接收和信号,上下两个喇叭提供仰角差信号,左右两个喇叭提供方位差信号。分别合理地选择中心喇叭和周围四个喇叭的口径尺寸,可分别控制和、差初级方向图,使次级和、差波束都接近最佳。在每个主平面内,形成差波束的每个喇叭的口径尺寸通常比中心喇叭的尺寸小(如图中 $b < a$),故它的初级方向图较宽,但因对应的两个喇叭相距较远,阵方向图较窄,两者相乘的结果,使总的初级差方向图对主口径能接近最佳照射。五喇叭馈源的优点是仅中心喇叭承

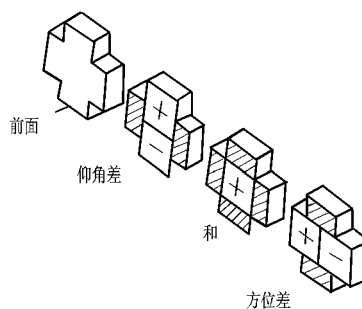


图 7.55 满足和、差波束最佳时的馈源分布

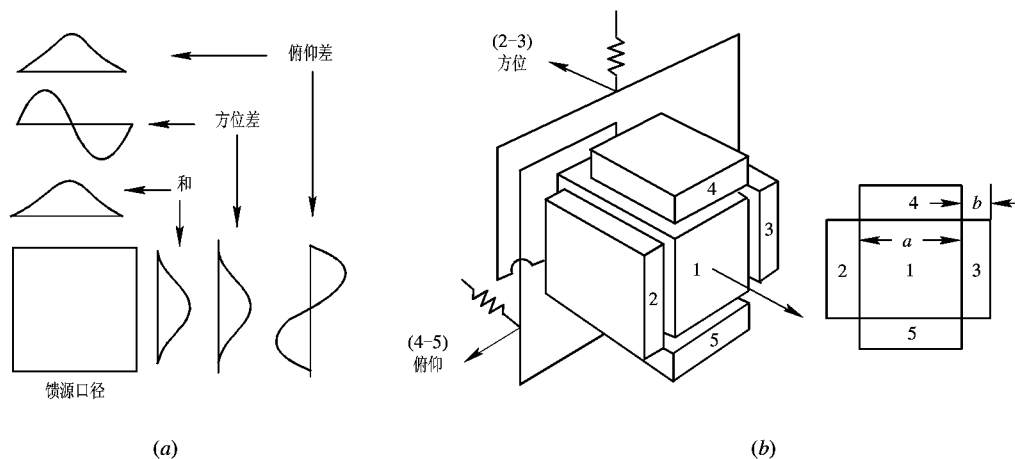


图 7.56 五喇叭馈源

(a) 理想馈源口径场分布; (b) 五喇叭馈源结构

受高功率,周围四个喇叭及其支路系统只需承受低功率,且和差网路结构简单。其缺点是形成差波束的两个喇叭的相位中心相距较远,所以交叉电平较低,差波束分离角大,差斜率有所降低,使角跟踪灵敏度相对降低。

解决和差矛盾另一个较好的办法是采用多模馈源。所谓多模馈源,是指在同一个喇叭口内同时存在几个不同模式的场。这些模式是由特殊设计的波型器产生的,且振幅和相位可以控制,使它们在馈源口径上合成的总的和模与差模场基本符合图 7.55 所示的分布。图 7.57 所示为目前用得较多的一种多模馈源。在它的口径上同时存在七个模式,其中有四个简并成两个组合模(EH_{11} 和 EH_{12}),故称五模馈源。用 EH_{11} 作仰角差模, H_{20} 作为方位差模,和模则由 H_{10} 、 H_{30} 、 EH_{12} 组合而成。由图看出,和模两个主平面都是最佳的,两个差模在奇对称面也最佳,但它们的偶对称面还不是最佳。

多模馈源比多喇叭馈源结构紧凑、体积小、效率高,可较好地解决和差矛盾,因而目前用得较广。其缺点是要把各种模式按一定的相位和振幅要求组合成所需模式,必须精心

设计和反复实验,才能最后确定结构尺寸。

在实际应用中出现了各种所谓多喇叭多模馈源,即在一个主平面采用多喇叭,另一个主平面采用多模。它分别取多喇叭馈源和多模馈源的较理想的一个主平面组合而成,因此更接近理想馈源。结构上较双平面上全为多喇叭的馈源简单,并且克服了上述多模馈源因控制数目较多的波型模次所带来的困难。

2. 相位和差单脉冲雷达

相位和差单脉冲雷达是基于相位法测角原理工作的。在7.2节中,已介绍了比较两天线接收信号的相位可以确定目标的方向。若将比相器输出的误差电压经过变换、放大加到天线驱动系统上,则可通过天线驱动系统控制天线波束运动,使之始终对准目标,实现自动方向跟踪。

图7.58上画出了一个单平面相位和差单脉冲雷达原理方框图。它的天线由两个相隔数个波长的天线孔径组成,每个天线孔径产生一个以天线轴为对称轴的波束,在远区,两方向图几乎完全重叠,对于波束内的目标,两波束所收到的信号振幅是相同的。当目标偏离对称轴时,两天线接收信号由于波程差引起的相位差为

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$$

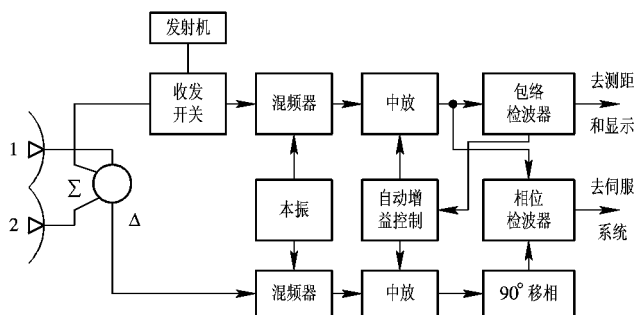


图 7.58 相位和差单脉冲雷达原理方框图

当 θ 很小时,

$$\varphi \approx \frac{2\pi}{\lambda} d \theta$$

式中, d 为天线间隔; θ 为目标对天线轴的偏角。所以二天线收到的回波为相位相差 φ 而幅度相同的信号,通过和差比较器取出和信号与差信号。利用图7.59上的矢量图,可求得和信号 E_{Σ} 与差信号 E_{Δ} 。和信号为

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2$$

$$E_{\Sigma} = 2E_1 \cos \frac{\varphi}{2}$$

差信号为

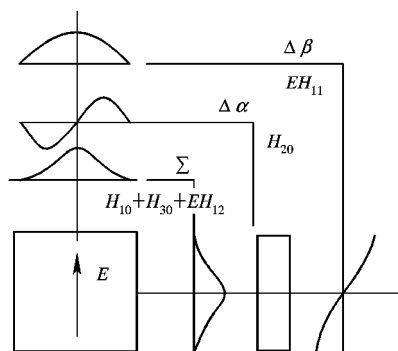


图 7.57 五模馈源

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

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

当 θ 很小时,

$$E_{\Delta} \approx E_1 \frac{2\pi}{\lambda} d \theta$$

设目标偏在天线 1 一边, 各信号相位关系如图 7.59 所示, 若目标偏在天线 2 一边, 则差信号矢量的方向与图 7.59 所示的相反, 差信号相位也反相。所以差信号的大小反映了目标偏离天线轴的程度, 其相位反映了目标偏离天线轴的方向。由图 7.59 还可看出, 和、差信号相位相差 90° , 为了用相位检波器进行比相, 必须把其中一路预先移相 90° 。图 7.58 中, 将和、差两路信号经同一本振混频放大后, 差信号预先移相 90° , 然后加到相位检波器上, 相位检波器输出电压即为误差电压, 其余各部分的工作情况同振幅和差单脉冲雷达, 不再重复。

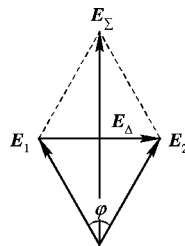


图 7.59 矢量图

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

为了简化单脉冲雷达接收系统的设计和减少调试困难, 减小各路幅—相特性不一致带来的严重后果, 人们探讨了一些单脉冲接收系统的变型方案, 如各种通道合并的技术。

单脉冲雷达各支路幅—相特性不一致对测角灵敏度和测角精度的影响、单脉冲雷达接收系统的几种变型以及跟踪雷达的测角精度等问题将在“雷达系统”课程中较详细地讨论。

7.5.3 圆锥扫描系统与单脉冲系统的比较

这里只作简单说明, 在“雷达系统”课程中再详细讨论。

1. 角跟踪精度

单脉冲雷达比圆锥扫描雷达的角跟踪精度要高得多, 这是因为下面两条原因:

(1) 圆锥扫描雷达至少要经过一个圆锥扫描周期后才能获得角误差信息, 在此期间, 目标振幅起伏噪声也叠加在锥扫调制信号(角误差信号)上形成干扰, 而自动增益控制电路的带宽又不能太宽, 以免将频率为锥扫频率的角误差信号也平滑掉, 因而不能消除目标振幅起伏噪声的影响, 在锥扫频率附近一定带宽内的振幅起伏噪声可以进入角跟踪系统。引起测角误差。而单脉冲雷达是在同一个脉冲内获得角误差信息, 且自动增益控制电路的带宽可以较宽, 故目标振幅起伏噪声的影响可以基本消除。

(2) 圆锥扫描雷达的角误差信号以调制包络的形式出现, 它的能量存在于上、下边频的两个频带内, 而单脉冲雷达的角误差信息只存在于一个频带内。故圆锥扫描雷达接收机热噪声的影响比单脉冲雷达大 1 倍。单脉冲雷达的角跟踪精度比圆锥扫描雷达的要高一个量级, 约为 0.1~0.2 密位。

2. 天线增益和作用距离

单脉冲雷达在增益利用方面比圆锥扫描雷达好。单脉冲用和波束测距, 差波束测角, 合理设计馈源可使和波束的增益与差波束的增益同时最大, 因而使测距测角性能最佳。而对于圆锥扫描雷达, 由于其天线波束偏离天线轴线一个角度(通常选波束偏角 $\delta=0.25\theta_{0.5}$, 即等信号轴在双程方向图的半功率点), 跟踪时收到的信号功率比单脉冲雷达约小 3 dB, 因而在相同天线增益、发射功率、接收机噪声系数情况下, 单脉冲雷达比圆锥扫描雷达作用距离远, 测距精度高。并且, 圆锥扫描雷达的角跟踪灵敏度和作用距离不能同时最大, 兼顾两者性能, 权衡选择波束参数, 只能做到角跟踪灵敏度和作用距离约为最大值的 88%。

3. 角信息的数据率

单脉冲雷达比圆锥扫描雷达高。单脉冲雷达理论上讲只要一个脉冲就可获得一次角信息, 数据率为 f_r (脉冲重复频率)。而圆锥扫描雷达必须经过一个圆锥扫描周期才能获取一次角信息。圆锥扫描一周内至少需 4 个脉冲, 因而理论数据率是 $f_r/4$, 考虑到调制包络信号不失真, 通常需要 10 个脉冲以上, 所以实际数据率小于 $f_r/10$ 。

4. 抗干扰能力

圆锥扫描雷达易受敌方的回答式干扰。因为敌方接收到的圆锥扫描雷达发射信号也是正弦调制信号, 只需要取出调制包络, 进行倒相放大, 然后去调制高频信号再发射回来, 圆锥扫描雷达接收此信号后, 天线轴线就跟踪到错误方向上。

而单脉冲雷达没有回答式干扰的影响。

5. 复杂程度

单脉冲雷达在结构上和技术上复杂, 需要多个性能完善的宽频带馈源和高频和差比较器, 多路接收机要求性能一致, 如果各路相位和振幅不平衡, 会使测角灵敏度降低并加大测角误差, 因而单脉冲雷达技术复杂, 加工工艺要求高。圆锥扫描雷达只要一路接收机, 结构简单, 加工也容易。

因此, 要求精密跟踪尤其是远程精密跟踪雷达常用单脉冲体制。但对于测量精度要求不高的雷达可采用圆锥扫描体制。如果对信标(装在目标上)进行跟踪, 目标振幅噪声的影响可以忽略, 这时简单的圆锥扫描雷达可以达到和单脉冲雷达大体相同的测量精度, 也是可以考虑的选择。

主要参考文献

- [1] Skolnik M L. Radar HandBook. Second Edition. New York: McGRAM - HILL, 1990
- [2] Barton D K. Modern Radar System Analysis. Boston: Artech House, 1988
- [3] Phased Array Radars. Edited by Dr. C Pell. Microwave Wave Exhibitions & Publishers Ltd. Farnborough, UK, 1988
- [4] 雷达系统. 北京工业学院内部讲义. 1981
- [5] M.I. Skolnik. Introduction to Radar Systems. Second Edition. 1980
- [6] 吴万春. 集成固体微波电路. 北京: 国防工业出版社, 1981
- [7] 南京工学院. 微波器件与电路. 南京: 江苏科学技术出版社, 1981
- [8] 李天成等. 微波铁氧体器件. 西北电讯工程学院内部讲义. 1975
- [9] 毕德显, 吴万春. 电磁场理论基础. 军事电讯工程学院内部讲义. 1964

- [10] 王一平. 传输线—天线—电波传播. 西北电讯工程学院内部讲义. 1976
- [11] Proceedings of The IEEE. Vol. 56, No. 11, PP. 1801—1811, Nov. 1968
- [12] M L. 斯科尔尼克主编. 雷达手册. 谢卓译. 北京: 国防工业出版社, 1978

第 8 章 运动目标检测及测速

雷达要探测的目标,通常是运动着的物体,例如空中的飞机、导弹,海上的舰艇,地面的车辆等。但在目标的周围经常存在着各种背景,例如各种地物、云雨、海浪及敌人施放的金属丝干扰等。这些背景可能是完全不动的,如山和建筑物,也可以是缓慢运动的,如有风时的海浪和金属丝干扰,一般来说,其运动速度远较目标为小。这些背景所产生的回波称为杂波或无源干扰。

当杂波和运动目标回波在雷达显示器上同时显示时,会使目标的观察变得很困难。如果目标处在杂波背景内,弱的目标湮没在强杂波中,特别是当强杂波使接收系统产生过载时,发现目标十分困难。目标不在杂波背景内时,要在成片杂波中很快分辨出运动目标回波也不容易。如果雷达终端采用自动检测和数据处理系统,则由于大量杂波的存在,将引起终端过载或者不必要地增大系统的容量和复杂性。因此,无论从抗干扰或改善雷达工作质量的观点来看,选择运动目标回波而抑制固定杂波背景都是一个很重要的问题。

区分运动目标和固定杂波的基础是它们在速度上的差别。由于运动速度不同而引起回波信号频率产生的多卜勒频移不相等,这就可以从频率上区分不同速度目标的回波。在运动目标显示(MTD)和运动目标检测(MTD)雷达中使用了各种滤波器,滤去固定杂波而取出运动目标的回波,从而大大改善了在杂波背景下检测运动目标的能力,并且提高了雷达的抗干扰能力。

此外,在某些实际运用中,还需要准确地知道目标的运动速度,利用多卜勒效应所产生的频率偏移,也能达到准确测速的目的。

8.1 多卜勒效应及其在雷达中的应用

8.1.1 多卜勒效应

多卜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。这一物理现象首先在声学上由物理学家克里斯顿·多卜勒于 1842 年发现。1930 年左右开始将这一规律运用到电磁波范围。雷达应用日益广泛及对其性能要求更加提高,推动了利用多卜勒效应来改善雷达工作质量的进程。

下面研究当雷达与目标有相对运动时,雷达站接收信号的特征。为方便计,设目标为理想“点”目标,即目标尺寸远小于雷达分辨单元。

1. 雷达发射连续波的情况

这时发射信号可表示为

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

式中, ω_0 为发射角频率; φ 为初相; A 为振幅。

在雷达发射站处接收到由目标反射的回波信号 $s_r(t)$ 为

$$s_r(t) = ks(t - t_r) = kA \cos[\omega_0(t - t_r) + \varphi] \quad (8.1.1)$$

式中, $t_r = 2R/c$, 为回波滞后于发射信号的时间, 其中 R 为目标和雷达站间的距离; c 为电磁波传播速度, 在自由空间传播时它等于光速; k 为回波的衰减系数。

如果目标固定不动, 则距离 R 为常数。回波与发射信号之间有固定相位差 $\omega_0 t_r = 2\pi f_0 \cdot 2R/c = (2\pi/\lambda) 2R$, 它是电磁波往返于雷达与目标之间所产生的相位滞后。

当目标与雷达站之间有相对运动时, 则距离 R 随时间变化。设目标以匀速相对雷达站运动, 则在时间 t 时刻, 目标与雷达站间的距离 $R(t)$ 为

$$R(t) = R_0 - v_r t$$

式中, R_0 为 $t=0$ 时的距离; v_r 为目标相对雷达站的径向运动速度。

式(8.1.1)说明, 在 t 时刻接收到的波形 $s_r(t)$ 上的某点, 是在 $t - t_r$ 时刻发射的。由于通常雷达和目标间的相对运动速度 v_r 远小于电磁波速度 c , 故时延 t_r 可近似写为

$$t_r = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2}{c}(R_0 - v_r t) \quad (8.1.2)$$

回波信号比起发射信号来, 高频相位差

$$\varphi = -\omega_0 t_r = -\omega_0 \frac{2}{c}(R_0 - v_r t) = -2\pi \frac{2}{\lambda}(R_0 - v_r t)$$

是时间 t 的函数, 在径向速度 v_r 为常数时, 产生频率差为

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{2}{\lambda} v_r \quad (8.1.3)$$

这就是多卜勒频率, 它正比于相对运动的速度而反比于工作波长 λ 。当目标飞向雷达站时, 多卜勒频率为正值, 接收信号频率高于发射信号频率, 而当目标背离雷达站飞行时, 多卜勒频率为负值, 接收信号频率低于发射信号频率。

多卜勒频率可以直观地解释为: 振荡源发射的电磁波以恒速 c 传播, 如果接收者相对于振荡源是不动的, 则他在单位时间内收到的振荡数目与振荡源发出的相同, 即二者频率相等。如果振荡源与接收者之间有相对接近的运动, 则接收者在单位时间内收到的振荡数目要比他不动时多一些, 也就是接收频率增高; 当二者作背向运动时, 结果相反。

2. 窄带信号时的多卜勒效应

常用雷达信号为窄带信号(带宽远小于中心频率)。其发射信号可以表示为

$$s(t) = \text{Re}[u(t)e^{j\omega_0 t}]$$

式中, Re 表示取实部; $u(t)$ 为调制信号的复数包络; ω_0 为发射角频率。

同连续波发射时的情况相似, 由目标反射的回波信号 $s_r(t)$ 可以写成

$$s_r(t) = ks(t - t_r) = \text{Re}[ku(t - t_r)e^{j\omega_0(t - t_r)}] \quad (8.1.4)$$

当目标固定不动时, 回波信号的复包络有一固定延迟, 而高频则有一个固定相位差。

当目标相对雷达站匀速运动时, 按式(8.1.2)近似地认为其延迟时间 t_r 为

$$t_r = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2}{c}(R_0 - v_r t)$$

则式(8.1.4)的回波信号表示式说明, 回波信号比起发射信号来讲, 复包络滞后 t_r , 而高频相位差 $\varphi = -\omega_0 t_r = -2\pi(2/\lambda)(R_0 - v_r t)$ 是时间的函数。当速度 v_r 为常数时, $\varphi(t)$ 引起的频率差为

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{2}{\lambda} v_r$$

称为多卜勒频率, 即回波信号的频率比之发射频率有一个多卜勒频移。

附注:

下面从式(8.1.1)出发, 较严格地讨论运动目标回波的特点。在 t 时刻收到的回波是在 $t - t_r$ 时刻发射的, 而照射到目标上的时间是 $t' = t - (1/2) t_r$, 照射时的目标距离为

$$R(t') = R_0 - v_r t' \quad (8.1.5)$$

往返 $R(t')$ 距离所需的时间正是目标的延迟时间 t_r , 即

$$R(t') \frac{2}{c} = t_r$$

可解得结果

$$t_r = \frac{1}{c - v_r} (2R_0 - 2v_r t) \quad (8.1.6)$$

将 t_r 代入式(8.1.1)可得运动目标回波为

$$\begin{aligned} s_r(t) &= k' \cos \left[\omega_0 \frac{c + v_r}{c - v_r} t - \omega_0 \frac{2R_0}{c - v_r} + \varphi \right] \\ &= k' \cos \left[\frac{c + v_r}{c - v_r} \omega_0 \left(t - \frac{2R_0}{c + v_r} \right) + \varphi \right] \end{aligned} \quad (8.1.7)$$

由式(8.1.7)可以看出, 运动目标回波信号的角频率变为 $\frac{c + v_r}{c - v_r} \omega_0$, 可化简并近似为

$\left(\frac{v_r}{c} \ll 1 \right)$:

$$\left(\frac{c + v_r}{c - v_r} \right) \omega_0 = \left[\frac{1 + \frac{v_r}{c}}{1 - \frac{v_r}{c}} \right] \omega_0 \approx \left(1 + \frac{v_r}{c} \right)^2 \omega_0 \approx \left(1 + \frac{2v_r}{c} \right) \omega_0$$

即信号角频率的变化值 $\omega_d = (2v_r/c) \omega_0 = 2\pi 2v_r/\lambda$, 为多卜勒频移。近似后的结果, 与常用的多卜勒频率表达式(8.1.3)相同。

对于窄带发射信号而言, 要严格地讨论运动目标回波的特点, 可将式(8.1.6)代入式(8.1.4)后, 得到的结果是:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \operatorname{Re} \left\{ k' u \left(\frac{c + v_r}{c - v_r} t - \frac{2R_0}{c - v_r} \right) \exp \left[j \omega_0 \left(\frac{c + v_r}{c - v_r} t - \frac{2R_0}{c - v_r} \right) \right] \right\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ k' u \left[\frac{c + v_r}{c - v_r} \left(t - \frac{2R_0}{c + v_r} \right) \right] \exp \left[j \omega_0 \left(\frac{c + v_r}{c - v_r} \right) \left(t - \frac{2R_0}{c + v_r} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (8.1.8)$$

由式(8.1.8)可以讨论窄带信号时的运动目标回波的几个特点:

(1) 由指数项, 信号角频率已变为 $\frac{c + v_r}{c - v_r} \omega_0$, 通常总满足 $c \gg v_r$, 故角频率可作近似简化处理, 得到信号角频率的变化量为

$$\omega_d = \frac{2v_r}{c} \omega_0 = 2\pi \cdot \frac{2v_r}{\lambda}$$

称为多卜勒频率。

(2) 对于复数包络 $u(t)$ 来讲,

$$u\left[\frac{c+v_r}{c-v_r}\left(t-\frac{2R_0}{c+v_r}\right)\right]$$

中的因子 $(c+v_r)/(c-v_r)$ 表示信号在时间轴上的增长或压缩。根据目标运动的方向可确定其是增长还是压缩。目标和雷达站相对运动时, v_r 为正值, 相当于波形在时间轴上压缩, 而在频率轴上频谱将展宽。

但在雷达的大多数应用情况下, 上述复包络变化的效应可以忽略。设发射信号的时宽为 τ , 由于忽略时间轴伸缩所引起的时间误差为

$$\frac{c+v_r}{c-v_r}\tau - \tau = \frac{2v_r}{c-v_r}\tau \approx \frac{2v_r}{c}\tau$$

当信号的带宽为 Δf 时, 上述时间误差可忽略的条件为

$$\frac{2v_r}{c}\tau \ll \frac{1}{\Delta f} \text{ 或 } \frac{2v_r}{c}\tau\Delta f \ll 1 \quad (8.1.9)$$

这个条件是经常满足的, 例如若目标速度为 10 倍音速, $v_r = 3.3 \times 10^3 \text{ m/s}$, 则 $2v_r/c \approx 2 \times 10^{-5}$, 这样即使信号的时间带宽积 $\tau\Delta f$ 为 1000 数量级时, 不等式(8.1.9)仍能满足。以上讨论均忽略了目标加速度引起的影响。可以看出, 在当前目标运动的速度范围内, 运动目标回波的表达式(8.1.4)可以近似为

$$s_r(t) = \text{Re}\{k'u(t-t_r)\exp[j(\omega_0 + \omega_d)(t-t_0)]\} \quad (8.1.10)$$

运动目标回波的主要特征是其中心频率偏移多卜勒频率, 其它影响均可忽略。前面近似结果完全可以实用。

回波信号产生的多卜勒频移可由发射站到目标的距离 R_t 加上由目标到接收站的距离 R_r 随时间变化求得:

$$f_d = \frac{1}{\lambda} \frac{d(R_t + R_r)}{dt}$$

在单基地雷达情况下, 引起多卜勒频移的是雷达和目标连线方向的径向速度 v_r 。设目标运动方向与该连线的夹角为 α , 目标速度为 v , 则径向速度分量 v_r 为

$$v_r = v \cos\alpha \quad (8.1.11)$$

下面的讨论均以收发共置一处的单基地雷达为准, 这是雷达最常用的工作模式。

8.1.2 多卜勒信息的提取

已经知道, 回波信号的多卜勒频移 f_d 正比于径向速度, 而反比于雷达工作波长 λ , 即

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{f_0}{c} 2v_r$$

$$\frac{f_d}{f_0} = \frac{2v_r}{c}$$

多卜勒频移的相对值正比于目标速度与光速之比, f_d 的正负值取决于目标运动的方向。在多数情况下, 多卜勒频率处于音频范围。例如当 $\lambda = 10 \text{ cm}$, $v_r = 300 \text{ m/s}$ 时, 求得 $f_d = 6 \text{ kHz}$ 。而此时雷达工作频率 $f_0 = 3000 \text{ MHz}$, 目标回波信号频率为 $f_r = 3000 \text{ MHz} \pm 6 \text{ kHz}$, 两者相差的百分比是很小的。因此要从接收信号中提取多卜勒频率需要采用差拍的方法, 即设法取出 f_0 和 f_r 的差值 f_d 。

1. 连续波多卜勒雷达

为取出收发信号频率的差频,可以在接收机检波器输入端引入发射信号作为基准电压,在检波器输出端即可得到收发频率的差频电压,即多卜勒频率电压。这时的基准电压通常称为相参(干)电压,而完成差频比较的检波器称为相干检波器。相干检波器就是一种相位检波器,在其输入端除了加基准电压外,还有需要鉴别其差频率或相对相位的信号电压。

图 8.1(a) ~ (c)画出了连续波多卜勒雷达的原理性组成方框图、获取多卜勒频率的差拍矢量图及各主要点的频谱图。

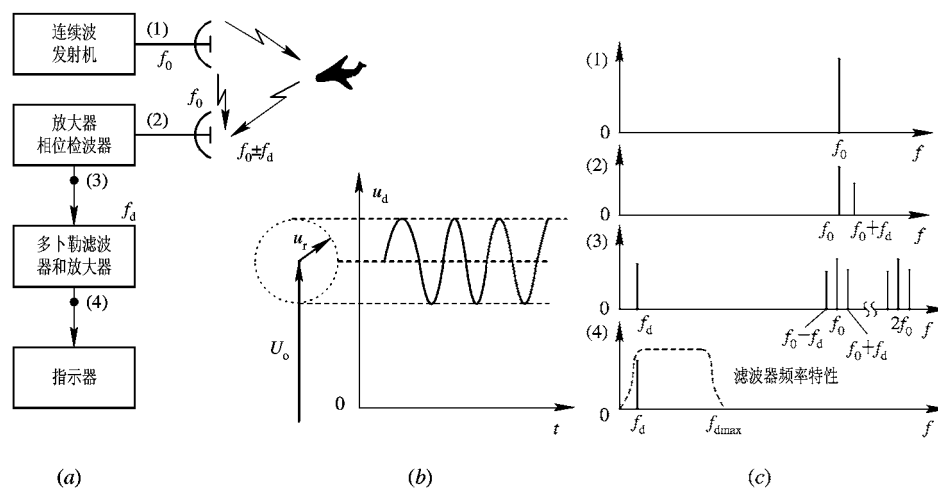


图 8.1 连续波多卜勒雷达原理框图

(a) 组成框图; (b) 多卜勒频率差拍矢量; (c) 频谱图

发射机产生频率为 f_0 的等幅连续波高频振荡,其中绝大部分能量从发射天线辐射到空间,很少部分能量耦合到接收机输入端作为基准电压。混合的发射信号和接收信号经过放大后,在相位检波器输出端取出其差拍电压,隔除其中直流分量,得到多卜勒频率信号送到终端指示器。

对于固定目标信号,由于它和基准信号的相位差 $\varphi = \omega_0 t_r$ 保持常数,故混合相加的合成电压幅度亦不改变。当回波信号振幅 U_r 远小于基准信号振幅 U_0 时,从矢量图上可求得合成电压为

$$U_{\Sigma} \approx U_0 + U_r \cos \varphi \quad (8.1.12)$$

包络检波器输出正比于合成信号振幅。对于固定目标,合成矢量不随时间变化,检波器输出经隔直后无输出。而运动目标回波与基准电压的相位差随时间按多卜勒频率变化。即回波信号矢量围绕基准信号矢量端点以等角速度 ω_d 旋转,这时合成矢量的振幅为

$$U_{\Sigma} \approx U_0 + U_r \cos(\omega_d t - \varphi_0)$$

经相位检波器取出二电压的差拍,通过隔直电容器得到输出的多卜勒频率信号为

$$U_r \cos(\omega_d t - \varphi_0) \quad (8.1.13)$$

在检波器中,还可能产生多种和差组合频率,可用低通滤波器取出所需要的多卜勒频率 f_d 送到终端指示(例如频率计),即可测得目标的径向速度值。

有关连续波雷达测速的详细讨论,可参看 8.8 节。

2. 脉冲工作状态时的多卜勒效应

脉冲雷达是最常用的雷达工作方式。当雷达发射脉冲信号时,和连续发射时一样,运动目标回波信号中产生一个附加的多卜勒频率分量。所不同的是目标回波仅在脉冲宽度时间内按重复周期出现。

图 8.2 画出了利用多卜勒效应的脉冲雷达方框图及各主要点的波形图,图中所示为多卜勒频率 f_d 小于脉冲宽度倒数的情况。

和连续波雷达的工作情况相类比:发射信号按一定的脉冲宽度 τ 和重复周期 T_r 工作。由连续振荡器取出的电压作为接收机相位检波器的基准电压,基准电压在每一重复周期均和发射信号有相同的起始相位,因而是相参的。

相位检波器输入端所加电压有两个:连续的基准电压 u_k , $u_k = U_k \sin(\omega_0 t + \varphi_0')$, 其频率和起始相位均与发射信号相同;回波信号 u_r , $u_r = U_r \sin[\omega_0(t - t_r) + \varphi_0']$, 当雷达为脉冲工作时,回波信号是脉冲电压,只在信号来到期间即 $t_r \leq t \leq t_r + \tau$ 时才存在,其它时间只有基准电压 U_k 加在相位检波器上。经过检波器的输出信号为

$$u = K_d U_k (1 + m \cos \varphi) = U_0 (1 + m \cos \varphi) \quad (8.1.14)$$

式中, U_0 为直流分量,为连续振荡的基准电压经检波后的输出,而 $U_0 m \cos \varphi$ 则代表检波后的信号分量。在脉冲雷达中,由于回波信号为按一定重复周期出现的脉冲,因此, $U_0 m \cos \varphi$ 表示相位检波器输出回波信号的包络。图 8.3 给出了相位检波器输出波形图。对于固定目标来讲,相位差 φ 是常数,

$$\varphi = \omega_0 t_r = \omega_0 \frac{2R_0}{c}$$

合成矢量的幅度不变化,检波后隔去直

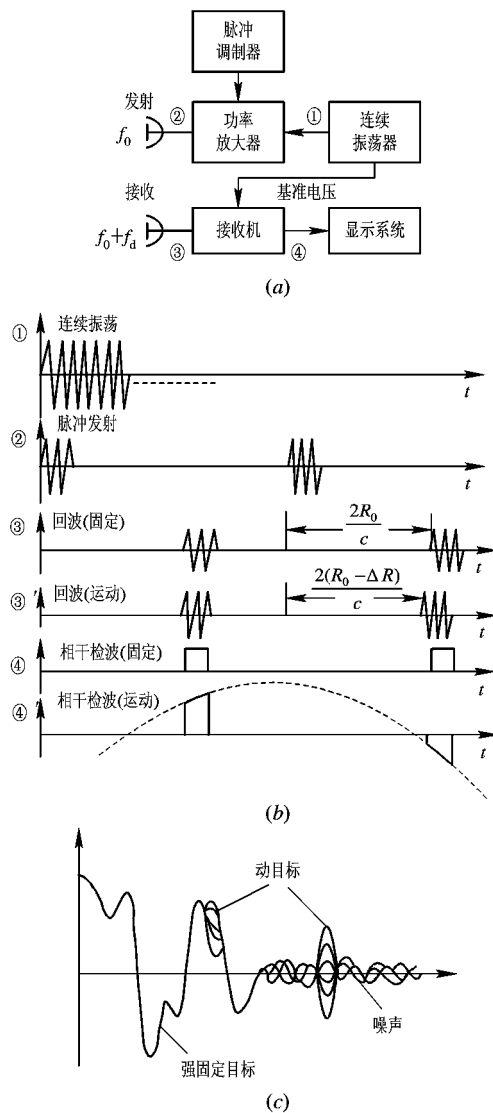


图 8.2 利用多卜勒效应的脉冲雷达
(a) 原理方块图; (b) 主要波形图;
(c) Δ 显画面(对消前)

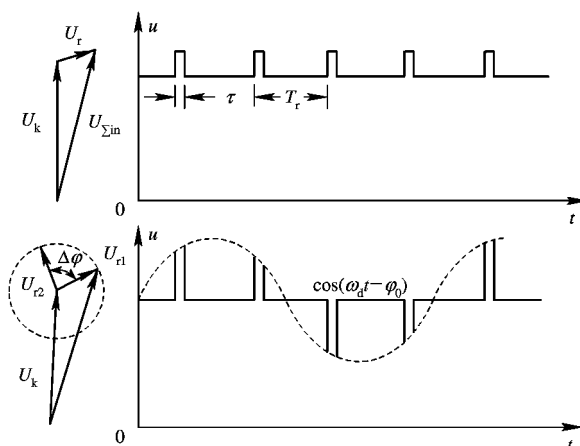


图 8.3 相位检波器输出波形

流分量可得到一串等幅脉冲输出。对运动目标回波而言,相位差随时间 t 改变,其变化情况由目标径向运动速度 v_r 及雷达工作波长 λ 决定。

$$\varphi = \omega_0 t_r = \omega_0 \frac{2R(t)}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} 2(R_0 - v_r t)$$

合成矢量为基准电压 U_k 以及回波信号相加,经检波及隔去直流分量后得到脉冲信号的包络为

$$U_0 m \cos \varphi = U_0 m \cos\left(\frac{2\omega_0}{c} R_0 - \omega_d t\right) = U_0 m \cos(\omega_d t - \varphi_0) \quad (8.1.15)$$

即回波脉冲的包络调制频率为多卜勒频率。这相当于连续波工作时的取样状态,在脉冲工作状态时,回波信号按脉冲重复周期依次出现,信号出现时对多卜勒频率取样输出。

脉冲工作时,相邻重复周期运动目标回波与基准电压之间的相位差是变化的,其变化量为

$$\Delta\varphi = \omega_d T_r = \omega_0 \frac{2v_r}{c} T_r = \omega_0 \Delta t_r$$

式中, Δt_r 为相邻重复周期由于雷达和目标间距离的改变而引起两次信号延迟时间的差别。距离的变化是由雷达和目标之间相对运动而产生的。

相邻重复周期延迟时间的变化量 $\Delta t_r = 2\Delta R/c = 2v_r T_r/c$ 是很小的数量,但当它反映到高频相位上时, $\Delta\varphi = \omega_0 \Delta t_r$ 就会产生很灵敏的反应。相参脉冲雷达利用了相邻重复周期回波信号与基准信号之间相位差的变化来检测运动目标回波,相位检波器将高频的相位差转化为输出信号的幅度变化。脉冲雷达工作时,单个回波脉冲的中心频率亦有相应的多卜勒频移,但在 $f_d \ll 1/\tau$ 的条件下(这是常遇到的情况),这个多卜勒频移只使相位检波器输出脉冲的顶部产生畸变。这就表明要检测出多卜勒频率需要多个脉冲信号。只有当 $f_d > 1/\tau$ 时,才有可能利用单个脉冲测出其多卜勒频率。对于运动目标回波,其重复周期的微小变化 $\Delta T_r = (2v_r/c) T_r$ 通常均可忽略。

8.1.3 盲速和频闪

当雷达处于脉冲工作状态时,将发生区别于连续工作状态的特殊问题,即盲速和频闪

效应。

所谓盲速，是指目标虽然有一定的径向速度 v_r ，但若其回波信号经过相位检波器后，输出为一串等幅脉冲，与固定目标的回波相同，此时的目标运动速度称为盲速。

而频闪效应则是指当脉冲工作状态时，相位检波器输出端回波脉冲串的包络调制频率 F_d ，与目标运动的径向速度 v_r 不再保持正比关系。此时如用包络调制频率测速时将产生测速模糊。

产生盲速和频闪效应的基本原因在于，脉冲工作状态是对连续发射的取样，取样后的波形和频谱均将发生变化，下面将予以讨论。

由式(8.1.10)知，当雷达信号为窄带信号时，运动目标的雷达回波 $s_r(t)$ 为

$$s_r(t) = \text{Re}\{ku(t-t_r)\exp[j(\omega_0 + \omega_d)(t-t_0)]\}$$

式中， t_r 为复包络延迟，而 f_d 为高频的多卜勒频移。当雷达处于脉冲工作状态时，简单脉冲波形时的复调制函数 $u(t)$ 可写成

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-nT_r}{\tau}\right)$$

式中， rect 表示矩形函数； τ 为脉冲宽度； T_r 为脉冲重复周期。

$u(t)$ 的频谱 $U(f)$ 是一串间隔 $f_r = 1/T_r$ 的谱线，谱线的包络取决于脉冲宽度 τ 的值。运动目标的回波信号是 $u(t-t_r)$ 和具有多卜勒频移的连续振荡相乘，因而其频谱是两者的卷积，

$$\begin{aligned} s_r(t) &\Leftrightarrow S_r(f) = U(f) \otimes [\delta(f-f_0-f_d) + \delta(f+f_0+f_d)] \\ &= U(f-f_0-f_d) + U(f+f_0+f_d) \end{aligned}$$

如图 8.4(b) 所示，相当于把 $U(f)$ 的频谱中心分别搬移到 f_0+f_d 和 $-(f_0+f_d)$ 的位置上。

相位检波器的输入端加有频率为 f_0 的相参电压和回波信号电压，在其输出端得到两个电压的差频，如图 8.4(d) 所示，其谱线的位置在 $nf_r \pm f_d$ 处， $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ，谱线的包络与 $U(f)$ 相同。

由图 8.4 的频谱图可以看出脉冲信号产生“盲速”的原因：固定目标时， $f_d=0$ ，其回波的频谱结构与发射信号相同，是由 f_0 和 $f_0 \pm nf_r$ 的谱线所组成。对于运动目标回波，谱线中心移动 f_d ，故其频谱由 f_0+f_d 、 $f_0+f_d \pm nf_r$ 的谱线组成，经过相位检波器后，得到 f_d 及 $nf_r \pm f_d$ 的差频，其波形为多卜勒频率 f_d 调幅的一串脉冲。当 $f_d=nf_r$ 时，运动目标回波的谱线由 nf_r 所组成，频谱结构与固定目标回波的相同，这时无法区分运动目标与固定目标。

从图 8.4 的频谱图上也可以分析产生频闪的原因：当多卜勒频率 f_d 超过重复频率 f_r 的一半时，频率 nf_r 的上边频分量 nf_r+f_d 与频率 $(n+1)f_r$ 的下边频分量 $(n+1)f_r-f_d$ 在谱线排列的前后位置上交叉。两个不同的多卜勒频率 f_{d1} 和 f_{d2} ，只要满足 $f_{d1} = nf_r - f_{d2}$ ，则二者的谱线位置相同而无法区分。同样，当 $f_{d1} = nf_r + f_{d2}$ 时，二者的频谱结构相同也是显而易见的。因此，在相参脉冲雷达中，如果要用相位检波器输出脉冲的包络频率来单值地测定目标的速度，必须满足的条件是

$$f_d \leq \frac{1}{2} f_r \quad (8.1.16)$$

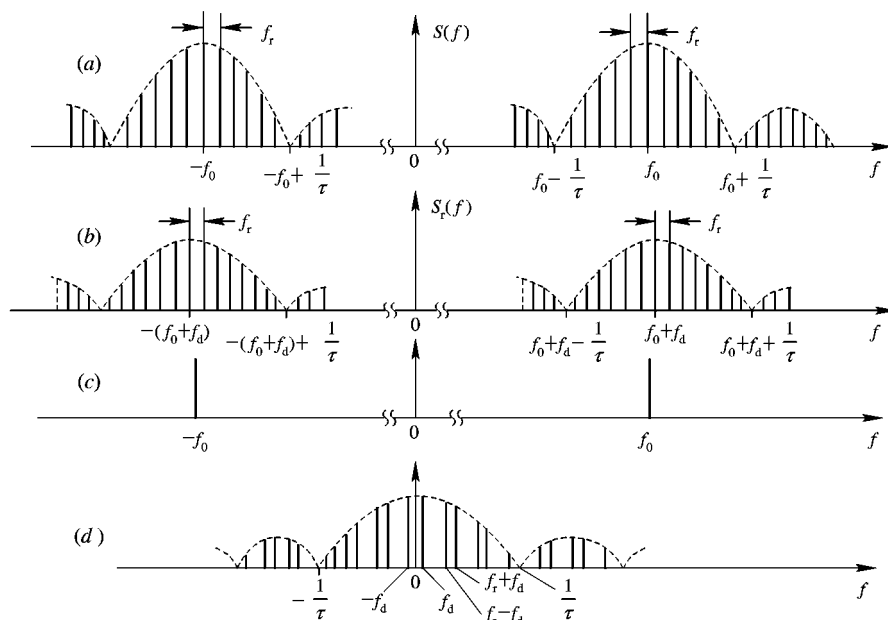


图 8.4 脉冲工作时各主要点信号频谱

(a) 发射信号频谱; (b) 接收信号频谱; (c) 相参电压谱; (d) 相位检波输出谱

这就是在取样系统中, 要保证信号不失真, 取样频率 f_r 必须大于两倍信号多卜勒频率 f_d 的道理。超过这个值, 将产生测速模糊, 需用其它办法辅助解决单值测速问题。

盲速和频闪效应也可以从矢量图和相对应的波形图加以说明。

从矢量图 8.5(a) 可以看出, 相邻周期运动目标的回波和基准电压之间相位差的变化量为 $\Delta\varphi = \omega_d T_r$, 根据 $\Delta\varphi$ 的变化规律即可得到一串振幅变化的视频脉冲。当 $\Delta\varphi = 2\pi$ 时, 虽然目标是运动的, 但相邻周期回波与基准电压间的相对位置不变, 其效果正如目标是不运动的一样, 这就是盲速。可求得盲速与雷达参数的关系。当 $\Delta\varphi = 2n\pi$, 即

$$\Delta\varphi = \omega_d T_r = 2n\pi \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

时, 会产生盲速, 这时

$$f_d T_r = n \quad \text{或} \quad f_d = n f_r$$

因 $f_d = 2v_r/\lambda$, 所以盲速

$$v_{r0} = \frac{1}{2} n \lambda f_r$$

盲速的出现是因为取样系统的观察是间断而不是连续的。在连续系统中, 多卜勒频率总是正比于目标运动的速度而没有模糊。但在脉冲工作时, 相位检波器输出端的回波脉冲包络频率只在多卜勒频率较脉冲重复频率低时 ($f_d < 1/2 f_r$) 才能代表目标的多卜勒频率。在盲速时,

$$v_{r0} = \frac{1}{2} n \lambda f \quad \text{或} \quad v_{r0} T_r = \frac{1}{2} n \lambda$$

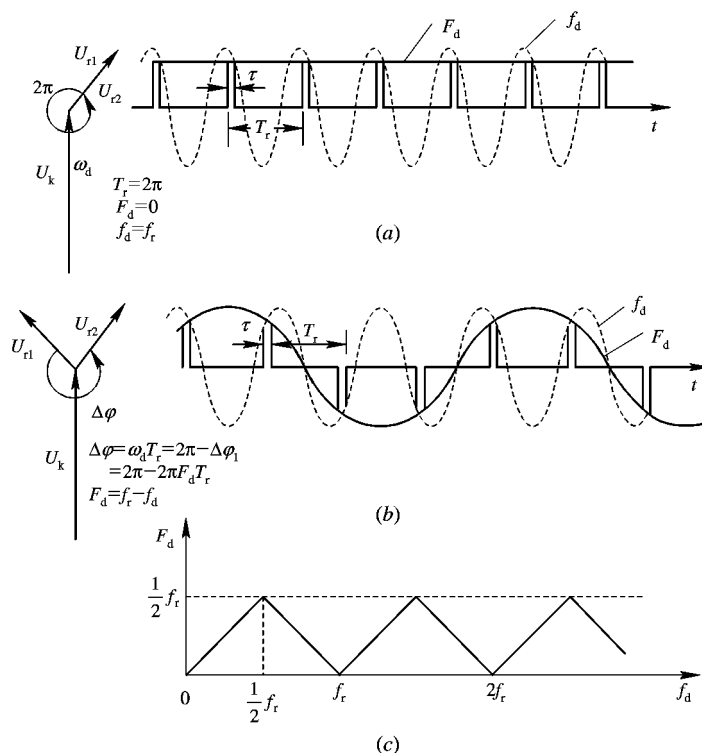


图 8.5 用矢量和波形图说明盲速和频闪

(a) 盲速说明; (b) 频闪说明; (c) F_d 的变化规律

即在重复周期内, 目标走过的距离正好是发射高频振荡半波长的整数倍, 由此引起的高频相位差正好是 2π 的整数倍。

关于频闪效应, 可从图 8.5(b) 的矢量图上看。当相邻重复周期回波信号的相位差 $\Delta\phi = 2n\pi - \theta$ 时, 在相位检波器输出端的结果与 $\Delta\phi = \theta$ 时是相同的, 差别仅为矢量的视在旋转方向相反, 因此上述二种情况下, 脉冲信号的包络调制频率相同。相位差 $\Delta\phi = 2n\pi + \theta$ 时, 其相位检波器输入端合成矢量与 $\Delta\phi = \theta$ 完全一样, 因而其输出脉冲串的调制频率亦相同。当 $\theta = 0$ 时表现为盲速现象, 一般情况下 $\theta \neq 0$, 表现为频闪现象, 这时相位检波器输出脉冲包络调制频率与回波信号的多卜勒频率不相等。包络调制频率随着多卜勒频率的增加按雷达工作的重复频率周期性地变化。包络调制频率的最大值产生在 $\Delta\phi = 2n\pi - \pi$ 时, 相应的多卜勒频率为 $nf_r - (1/2)f_r$, 而这时的包络调制频率 $F_d = f_r/2$ 。只有当 $f_d < f_r/2$ 时, 包络调制频率和多卜勒频率才相等。图 8.5(c) 中画出了脉冲包络调制频率 F_d 变化规律曲线, 它随着多卜勒频率的增加而周期性变化, 这就是频闪效应。当 $f_d = nf_r$ 时, 包络调制频率 $F_d = 0$, 这就是盲速。

对于某些高速度目标, 如果其回波的多卜勒频移满足 $f_d \gg 1/\tau$, 则在原理上可以从单个回波脉冲中获取多卜勒频率信息。这时没有盲速和频闪效应而可以单值地测速。其波形和频谱如图 8.6 所示。

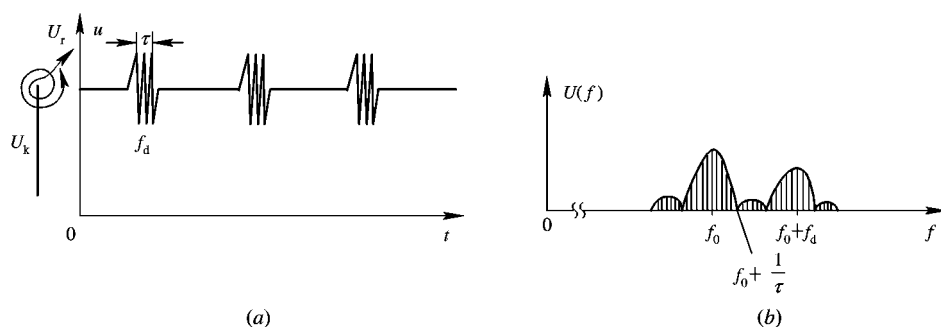


图 8.6 高速目标 (\$f_d > 1/\tau\$) 的多卜勒效应

(a) 波形; (b) 频谱

8.2 动目标显示雷达的工作原理及主要组成

8.2.1 基本工作原理

从上节分析可看出,当脉冲雷达利用多卜勒效应来鉴别运动目标回波和固定目标回波时,与普通脉冲雷达的差别是必须在相位检波器的输入端加上基准电压(或称相参电压),该电压应和发射信号频率相参并保存发射信号的初相,且在整个接收信号期间连续存在。工程上,基准电压的频率常选在中频。这个基准电压是相位检波器的相位基准,各种回波信号均与基准电压比较相位。从相位检波器输出的视频脉冲,有固定目标的等幅脉冲串和运动目标的调幅脉冲串。通常在送到终端(显示器或数据处理系统)去之前要将固定杂波消去,故要采用相消设备或杂波滤波器,滤去杂波干扰而保存运动目标信息。下面将着重讨论相参电压的获取和固定杂波消除这两个特殊问题。

8.2.2 获得相参振荡电压的方法

相参电压获得的途径和雷达发射机的型式有直接关系。目前,脉冲雷达所用发射机有自激振荡式(例如末级为磁控管)和主振放大式两大类,现分别讨论如下。

1. 中频全相参(干)动目标显示

当雷达发射机采用主振放大器时,每次发射脉冲的初相由连续振荡的主振源控制,发射信号是全相参的,即发射高频脉冲、本振电压、相参电压之间均有确定的相位关系。相位检波通常是在中频上进行的,因为在超外差接收机中,信号的放大主要依靠中频放大器。在中频进行相位检波,仍能保持和与高频相位检波相同的相位关系。

如图 8.7 所示,主振源连续振荡的信号为 $U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0')$,它控制发射信号的频率和相位。中频相参振荡器的输出为 $U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ 。本振信号取主振源连续振荡信号和相参源的和频,即

$$u_1 = U_1 \cos[(\omega_0 + \omega_c)t + \varphi_0' + \varphi_c] \quad (8.2.1)$$

回波信号为 $U_r \cos[\omega_0(t - t_r) + \varphi_0']$,对于固定目标, t_r 为常数。而对于运动目标, t_r 在每个重复周期均发生变化。回波信号与本振混频后取出中频信号: $U_r \cos(\omega_c t + \varphi_c + \omega_0 t_r)$,这

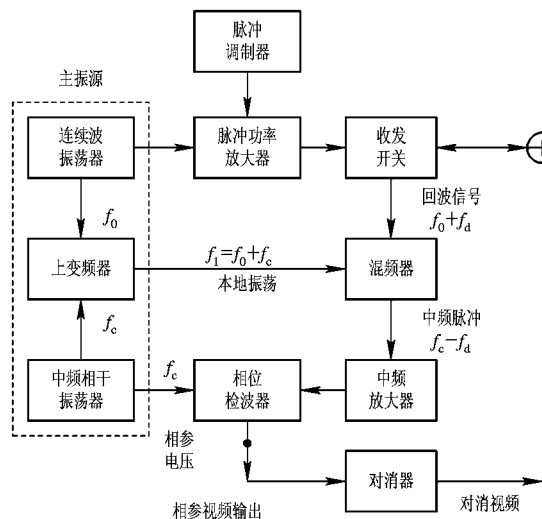


图 8.7 中频全相参(干)动目标显示雷达方框图

个中频信号在相位检波器中与相参电压 $U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ 比相，其相位差为

$$\begin{aligned}\omega_0 t_r &= \omega_0 \frac{2R(t)}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} (2R_0 - 2v_d t) \\ &= \varphi_0 - 2\pi f_d t\end{aligned}$$

对于运动目标的回波，二者相位差按多卜勒频率变化。

这里的相参(干)振荡器为连续振荡器，其频率稳定度可以做得比较高。

2. 锁相相参动目标显示

当雷达发射机采用自激振荡器(如磁控管振荡器)时，它的每一发射脉冲高频起始相位是随机的。因此，为了得到与发射脉冲起始相位保持严格关系的基准电压，应该采用锁相的办法，也就是使振荡电压的起始相位受外加电压相位的控制。原则上有两种锁相的办法：一种是将发射机输出的高频电压加到相参振荡器去锁相；另一种是将连续振荡的相参电压加到发射机振荡器去，以控制发射脉冲的起始相位。后一种方法要求较大的控制功率，因而在实际中用得较少。

直接用发射机输出在高频进行锁相存在着实际困难，因为容易实现锁相和高频率稳定度两个要求对锁相振荡器的实现是互相矛盾的。如果允许的频偏量 Δf 相同(Δf 的值影响动目标显示的工作质量)，则锁相相参振荡器工作在中频时对频率稳定度 $\Delta f/f_c$ 的要求将明显降低。加之超外差接收通常在中频进行主要放大，并将中频信号送到相位检波器，因此，典型动目标显示的相参振荡器均工作于中频，在中频上实现锁相。其组成方框图如图 8.8 所示。锁相电压直接由发射机取出，避免了收发开关可能带来的干扰，以保证锁相质量。高频锁相电压与回波信号用同一本振电压混频，然后将混频所得的中频锁相电压加到相参振荡器输入端。用这个锁相电压锁定的中频相参振荡器电压可以作为相位检波器的基准电压。发射信号和本振信号的随机初相在比较相位时均可以消去。

中频锁相时，各点电压及其相位关系为：

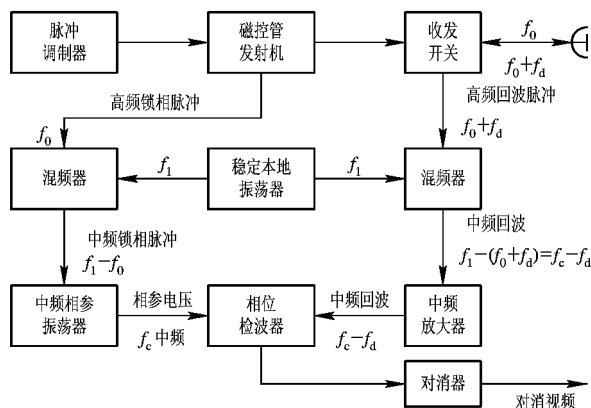


图 8.8 中频锁相的脉冲相参雷达方框图

本地振荡器

$$u_1 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (8.2.2)$$

发射机输出

$$u_0 = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0') \quad \text{当 } 0 \leq t \leq \tau \text{ 时存在} \quad (8.2.3)$$

式中, φ_1 及 φ_0' 为初相, 通常是随机量。经混频后取其差频作为锁相电压

$$\begin{aligned} u_c &= U_c \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0')] \\ &= U_c \cos[\omega_c t + (\varphi_1 - \varphi_0')] \end{aligned} \quad (8.2.4)$$

相参振荡器的初相在每一重复周期均由中频锁相电压决定, 而在整个接收回波时间内也连续存在, 作为相参接收的相位基准。这时, 目标回波信号为

$$u_r = U_r \cos[\omega_0(t - t_r) + \varphi_0'] \quad (8.2.5)$$

这里忽略了目标反射引起的相移。 u_r 只当 $t_r \leq t \leq t_r + \tau$ 时存在。经混频后得到中频信号

$$u_r' = U_r \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + (\varphi_1 - \varphi_0') + \omega_0 t_r]$$

在相位检波器中, 回波信号 u_r' 与基准电压比较相位时, 初相 $\varphi_1 - \varphi_0'$ 可以消去, 两者的相位差只决定于 $\omega_0 t_r$ 。当目标运动时, 相邻重复周期的相位差按多卜勒频率变化。

对磁控管发射机的雷达, 如果后面用数字信号处理, 则接收相参可用图 8.9 所示的方式。将发射信号的随机相位 φ_1 测量出来, 并和送到数字对消器前的接收信号相位 φ_r 相减, 消去发射信号随机相位的影响而获得等效的接收相参。发射信号经稳定本振混频后获得中频发射脉冲, 而后以相参振荡器(COHO)的电压为基准, 在正交相位检波器中相参检波, 获得 I 与 Q 两路基带输出, φ_1 的信息包含在基带输出中, $\varphi_1 = \arctan Q/I$ 。

如果 A/D 变换器的精度足够, 则这种方式的接收相参所能得到的对消结果将优于通常所用的锁相相参振荡器。这是因为连续工作的相参振荡器, 其频率稳定性比每次发射脉冲均要被锁相而处于启断工作状态的相参振荡器要好得多。

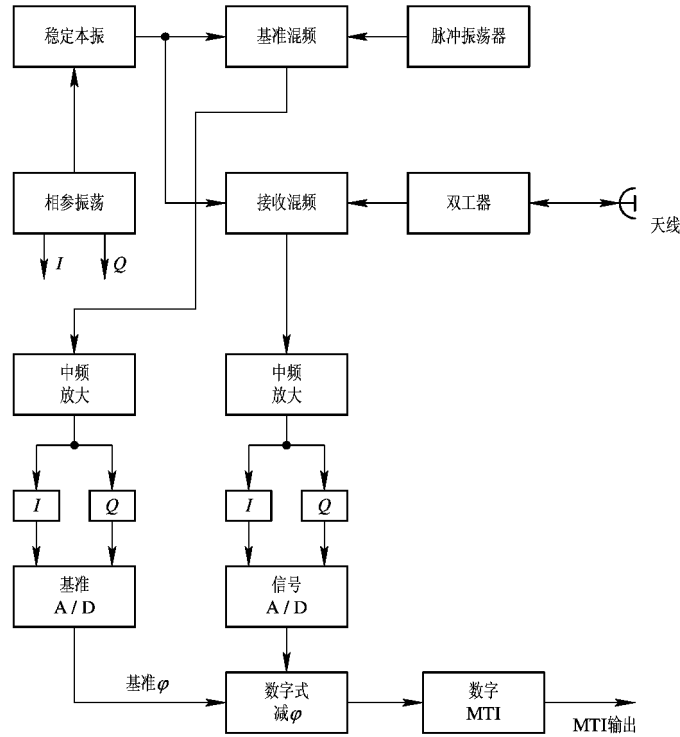


图 8.9 相位存储式接收相参 MTI

8.2.3 消除固定目标回波

在相位检波器输出端，固定目标的回波是一串振幅不变的脉冲，而运动目标的回波是一串振幅调制的脉冲。将它们加到偏转调制显示器上，固定目标回波是振幅稳定的脉冲，而运动目标回波呈现上下“跳动”的“蝴蝶效应”。可以根据这种波形特点，在偏转显示器上区分固定目标与运动目标。如果要把回波信号加到亮度调制显示器或终端数据处理设备，则必须先消除固定目标回波。最直观的一种办法是将相邻重复周期的信号相减，使固定目标回波由于振幅不变而互相抵消；运动目标回波相减后剩下相邻重复周期振幅变化的部分输出。

1. 相消设备特性

由相位检波器输出的脉冲包络为

$$u = U_0 \cos \varphi$$

式中， φ 为回波与基准电压之间的相位差，

$$\varphi = -\omega_0 t_r = -\omega_0 \frac{2(R_0 - v_r t)}{c} = \omega_d t - \varphi_0$$

回波信号按重复周期 T_r 出现，将回波信号延迟一周期后，其包络为

$$u' = U_0 \cos [\omega_d (t - T_r) - \varphi_0] \quad (8.2.6)$$

相消器的输出为两者相减，

$$\Delta u = u' - u = 2U_0 \sin\left(\frac{\omega_d T_r}{2}\right) \sin\left(\omega_d t - \frac{\omega_d T_r}{2} - \varphi_0\right) \quad (8.2.7)$$

输出包络为一多卜勒频率的正弦信号, 其振幅为

$$\left| 2U_0 \sin \frac{\omega_d T_r}{2} \right|$$

也是多卜勒频率的函数。当 $\omega_d T_r/2 = n\pi (n=1, 2, 3\cdots)$ 时, 输出振幅为零。这时的目标速度正相当于盲速。此时, 运动目标回波在相位检波器的输出端与固定目标回波相同, 因而经相消设备后输出为零, 如图 8.10 所示。

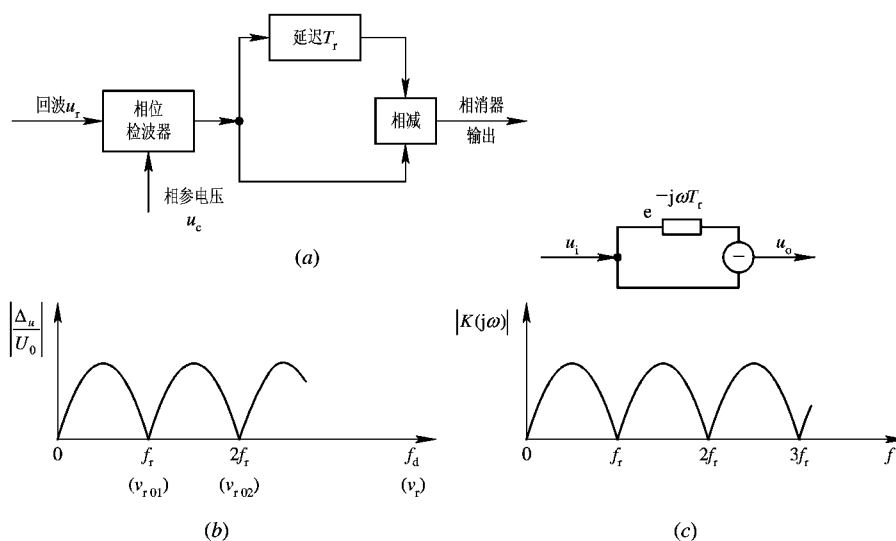


图 8.10 延迟相消设备及其输出响应

(a) 组成框图; (b) 速度响应; (c) 频率响应特性

相消设备也可以从频率域滤波器的观点来说明, 而且为了得到更好的杂波抑制性能, 常从频率域设计较好的滤波器来达到。下面求出相消设备的频率响应特性。输出为

$$u_o = u_i(1 - e^{-j\omega T_r})$$

网络的频率响应特性为

$$K(j\omega) = \frac{u_o}{u_i} = (1 - e^{-j\omega T_r}) = (1 - \cos \omega T_r) + j \sin \omega T_r = 2 \sin \pi f T_r e^{j(\frac{\pi}{2} - \pi f T_r)} \quad (8.2.8)$$

其频率响应特性如图 8.10(c)所示。

相消设备等效于一个梳齿形滤波器, 其频率特性在 $f = nf_r$ 各点均为零。固定目标频谱的特点是, 谱线位于 nf_r 点上, 因而在理想情况下, 通过相消器这样的梳齿滤波器后输出为零。当目标的多卜勒频率为重复频率整数倍时, 其频谱结构也有相同的特点, 故通过上述梳状滤波器后无输出。

2. 数字式相消器

相消器需要延迟线将信号延迟一个脉冲重复周期并和未延迟的信号相减。在早期用模拟信号进行处理时, 延迟线是一个很关键的部件, 先后采用过超声延迟线、电荷耦合器件

(CCD) 延迟线等来实现信号的周期延迟, 效果不理想。

近 20 年来, 随着大规模超大规模集成电路 (LSI/VLSI) 的迅猛发展, 已经完全可以用数字技术来实现信号的存储、延迟和各种实时运算。用数字延迟线代替模拟延迟线是数字动目标显示 (DMTD) 的基本点。采用数字式对消器具有许多优点: 它稳定可靠, 平时不需要调整, 便于维护使用, 且体积小、重量轻。此外, 数字式对消器还具有一些特点: ①容易得到长的延时, 因而便于实现多脉冲对消, 以改善滤波器频率特性; ②容易实现重复周期的参差跳变, 以消除盲速并改善速度响应特性; ③容易和其它数字式信号处理设备 (如数字式信号积累器等) 配合, 以提高雷达性能; ④动态范围可做得较大。总之, 它可以实现更为完善和灵活的信号处理功能。

数字式相消器的简单组成如图 8.11 所示。作为模拟和数字信号的接口, 首先要将从相位检波器输出的模拟信号变为数字信号。模拟信号变为数字信号要经过时间取样和幅度分层两步。以时钟脉冲控制取样保持电路对输入相参视频信号取样, 被时间量化的取样保持信号送到模数转换电路 (A/D 变换器) 进行幅度分层, 转为数字信号输出。数字信号的延迟可用存储器完成, 将数字信号按取样顺序写入存储器内, 当下一个重复周期的数字信号到来时, 由存储器中读出同一距离单元的信号进行相减运算, 在输出端得到跨周期相消的数字信号。这个数字信号可以很方便地用来作其它数字处理 (例如积累、恒虚警等), 如果需要模拟信号作显示, 则可将数字信号经过数模转换器, 变为模拟信号输出。

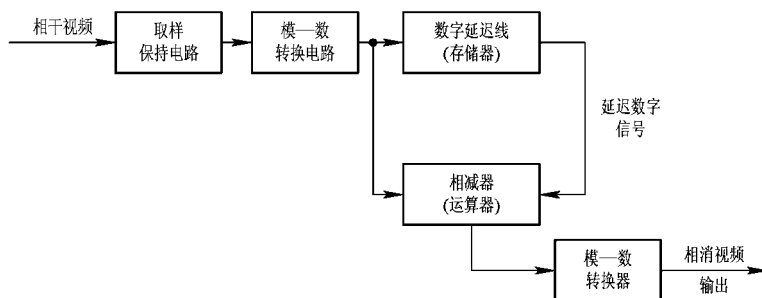


图 8.11 数字式相消器简单组成方框

模拟信号转换为数字信号时, 取样间隔和量化位数这两个参数的选择必须慎重。取样定理证明, 如果取样信号要保留原信号的全部信息, 取样间隔 ΔT 应小于信号有效带宽倒数的一半, 即取样频率 $1/\Delta T$ 大于信号带宽的 2 倍。

每一个雷达杂波的回波为许多反射单元的回波矢量和, 其功率谱与单个发射脉冲谱的形状相类似。单个目标雷达回波的有效带宽通常以其脉冲宽度的倒数表示, 所以取样间隔应小于脉冲宽度的一半, 即在一个脉冲宽度以内取样两次以上。

取样次数增多虽可提高取样信号的质量, 但实现起来所用设备量将增加。在雷达信号的量化过程中, 有时在一个脉冲宽度内只取样一次, 这样可以简化设备, 它所引起的信杂比损耗约为 1.5 dB。

量化位数 (模数转换位数) 的选取, 主要取决于量化噪声的影响。模数转换首先将模拟信号量化分层。如数字位数为 N , 则将输入动态范围 (设从 $-E_m$ 到 $+E_m$) 分成 $2^N - 1$ 层, 幅度量化间隔为

$$\Delta = \frac{2E_m}{(2^N - 1)}$$

将幅度连续变化的取样保持信号量化为离散的分层数字信号,二者之间当然会有差别,这个差别称为量化噪声。分层时,连续的取样保持信号和量化的标准电平相比较,以二分层的中线为界:超过中线的归于上层,低于中线的归于下层。这样一来,量化噪声限制在 $(-\Delta/2, +\Delta/2)$ 的区间内,且在一般情况下,在该区间内量化噪声分布的概率密度为均匀分布。则可算出量化噪声的方差 σ_Δ^2 为

$$\sigma_\Delta^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \omega(x) dx = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} x^2 \frac{1}{\Delta} dx = \Delta^2/12 \quad (8.2.9)$$

输入的模拟信号包括目标回波、杂波和噪声,经过幅度分层量化以后,将增加一部分量化噪声。量化后总噪声的均方值 σ^2 可以认为是原噪声均方值 σ_n^2 和量化噪声均方值 σ_Δ^2 之和,则由于量化引起的信噪比损失(量化损耗)为

$$L_\Delta = 10 \lg \frac{(\sigma_n^2 + \sigma_\Delta^2)}{\sigma_n^2} = 10 \lg \left[1 + \frac{1}{3} \frac{E_m^2}{\sigma_n^2 (2^N - 1)^2} \right] \quad (8.2.10)$$

在动目标显示雷达中, E_m 相当于输入相消器的固定杂波最大幅度。经过滤波器后,一般能使杂波的输出达到噪声电平。当 Λ/D 交换器的位数 N 选择到 $N \geq 7$ 后,量化损失低于0.08 dB,可以忽略其影响。 N 的选择还对系统改善因子有影响,这将在后面讨论。

8.3 盲速、盲相的影响及其解决途径

8.3.1 盲速

1. 盲速以及消除盲速影响的方法

正如8.1节所述,盲速在相邻两周期运动目标回波的相位差为 2π 的整数倍,即

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{2v_r T_r}{\lambda} = 2\pi f_d T_r = 2n\pi \quad (8.3.1)$$

时发生。这时, $f_{d0} = n f_r$ 或 $v_{r0} = (n/2) \lambda f_r$, $n=1$ 时为第一盲速,表示在重复周期 T_r 内目标所走过的距离为半个波长。由于处于“盲速”上的运动目标,其回波的频谱结构和固定杂波相同,经过对消器将被消除。因此,动目标显示雷达在检测“盲速”范围内的运动目标时,将会产生丢失或极大降低其检测能力(这时依靠复杂目标反射谱中的其他频率分量)。如果要可靠地发现目标,应保证第一盲速大于可能出现的目标最大速度。

但在均匀重复周期时,盲速和工作波长 λ 以及重复频率 f_r 的关系是确定的,这两个参数的选择还受到其它因素的限制。以3 cm雷达为例,如果最大测距范围为30 km,则其重复频率 f_r 应小于5 kHz,由这个参数决定的第一盲速值 $v_{r01} = (\lambda/2) f_r = 75$ m/s,这个速度远低于目前超音速目标的速度,也就是说,如果不采取措施,在目标运动的速度范围内,将多次碰到各个盲速点而发生丢失目标的危险。事实上,最大不模糊距离和重复频率 f_r 的关系为

$$R_{0\max} = \frac{c}{2} T_r = \frac{c}{2f_r}$$

如第一盲速点 $v'_{r0} = (1/2) \lambda f_r$,则最大不模糊距离 $R_{0\max}$ 和第一盲速 v'_{r0} 的关系为 $R_{0\max} v'_{r0}$

$= (c/4)\lambda$, 当工作波长 λ 选定后, 两者的乘积为一常数, 不能任意选定。通常在地面雷达中, 常选择其重复频率 f_r 使之满足最大作用距离的要求, 保证测距无模糊, 而另外设法解决盲速问题。

解决盲速问题在原理上并不困难, 因为在产生“盲速”时, 满足 $v_r T_{r1} = n(\lambda/2)$, 如果这时将重复周期略为改变而成为 T_{r2} , 则 $v_r T_{r2} \neq n(\lambda/2)$, 不再满足“盲速”的条件, 动目标显示雷达就能检测到这一类目标。因此, 当雷达工作时, 采用两个以上不同重复频率交替工作(称为参差重复频率), 就可以改善“盲速”对动目标显示雷达的影响。

2. 参差重复频率对动目标显示性能的影响

设雷达采用两种脉冲重复频率 f_{r1} 和 f_{r2} 交替工作, 而 f_{r1} 和 f_{r2} 均满足最大不模糊测距的要求, 则在一次对消器的输出端其响应分别为 $2u|\sin(\pi f_d T_{r1})|$ 和 $2u|\sin(\pi f_d T_{r2})|$, 只有在两种重复频率上均出现盲速而输出为零时, 才等效于参差后的“盲速” v'_{r0} , 它所对应的多卜勒频率为 f'_{d0} , 这时要满足:

$$\begin{aligned} f'_{d0} T_{r1} &= n_1 \\ f'_{d0} T_{r2} &= n_2 \end{aligned}$$

式中, n_1, n_2 为整数。所以

$$f'_{d0} = \frac{n_1}{T_{r1}} = \frac{n_2}{T_{r2}}$$

如果选择 $T_{r1} = a\Delta T$, $T_{r2} = b\Delta T$, 且 a, b 互为质数, 则合成第一盲速点产生于 $n_1 = a, n_2 = b$ 点处。可以作出比较: 当不采用参差重复频率时, 其平均重复周期 $T_r = (T_{r1} + T_{r2})/2$, 这时第一盲速值和其相应的多卜勒频率值 f_{d0} 为

$$f_{d0} = \frac{2v_{r0}}{\lambda} = f_r = \frac{2}{T_{r1} + T_{r2}}$$

采用参差后, 第一盲速对应的多卜勒频率值为

$$f'_{d0} = \frac{n_1}{T_{r1}} = \frac{n_2}{T_{r2}} = \frac{a}{a\Delta T} = \frac{1}{\Delta T} = \frac{2v'_{r0}}{\lambda} \quad (8.3.2)$$

这时, 可求得采用参差频率后, 第一等效“盲速”提高的倍数为

$$k = \frac{v'_{r0}}{v_{r0}} = \frac{f'_{d0}}{f_{d0}} = \frac{\frac{1}{\Delta T}}{\frac{2}{T_{r1} + T_{r2}}} = \frac{a+b}{2} \quad (8.3.3)$$

当采用 N 个参差重复频率, 且其重复周期的比值为互质数($a_1, a_2, a_3, \dots, a_N$)时, 第一等效“盲速”提高的倍数为

$$k = \frac{v'_{r0}}{v_{r0}} = \frac{a_1 + a_2 + a_3 + \dots + a_N}{N} \quad (8.3.4)$$

在实际工作中, 不仅要求第一等效盲速值要尽可能覆盖目标可能出现的速度范围, 而且要求在该速度范围内响应曲线比较平坦。这两个要求实现起来常有矛盾, 需要选择合适的参差数和最佳的参差比来解决。以两个重复频率参差的情况来说, 盲速提高倍数愈多, 则合成曲线愈不平坦, 特别是第一凹点深度愈大, 这是不希望的。改进的办法是采用三个以上重复频率的参差及好的参差比来得到较好的速度响应特性。图 8.12 画出了几种不同情况

下的速度响应,横坐标为归一化的速度响应 v_r/v_{r0} , k 表示合成盲速比原盲速增大的倍数,参差比不同时, k 的值是不同的。

在图 8.12(a)中,当 $T_{r1}/T_{r2} = 2/3$ 时,盲速提高到重频不参差时的 2.5 倍,而当 $T_{r1}/T_{r2} = 7/8$ 时,盲速提高到重频不参差时的 7.5 倍,但在原来第一盲速处输出较小,速度响应不平坦。图 8.12(b)是三参差周期,其比值为 $31:32:33$ 的速度响应。可以看出,三参差可较二参差获得较平坦的响应曲线。如果选用合适参差比的四参差时,其速度响应将更为平坦。

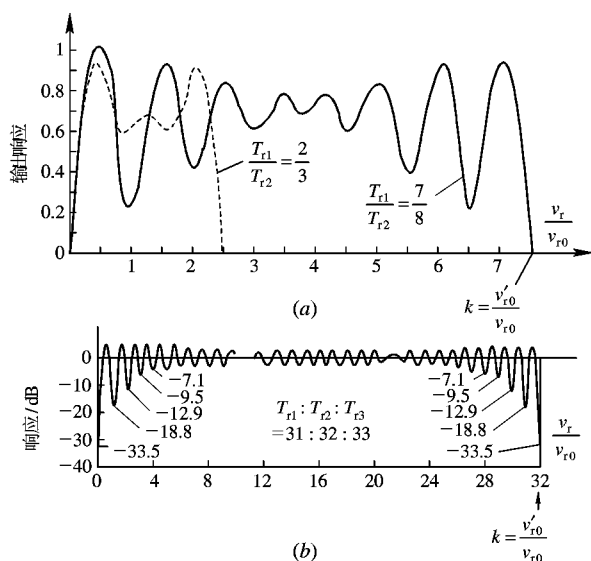


图 8.12 参差周期时的速度响应曲线

(a) 二参差; (b) 三参差

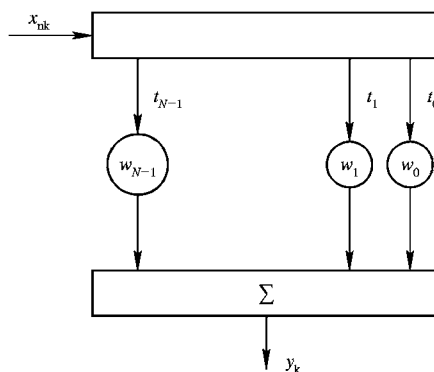


图 8.13 参差 PRI 时的 MTI 滤波器

采用参差重复周期后的速度响应曲线可以在相应动目标显示(MTI)滤波器的频率响应中获得,因为速度和多卜勒频率之间存在一一对应的关系。

滤波器组成原理图如图 8.13 所示。滤波器对 $N-1$ 个重复周期的信号进行滤波处理,在参差重复周期时, $t_i - t_{i-1} = T_i (i=1, 2, \dots, N-1)$ 各不相等,其输出

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} w_n x_{nk}$$

式中,下标 k 表示距离单元数; w_n 为权值。

滤波器的频率响应 $Y(f)$ 可求得为

$$Y(f) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j2\pi f t_n} \quad (8.3.5)$$

式中

$$t_n = \sum_{m=0}^n T_m$$

速度响应主要取决于参差比值的选择, t_i 与权值 w_i 也有一些关系。在等重复周期条件下,多级对消器串接时,其权值服从二项式。

采用参差重复频率不仅可以较好地解决盲速问题(使第一合成盲速大于最大目标速

度),而且可以改变参差数及其比值的办法来获得不同的速度响应(等效 MTI 滤波器响应)。但采用参差重复频率后也存在一些相应的问题:

(1) 不能消除远区杂波的二次回波,因为参差周期时,它们在脉冲间不处于同一距离单元上。

(2) 参差周期时要做好高稳定度的发射机更加困难。

(3) 由于参差而使雷达的改善因子受到限制。从频域上分析是因为参差后杂波将在 MTI 通带内产生分量而不能滤去。用直观的时域处理来观察,可看到:当等重复周期对信号均匀取样时,双延迟线对消器能完全抵消输入的线性波形 $u(t)=c+at$,不论 a 值的选取(三延迟对消器可对消含有时间平方项的波形 $u(t)=c+at+bt^2$),而当重复周期参差时,如果用二项式加权系数,双延迟线对消器对线性波形处理,将产生输出剩余,剩余量正比于斜率 a 和 $(r-1)$, r 为周期比。若扫描雷达工作时,波束内的脉冲数为 n ,则经过大量仿真计算后可得到参差引起的改善因子限制值 I ,可近似表示为

$$I \approx 20 \lg \left(\frac{2.5n}{r-1} \right) \text{ dB} \quad (8.3.6)$$

参差对改善因子 I 的限制可以采用时变加权的办法加以克服。选择时变加权的原则是使参差后 MTI 滤波器仍能如同等重复周期一样对线性电压 $u(t)$ 完全消除,如图 8.14 所示。

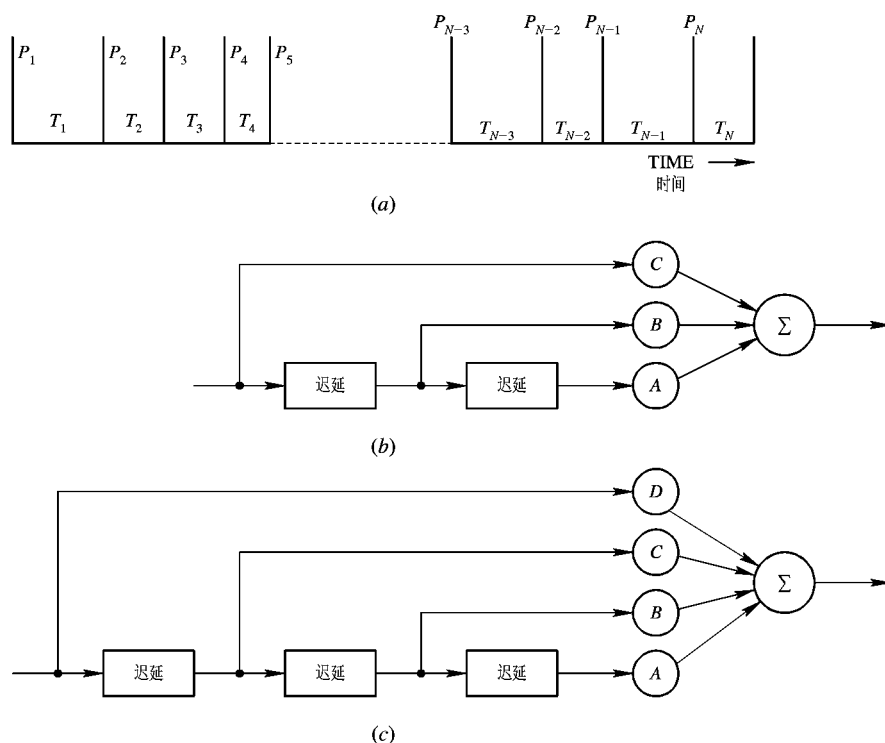


图 8.14 参差后的时变加权

(a) 脉冲串; (b) 双延迟对消; (c) 三延迟对消

在间隔 T_N , 当回波由发射脉冲 P_N 产生时, 双延迟对消器的权值为: $A=1$, $C=T_{N-2}/T_{N-1}$, $B=-1-C$, 而三延迟线对消器的权值则为

$$A=1, C=1+\frac{T_{N-3}+T_{N-1}}{T_{N-2}}, B=-C, D=-1$$

采用时变加权值后对 MTI 滤波器的速度响应无明显影响。

当系统是动目标检测(MTD)处理时, 在杂波滤波之后还有滤波器组处理, 则在组处理的多个脉冲期间, 重复周期不能改变。这时只有采取“组参差”的办法来解决盲速问题。“组参差”时不会产生脉间参差的问题, 但也得不到那样好的速度响应。

8.3.2 盲相

盲相问题是由相位检波器特性所引起的, 产生盲相后将减弱雷达对运动目标的检测能力。

1. 点盲相和连续盲相

相位检波器输出经一次对消器后, 运动目标回波 Δu 已由式(8.2.7)得到

$$\Delta u = u' - u = 2U_0 \sin(\pi f_d T_r) \sin(\omega_d t - \pi f_d T_r - \varphi_0)$$

输出的振幅值大小为 $|2U_0 \sin \pi f_d T_r|$, 与多卜勒频率有关, 其输出的振幅受多卜勒频率调制。在某些点上, 输出幅度为零, 这些点称为盲相, 它由相位检波器的特性(见图 8.15(a))决定。从相检特性上看, 如果相邻两个回波脉冲的相位相当于相检特性的 a 、 c 二点, 其相位差虽不同, 但却是一对相检器输出相等的工作点, 因此经过相消器后, 其输出为零而出现点盲相。

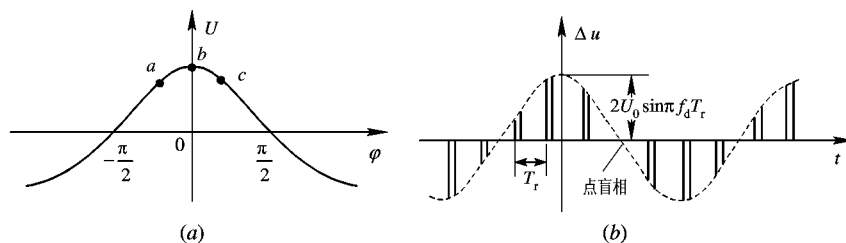


图 8.15 相检特性和相消器输出脉冲波形

(a) 相检特性; (b) 相消器输出脉冲波形

可以形象地用矢量图来说明相消器的输出。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卜勒频率。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 8.16(a)所示。当差矢量垂直于该轴时, 投影长度为零而出现点盲相。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, 形成回波振幅的多卜勒调制且可能出现点盲相, 这些都会给检测性能带来损失。此外, 回波振幅的多卜勒调制还会使输出脉冲串的包络失真, 这会给角度的测量造成困难。

如果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 8.16(c)所示。回波叠加在很强的杂波

上,可能产生连续盲相:接收机的限幅作用使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;杂波相对于基准信号的相位不同时,所占弧的位置也不一样,如果碰到像 OO' 那样的固定杂波相位,其合成矢量经过限幅以后端点在 cd 之间摆动;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,即对于一定相位的固定杂波,叠加在它上面的运动目标回波将连续丢失。

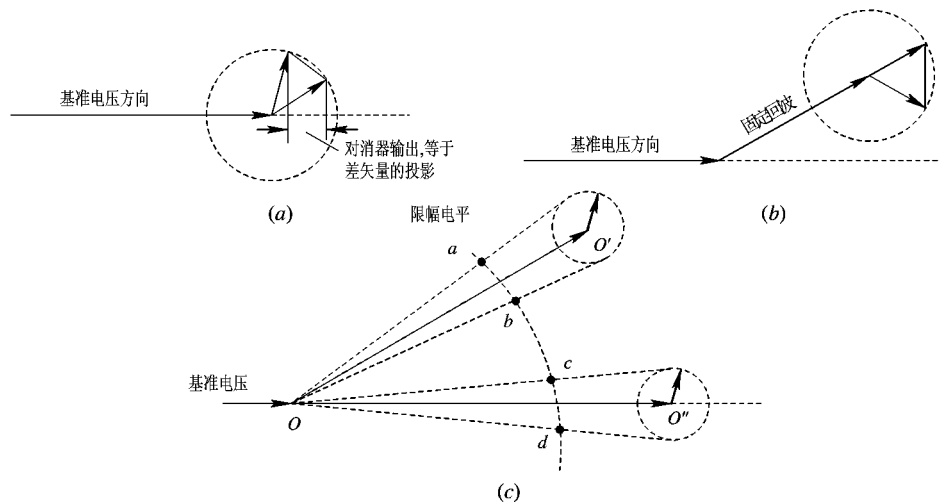


图 8.16 用矢量图说明相位检波器和相消器输出

(a) 动目标单独存在时; (b) 动目标与固定目标叠加; (c) 动目标叠加在强杂波上

在实际工作中,对于连续盲相应给予充分注意,因为它可能使得在某次天线扫描里丢失在强杂波背景上的运动目标。

早期用单路一次相消器时,曾设法用改进相位检波器的特性来解决盲相问题。目前由于对动目标显示的性能要求更高,而信号处理的数字技术也可以提供更好的手段,故将采用矢量对消器来解决盲相和回波振幅的多卜勒调制问题。

2. 中频对消(矢量对消器之一)

从相位检波器的讨论中可看出,相位检波器的输出是回波矢量在基准电压方向的投影,而一次对消器的输出又相当于相邻重复周期信号差矢量在该方向的投影。当差矢量的方向与基准电压方向垂直时,则输出为零,这时就是盲相。如果能在信号处理中,直接取出反射回波的差矢量,则避免了盲相和回波振幅的多卜勒调制。在检波前直接用中频对消,可以取出反射回波的差矢量。

对于相参中频信号,相邻重复周期的运动目标回波可以分别写为

$$u_{ri} = U_r \cos[(\omega_i + \omega_d)t + \varphi'_0]$$

$$u_{ri-1} = U_r \cos[(\omega_i + \omega_d)(t - T_r) + \varphi'_0]$$

式中, ω_i 为中频频率; φ'_0 为初相; ω_d 为多卜勒频率; $2\pi f_d T_r$ 是相邻周期由于目标运动所引起的回波相位差的变化。

相邻重复周期的中频信号相减,得到中频对消输出为

$$\begin{aligned}\Delta u &= u_{ni} - u_{n-1} = -2U_r \sin\left(\frac{\omega_i T_r}{2} + \frac{\omega_d T_r}{2}\right) \sin\left[(\omega_i + \omega_d)t - \frac{\omega_i T_r}{2} - \frac{\omega_d T_r}{2} + \varphi_0'\right] \\ &= -2U_r \sin \pi(f_i T_r + f_d T_r) \sin[(\omega_i + \omega_d)t + \Phi]\end{aligned}\quad (8.3.7)$$

式中

$$\Phi = -\frac{\omega_i T_r}{2} - \frac{2\pi f_d T_r}{2} + \varphi_0'$$

即中频对消器的输出也是一个中频电压, 其振幅为

$$2U_r \sin \pi(f_i T_r + f_d T_r) \quad (8.3.8)$$

是多卜勒频率的函数。为了保证中频对消器能消除零速的固定杂波, 理论上应满足 $f_i T_r = n$, 即中频 $f_i = n f_r$, 是重复频率的整数倍。中频对消器输出中频信号的振幅为 $\sin(\pi f_d T_r)$, 当 $f_d T_r = n$ 时, 输出也为零, 这就是盲速, 这时多卜勒频率等于脉冲重复频率的整数倍。盲速是由于脉冲取样工作方式引起的, 采用中频对消方式不能解决, 只有用高重复频率或参差重复频率才能在一定范围内解决盲速的影响。

用中频延迟线和相减器组成的中频对消器如图 8.17 所示。因为实际上不可能将中频延迟线的延迟长度准确地做成中频周期的整数倍, 在线路上就必须对延迟误差进行补偿。补偿好的标准是输出杂波为零。补偿的办法如图 8.17 所示: 在有强杂波的一段距离内(例

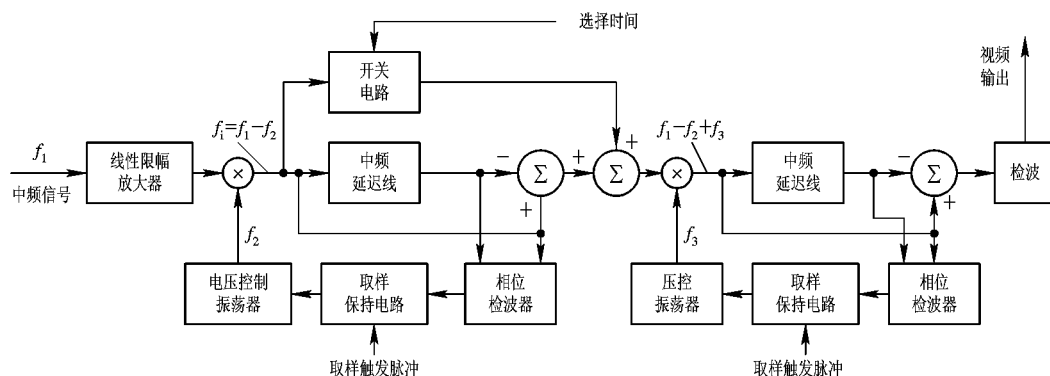


图 8.17 双延迟对消的中频对消器

如 0~5 km), 将相位检波器的输出加以取样。设杂波的多卜勒频率 $\omega_{dc} = 0$, 则杂波输出为零的条件为 $f_i T_r = n$ 。由于延迟线延迟时间不准确而为 T_r' , 因而补偿延迟误差的办法是使信号的中心频率 f_i 改变为 $f_i' = f_i + \Delta f_i$ 而满足以下关系:

$$f_i' \cdot T_r' = n'$$

n' 亦为正整数。用改变压控振荡器频率的办法来改变 f_i' , 压控振荡器所需的误差控制电压取自平衡相位检波器, 该相检器应设法得到如图 7.4 所示的相检特性。当相检器输入端的延迟和非延迟电压同相时(相减输出为零), 相检器输出误差等于零, 压控振荡器频率不变。若杂波的延迟和非延迟电压相减后有剩余, 则相应地用相位检波器输出不同极性的误差电压来改变工作频率 f_i 。相位检波器输出经过取样保持电路后, 输出电压去控制压控振荡器的频率 f_2 , 以便调整送到中频延迟线的工作频率 $f_i = f_1 - f_2$, 使之对强杂波能很好地

对消。我们可以看出,相位检波器输出的杂波剩余可能是由于迟延线的延时误差,也可能是由于杂波具有一定的平均速度。如果被取样杂波的平均运动速度为 v_c ,则相位检波器输出端也会产生剩余电压,就像迟延线的延时误差一样,其结果,压控振荡器将产生相应的频率偏移来补偿它,使对消器能够很好地抑制平均速度 v_c 的杂波。因此,这个补偿回路是具有速度自适应能力的。

如果每一路迟延线各有一个单独的压控振荡器,就可以分别用不同的中频来抑制不同平均速度的杂波。在多个延时的中频对消器中,必须有一个开关使得杂波能同时加到每一段延时线上,用它来给压控振荡器提供必要的误差调整电压。图 8.17 上的开关电路即为选择第二段对消器所需杂波而设。

3. 正交双通道处理(零中频处理)

中频对消器实现信号的矢量相减,可以消除盲相的影响,在中频用模拟迟延线来实现。矢量对消器也可以在视频用数字式对消系统来实现。由于数字信号处理所具有的突出优点,数字式矢量对消器将是当前及今后的主要工作模式。矢量对消器由正交的两路视频对消器组成,两路输出的模值为其矢量输出。其组成框图如图 8.18(a)所示。正交双通道由两路相同的支路组成。差别仅在其基准的相参电压相位差 90° ,这两路分别称为同相支路(I支路)和正交支路(Q支路)。单路相位检波器输出的电压为 $U_0 \cos \varphi$,是同波矢量沿基准电压方向的投影。经过单路相消后输出得到信号差矢量 ΔU 在基准电压轴上的投影,如图 8.18(b)所示。若差矢量和基准电压轴方向垂直,则其投影值为零,出现盲相。如果用正交双通道,则二路可以同时得到两个投影量 I 和 Q ,它们互相正交,当一个为零时,另一个值为最大,且 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 正好等于差矢量 ΔU ,这时的处理效果和零中频对消是完全一样的,因为它得到了差矢量,保留了中频信号的全部信息,所以又称正交双通道处理为零中频处理。

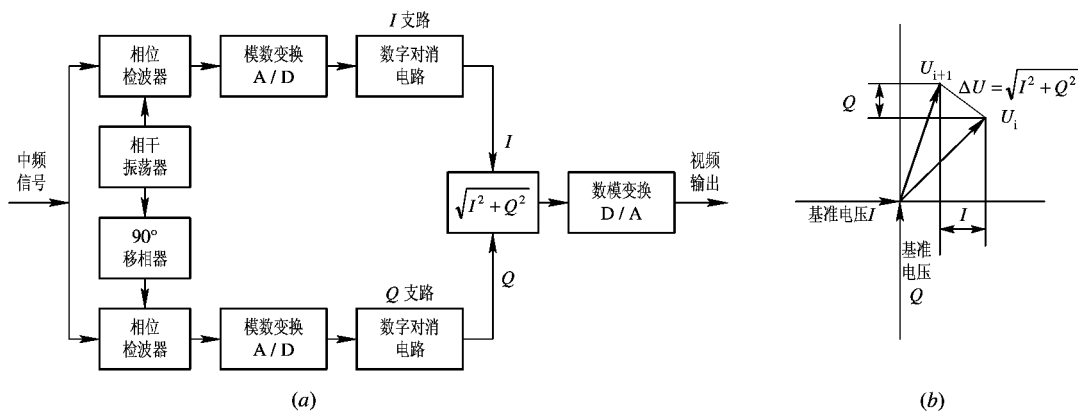


图 8.18 正交双通道处理

(a) 原理框图; (b) 矢量

零中频处理的原理和优点讨论如下:

任一中频实信号 $s(t)$ 可以表示为

$$s(t) = a(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \quad (8.3.9)$$

其中, $a(t)$ 和 $\varphi(t)$ 分别为信号的振幅和相位调制函数; 通常均用窄带信号, 因此 $a(t)$ 和 φ

$(t) \cdot j\omega_i$ 相比, 均是时间的慢变函数。信号可以用复数表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= (1/2)a(t)\{\exp[j(\omega_i t + \varphi(t))] + \exp[-j(\omega_i t + \varphi(t))]\} \\ &= (1/2)\{a(t)e^{j\varphi(t)} e^{j\omega_i t} + a(t)e^{-j\varphi(t)} e^{-j\omega_i t}\} \\ &= (1/2)\{u(t)e^{j\omega_i t} + u^*(t)e^{-j\omega_i t}\} \end{aligned} \quad (8.3.10)$$

式中, $u(t)=a(t)e^{j\varphi(t)}$, 称为复调制函数, 它包含了信号 $s(t)$ 中的全部信息, 即振幅调制和相位调制函数。以 $\varphi(t)=\omega_d t$ 为例来看, 复调制函数 $u(t)=a(t)e^{j\omega_d t}$ 表示中频信号附加的多卜勒频率为正值, 可以从复调制函数的实部和虚部的相互关系中, 判断频率的正负值。

相位检波器是将中频信号 $s(t)$ 与相参电压差拍比较, 它的工作原理与混频相同, 相参电压类似于混频时的“本振”电压。通常都选取相参振荡的频率和信号中频相同, 因此, 相位检波器输出的差拍为零, 称之为“零中频”或“基频”信号。相位检波器虽然可以保留中频信号的相位信息, 但是只用单路相位检波器时, 将原中频信号在正频率轴与负频率轴上的频谱, 全部移到零频率的位置上, 从而产生了频谱折叠, 如图 8.4 和图 8.19 所示。这时已不能保留复调制函数 $u(t)$ 的全部信息。单路相位检波器完成的作用是将信号 $s(t)$ 与基准电压 $\cos \omega_i t$ 相乘,

$$s(t) \cos \omega_i t = \frac{1}{4}[u(t) + u^*(t)] + \frac{1}{4}[u(t)e^{j2\omega_i t} + u(t)e^{-j2\omega_i t}]$$

经低通滤波器后, 取出前项缓变的低频分量为

$$\frac{1}{4}[u(t) + u^*(t)] \quad (8.3.11)$$

例如, 当 $u(t)=a(t)e^{j\omega_d t}$ 时, $(1/4)[u(t) + u^*(t)] = (1/2)a(t) \cos \omega_d t$, 是按多卜勒频率变化的信号, 但已不能区分频率的正负值。

单路相位检波所得 $[u(t) + u^*(t)]$, 由于产生频谱折叠, 复数谱正负频率对称从而失去了复调制函数 $u(t)$ 的某些特征。

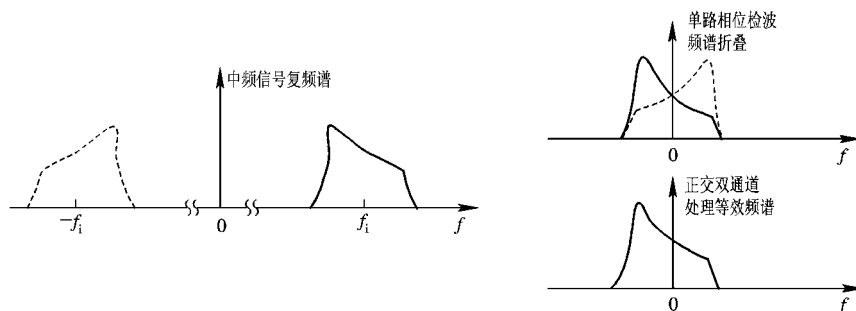


图 8.19 单路和正交双路处理的频谱

要得到中频信号 $s(t)$ 的全部信息, 应能保证把复调制函数 $u(t)$ 单独取出来。这时的基本运算是信号 $s(t)$ 乘以复函数 $e^{-j\omega_i t}$, 即得

$$\begin{aligned} s(t)e^{-j\omega_i t} &= (1/2)[u(t)e^{j\omega_i t} + u^*(t)e^{-j\omega_i t}]e^{-j\omega_i t} \\ &= (1/2)u(t) + (1/2)u^*(t)e^{-j2\omega_i t} \end{aligned} \quad (8.3.12)$$

通过低通滤波器后, 可以取出其复调制函数 $u(t)$ 而滤去高次项 $u^*(t)e^{-j2\omega_i t}$ 。

信号 $s(t)$ 和复函数 $e^{-j\omega_i t}$ 相乘为

$$\begin{aligned} s(t)e^{-j\omega_i t} &= s(t)(\cos \omega_i t - j \sin \omega_i t) \\ &= s(t) \cos \omega_i t - js(t) \sin \omega_i t \end{aligned}$$

而

$$u(t) = a(t) \cos \varphi(t) + ja(t) \sin \varphi(t) \quad (8.3.13)$$

这就要求正交双通道处理,一支路和基准电压 $\cos \omega_i t$ 进行相位检波,称为同相支路 I ;另一路和基准电压 $\sin \omega_i t$ 进行相位检波,得到正交支路 Q , $\sin \omega_i t$ 由 $\cos \omega_i t$ 移相 90° 得来。故输出值分别为 $a(t) \cos \varphi(t)$ 和 $a(t) \sin \varphi(t)$ 。如果要取振幅函数 $a(t)$ (中频矢量值),则同相和正交支路取平方和再开方;如果要判断相位调制函数的正负值,则需比较 I 、 Q 两支路的相对值来判断。正交支路的输出也可以重新恢复为中频信号,如下所示:

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t) \cos[\omega_i t + \varphi(t)] = a(t) \cos \varphi(t) \cos \omega_i t - a(t) \sin \varphi(t) \sin \omega_i t \\ &= S_I \cos \omega_i t - S_Q \sin \omega_i t \end{aligned}$$

即将零中频的 I 、 Q 分量分别和正交中频分量相乘后组合即可。

8.4 回波和杂波的频谱及动目标显示滤波器

运动目标检测的任务就是根据运动目标回波和杂波在频谱结构上的差别,从频率上将它们区分,以达到抑制固定杂波而显示运动目标回波的目的。为此,应首先弄清目标和杂波的回波特性,以便采用正确的措施。

8.4.1 目标回波和杂波的频谱特性

1. 目标回波的频谱特性

雷达发射相参脉冲串,其脉冲宽度为 τ , 脉冲重复频率为 f_r 。当天线不扫描而对准目标时,所得脉冲为无限脉冲串。调制信号 $u_1(t)$ 及其频谱 $U_1(f)$ 分别为

$$\begin{aligned} u_1(t) &= E \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t-nT_r}{\tau} \right) = E \text{rect} \left(\frac{t}{\tau} \right) \otimes \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_r) \\ U_1(f) &= \frac{E\tau}{T_r} \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f-nf_r) \end{aligned}$$

E 为信号振幅。而高频连续振荡 $u_2(t)$ 及其频谱 $U_2(f)$ 为

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \cos \omega_0 t \\ U_2(f) &= \frac{1}{2} [\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)] \end{aligned}$$

发射的相参脉冲串 $u(t) = u_2(t)u_1(t)$, 故其频谱 $U(f)$ 为

$$U(f) = U_1(f) \otimes U_2(f)$$

式中, \otimes 表示卷积。相参发射脉冲的频谱是将 $U_1(f)$ 搬到 $\pm f_0$ 的位置上。雷达发射信号常用的是窄带信号,故运动目标回波频谱的特征是将发射信号频谱位置在频率轴上平移一个多卜勒频率 $f_d = 2v_r/\lambda$, f_d 的符号由目标运动的方向来决定。

雷达工作时,天线总是以各种方式进行扫描。这时收到的回波脉冲为有限数,且其振幅受天线方向图调制。设天线方向图可用高斯函数来表示,则收到回波脉冲串的包络函数

可写为

$$m(t) = \sqrt{2\pi}\sigma \exp[-2\pi^2\sigma^2 t^2] \quad (8.4.1)$$

式中, σ 是和天线波瓣宽度及扫描速度均有关的参数。 σ 减小, 表示观察的时间增加。天线扫描时所收到的回波信号, 可以用 $m(t)$ 和无限脉冲串 $u_r(t)$ 的乘积表示, $u_r(t)$ 为天线不扫描时的回波脉冲串, 即

$$u_m(t) = m(t)u_r(t) \quad (8.4.2)$$

而包络函数 $m(t)$ 的频谱可求得为

$$M(f) = e^{-f^2/2\sigma^2} \quad (8.4.3)$$

扫描时回波信号的频谱 $U_m(f)$ 可用下式表示:

$$U_m(f) = M(f) \otimes U_r(f)$$

即无限回波脉冲串频谱 $U_r(f)$ 的每一根谱线均按 $M(f)$ 的形状展宽, 如图 8.20(b)、(c) 所示。谱线展宽的程度反比于天线波束照射目标的时间 T_θ 。已求出当天线方向图为高斯形时谱线展宽的均方值为

$$\sigma_s = \frac{0.265}{T_\theta} = \frac{0.265f_r}{n} \quad (8.4.4)$$

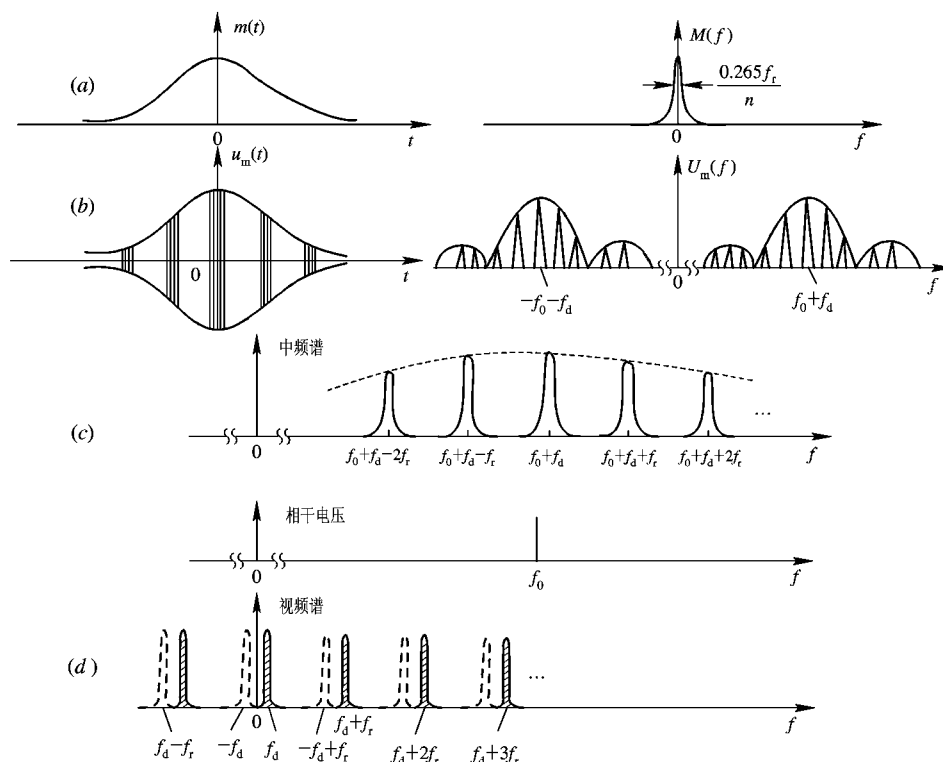


图 8.20 天线扫描条件下的回波信号谱

(a) 回波脉冲中包络函数与频谱; (b)、(c) 天线扫描时收到的回波及频谱; (d) 回波视频频谱
 式中, f_r 为雷达重复频率; n 为在单程天线方向图 3 dB 宽度内收到的脉冲数。中频回波信号经过相位检波器后, 相当于把中频信号的频谱搬到零频率附近, 根据目标多卜勒频移 f_d

的不同, 相位检波后谱线 $nf_r \pm f_d$ 的具体位置也有差异, 每根谱线均按脉冲串包络的频谱形状展宽。天线扫描时, 回波频谱的形状见图 8.20。图 8.20(d) 中虚线表示单路相位检波所产生的频谱折叠情况, 是由负频率轴频谱差拍而产生的。

对于实际的运动目标回波, 其频谱结构比较复杂。以飞机为例, 由于目标回波是从各散射点得到的, 当目标运动时, 各点之间有相对运动, 使得各反射点的多卜勒频率不同, 在接收机内可能形成差拍(称二次多卜勒效应), 结果合成回波信号的频谱展宽; 其次, 由于回波信号的振幅起伏而形成频谱的调制分量; 还由于从旋转的螺旋桨或涡轮叶片本身产生的回波, 它和机身的多卜勒频率也是不相同的。因此, 实际飞机的回波频谱在较宽的频带范围内存在, 在机身的多卜勒频率点上出现主峰。前面讨论的运动目标多卜勒效应是在理想点目标情况下进行的, 所得结果代表实际运动目标回波的基本特性, 可以用来解释问题的主要方面。回波能量在频谱上的分散对正常检测条件是一种损失, 但目标机身多卜勒频率处于“盲速”时, 其它频率分量的存在有助于发现目标。

2. 杂波频谱

雷达工作时可能碰到的杂波, 包括地物、海浪、云雨及敌人施放的金属箔等。除了孤立的建筑物等可认为是固定点目标外, 大多数杂波均属于分布杂波且包含内部运动。

在上面讨论信号频谱时已包括对固定点杂波的频谱的讨论。当天线不扫描时, 固定杂波的频谱是位于 $nf_r (n=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 位置上的谱线, 用对消器可以全部滤去。当天线扫描时, 由于回波脉冲数有限, 将引起谱线的展宽。由于天线扫描而引起双程天线方向图对回波信号的调幅。这时, 杂波谱展宽可用高斯函数表示为[见(8.4.3)式]

$$G(f) = G_0 e^{-f^2 / 2\sigma_s^2}$$

其中, $\sigma_s = 0.265 f_r / n$, n 为在单程天线方向图三分贝宽度内的脉冲数。设 T_θ 为天线照射目标的等效时间, 则 $n = T_\theta f_r$, 即 $\sigma_s = 0.265 / T_\theta$, 亦即 σ_s 与目标照射时间成反比。

大多数分布杂波的回波性质比较复杂。在雷达的分辨单元内, 雷达所收到的回波是大量独立单元反射的合成, 它们之间具有相对的运动, 其合成回波具有随机的性质。且由于杂波内部的运动, 各反射单元所反射的多卜勒频率值不同, 这就引起回波谱的展宽。对于设计杂波抑制滤波器来讲, 我们感兴趣的是杂波的频谱特性, 暂不去讨论杂波的强度及其回波的统计特性。

图 8.21 是典型杂波功率谱的一个例子。这些数据适用频率为 1000 MHz。实验测定的杂波功率谱可以用下式近似表示:

$$W(f) = |g_0|^2 \exp \left[-a \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] \quad (8.4.5)$$

式中, $W(f)$ 为杂波功率谱; f_0 为雷达工作频率; a 为和杂波有关的参数。

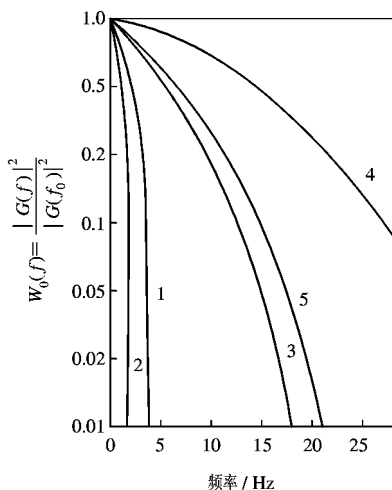


图 8.21 各种典型杂波功率谱

图中曲线:

“1”——密林小山, 风速为 200 海里每小时, $a=2.3 \times 10^{17}$;

“2”——稀少的小树无风日, $a=3.9 \times 10^{19}$;

“3”——海浪回波, 有风, $a=1.41 \times 10^{16}$;

“4”——云雨, $a=2.8 \times 10^{15}$;

“5”——锡箔片, $a=1 \times 10^{16}$ 。

杂波频谱也可以用杂波频率散布的均方根值 $\sigma_c(\text{Hz})$ 或速度散布的均方根值 $\sigma_v(\text{m/s})$ 来表示, 即

$$W(f) = W_0 \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right) = W_0 \exp\left(-\frac{f^2 \lambda^2}{8\sigma_v^2}\right) \quad (8.4.6)$$

与式(8.4.5)比较后可知: $W_0 = |g_0|^2$, $a = c^2/8\sigma_v^2$, σ_c^2 称为杂波功率谱方差。而 $\sigma_c = 2\sigma_v/\lambda$, σ_v 的量纲与速度的相同。 σ_v 的值只杂波内部起伏运动的程度有关, 而和工作波长无关, 因而 σ_c 是描述杂波内部运动较好的方法。表 8.1 列出了文献中已给出的杂波频谱标准偏差 σ_v 值。同样的杂波(例如有树林的小山)在不同风速环境下, 其杂波谱的宽度是不同的。相同的 σ_v 值, 由于雷达工作波长不同所产生杂波谱线的宽度也是改变的。工作波长越短, 杂波谱的展宽越严重。

表 8.1 杂波频谱的标准偏差 σ_v

杂波种类	风 速/ (km/h)	σ_v / (m/s)	杂波种类	风 速/ (km/h)	σ_v / (m/s)
稀疏的树木	无风	0.017	海浪回波	8~20	0.46~1.1
有树林的小山	10	0.04	海浪回波	大风	0.89
有树林的小山	20	0.22	雷达箔条	—	0.37~0.91
有树林的小山	25	0.12	雷达箔条	25	1.2
有树林的小山	40	0.32	雷达箔条	—	1.1
海浪回波	—	0.7	雨云	—	1.8~4.0
海浪回波	—	0.75~1.0	雨云	—	2.0

雷达设备的不稳定也会使杂波功率谱展宽, 例如振荡器频率不稳将使固定目标回波展宽。

多种因素影响杂波谱的展宽。如果各项因素是互不相关的, 则杂波功率谱总的展宽可以用功率谱方差 σ_Σ^2 表示,

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots$$

综上所述, 当杂波平均速度为零而只有内部起伏时, 杂波的频谱位置在 nf_r 上, 但每一根谱均展宽。如果杂波还有平均定向速度, 则其频谱的位置将产生相应的多卜勒频移。

由于杂波谱线的展宽, 简单的一次对消滤波器将不能很好地滤去杂波, 需要进一步改进滤波器的特性。特别是杂波具有多卜勒频移时, 滤波器的凹口还应对准杂波谱的平均多卜勒频率位置才能收到预期结果。杂波谱的展宽将明显地影响动目标显示系统的质量, 因为滤波器不仅要滤去杂波谱, 还应保证运动目标回波在尽可能大的速度范围内均有大的输出, 因而滤波器的凹口又不能做得很宽。

8.4.2 动目标显示滤波器

动目标显示滤波器利用运动目标回波和杂波在频谱上的区别,可有效地抑制杂波而提取信号。那么,选用什么样的滤波特性才能达到此要求呢?下面我们进行讨论。

前一节已讨论了回波和杂波的频谱,它们都是指处于某一距离单元的目标(或杂波),在若干个重复周期中所收到回波的频谱。典型的地杂波功率谱如图 8.22 所示,除了前面讨论过的杂波谱线展宽外,由于系统不稳等原因,还会使杂波频谱中出现杂乱分量,这种杂乱分量具有随机性,通常在进行分析时近似地把它看成均匀谱。综上所述因素,杂波功率谱 $C(f)$ 可以分为两部分:

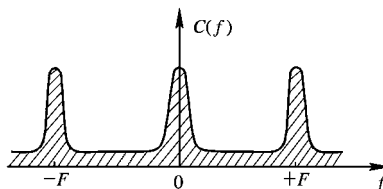


图 8.22 地杂波的功率谱

$$C(f) = C_1(f) + N_0$$

其中, N_0 为均匀分量的功率谱密度,它取决于系统的稳定性,稳定性越高, N_0 越小。 $C_1(f)$ 是由杂波特性(包括天线扫描和杂波内部起伏)决定的梳状分量,天线扫过目标时收到的回波脉冲数越少,杂波内部起伏越大,则梳状谱的宽度就越宽。

根据最佳滤波理论,当杂波功率谱 $C(f)$ 和信号频谱 $S(f)$ 已知时,最佳滤波器的频率响应是

$$H(f) = \frac{S^*(f)e^{-j2\pi ft_s}}{C(f)} \quad (8.4.7)$$

式中, $S^*(f)$ 是 $S(f)$ 的共轭函数; t_s 是使滤波器能够实现而附加的迟延时间。式(8.4.7)的滤波器可分成两个级联的滤波器 $H_1(f)$ 和 $H_2(f)$, 其传递函数形式为

$$H_1(f) = \frac{1}{C(f)} \quad (8.4.8)$$

$$H_2(f) = S^*(f)e^{-j2\pi ft_s} \quad (8.4.9)$$

粗略地认为,其中 $H_1(f)$ 用来抑制杂波, $H_2(f)$ 用来对脉冲串信号匹配。

对于动目标显示雷达来讲,它应将杂波抑制而让各种速度(对应各种多卜勒频率)的目标回波信号通过,所以动目标显示所用的滤波器相当于这里的 $H_1(f)$ 。至于和目标信号的匹配,在一般的动目标显示雷达中,对单个脉冲用中频频带放大器来保证,而对脉冲串,则采用非相参积累,这离式(8.4.9)的要求差距较大。

实际上能做到的杂波抑制滤波器,只能使滤波特性的凹口宽度和杂波梳状谱的宽度相当,这种情况也只能属于准最佳滤波。

下面讨论几种常用的动目标显示滤波器,着重讨论其滤波特性的凹口,以及通带内的平坦程度。脉冲工作状态时,信号按重复周期间隔重复出现,因此所用滤波器的频响也应是梳齿状的。滤波器的基本组成元件是延迟时间等于重复周期的延迟线。用延迟线构成的滤波器属于时间离散系统,采用 Z 变换分析比较方便。

1. 一次相消器

图 8.10 所示的相消器就是一次相消器,当用 Z 变换进行分析时,可将它画成图 8.23 (α) 的形式。

迟延时间是 T 的迟延线传输函数为 $e^{-j\omega T} = z^{-1}$, 故图 8.23(a) 的传输函数为

$$H(z) = 1 - z^{-1} \quad (8.4.10)$$

它是一个单零点系统, 零点的位置在 $z = +1$, 令 $s = j\omega$, 即 $z = e^{j\omega T}$ 在 Z 平面上是单位圆。在 Z 平面上沿单位圆转动, 就可以得到该离散系统的频率特性。

对于上述一次对消器, 其频率特性即为对应于单位圆周上各点到零点 ($z = +1$) 的长度。根据 $z = e^{j\omega T}$ 的关系可以看出, 当频率 f 从零变到 $1/T$ 时, 幅角 ωT 从零变化到 2π , 沿单位圆转了一周。当频率从 $1/T$ 变化到 $2/T$ 时, 幅角 ωT 沿单位圆重复转一周。由此可见, 时间离散系统的频率响应是以 $1/T$ 为周期的重复函数。滤波器频率响应可用如下表示式:

$$z = e^{j\omega T}$$

代入其传输函数 $H(z)$, 求得

$$H(e^{j\omega T}) = 1 - e^{-j\omega T} = 2 \sin \frac{\omega T}{2} \left(\sin \frac{\omega T}{2} + j \cos \frac{\omega T}{2} \right) \quad (8.4.11)$$

如果将一次相消滤波器加一条反馈支路, 如图 8.23(b) 所示, 就可以改变滤波器的频率特性。通常把有反馈支路的滤波器称为递归型滤波器, 相应地, 把无反馈支路的滤波器称为非递归型。图 8.23(b) 中递归型一次相消滤波器的传递函数通过下面的关系式可求得:

$$W(z) = X(z) + K_1 W(z) z^{-1}$$

$$Y(z) = W(z) - W(z) z^{-1}$$

整理后得

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - K_1 z^{-1}} \quad (8.4.12)$$

上式表明, 增加反馈支路的结果是在 Z 平面里引入一个新的极点 $z = K_1$, $K_1 < 1$ 。

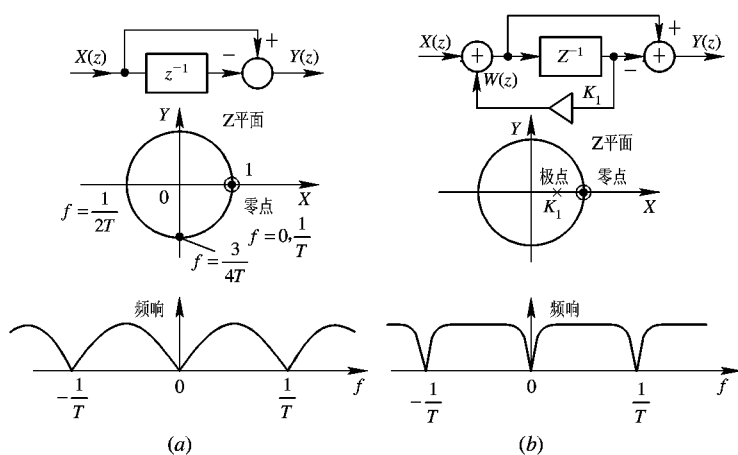


图 8.23 单次对消 MTI 滤波器

(a) 一次相消滤波器; (b) 加反馈支路的一次相消

滤波器的频率响应为单位圆上的点到零点的长度被该点到极点的长度去除。从图可以看出, 如果 K_1 接近于 1, 则极点和零点十分接近, 在单位圆上的各点 (相当于不同频率), 除了靠近零点的一小段外, 上述两个长度近似相等, 二者相除近似为常数, 即频率响应很平坦。在零点附近的一小段, 靠极点也很近, 因此两个长度相除后较之只有零点时的频率

响应值加大,而使滤波器抑制杂波的凹口变窄。 K_1 越接近于 1,滤波器频率响应的平坦范围就越宽,但抑制杂波的凹口也越窄。在简单的动目标显示雷达(MTI)中,利用这种方法来扩大速度响应范围。

递归型滤波器可以比较灵活地改变其频率响应的形状,但它的暂态响应比较长。比较图 8.23(a)、(b)可以看出,当输入为单个脉冲时,非递归的一次相消电路输出一正一负两个脉冲,而递归电路由于加了反馈,会输出一串脉冲。这种暂态响应限制了递归滤波器在雷达中的应用。

2. 二次相消器

图 8.24 为非递归二次相消器的组成及频率响应,由组成方框图可求得其传输函数为

$$H(z) = 1 - Kz^{-1} + z^{-2} \quad (8.4.13)$$

滤波器具有两个零点,即

$$z_{1,2} = \frac{K \pm \sqrt{K^2 - 4}}{2} = \frac{K}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{K}{2}\right)^2 - 1}$$

当 $K=2$ 时, $H(z) = (1 - z^{-1})^2$, 它等效于两个一次相消器串接在 $z=+1$ 处,有双重零点。

当 K 的数值在 $+2 \sim -2$ 之间变化时,滤波器有一对位于圆上的共轭零点。 $\theta_0 = \arccos K/2$, 其相应的频率响应也画在下面。

在图 8.24 上可以看出,当 K 稍小于 $+2$ 时,一对共轭零点偏离实轴的角度 θ_0 很小。这时虽然零频率处的响应值不等于零,但抑制杂波的凹口比较宽,对一些功率谱较宽的杂波,滤波器总的抑制性能将会得到改善。

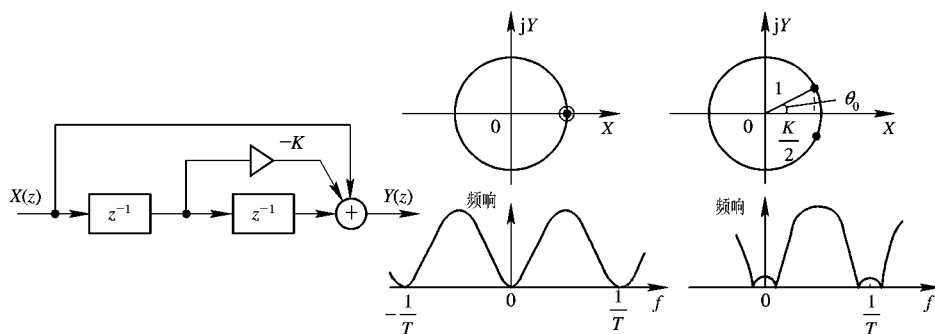


图 8.24 非递归二次相消滤波器

在非递归型二次相消滤波器中增加反馈支路,就可以得到递归型二次相消滤波器,如图 8.25 所示。根据它的输入输出关系式,求得其传输函数为

$$H(z) = \frac{(1 + z^{-1})^2}{1 - K_1 z^{-1} + K_2 z^{-2}} \quad (8.4.14)$$

上式表明,加反馈的结果使滤波器除了原来的二重零点外,出现了两个极点,其位置为

$$z'_{1,2} = \frac{1}{2} (K_1 \pm \sqrt{K_1^2 - 4K_2})$$

当 $K_1^2 < 4K_2$ 时,它们是一对共轭极点。这对极点的作用是使在它附近的频率点上所相应的

频率响应值得到提高, 这样, 整个通频带范围内可以有较为平坦的频率响应曲线。改变极点的位置, 可使频率响应得到变化。滤波器频率响应的表示式可将 $z=e^{j\omega T}$ 代入 $H(z)$ 中得到。

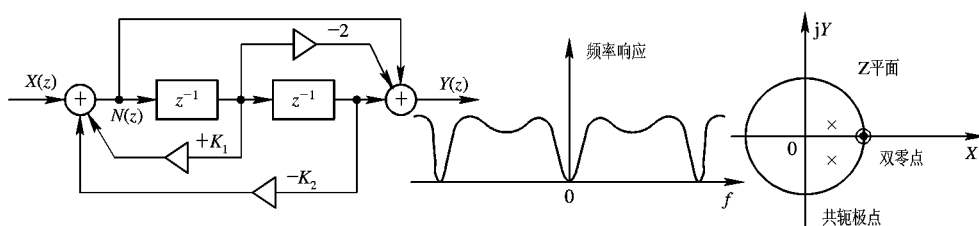


图 8.25 递归式二次相消滤波器

3. 多次相消梳状滤波器

原则上可以采用 n 根延迟线一次处理 $n+1$ 个脉冲来得到所需的滤波特性, 此时, 滤波器的结构如图 8.26 所示。图上所画结构具有前馈支路(前馈系数 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$)和反馈支路(反馈系数 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$)。

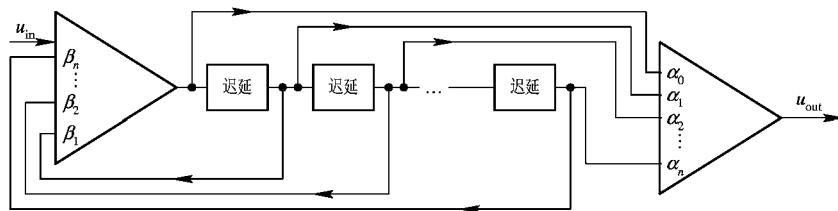


图 8.26 梳状滤波器的典型结构

当只有前馈支路时(反馈系数 $\beta_1=\beta_2=\dots=\beta_n=0$), 此梳状滤波器称为横向滤波器(或非递归滤波、有限记忆滤波器等), 非递归二次相消器就是横向滤波器的一个例子, 这时, $\alpha_0=1, \alpha_1=-2, \alpha_2=1$ 。具有 n 个延迟元件的横向滤波器具有 n 个零点, 因此设计者就可以选择零点的位置来得到所需要的 MTI 滤波特性。一般情况下是选择合适的抑制杂波的凹口宽度并在速度范围内有较平坦的响应。在非递归滤波器中要得到较好的频率响应就需有足够多的延迟线和相应的处理脉冲数。带来的缺点是滤波器组成较复杂, 而且从目标杂波获得的回波数目要足够多, 以保证滤波器输出端得到稳定值。

如果梳齿滤波器除前馈支路外同时还有反馈支路, 如图 8.26 所示, 则滤波器除零点外还有相应的极点, 这就给设计者带来更大的灵活性。一般来说, 具有反馈支路的递归滤波器可以用较少的延迟线和处理脉冲数来获得比较好的频率响应。

递归式滤波器虽具有较好的频率响应特性, 但其暂态响应变差。这个情况在实际使用中会带来严重后果。例如当雷达遇到大的孤立杂波时, 滤波器是处于暂态工作的状态, 杂波过去之后, 递归滤波器输出有“振铃”信号延续, 这些“振铃”的存在将湮没实际存在的目标。而通常监视雷达工作时, 从每一目标返回的回波脉冲数均有限, 递归式滤波器差不多

均处于暂态工作状态,故这种滤波器在具有大量离散杂波,邻台干扰等情况下是不宜采用的。

相控阵雷达不宜采用递归滤波器,因为相控波束是离散式电扫描,当波束位置重置时,递归滤波器的暂态将严重影响新波位上信号的处理和检测。

选用参差重复周期,可以改善 MTI 滤波器的速度响应,正如 8.3.1 节中所讨论的。

4. 抑制运动杂波滤波器

动目标显示滤波器也可以用来抑制运动杂波,这时滤波器的凹口应对准杂波的平均多卜勒频移 f'_d , $f'_d = 2v'_d/\lambda$, v'_d 为杂波的平均运动速度。下面以一次相消为例来说明这类滤波器的组成。

如图 8.27(a)所示,这种滤波器在 Z 平面内有一个零点: $z_1 = e^{j\theta_1}$, 其中 $\theta_1 = 2\pi f'_d T_r$, 则其滤波器的凹口偏离零频率而位于 f'_d 。根据 Z 平面内零点的位置,可以写出滤波器的传输函数应为

$$H(z) = 1 - e^{j\theta} z^{-1} \quad (8.4.15)$$

这是一个复数滤波器,需要采用正交的两个通道来实现。

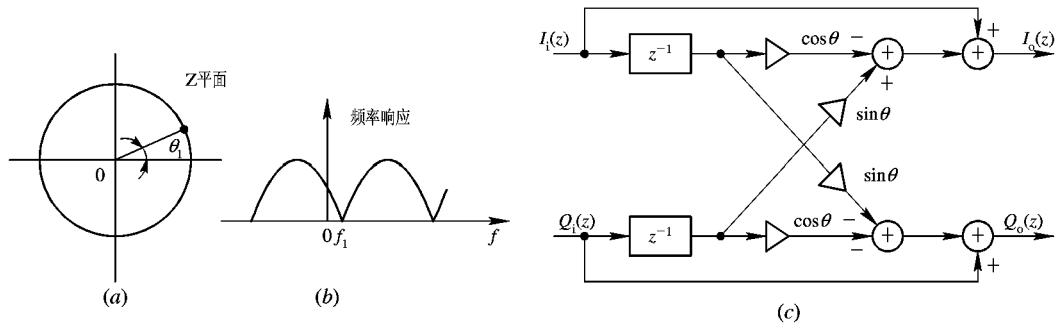


图 8.27 复数滤波器

(a) Z 平面图; (b) 频率响应; (c) 组成框图

设输入离散信号的 Z 变换为 $I_i(z) + jQ_i(z)$, 包括同相 $I_i(z)$ 和正交 $Q_i(z)$ 两个分量, 输出离散信号的 Z 变换为 $I_o(z) + jQ_o(z)$ 同样包括正交两分量。

传输函数为输入输出之比, 应满足预定的要求, 即

$$H(z) = \frac{I_o(z) + jQ_o(z)}{I_i(z) + jQ_i(z)} = 1 - e^{j\theta} z^{-1} \quad (8.4.16)$$

将上式的实数项和虚数项分开, 可得到

$$I_o(z) = (1 - \cos \theta z^{-1}) I_i(z) + \sin \theta z^{-1} Q_i(z) \quad (8.4.17a)$$

$$Q_o(z) = (1 - \cos \theta z^{-1}) Q_i(z) - \sin \theta z^{-1} I_i(z) \quad (8.4.17b)$$

根据上二式就可以画出复数滤波器的组成方框, 如图 8.27(c)所示, 其中三角形表示放大器, 它可以产生正值, 也可以产生负值, 同相和正交两支路是互相交错的, 如果要改变滤波器凹口的位置, 只需改变 θ 的数值, 亦即组成方框图中各相应放大器的增益即可。

8.5 动目标显示雷达的工作质量及质量指标

8.5.1 质量指标

评价 MTI 雷达的工作质量常用以下几种性能指标。

1. 改善因子(I)

改善因子的定义是, 动目标显示系统输出的信号杂波功率比(S_o/C_o)和输入信号杂波功率比(S_i/C_i)之比值。即

$$I = \frac{S_o/C_o}{S_i/C_i} = \bar{G} \frac{C_i}{C_o} = \frac{N_o}{N_i} \frac{C_i}{C_o} = \frac{C_i/N_i}{C_o/N_o} \quad (8.5.1)$$

式中, S_i 和 S_o 为在目标所有可能的径向速度上取平均的信号功率; \bar{G} 为系统对信号的平均功率增益。之所以要取平均, 是因系统对不同的多卜勒频率响应不同, 而目标的多卜勒频率在很大范围内分布之故。

系统的平均功率增益也等于系统输出噪声功率 N_o 与输入噪声功率 N_i 之比, 即系统噪声增益, 故改善因子的定义考虑了杂波衰减和噪声增益两方面的影响。

实际上由相消滤波器输出的杂波剩余是由多种因素引起的, 它可以写成

$$C_o = C_{\text{杂波}} + C_{\text{杂波内部起伏}} + C_{\text{系统不稳}} + \dots$$

因此, 系统总的改善因子 I 也由各种因素共同决定:

$$\begin{aligned} \frac{1}{I} &= \frac{C_o}{\bar{G} C_i} = \frac{1}{\bar{G} C_i} (C_{\text{杂波}} + C_{\text{杂波内部起伏}} + C_{\text{系统不稳}} + \dots) \\ &= \frac{1}{I_{\text{杂波}}} + \frac{1}{I_{\text{杂波起伏}}} + \frac{1}{I_{\text{系统不稳}}} + \dots \end{aligned} \quad (8.5.2)$$

总的改善因子受各分项改善因子的限制, 其数值总是小于任一分项的改善因子。各分项改善因子也称为改善因子的限制值。

相消器输出的杂波功率 C_o 习惯上称为杂波剩余, 它由多种因素形成。从性质上可分为两类: 一类是对有一定宽度的梳状谱分量 $C_i(f)$ (见图 8.22) 抑制得不彻底而残留的杂波剩余 C_{o1} ; 另一类是由于系统不稳定和噪声类均匀谱分量的输出 C_{o2} 。设均匀分量杂波在相消器输入端的功率为 N_i , 则 $C_{o2} = N_i \bar{G}$, \bar{G} 是相消器对信号的平均功率增益。当考虑 C_{o1} 和 C_{o2} 时, 改善因子为

$$I = \bar{G} \frac{C_i}{C_{o1} + N_i \bar{G}} = \frac{I_1}{1 + \frac{N_i}{C_i} I_1} \quad (8.5.3)$$

式中, $I_1 = \bar{G} C_i / C_{o1}$ 。式(8.5.3)说明了杂波特性部分的改善因子 I_1 与总改善因子 I 的关系, 它们与均匀杂波分量在总杂波中所占的比例有关。当 N_i / C_i 趋于零时, 系统的改善因子 I 由 I_1 完全决定。当 N_i / C_i 一定时, 尽量使 I_1 加大。系统 I 所能达到的极限值为

$$I_{\max} = \frac{C_i}{N_i} \quad (8.5.4)$$

综上所述, 要使动目标显示雷达有好的改善因子, 必须使各个因素的改善因子都较大, 首先是高频部分的稳定性要好, 使得由它而产生的杂波均匀谱分量很小, 同时也注意

到其它部分,特别要提高相消器对杂波梳状谱的改善因子。各种因素的改善因子要合理配合,如果其中一个已经很小,则过分提高其它的指标对系统性能不会有多少好处。

2. 信杂比改善(I_{SCR})

对于采用多个多卜勒滤波器的杂波滤波系统(例如下面要研究的动目标检测 MTD)来说,每个滤波器的输出均有不同的改善因子。这时最好在每个滤波器所对应的目标多卜勒频率处定义信杂比改善 I_{SCR} 。 I_{SCR} 等于滤波器输出端的信杂比 $(S/C)_o$ 与输入端信杂比 $(S/C)_i$ 两者的比值。值得注意的是,此时信杂比的改善除了改善因子的因素外,还应乘上多卜勒滤波器相参积累的增益。

3. 杂波中的可见度(SCV)

SCV 定义为在给定检测概率和虚警概率条件下,检测到重叠于杂波上的运动目标时,杂波功率和目标回波功率的比值。杂波中的可见度用来衡量雷达对于重叠在杂波上运动目标的检测能力。例如,杂波中可见度为 20 dB 时,说明在杂波比目标回波强 20 dB(功率大至 100 倍)的情况下,雷达可以检测出杂波中运动的目标来。

杂波中可见度与改善因子的关系为

$$\text{SCV(dB)} = I(\text{dB}) - V_o(\text{dB}) \quad (8.5.5)$$

因为 SCV 是当雷达输出端的功率信杂比等于可见度系数 V_o 时雷达输入端的功率信杂比的数值。例如,当 $V_o = 6$ dB 时,如果改善因子 $I = 23$ dB,则杂波中可见度 $\text{SCV} = 23 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = 17 \text{ dB}$ 。

杂波中可见度和改善因子都是主要用来说明雷达的信号处理部分对杂波抑制的能力,但两部杂波中可见度相同的雷达在相同的杂波环境中,其工作性能可能有大的差别。因为除了信号处理的能力外,雷达在杂波中检测目标的能力还和其分辨单元大小有关。雷达工作时的分辨单元为 $R^2 \theta_a \theta_\beta (1/2) c\tau$, 其中 θ_a 和 θ_β 为方位和仰角波束宽度, τ 为脉冲宽度, R 为体分布杂波距雷达站的距离。在同样杂波环境中,分辨单元越大,也就是雷达的分辨能力越低,这时进入雷达接收机的杂波功率 C_i 也越强。为了达到观察到目标时所需信号杂波比,则要求雷达的改善因子或杂波中可见度进一步提高。

8.5.2 影响系统工作质量的因素

系统的工作质量可以用改善因子来衡量,因此影响系统工作质量的因素可以集中表现于它们对改善因子 I 的限制上。这些因素主要是天线扫描、杂波内部运动以及雷达系统各部件的工作不稳定。下面将分别予以讨论。

1. 由于杂波内部运动和天线扫描而对改善因子 I 的限制

对于面分布或体分布的杂波,由于其内部各反射单元之间的相对运动(例如由风吹动的树叶,飘动的金属丝等),使其回波的功率谱占有一定的频宽,其频谱的形状通常具有高斯形(如式(8.4.5)或(8.4.6)所示),

$$W(f) = W_o \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_c^2}\right)$$

具有单路或双路延迟的非递归式滤波器,由于只在 $f=0$ 及 $f=nf_r$ 处频率响应等于零,因而都不能完全滤除这种杂波。可以根据滤波器的特性来计算由于杂波内部运动对改善因子的限制。

$$I = \frac{\bar{S}_o/C_o}{\bar{S}_i/C_i} = \frac{\bar{S}_o}{\bar{S}_i} \frac{C_i}{C_o}$$

其中, \bar{S}_o/\bar{S}_i 为滤波器功率增益(对各种速度取平均)。进入相消器的杂波功率为

$$C_i = \int_{-f_r/2}^{f_r/2} W(f) df$$

由于信号和杂波功率以及滤波器频率特性均按重复频率为周期重复出现, 因此计算时只取出一个重复频率范围 $(-f_r/2 \sim +f_r/2)$ 作为代表来计算, 其结果不失一般性。

相消器输出的杂波功率为

$$C_o = \int_{-f_r/2}^{f_r/2} G(f) W(f) df$$

式中, $G(f)$ 为滤波器的功率频率响应曲线。对于非递归一次相消滤波器来讲,

$$G(f) = 4 \sin^2 \left(\pi \frac{f}{f_r} \right)$$

代入前面, 可以计算得到改善因子为

$$I_1 = 2 \left(\frac{f_r}{2\pi\sigma_c} \right)^2 \quad (8.5.6)$$

式中, f_r 为雷达重复频率; σ_c 为杂波功率谱的均方根频谱宽度。改善因子 I_1 受 σ_c 和 f_r 限制。 σ_c 增大, 杂波谱变宽, 剩余杂波增大, 因而改善因子变小。在同样杂波谱宽度的条件下, 重复频率增加, 则杂波谱占整个滤波器通带的比例减小, 相对的滤波器平均功率增益加大, 这就提高了改善因子。

同理可求出非递归、二次对消滤波器所得到的改善因子为 I_2 ,

$$I_2 = 2 \left(\frac{f_r}{2\pi\sigma_c} \right)^4 \quad (8.5.7)$$

它等于两个单路相消器串接。图 8.28 的曲线表示采用单次相消器时, 改善因子和杂波均方根速度的关系。同理, 也可作出二次相消器的相应曲线。

由于天线连续扫描, 也将引起杂波功率谱的展宽。设天线波束为高斯形, 双程天线方向图将对回波信号进行调幅。由此引起频谱的形状也为高斯形。其功率谱的方差为

$$\sigma_s = 0.265 f_r/n \quad (8.5.8)$$

其中, n 为单程天线方向图 3 dB 宽度内的脉冲数。

将 σ_s 值代入改善因子的计算公式后, 可得到由于天线扫描而产生的对改善因子限制为

$$I_1 = n^2/1.39 \quad (\text{单路延迟对消}) \quad (8.5.9a)$$

$$I_2 = n^4/3.84 \quad (\text{双路延迟对消}) \quad (8.5.9b)$$

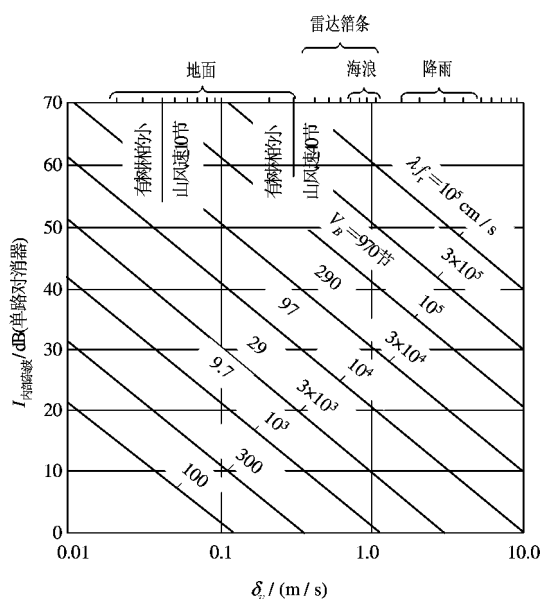


图 8.28 单次对消器改善因子

图 8.29 表示出当天线扫描时,改善因子和 n 的关系。

以上天线扫描对改善因子的限制不适用于相控阵步进扫描的情况。步进扫描时在每一个新的波位上要发射足够多的脉冲,以保证在滤波器暂态响应之后能获得有用的输出信号脉冲。

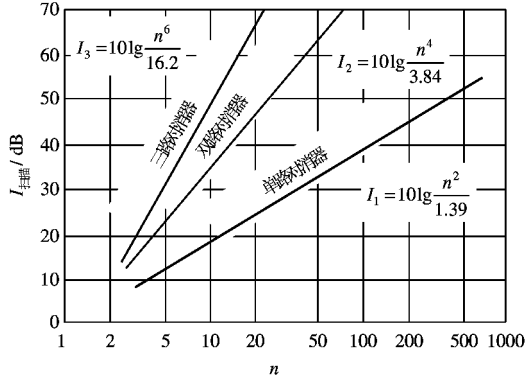


图 8.29 改善因子和 n 的关系

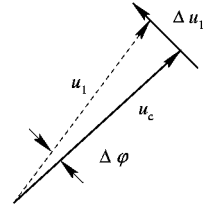


图 8.30 相位不稳引起回波矢量摆动

2. 由于雷达系统各主要部件工作不稳定而对改善因子的限制

影响改善因子的不稳定因素有:稳定本振和相参振荡器的频率变化;发射脉冲之间的频率变化(用脉冲振荡器时)或发射脉冲之间的相位变化(用功率放大器时);相参振荡器的锁相不准或不稳;脉冲的时间抖动和幅度抖动;对消器延迟和未延迟通路的不匹配等。现分别讨论之。

1) 相位不稳定 相位不稳将引起固定“点”目标回波矢量的摆动。设 u_c 表示相位稳定时固定目标的回波。由于相位摆动 $\Delta\varphi$ 而使其矢量变为 $u_c + \Delta u_1$, 如图 8.30 所示。相位的不稳定是个随机量,故第二周期由于相位不稳而引起的矢量变化为

$$u_c + \Delta u_2$$

矢量的变化经过相位检波器后将变为幅度的变化。

如果用一次相消滤波器,则求相消剩余功率的统计平均为其杂波剩余 C_0 ,

$$\begin{aligned} C_0 &= \overline{\Delta u_r^2} = \overline{|u_c + \Delta u_1 - (u_c + \Delta u_2)|^2} = \overline{|\Delta u_1 - \Delta u_2|^2} \\ &= \overline{|\Delta u_1|^2 + |\Delta u_2|^2 - 2\Delta u_1 \Delta u_2} = 2\overline{\Delta u^2} = 2u_c^2 \overline{\Delta\varphi^2} \end{aligned} \quad (8.5.10)$$

因为相位不稳因素是随机量, Δu_1 和 Δu_2 可认为是不相关的,所以 $\overline{\Delta u_1 \Delta u_2} = 0$ 。而输入杂波功率 $C_i = u_c^2$, 故得到

$$\frac{C_0}{C_i} = \frac{u_r^2}{u_c^2} = \frac{2u_c^2 \overline{\Delta\varphi^2}}{u_c^2} = 2\overline{\Delta\varphi^2} \quad (8.5.11)$$

改善因子

$$I = \bar{G} \frac{C_i}{C_0}$$

对一次延时对消来讲,功率增益

$$G(f) = 4 \sin^2 \frac{\omega T_r}{2}$$

其平均功率增益

$$\bar{G} = \frac{1}{f_r} \int_{-f_r/2}^{f_r/2} G(f) df = 2$$

故得改善因子限制值 $I_1 = 1/\sqrt{\Delta\varphi^2}$, 用分贝表示时, $I(\text{dB}) = 20 \lg(1/\sqrt{\Delta\varphi})$ 。若相邻周期杂波回波之间有 0.01 rad 的相位不稳, 则对 I 的限制为 40 dB 。

由下面几种原因引起相位不稳定:

(1) 发射机频率不稳定: 设相邻二次发射脉冲的频率差为 Δf_i , 则由于 Δf_i 使第二个回波脉冲在宽度 τ 期间变化相角为 $\Delta f_i 2\pi\tau$, 其平均的相位变化为

$$\overline{\Delta\varphi} = \frac{1}{2} \Delta f_i 2\pi\tau = \Delta f_i \pi\tau \quad (8.5.12)$$

由此引起改善因子的限制为

$$20 \lg \frac{1}{\pi \Delta f_i \tau} \quad (8.5.13)$$

(2) 由于稳定本振和相参振荡器频率不稳: 如果频率不稳定, 且相邻周期频率的变化为 Δf_K , 稳定本振和相参振荡器都是连续工作的, 则由于频率变化所引起的相位差为

$$\Delta\varphi_K = 2\pi\Delta f_K t_r \quad (8.5.14)$$

式中, t_r 为固定杂波返回雷达所需要的时间。如果 MTI 雷达最大作用距离所对应的时间为 T_M , 则最大可能的 $\Delta\varphi_K = 2\pi\Delta f_K T_M$ 。这时对改善因子 I 的限制为 $I = 20 \lg(1/2\pi\Delta f_K T_M)$ 。可以看出, $\Delta\varphi_K$ 和 t_r 成正比, 因此, 本振和相参振荡器频率不稳对近距离目标的影响要小些, 而主要影响远距离目标的改善因子 I 。

注意到相位差 $\Delta\varphi_K$ 只和频率不稳的绝对值 Δf_K 成正比。对于本振和相参振荡器而言, 由于前者的工作频率要高得多, 达到同样的 Δf_K 时需要的频率稳定度 $\Delta f_K/f$ 更要严格, 因此, 在动目标显示雷达中, 为了提高系统的工作质量, 主要矛盾是要解决好本地振荡器的频率稳定度。因为相位是在相邻两个重复周期中相比较而言的, 因此, 对频率稳定度的要求主要是对短期稳定度(有时称瞬稳)而言。

(3) 锁相不稳: 用功率放大器时, 发射脉冲间可能会发生相位变化, 而当发射机用脉冲振荡器时, 又需对接收机相参振荡器进行相位锁定, 锁定不完善也会引起相邻脉冲间的相位变化。这些相位变化对改善因子的限制为

$$I = 20 \lg \frac{1}{\Delta\varphi}$$

以上关于相位不稳对改善因子的限制是针对双脉冲对消器而言的, 而目前信号处理机所用滤波器更为复杂、精巧。系统的改善因子和本振稳定性的关系要用不同方法分析计算。已知本振的频率稳定度可以用其相位噪声频谱在频域上表示。相噪谱可以测量出来并转换成对改善因子的限制量。相噪谱通过接收和信号处理滤波器后的剩余噪声功率是限制改善因子的一个重要因素。振荡器的稳定性愈好, 其相应相位噪声功率愈小。如果信号处理机有多个滤波器输出, 则应分别计算各自的改善因子。具体的计算方法可参看本章参考文献[10]P3.12。

2) 振幅不稳定 发射脉冲的起伏也会限制改善因子。设 A 是脉冲幅度, ΔA 是脉冲间幅度的变化, 则由这一项引起的改善因子为

$$I = 20 \lg \frac{A}{\Delta A} \quad (8.5.15)$$

由于相邻周期接收机增益的变化也会引起同样效果,即使接收机采用限幅,但总会有很多达不到限幅电平的杂波,因此,上述限制仍然存在。在大多数发射机中,当频率稳定性和相位稳定度能满足要求时,幅度抖动问题还是可以解决的。

3) 发射脉冲时间抖动 由抖动产生的相消剩余为 $A_r = A(\epsilon_1 - \epsilon_2)$, 考虑到抖动 ϵ 将在前后沿均产生相消剩余功率(见图 8.31), 则可得输出剩余功率

$$C_o = 2\bar{A}_r^2 = 2A^2 \overline{(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2} = 4A^2 \overline{\epsilon^2}$$

用一次对消器时改善因子的限制值 I 为

$$I = \bar{G} \frac{C_i}{C_o} = \frac{1}{2} \left(\frac{\tau}{\epsilon_e} \right)^2 = 20 \lg \frac{\tau}{\sqrt{2} \epsilon_e} \text{ (dB)}$$

(8.5.16)

式中, ϵ_e 为时间抖动的均方根值。

对于脉冲压缩信号来讲,相同的时间抖动将会使剩余值增大到 $\sqrt{B\tau}$ 倍, B 为信号带宽,由此引起的改善因子限制值为

$$I = 20 \lg \frac{\tau}{\sqrt{2} \epsilon_e \sqrt{B\tau}} \quad (8.5.17)$$

由发射宽度不稳所产生的限制与时间抖动相类似,但它只有前沿或后沿的剩余,故对改善因子的限制为

$$I = 20 \lg \frac{\tau}{\epsilon_e}$$

3. 模数(A/D)变换器量化噪声

Λ/D 变换时引入的量化噪声也会限制系统可获得的改善因子 I 。由于量化噪声的影响,在杂波和系统均是理想稳定的情况下,通过相消器后还会有杂波剩余输出。设 Λ/D 的量化位数为 N , 其输入端固定杂波的最大振幅为 E_m , 量化间隔为 $\Delta = 2E_m/(2^N - 1)$, 则由模数变换器引入的信号电平均方根偏差(量化噪声)为 $\Delta/\sqrt{12}$, 表现为脉冲振幅的偏差值为

$$\Delta A = \sqrt{2} \frac{\Delta}{\sqrt{12}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{2E_m}{2^N - 1} = \frac{E_m}{\sqrt{1.5}(2^N - 1)} \quad (8.5.18)$$

相位检波器输出端的信号为矢量在基准电压方向的投影,因此平均来说,较其最大值减小到原来的 $1/\sqrt{2}$ (为其有效值)。

量化噪声对改善因子的限制可用下式求得:

$$I = 20 \lg \frac{A}{\Delta A} = 20 \lg \frac{E_m/\sqrt{2}}{E_m/(\sqrt{1.5}(2^N - 1))} = 20 \lg [(2^N - 1) \sqrt{0.75}] \quad (8.5.19)$$

计算结果大约为 $(N \times 6 - 1) \text{ dB}$ 。量化位数通常取 6~8, 这样选择时,量化噪声对改善因子的限制约为 35~47 dB, 在一般情况下是可以满足要求的。某些新型高质量的动目标显示雷达, 由于要求改善因子很高及动态范围甚大, 可能将转换位数 N 取 10 甚至更大的值,

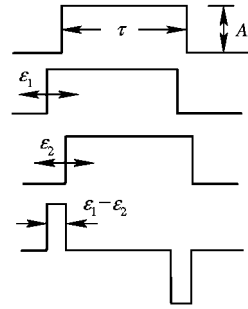


图 8.31 时间抖动产生的相消剩余

这时设备的复杂性当然会随之增加。

8.6 动目标检测 (MTD)

早期的动目标显示(MTI)雷达性能不高,其改善因子一般在 20 dB 左右。这是由多方面因素造成的,如锁相相参系统的高频稳定性不够,采用模拟延迟线时通常只能做一次相消且其性能不稳定,这时 MTI 滤波器的抑制凹口宽度不能和杂波谱宽度相“匹配”,致使滤波器输出杂波剩余功率较大等。

近 20 多年来,动目标显示系统的性能迅速提高,这一方面是由于低空突防或机载下视的需要,迫切希望雷达能提高从强杂波背景下检测运动目标的能力,亦即提高系统的改善因子;另一方面,由于科学技术的飞跃发展,在客观上亦提供了这种可能性。

由式(8.5.4)知,当雷达高频系统稳定性不高时,将使固定杂波(地杂波)回波谱产生一部分接近均匀谱的杂散分量 N_i ,它将限制改善因子可能达到的最大值。当雷达采用全相参的功率放大式发射机代替锁相相参的单级振荡器,或用信号处理的方法来改善锁相相参系统的高频稳定性后,雷达系统的高频稳定性有了明显的提高。从目前的情况来看,全相参系统的高频稳定性可以做到不再成为提高改善因子的障碍。

在信号处理方面,在采用数字式延迟线代替模拟延迟线的数字动目标显示(DMTI)系统中,工作稳定可靠,且采用 I 、 Q 正交双通道处理改善了性能。再加上数字信号容易实现长时间的存储与延迟,因而能够采用高阶滤波器得到更合适的滤波特性。

主要依靠信号处理的潜在能力,再加上合理的系统配合,动目标显示(MTI)的性能还将进一步改善和提高,具体措施有:

- (1) 增大信号处理的线性动态范围;
- (2) 增加一组多卜勒滤波器,使之更接近于最佳滤波,提高改善因子。
- (3) 能抑制地杂波(其平均多卜勒频移通常为零)且能同时抑制运动杂波(如气象、鸟群等)。
- (4) 增加一个或多个杂波图,可有帮助检测切向飞行大目标等作用。

作了上述改进的系统称之为动目标检测(MTD)系统,以区别于只有对消器的动目标显示(MTI)。

8.6.1 限幅的影响和线性 MTI

1. 限幅的影响

早期动目标显示雷达的性能较差,其改善因子一般在 20 dB 左右,而通常雷达收到的杂波强度比机内噪声高出 20 dB 以上,例如 50 dB 甚至更强。因此通过对消器之后的杂波剩余功率 σ_c^2 为

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{I} \frac{C_i N_o}{N_i} \quad (8.6.1)$$

式中, I 为改善因子; C_i 为输入杂波功率, N_i 和 N_o 分别表示输入和输出的噪声功率。而

$$10 \lg \frac{\sigma_c^2}{N_o} = 10 \lg \frac{C_i}{N_i} - 10 \lg I$$

即杂波剩余高出噪声的分贝数是输入杂噪比(分贝)与改善因子之差。在强杂波时, 大的杂波剩余将使检测虚警明显增大及终端饱和。当时解决这个问题的办法是在对消器前的中频放大采用限幅中放。限幅电平 L 的选择满足以下关系:

$$\frac{L}{N_i} = I$$

式中, N_i 为输入噪声。这样, 相消器输出的杂波电平近似为噪声电平, 得到近似恒虚警的性能。

但是中放限幅也会带来一些不利的因素: 限幅会使强杂波背景上的运动目标信号受到损失, 波形产生失真, 并妨碍后续的信号处理, 个别情况还可能产生连续盲相。不仅如此, 限幅作用会使杂波的相关性减弱, 杂波谱展宽。以硬限幅为例, 若输入杂波的相关系数为 $\rho_i(\tau)$, 则输出杂波的相关系数 $\rho_o(\tau)$ 为

$$\rho_o(\tau) = \frac{2}{\pi} \sin \rho_i(\tau) \quad (8.6.2)$$

上式表明, 限幅作用使相关系数的图形变窄, 从而使杂波的梳状谱展宽, 特别是在高频端拖有长的“尾巴”, 深入到相消滤波特性的通带中去。加宽滤波特性的凹口宽度对抑制“尾巴”部分的杂波谱分量没有什么好处。因此采用限幅后会加大杂波剩余, 而且杂波谱的展宽对于后续的信号处理将带来不能弥补的损失。

由图 8.32 可看出限幅作用对改善因子的限制。图中标出的是由于天线扫描引起的杂波谱展宽, 实际也适用于杂波内部运动谱展宽的情况。可以看出, 当限幅电平高于杂波电平 10 dB 时, 近似线性工作, 改善因子的限制值较大, 而且二次相消明显地比一次相消要好(以回波脉冲数 $n=20$ 为例, 二者相差约 22 dB)。限幅越深, 改善因子限制值越小, 而且一次和二次相消的差别也越小。同样以 $n=20$ 为例, 在接近硬限幅时, 一次和二次相消的改善因子限制值只差约 5 dB。而三次相消(图上未画出)时, 如有较深的杂波限幅, 则其改善因子只比二次相消好 2 dB, 这点好处是很不足道的。

从上面的讨论可知, 如果限幅问题不解决, 只是增加相消次数以改善滤波器特性, 那么杂波特性的改善因子限制值不可能有大的提高。因此为了提高整个系统的改善因子, 必须避免限幅等非线性环节。

2. 线性 MTI 的实现

由于雷达收到的杂波回波强度很大, 为了避免产生限幅, 就应当采用动态范围达 60 dB 或 80 ~ 90 dB 的高频和中频放大器。一般的高频放大器, 特别是中频放大器不可能有这样大的动态范围, 只有借助于增益控制。

在动目标检测系统中, 保证中频处于线性工作状态所用的增益控制有它的特殊性。增益控制电压应随着输入杂波的强度成比例地变化。但杂波特别是地物杂波的情况是多变

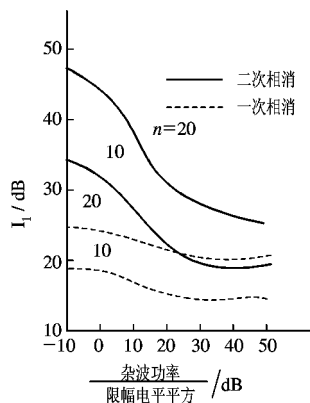


图 8.32 天线扫描引起的改善因子限制值与限幅电平的关系(对分布杂波)

的。即使在一次扫掠里, 距离单元不同, 杂波强度也可能有很大变化。因此, 增益控制必须是快速的。此外, 由于要进行相消运算, 对于任一距离单元, 相继扫掠周期的增益变化必须是准确和已知的, 而且还必须把它储存下来, 以便在相消运算中加以考虑。

因此, 要实现线性动目标显示系统, 主要是解决满足上述要求的增益控制问题。现在用得最多的办法是以储存的杂波图来控制各个距离单元的中放增益, 其原理图如图 8.33 所示。图 8.33(a) 是杂波图存储的原理图, 它将雷达所监视的空间按距离和方位分割成许多空间单元, 每一空间单元的距离长度相当于一个脉冲宽度或稍大些, 方位宽度相当于半个波瓣宽度或更大些, 这样分割形成的空间单元数一般达数十万个。每个空间单元的回波振幅分别加以储存(因为一个空间单元的方位宽度约为半个波瓣宽度, 它对应于许多次扫掠, 所以储存的应是一次天线扫描中多次扫掠的杂波平均值)。

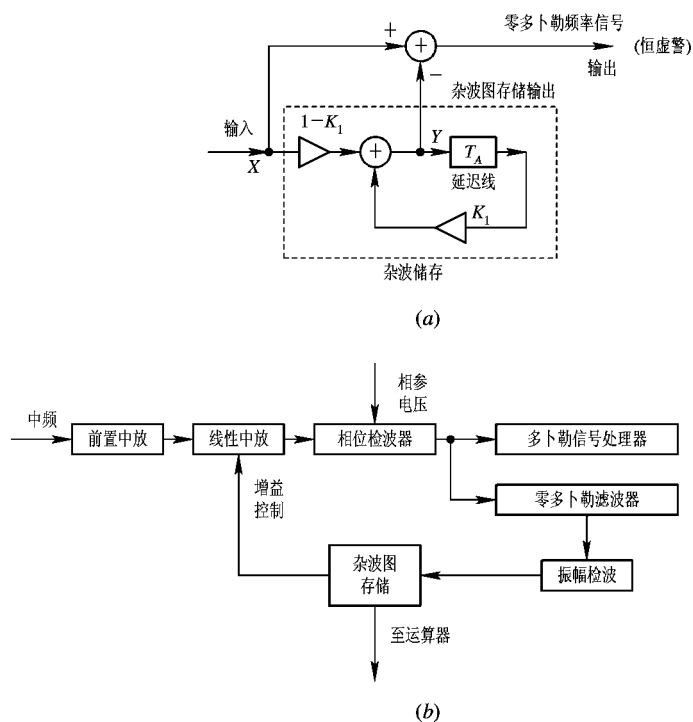


图 8.33 用杂波图存储控制中放增益

(a) 杂波图存储的原理图; (b) 线性 MTI 的实现框图

杂波图存储的输入端可以从中频放大器输出经过振幅检波后得到。但常见到的地杂波图存储常同时用来检测切向飞行目标, 故其输入端是从相位检波器后经零多卜勒滤波器再加振幅检波后得到。如图 8.33(b) 所示, 这时杂波图存储的只是地杂波(其平均多卜勒频率通常为零), 地杂波是强度较大且随距离变化剧烈的杂波, 因此用地杂波存储图的输出来控制线性中放的增益在多数情况下是合适的。

地杂波图存储应该随着实际情况及时更新,因为要用“时间单元平均”的杂波图作为检测切向飞行目标之用。所谓“时间单元”平均,就是以一天线扫描周期作为一个单元。每个空间单元里储存的应是多次天线扫描所得杂波的平均值估值。为了不使设备过于复杂,不宜采用多次扫描存储的滑窗式积累,而应采用单回路反馈积累的办法。例如将新接收到的杂波值乘以 $1-K_1$, 然后和该空间单元的原存储值乘以 K_1 相加后作为新的存储值。用 Z 变换分析可以得到杂波图存储的传输函数。因为 $Y(z) = (1-K_1)X(z) + K_1Y(z)z^{-1}$, 故传输函数 $H(z)$ 为

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = H(z) = \frac{1-K_1}{1-K_1z^{-1}} \quad (8.6.3)$$

这是一个单极点系统,其直流增益为 1,脉冲响应是指数式的,所以它相当于对多次扫描(天线扫描周期为 T_A)作指数加权积累,然后取得杂波的平均值估值。

杂波图存储的输出如果只用来控制中放增益,则其量化的数字位可以较少。如果该杂波图同时用作零多卜勒信号的检测,则为了得到好的检测性能,存储的数码应有足够的位数,典型值为 8~12 bit,以便同时能容纳输入端信号的全部动态范围。可见杂波图的存储量是很大的,除了存储地杂波的信息外,在精巧的信号处理系统中还可能有存储其它信息的“地图”(如运动杂波、速度信息等),其单元尺寸以及性能参数将根据具体要求而定,由于超大规模集成电路的迅猛发展,实现大容量的存储及相应的运算在技术上是困难的。

8.6.2 多卜勒滤波器组

在 8.4.2 节运动目标显示滤波器中已讨论过,根据最佳线性滤波理论,在杂波背景下检测运动目标回波,除了杂波抑制滤波器 $H_1(f)$ 外,还应串接有对脉冲串信号匹配的滤波器 $H_2(f)$, 而

$$H_2(f) = S^*(f)e^{-j2\pi ft_s}$$

式中, $S(f)$ 是运动目标回波的频谱,则 $H_2(f)$ 是信号匹配滤波器的频响。对于相参脉冲串来讲, $H_2(f)$ 又可以表示为

$$H_2(f) = H_{21}(f)H_{22}(f)$$

式中, $H_{21}(f)$ 为单个脉冲的匹配滤波器,通常在接收机中实现; $H_{22}(f)$ 是对相参脉冲串进行匹配滤波,它利用了回波脉冲串的相参性而进行相参积累; $H_{22}(f)$ 是梳齿形滤波器,齿的间隔为脉冲重复频率 f_r , 齿的位置取决于回波信号的多卜勒频移,而齿的宽度则应和回波谱线宽度相一致。

要对回波相参脉冲串作匹配滤波,必须知道目标的多卜勒频移以及天线扫描对脉冲串的调制情况(亦即信号的时宽,它决定信号的频宽)。在实际工作中,多卜勒频移 f_d 不能预知,因此需要采用一组相邻且部分重叠的滤波器组,覆盖整个多卜勒频率范围,这就是窄带多卜勒滤波器组,如图 8.34 所示。

1. 多卜勒滤波器组的实现方法

具有 N 个输出的横向滤波器(N 个脉冲和 $N-1$ 根延迟线),经过各脉冲不同的加权并求和后,可以做成 N 个相邻的窄带滤波器组。该滤波器组的频率覆盖范围为 0 到 f_r , f_r 为雷达工作重复频率。

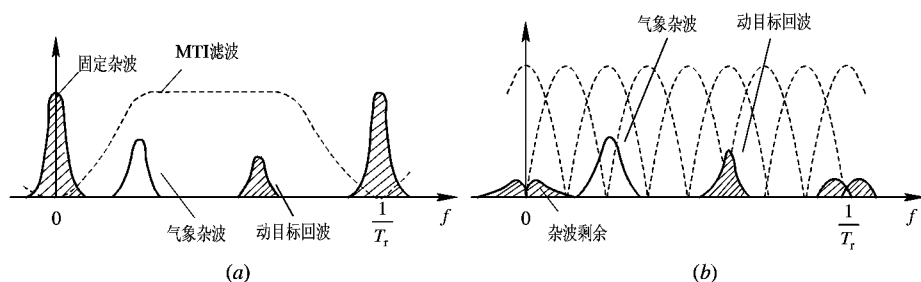


图 8.34 动目标显示滤波器和多卜勒滤波器组的特性

(a) 动目标显示滤波; (b) 多卜勒滤波器组的特性

如图 8.35 所示, 横向滤波器有 $N-1$ 根延迟线, 每根延迟线的延迟时间 $T_r = 1/f_r$ 。设加在 N 个输出端头的加权值为

$$W_k = e^{-j2\pi(i-1)N \cdot k} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (8.6.4)$$

式中, i 表示第 i 个抽头; k 表示从 0 到 $N-1$ 的标记, 每一个 k 值对应一组不同的加权值, 相应地对应于一个不同的多卜勒滤波器响应。由 k 表示的 N 个滤波器组成滤波器组, 图 8.35(b) 中所示为 $N=8$ 时按式(8.6.4)加权所得各标记 k 的滤波器频率响应。

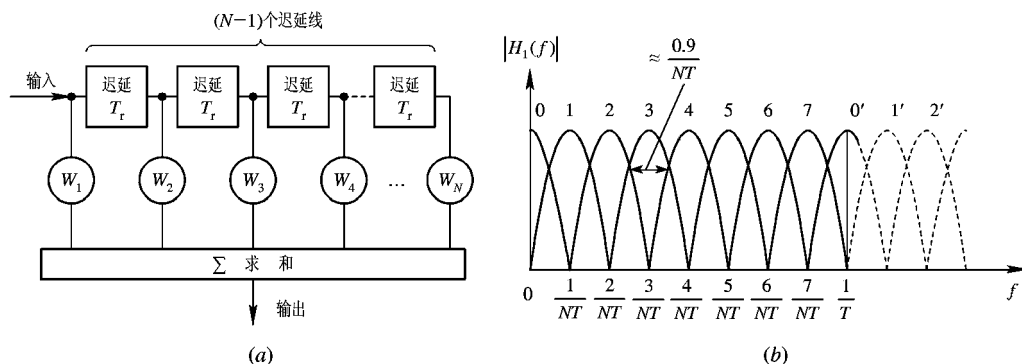


图 8.35 横向滤波器

(a) 组成; (b) $N=8$ 时滤波器的频响

可写出横向滤波器按式(8.6.4)加权时的脉冲响应为

$$h_k(t) = \sum_{i=1}^N \delta[t - (i-1)T] e^{-j2\pi(i-1)N \cdot k} \quad (8.6.5)$$

脉冲响应的傅里叶变换就是频率响应函数:

$$H_k(f) = e^{-j2\pi f t} \sum_{i=1}^N e^{j2\pi(i-1)N \cdot k} \quad (8.6.6)$$

滤波器振幅特性是频率响应取幅值, 即

$$|H_k(f)| = \left| \sum_{i=1}^N e^{j2\pi(i-1)N \cdot k} \right| = \frac{\sin[\pi N(fT - k/N)]}{\sin[\pi(fT - k/N)]} \quad (8.6.7)$$

滤波器的峰值产生于 $\sin[\pi(fT - k/N)] = 0$ 或者 $\pi(fT - k/N) = 0, \pi, 2\pi, \dots$; 当 $k=0$ 时, 滤波器峰值位置为 $f = 0, 1/T, 2/T, \dots$, 即该滤波器的中心位置在零频率以及重复频率的整数倍处, 这个滤波器通过没有多卜勒频移的杂波, 因此对地杂波没有抑制能力。

然而,它的输出在某些 MTI 雷达中可以作提供杂波地图之用。这个滤波器的第一个零点是当式(8.6.7)分子第一次取零值时,或 $f = 1/(NT)$ 时。在第一对零点之间的频带宽度为 $2/(NT)$,而半功率带宽近似为 $0.9/(NT)$ 。

当 $k=1$ 时,峰值响应产生在 $f = 1/(NT)$ 以及 $f = 1/T + 1/(NT)$, $2/T + 1/(NT)$, 等等。对 $k=2$,峰值响应时的 $f = 2/(NT)$ …… 依次类推。因而每一个 k 值决定一个独立的滤波器响应。全部的滤波器响应覆盖了从零到 f_r 的频率范围,由于信号的取样性质,其余的频带按同样的响应周期覆盖,因而会在频率上产生模糊。每个滤波器的形状和 $k=0$ 时的相同,只是滤波器的中心频率不同。图 8.35(b)所示的滤波器有时称为相参积累滤波器,因为通过该滤波器后,它将 N 个相参脉冲积累,使信号噪声比提高到 N 倍(对“白”噪声而言)。

如果要同时得到 N 个滤波器的响应,则图 8.35(a)中横向滤波器的每一个抽头应该有 N 个分开的输出并有相应的加权,其加权值由式(8.6.4)中令 $k=0$ 至 $N-1$ 分别得到。

产生 N 个滤波器组可以用上述横向滤波器 N 组抽头分别加权的办法,这时需完成 $(N-1)^2$ 次乘法运算。但由式(8.6.4)亦可看出,第 k 个滤波器完成的运算是

$$\sum_{i=1}^N s(i-1)T e^{-j2\pi(i-1)k/N} = s \frac{k}{NT} \quad (8.6.8)$$

式中, $s(i-1)T$ 为横向滤波器从输入开始各点的信号值。式(8.6.8)就是进行离散傅里叶变换的表述式,因此当 N 是 2 的乘方时(例如 $N=2, 4, 8, 16, \dots$),可以用快速傅里叶变换(FFT)的算法来完成式(8.6.8),亦即用 FFT 实现 N 个滤波器组,FFT 算法差不多只要做 $(N/2) \log_2 N$ 个乘法运算,就可以明显地节省处理所需的运算量。

用横向滤波器来实现窄带滤波器组时,可以不采用式(8.6.4)所示的权值而是根据特定的需要灵活地选用不同的加权矢量,这样,设计者就能根据要求在不同频率处设置特性相异的滤波器。单个滤波器的设计对低副瓣要求和主瓣展宽之间要折衷考虑,通常在零多卜勒频率即地杂波所在处对低副瓣有更高要求。滤波器数目的选择则要综合考虑硬件复杂度和滤波器间允许的跨接损失两个因素而定。

2. 窄带滤波器组信号处理的优点

在用均匀排列的滤波器组时,每个窄带滤波器只占延迟线对消器通频带的大约 $1/N$ 宽度,因而其输出端的信噪比有相应的提高。对于“白色”噪声(含由于系统不稳所产生者),采用窄带滤波器组后信噪比应提高近 N 倍。对于有色杂波来讲,各个滤波器输出端的改善因子均有提高(与延迟对消器比较),但提高的程度是不相同的:越靠近杂波中心的滤波器,其改善程度愈差;杂波谱越宽,各滤波器的改善程度也变差。采用窄带滤波器组之所以能较 MTI 对消器提高改善因子,是因为它把频带细分后,各滤波器的杂波输出功率只有各自通带范围内的杂波谱部分,而不是整个多卜勒频带内的杂波功率。但要注意到,杂波不仅由各滤波器的主瓣进入,而且未加权的滤波器由于其副瓣值较高(-13.2 dB)而副瓣的频率位置又处于强杂波处,这时由副瓣进入的杂波将明显地降低其改善因子。解决的办法可以有两种,一种是在窄带滤波器组前面先采用对消器(一次或二次),将杂波的主要部分滤去,这样后接的滤波器组中通过副瓣进入的杂波明显减少,各滤波器的改善因子会提高。这种方法实际上常用,因为滤去强杂波后,滤波器组的动态范围可明显减小,利于技术实现。第二种办法是采用加权法降低各个滤波器的副瓣,同样可以提高改善因子,

所付代价是滤波器的主瓣有所加宽。

窄带滤波器组对于运动杂波的抑制效果较好。来自鸟群或气象的运动杂波,其多卜勒频率不是零频,普通对消器无法抑制它。如果不止一个运动杂波同时出现,则采用自适应滤波抑制也很困难。但这种运动杂波可能出现在窄带滤波器组中的某一滤波器内,而每个滤波器的检测门限可以根据该滤波器内所含噪声和杂波的强弱而选定,杂波强时门限值选得高,这样就可以将运动杂波的影响排除,使之不影响出现于其它滤波器内的信号。

8.6.3 动目标检测(MTD)处理器举例

1. 组成及原理

下面举出的例子是 20 世纪 70 年代中期由美国麻省理工学院林肯实验室(MIT Lincoln Laboratory)为机场监视雷达研制的动目标雷达信号处理器,称为动目标检测。

该处理器的简单方框图如图 8.36 所示。它采用了几种技术来提高杂波下检测运动目标的能力,处理器全部采用数字技术实现。由方框图可以看出,MTD 处理器采用三脉冲对

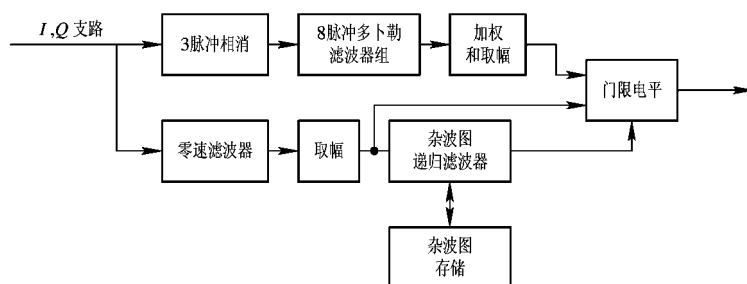


图 8.36 MTD 信号处理器简单方框图

消器(二次对消)后接 8 个脉冲 FFT 多卜勒滤波器组,该滤波器组用频率域加权来降低滤波器的副瓣电平。用组参差的重复频率来消除盲速的影响;用自适应门限检测以及用杂波图来检测零多卜勒频率的切向飞行目标。在机场监视雷达上测得 MTD 信号处理机的改善因子大约为 45 dB,它比一般监视雷达上所用的限幅中放加三脉冲对消器(二次对消)的改善因子提高约 20 dB,且 MTD 信号处理机前面要用大动态范围的接收机,以避免由于限幅而引起改善因子的下降。接收机获得线性大动态范围的办法是由杂波图存储提供增益控制电压。

线性中放的输出送到正交的 I 和 Q 支路相位检波器,相位检波器输出的模拟信号用 Λ/D 变换器转换为二进制 10 位的数字信号。当天线扫描约 $1/2$ 波瓣宽度,雷达发射相等重复频率的 10 个脉冲。接收状态时,这就称为一个相参处理间隔(CPI),这 10 个脉冲由延迟线对消器和多卜勒滤波器组进行处理,形成 8 个滤波器输出。天线扫过另外半个波瓣宽度时,用另一种重复频率发射 10 个脉冲。这样交替发射不相同重复频率的脉冲组,可以保证脉冲组内的脉冲进行相参积累(窄带滤波器组);组间重复频率的变化可以消除盲速的影响,同时可以将隐藏在气象杂波内的运动目标检测出来。组间进行脉冲参差还可以消除杂波二次回波的影响。

2. 多卜勒滤波器组

采用多卜勒滤波器组的根据及原理已在 8.6.2 节讨论。由于地面雷达站的重复频率都不高(一般在 1 kHz 左右),故窄带滤波器的数目只要几个或十几个即可。例子中采用 8 个相邻的窄带滤波器。在滤波器组前面接一个二次对消器,它可以滤去最强的地物杂波,这样一来就可以减少窄带滤波器组所需要的动态范围以及降低对滤波器副瓣的要求。多卜勒滤波器组的实现方法已在 8.6.2 节中讨论,它可以用多路横向滤波器的办法或对每个距离单元的一组脉冲进行傅里叶变换来得到等效滤波器组,如果采用快速傅里叶变换的算法,可明显地节约运算量。

3. 运动杂波中目标的检测

采用两种重复频率时,检测运动杂波(如云、雨回波)中目标的好处如图 8.37 所示。图中两种重复频率的变化约为 20%,一种典型的雨杂波频谱画于图的下面,该杂波的平均速度不为零,运动飞机的窄频带谱示意于右方。由于频谱的折叠效应,在第一种重复频率时,飞机看起来占有滤波器 6 和 7 的位置,而在第二种重复频率时,飞机频谱占在 7 和 8 滤波器内。可看到在重复频率 2 时,目标和雨杂波处于同一滤波器中,因而必须和杂波回波相竞争才能被检测到。但在重复频率 1 时在一个滤波器(No. 6)中只有飞机回波而无雨杂波,目标容易被检测到。因此用了两种重复频率,每种占半个波瓣宽度并发射 10 个脉冲,飞机目标通常至少在一个滤波器中自由地出现(没有杂波伴随),除非目标的径向速度和杂波完全相同。发射 10 个脉冲是因为两次对消时头两个脉冲不能用,真正有效的是后面 8 个脉冲,经处理后等效为 8 个窄带滤波器。

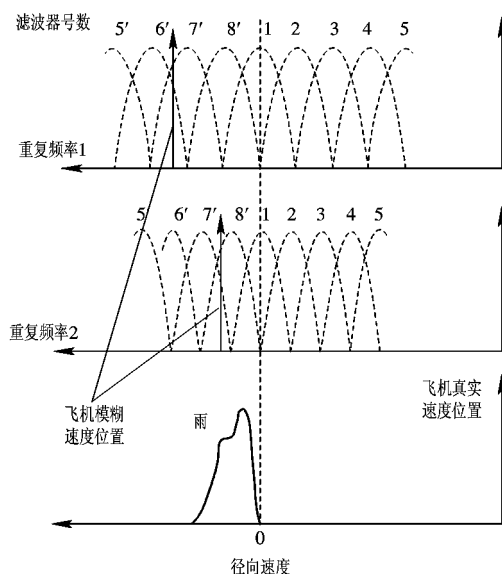


图 8.37 用两种重复频率和滤波器组检测雨中的飞机

4. 零径向速度目标的检测

为了检测杂波背景下切向飞行的目标(目标的多卜勒频率为零,因而在通常的对消器中和地杂波一起被滤波器抑制而不能被检测),在动目标检测系统中用杂波图作为门限来检测零多卜勒频率的切向飞行目标。如图 8.33(a)所示,每一空间单元杂波图存储的数据(相当于该单元杂波的平均值估值)用来作为该空间单元上所收到回波中零多卜勒滤波器输出的检测门限,当输出超过门限时可认为有切向飞行目标存在。在零多卜勒滤波器中,杂波和目标信号同时存在,只有当目标回波大于杂波时才可能被检测到。关于形成杂波图的原理已在 8.6.1 节中讨论过,在这里所用杂波图存储递归滤波器的 $K_1 = 7/8$,即每次天线扫描,零多卜勒滤波器输出的 $1/8$ 叠加到杂波地图原存储值的 $7/8$ 上而形成新的杂波图存储值。建立稳定的杂波图值大约需 10 至 20 个天线扫描周期,当该空间单元的杂波值变化时,杂波图也会相应改变。

用杂波图输出作为检测门限,相当于“时间单元平均”恒虚警电路,详细讨论可参看《雷达系统》中信号检测的有关内容。

5. 自适应门限

一般地面监视雷达主要希望是在强杂波背景下检测到目标并读出其距离,而通常并不需要目标的速度数据。因此窄带多卜勒滤波器的输出取幅后,可将同一距离单元的窄带滤波器输出加以适当合并,但直接相加是不行的。例如,当某频道有气象杂波时,该滤波器会有大的杂波输出,从而会掩盖同一距离单元其它滤波器输出的目标回波。为此,在合并滤波器输出前,应在每个滤波器单独做恒虚警率处理,即取一个自适应的门限值,保持输出的虚警率不超过给定值,这样就可以把这类杂波的输出压低到接近噪声的水平。每一个非零速滤波器的自适应门限是由同一滤波器的左右相邻 16 个距离单元输出求和取平均得到的,这相当于该滤波器杂波(气象等运动杂波)的统计平均值(这就是简单的邻近单元平均恒虚警电路)。

综上所述,同一距离单元的各滤波器输出合并时,各滤波器采用单独的自适应门限处理(即恒虚警率处理),可以抑制与目标速度相同或不同的气象杂波等运动杂波。只有当目标速度和杂波速度相同时,频率上不能区分,这时只能检出超过杂波的强目标回波。

在靠近零多卜勒滤波器的左右两个滤波器中,也有较多的地杂波通过,由于地杂波沿距离起伏很大,不用距离平均单元求其统计平均值而直接由杂波图供给,因此相邻零多卜勒频率的两个滤波器的门限应考虑地杂波的影响;或选择距离平均单元输出以及经过加权的杂波图输出两者之间的较大者作为其检测门限。

MTD 处理器的输出表明目标被检测,输出中包含目标的方位、距离、目标回波的振幅以及雷达工作的重复频率和目标出现的滤波器号码。在实际扫描时,一架大飞机的回波可以在多个多卜勒滤波器、几个相参处理间隔以及相邻距离单元中重复出现,后面的数据处理器将 MTD 输出的所有点(这些点是由同一目标回波产生的)经过内插处理找出最佳的方位、距离以及目标的振幅,有时还有径向速度,即可将真实目标的数据送到自动跟踪电路供进一步处理之用。

MTD 是一种相参检测系统,它的动目标检测性能有了较明显的提高。近年来,由于大规模、超大规模集成电路和微处理器的迅速发展,以及它们在信号处理方面得到广泛应用,动目标检测系统的设备已不是太复杂,它的应用会越来越广泛。

8.7 自适应动目标显示系统

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。大多数情况下,地物杂波的平均速度为零,滤波器的凹口位置在零频率处。对于运动杂波来讲,杂波谱的中心会偏离零多卜勒频率,如果不采取措施,就无法很好地消去这类杂波。运动杂波出现的机会甚多,例如地面雷达碰到的气象、箔条等杂波,机载和舰载雷达所收到的地面杂波、海浪杂波都是运动杂波。

运动杂波的多卜勒频移 f_{dc} 未知时,必须采用自适应的方法保证杂波落入 MTI 滤波器的凹口,以获得满意的杂波抑制。自适应的途径通常有两种:一种办法是移动 MTI 滤波器的凹口,使之对准杂波的平均多卜勒频移 f_{dc} ;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,从原理上讲,就是将相参振荡器的频率补偿一个运动杂波的平均多卜勒频移 f_{dc} 来实现上述频谱搬移的。

随着数字信号处理能力的迅速提高,人们可以研制出更为复杂和精巧的信号处理机来获得接近理论上“最佳”的处理效果并提高杂波背景下检测信号的能力。由于实际杂波回波特性随着环境有很大变化(功率电平、谱形状、谱宽度、多卜勒频移等),要实现杂波背景下的最佳滤波器,必须采用自适应方法,实时估计出杂波的统计特性,然后根据此估计值调整滤波器参数,以实现相应的最佳滤波。

8.7.1 自适应速度补偿

补偿杂波的平均多卜勒频移可以用移动 MTI 滤波器凹口或者补偿相参振荡器频率(相位)两种办法。

最早使用的系统采用改变相参振荡器频率的办法,其电路称为风速补偿电路。频率的改变值依据平均风速所产生的多卜勒频率而定,可以用多次混频滤波和压控振荡器(VCO)组成的模拟电路来获得所需的补偿相参电压。只有在全距离量程上杂波的多卜勒频率相同时这种补偿方法才可能有效,因此实际使用中效果不佳。因为一个地区的风速场通常是不均匀的,且风速还随高度而变化,对单个的云雨和箔条杂波源来说,就要求补偿的多卜勒频率(或相移)可以随着距离而改变。只有用数字处理技术才能实现上述要求。

速度(频率)补偿的原理可描述如下:加到正交双通道相位检波器的中频杂波电压为 $s_c(t)$,经正交检波后输出的零中频杂波复电压 $S_c = I_c + jQ_c$,等于中频杂波 $s_c(t)$ 与相参电压 $e^{-j\omega_i t}$ 相乘后滤去高频分量,可参考式(8.3.12)。

$$s_c(t) = a(t) \cos(\omega_i t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad t = t_r + nT_r; n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8.7.1)$$

式中, $a(t)$ 为杂波振幅; $\varphi(t) = \omega_{dc} t$ 为运动杂波多卜勒频移。相邻重复周期杂波回波之间的相位差 $\Delta\varphi = \omega_{dc} T_r$ 。

如果将相参振荡电压的频率由 ω_i 变化到 $\omega_i + \omega_{dc}$,则正交双通道输出为 $s_c(t) \times e^{-j(\omega_i + \omega_{dc})t}$ 。滤去高频分量后即可获得频移后的零中频输出

$$I_c = \frac{a(t)}{2} \cos \varphi_0$$

$$Q_c = \frac{a(t)}{2} \sin \varphi_0$$

这个杂波分量可以用普通 MTI 滤波器抑制。

脉冲雷达工作时,杂波也是按重复周期 T_r 在有限时间内出现,故只需在杂波出现时间内相参振荡器输出电压附加所需的移相量即可消去杂波回波中由于多卜勒所产生的附加相移。这种附加相移的特点是每隔一个重复周期增加量为 $\omega_{dc} T_r$,而以进入 MTI 处理的第一个脉冲为基准,因此移相补偿适宜于组处理。数字移相器的相移量可以在不同距离上根据需要而改变,故数字移相补偿适用于全距离量程上有多个不同多卜勒频移杂波源的情况。

运动杂波的相移补偿也可以在输入杂波数据上完成。当估计出杂波相移量 $\omega_{dc} T_r$ 后,对正交相位检波器输出进行相应的补偿。如果相参振荡器的频率和相位不变化,则相位检

波器输出端的杂波复数据为

$$\begin{aligned} S_c &= I_c + jQ_c = \frac{1}{2} a(t) [\cos(\omega_{dc}t + \varphi_0) + j \sin(\omega_{dc}t + \varphi_0)] \\ &= \frac{1}{2} a(t) e^{j(\omega_{dc}t + \varphi_0)} \quad t = t_r + nT_r \end{aligned} \quad (8.7.2)$$

要对上述 S_c 进行补偿, 只需对此杂波数据进行如下复数乘法校正:

$$S_c e^{-j\omega_{dc}t} = \frac{1}{2} a(t) e^{j\varphi_0} = \frac{1}{2} a(t) [\cos \varphi_0 + j \sin \varphi_0] \quad t = t_r + nT_r \quad (8.7.3)$$

就可得到经相移补偿后频谱移动的杂波, 这时可以连接通常的 MTI 滤波器滤除杂波。

自适应的关键是实时地估计出杂波的多卜勒频移 ω_{dc} 或相移 $\omega_{dc} T_r$ 。下面以高斯型杂波谱 $C(f)$ 为例进行讨论(高斯谱与大多数分布杂波的谱形状很接近)。

$$C(f) = P_c \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_f} \exp\left[-\frac{(f - f_{dc})^2}{2\sigma_f^2}\right] \quad (8.7.4)$$

式中, P_c 为杂波功率; σ_f 为杂波谱宽的标准偏差; f_{dc} 为杂波的多卜勒频移。

杂波谱和杂波的自相关函数 $R_c(\tau)$ 是一对傅里叶变换, 由此可获得杂波的自相关函数 $R_c(\tau)$ 为

$$R_c(\tau) = P_c \exp[-2(\pi\sigma_f\tau)^2] \exp[j2\pi f_{dc}\tau] \quad (8.7.5)$$

两个杂波回波在相邻重复周期 T_r 的复相关系数 $\rho(T_r)$ 可以写成

$$\begin{aligned} \rho(T_r) &= \exp[-2(\pi\sigma_f T_r)^2] \exp[j2\pi f_{dc} T_r] \\ &= |\rho(T_r)| \exp(j2\pi f_{dc} T_r) \end{aligned} \quad (8.7.6)$$

式中, $\exp(j2\pi f_{dc} T_r)$ 为杂波多卜勒频移引起的相移。在复相关系数 $\rho(T_r)$ 中包含了脉冲间移相值 $\omega_{dc} \cdot T_r$ 的信息, 复相关系数可在一次对消器相邻周期的杂波复回波中获得, $\rho(T_r)$ 所需的统计平均则由同一杂波区内对多个距离单元内的数据求平均后得到。

$$\rho(T_r) = E\left\{\frac{|S_c^* S_c(T_r)|}{|S_c|^2}\right\} \quad (8.7.7)$$

式中, E 表示统计平均得到期望值; $S_c(T_r)$ 为 S_c 相邻一个重复周期的杂波数据。由 $\rho(T_r)$ 中提取相位量 $\exp(j\omega_{dc} T_r)$ 作为自适应补偿的权值。

图 8.38 所示为采用数据补偿的自适应 MTI 框图。如图所示, 杂波的多卜勒相移量由相邻重复周期的杂波取样值中获得,

$$\exp(j\omega_{dc} \cdot T_r) = \cos \omega_{dc} T_r + j \sin \omega_{dc} T_r = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

然后在杂波区多个距离单元内求平均而获得其期望值。由平均后的 $\cos \varphi$ 及 $\sin \varphi$ 两项中可求出相移量 $\varphi = \omega_{dc} T_r$ 。 φ 送入累加器隔周期 T_r 累加依次获得累加后的相移量 $\theta = n\varphi$, $n = 1, 2, \dots$

送至杂波数据复乘校正的移相量为 $e^{-j\omega_{dc}t}$ (见式(8.7.3)), 其中 $t = t_r + nT_r$, 不失一般性, 可令 $t_r = 0$, 即校正相移量依次为 $e^{-jn\omega_{dc}T_r}$, $n = 1, 2, \dots$ 。数据补偿在直角坐标进行, 因为

$$\begin{aligned} S_c e^{-j\omega_{dc}nT_r} &= (I_c + jQ_c) [\cos \omega_{dc}nT_r - j \sin \omega_{dc}nT_r] \\ &= (I_c \cos \omega_{dc}nT_r + Q_c \sin \omega_{dc}nT_r) + j[Q_c \cos \omega_{dc}nT_r - I_c \sin \omega_{dc}nT_r] \end{aligned} \quad (8.7.8)$$

所需的校正权值分别为 $\cos \omega_{dc} n T_r = \cos \theta$ 以及 $\sin \omega_{dc} n T_r = \sin \theta$, 如 8.38 框图所示。

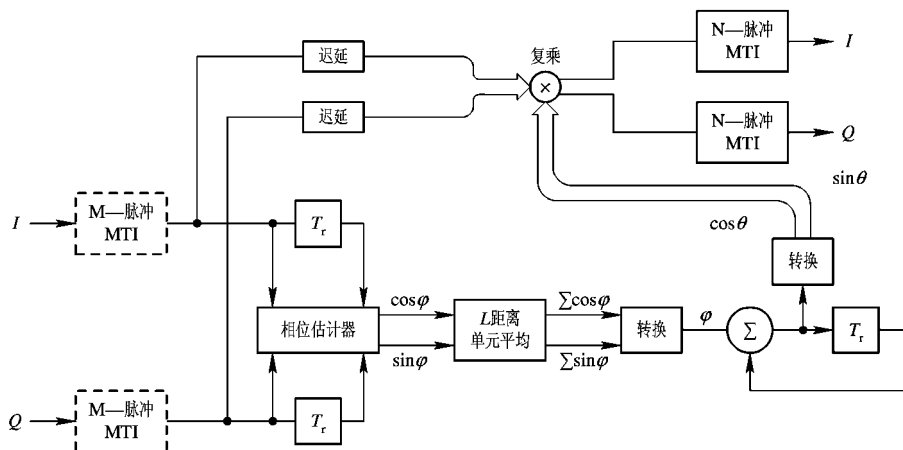


图 8.38 数据补偿的开环自适应 MTI(对付固定和运动杂波)

补偿后的杂波数据相当于将运动杂波谱中心移到零频处, 故后面可接正常的正交双通道 MTI 滤波器。滤波器的阶数由杂波谱宽度及所需改善因子指标决定。

因为杂波多卜勒相移的估值及相应运算均需要时间, 所以被补偿校正的杂波回波数据必须有一个对应的延迟, 以便使用估值出来的移相值对它们进行复乘运算。

图 8.38 框图中虚线所示的 MTI 滤波器, 是针对多卜勒频移为零的地杂波而设置的。整个系统可以对付同一雷达分辨单元中有双杂波(地杂波和运动杂波)的情况。

速度补偿的另一类办法是移动 MTI 滤波器的凹口, 使凹口对准运动杂波的多卜勒频移 f_{dc} , 此时杂波滤波器的传输函数为

$$H(z) = 1 - e^{j\theta} z^{-1} \quad (\text{一次抵消})$$

式中

$$\theta = \omega_{dc} T_r$$

这是一个抑制运动杂波的复数滤波器, 有关的结构和分析详见 8.4.2 节及图 8.27。复数滤波器所需的权值分别为 $\cos \omega_{dc} T_r$ 和 $\sin \omega_{dc} T_r$, 其需用上面讨论过的自适应方法对运动杂波进行相移估计后才能得出。当距离全程上有多个不同速度的杂波时, 可以分别估计其相移值并实时馈予滤波器作为权值, 保证滤波器在不同距离段有相异的凹口位置。当需要高阶滤波器来抑制频谱较宽的运动杂波时, 其复数滤波器的传输函数 $H(z)$ 为

$$H(z) = (1 - e^{j\omega_{dc} T_r} z^{-1})^n \quad (8.7.9)$$

根据阶数 n 值的不同, 将需要进行 $e^{j\omega_{dc} T_r}, \dots, e^{jn\omega_{dc} T_r}$ 的复加权运算, 其滤波器结构与图 8.27 所示的复数滤波器类同, 但更为复杂。

8.7.2 自适应最佳滤波

最佳 MTI 滤波器的理论结果, 是在高斯杂波背景下检测多卜勒频移信号的条件下获得的。一种准则是假定所有可能出现的目标速度是均匀分布的, 在此约束条件下使杂波输出功率最小的滤波器称为最佳 MTI 滤波器, 即求平均改善因子最佳的滤波器。第二种准则是假定目标径向速度为预先知道, 则把在高斯杂波背景下检测已知多卜勒频率信号的似然比接收机作为最佳滤波器。为了覆盖所期待的目标速度范围, 最佳滤波器应由多卜勒滤波

器组成。

根据最佳滤波理论,在杂波环境中的最佳滤波器必须随杂波特性而变化。注意到实际的杂波性质随环境具有多变性,要获得接近最佳的滤波器来检测杂波中的目标,均要求用自适应的方法,首先对雷达工作时的环境杂波特性予以估计,然后根据杂波的实时估计值控制滤波器参数来实现自适应最佳滤波。

也可在时域中讨论相参脉冲串的最佳处理。用一组复加权值置于相应的脉冲串上求得的加权和作为其输出,该加权值就是所求的横向滤波器最佳权值。当用似然比检测来求高斯杂波背景下的最佳检测器时,可得以下结果:

设输入信号的相参脉冲序列为

$$\mathbf{S} = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_N]^T$$

式中

$$s_k = s_0 e^{j(\omega_d t_k + \varphi)} \quad t_k = t_0 + kT_r$$

T 表示转置。

脉冲雷达工作时,杂波的特性可由 N 个杂波复回波 c 的协方差矩阵 Φ_c 来表征, Φ_c 的元素 φ_{ij} 为

$$\varphi_{ij} = E\{c_i^* c_j\}$$

式中, E 表示统计平均, c_i 、 c_j 表示 t_i 和 t_j 时刻收到的杂波复回波。

已证明最佳滤波器的权值 W_{opt} 为

$$W_{\text{opt}} = \Phi_c^{-1} S \quad (8.7.10)$$

在获得杂波特性估计值 Φ_c 后,对于每一个不同多卜勒角频率 ω_d 的目标均有相应的滤波器权值和信号/杂波改善因子 I_{SCR} ,

$$I_{\text{SCR}} = \frac{W_{\text{opt}}^T S S^T W_{\text{opt}}^*}{W_{\text{opt}}^T \Phi_c W_{\text{opt}}^*} \quad (8.7.11)$$

为了对各种可以检测到的目标多卜勒频移均实现最佳滤波,这种最佳滤波器应是一组覆盖所需多卜勒频率范围的并行滤波器组。

求平均改善因子最佳的 MTI 滤波器,获得最佳的基础也是实时估计出杂波的协方差矩阵 Φ_c ,因为协方差矩阵 Φ_c 中包含了杂波回波的相关性和功率谱的全部信息。已经证明,最佳 MTI 滤波器的权值是杂波协方差矩阵最小特征值所对应的特征函数,而平均 MTI 改善因子等于最小特征值的倒数。

当杂波谱为高斯谱时,很容易获得其协方差矩阵 Φ_c ,此时它的各个元素都是相关系数 $\rho(T_r)$ 的各次幂[见式(8.7.6)]。 Φ_c 的最小特征值所对应的最小特征函数显然只是相关系数 $\rho(T_r)$ 的函数,其可以预先制表存储。在实际工作时,只需实时地估计出相关系数 $\rho(T_r)$,查表找出其对应特征值的数值作为自适应滤波器的最佳权值即可。例如在图 8.38 中,隔周期的杂波回波中除估计出其相移 $\omega_d T_r$ 外,还可以估计出其相关系数[见式(8.7.7)]。将相关系数 $\rho(T_r)$ 对应的最佳权值作为后续 MTI 滤波器的权值即可实现最佳滤波。

最佳滤波器可能得到的改善因子由杂波谱宽和滤波器阶数决定。最佳权值较二项式权值(n 级一次对消器级联)的性能会得到改善,付出的代价是需较准确地估计杂波特性而实时改变滤波器的权值。

基于现代谱估计(最大熵 MEM)技术基础上的全自适应 MTI 正处于研究阶段。MEM

算法的实现是先用格型滤波器在接收的杂波采样值中估计出杂波谱的极点，而后将杂波通过与极点相匹配的 FIR 滤波器，其输出即获得白化后的杂波。

8.8 速度测量

测定目标运动的速度可以从测量确定时间间隔的距离变化量 ΔR 而定。即 $v = \Delta R / \Delta t$ 。这种办法测速需要较长的时间，且不能测定其瞬时速度。一般来说，测量的准确度也差，其数据只能作为粗测用。

已经知道，目标回波的多卜勒频移是和其径向速度 v_r 成正比的，因此只要准确地测出其多卜勒频移的数值和正负，就可以确定目标运动的径向速度和方向。

下面分别讨论在连续波和脉冲雷达中测量多卜勒频率(亦即测速)的方法。

8.8.1 连续波雷达测速

当测出目标回波信号的多卜勒频移 f_d 后，根据关系式 $f_d = 2v_r / \lambda$ 和雷达的工作波长 λ ，即可换算出目标的径向速度 v_r 。

1. 连续波雷达测速

连续波雷达测速的原理框图已如图 8.1 所示。连续波雷达测量多卜勒频率的原理已在 8.1.2 节中讨论过。图 8.1 中相位检波器输出经低通滤波器取出多卜勒频率信号送到终端测量和指示。低通滤波器的通频带应为 Δf 到 $f_{d\max}$ ，其低频截止端用来消除固定目标回波，同时应照顾到能通过最低多卜勒频率的信号；滤波器的高频段 $f_{d\max}$ 则应保证目标运动时的最高多卜勒频率能够通过。连续波测量时，可以得到单值无模糊的多卜勒频率值。

但在实际使用时，这样宽的滤波器通频带是不合适的，因为每一个运动目标回波只有一根谱线，其谱线宽度由信号有效长度(或信号观测时间)决定。滤波器的带宽应和谱线宽度相匹配，带宽过宽只能增加噪声而降低测量精度。如果采用和谱线宽度相匹配的窄带滤波器，由于事先并不知道目标多卜勒频率的位置，因而需要较大量的窄带滤波器，依次排列并覆盖目标可能出现的多卜勒范围，如图 8.39 所示。根据目标回波出现的滤波器序号，即可判定其多卜勒频率。如果目标回波出现在两个滤波器内，则可采用内插法求其多卜勒频率。采用多个窄带滤波器测速时，设备复杂，但这时有可能观测多个目标回波。

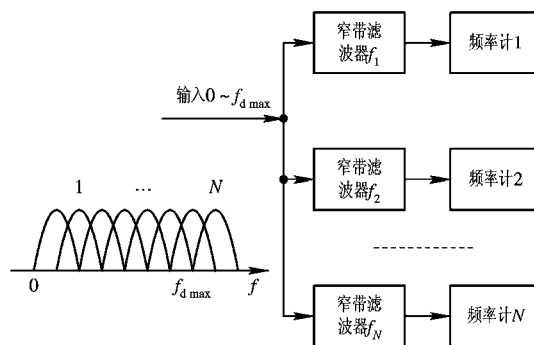


图 8.39 多卜勒频率测量

图 8.1 所示为简单连续波雷达的组成框图。接收机工作时的参考电压为发射机泄漏电压，不需要本地振荡器和中频放大器，因此结构简单。但这种简单连续波雷达的灵敏度低。为改善雷达的工作效能，一般均采用改进后的超外差型连续波多卜勒雷达，其组成框图见

图 8.40。

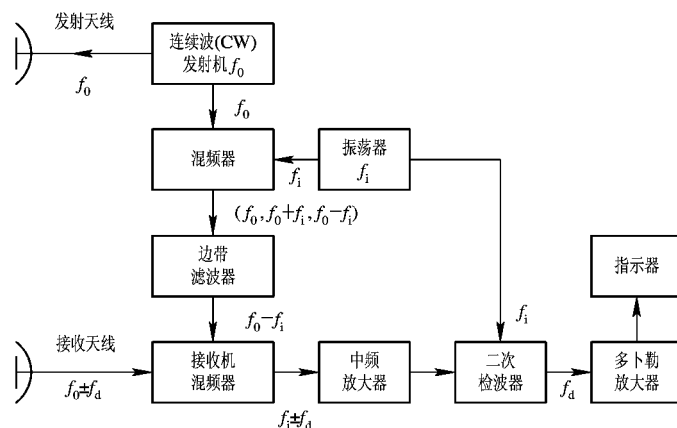


图 8.40 连续波多卜勒雷达方框图(超外差式)

限制简单连续波雷达(零中频混频)灵敏度的主要因素是半导体的闪烁效应噪声,这种噪声的功率差不多和频率成反比,因而在低频端即大多数多卜勒频率所占据的音频段和视频段,其噪声功率较大。当雷达采用零中频混频时,相位检波器(半导体二极管混频器)将引入明显的闪烁噪声,因而降低了接收机灵敏度。

克服闪烁噪声的办法是采用超外差式接收机,将中频 f_i 的值选得足够高,使频率为 f_i 时的闪烁噪声降低到普通接收机噪声功率的数量级以下。

连续波雷达在实用上最严重的问题是收发之间的直接耦合。这种耦合除了可能造成接收机过载或烧毁外,还会增大接收机噪声而降低其灵敏度。发射机因颤噪效应、杂散噪声及不稳定等因素,会产生发射机噪声,由于收发间直接耦合,发射机的噪声将进入接收机而增大其噪声。因此要设法增大连续波雷达收发之间的隔离度。当收发要共用天线时,可采用混合接头、环流器等来得到收发间的隔离。根据器件性能和传输线工作状态,一般可得 20 dB 到 60 dB 的隔离度。如果要取得收发间更高的隔离度,应采用收发分开的天线并加精心的隔离措施。

在图 8.40 中,如果要测量多卜勒频率的正负值,则图中的二次检波器应采用正交双通道处理,以避免单路检波产生的频谱折叠效应。

连续波多卜勒雷达可用于发现运动目标并能单值地测定其径向速度。利用天线系统的方向性可以测定目标的角坐标,但简单的连续波雷达不能测出目标的距离。这种系统的优点是:发射系统简单,接收信号频谱集中,因而滤波装置简单,从干扰背景中选择动目标性能好,可发现任一距离上的运动目标,故适用于强杂波背景条件(例如在灌木丛中蠕动的人或爬行的车辆)。由于最小探测距离不受限制,故可用于雷达信管,或用来测量飞机、炮弹等运动体的速度。

2. 连续波多卜勒跟踪系统

当只需测量单一目标的速度,并要求给出连续的、准确的测量数据时,则可采用跟踪滤波器的办法来代替 N 个窄带滤波器。下面分别讨论几种跟踪滤波器的实现方法。

1) 频率跟踪滤波器 跟踪滤波器的带宽很窄(和信号谱线相匹配),且当多卜勒频率变化时,滤波器的中心频率也跟随变化,始终使多卜勒频移信号通过而滤去频带之外的噪声。图 8.41 画出了跟踪滤波器的组成方框图,这就是一个自动频率微调系统。输入信号的频率为 $f_i + f_d$ (f_i 为固定目标回波的频率),它与压控振荡器输出信号在混频器差拍后,经过放大器和滤波器送到鉴频器。如果差拍频率偏离中频 f_z ,则鉴频器将输出相应极性和大小的误差控制电压,经低通滤波器后送去控制压控振荡器的工作频率,一直到闭环系统工作达到稳定,这时压控振荡器的输出频率接近于输入频率和中频之和。压控振荡频率的变化就代表了信号的多卜勒频率,因而从经过处理后的压控振荡频率中即可取出目标的速度信息。

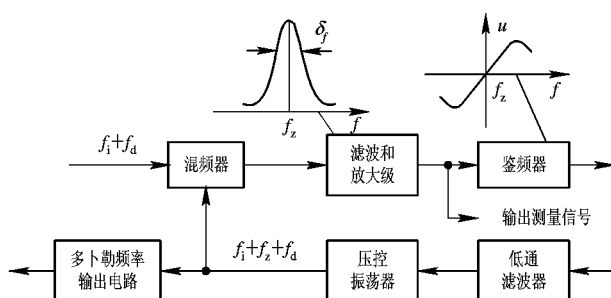


图 8.41 频率跟踪滤波器组成

从图可以看出,频率跟踪滤波器就是一个自动频率微调系统,它调节压控振荡器的频率而保证输入信号的差频为固定值 f_z 。系统的稳态频率误差正比于输入频率的变化量 Δf_i 。

2) 锁相跟踪滤波器 频率跟踪滤波器是一个一阶有差系统,因为系统中没有积分环节。可以采用锁相回路来得到无稳态频偏的结果。相位差是频率差积分的结果,只有频率差等于零时才能得到固定的相位差。锁相回路的组成及其系统传递函数如图 8.42 所示。设输入信号为 $U_i \cos[(\omega_i + \Delta\omega_i)t + \varphi_i]$, 其相角增量为 $\theta_i = \Delta\omega_i t + \varphi_i$; 而压控振荡器输出电压为 $U_0 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_0)t + \varphi_0]$, 其相角增量为 $\theta_0 = \Delta\omega_0 t + \varphi_0$ 。鉴相器的输出是输入相角 θ_i 和输出相角 θ_0 之差的函数,当其相角较小时,可用线性函数表示,这时输出电压 $u_1 = K_d(\theta_i - \theta_0)$ 。

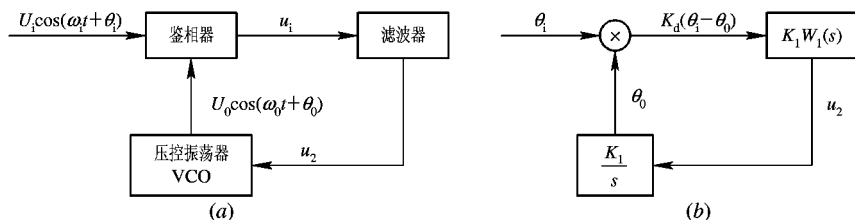


图 8.42 锁相回路

(a) 原理框图; (b) 系统传递函数

由于频率是相位的导数,而误差电压 u_2 直接控制压控振荡器的频率,故对输出相角 θ_0 来讲,VCO 相当一个积分环节。系统稳定工作后有相位误差 $\theta_e = \theta_i - \theta_0$ 而没有频率误差。

因此,将锁相回路用作跟踪滤波器时,由压控振荡器输出的频率中取出多卜勒频率,将没有固定的频率误差。但用锁相回路时要求压控振荡器(VCO)的起始装定值更接近输入值,且目标的运动比较平稳。

8.8.2 脉冲雷达测速

脉冲雷达是最常用的雷达体制。相参脉冲雷达可取出目标的速度信息,这时相当于连续波雷达按重复频率 f_r 取样工作,它的原理已在 8.1.2 节中讨论过。在 MTI 和 MTD 雷达中,主要是利用运动目标回波的多卜勒频移来分辨运动目标和杂波的。当然,需要时也可以利用回波的多卜勒信息来测定目标的速度。下面讨论测速。

1. 多目标测速

多目标测速和连续波雷达测速时相同(见图 8.39)。为了能同时测量多个目标的速度并提高其测速精度,一般在相位检波器后(或在杂波抑制滤波器后)应串接并联的多个窄带滤波器,滤波器的带宽应和回波信号谱线宽度相匹配,滤波器组相互交叠排列并覆盖全部多卜勒频率测量范围。

相参脉冲雷达中产生窄带滤波器组的原理和方法已在 8.6.2 节中讨论过,它可以用横向滤波器的办法或对输入回波串作离散傅里叶变换来实现(离散傅里叶变换常用快速傅里叶变换来完成)。有了多个相互交叠的窄带滤波器,就可以根据目标回波出现的滤波器序号位置,直接或用内插法决定其多卜勒频移和相应的目标径向速度。

和连续波雷达测速不同之处在于,取样工作后,信号频谱和对应窄带滤波器的频响均是按雷达重复频率 f_r ,周期地重复出现,因而将引起测速模糊。为保证不模糊测速,原则上应满足:

$$f_{\text{dmax}} \leq \frac{1}{2} f_r$$

式中, f_{dmax} 为目标回波的最大多卜勒频移,即选择重复频率 f_r 足够大,才能保证不模糊测速。因此在测速时,窄带滤波器的数目 N 通常比用于检测的 MTD 所需滤波器数目要多。

有时雷达重复频率的选择不能满足不模糊测速的要求,即由窄带滤波器输出的数据是模糊速度值。要得到真实的速度值,就应在数据处理机中有相应的解速度模糊措施。解速度模糊和解距离模糊的原理和方法是相同的。

当只需对单个目标测速,并要求连续地给出其准确速度数据时,可采用下面讨论的速度跟踪系统。

2. 单目标测速——脉冲多卜勒跟踪系统

通常所用的雷达是脉冲制工作的。相参脉冲雷达的回波由多根间隔 f_r 的谱线所组成,对于运动目标回波来讲,可认为每根谱线均有相应的多卜勒频移。测速时只要对其中一根谱线进行跟踪即可(通常选定中心谱线 $f_0 + f_d$),对单根谱线进行跟踪的滤波器组成如图 8.41 所示的自动频率微调系统。在鉴频器前面加窄带滤波器只让中心谱线通过而滤去其他谱线,注意到谱线滤波后即丢失距离信息,因而在频率选择前面应有距离选通门给出距离数据且滤去该距离单元以外的噪声。

从方框图上可看出,信号频率和压控振荡器频率经过一次混频就送到窄带滤波器,这在原理上是可以的,但技术实现上有困难。因为窄带滤波器的带宽很窄,通常用高 Q 的石英晶体制作,其中心频率和 Q 值都不容易做得很高,例如用 100 kHz 的中心频率,而接收机的中频一般较高(例如 30 MHz、10 MHz),因而用一次混频不容易消除镜像频率的干扰而造成测速误差,如图 8.43 所示。信号与压控振荡器混频后,其频谱位移。如果一次混频时空带滤波器的中心频率为 100 kHz,则位移后频谱中心线的位置应在 100 kHz 左右。滤波器可取出这根谱线,但同时还有距离

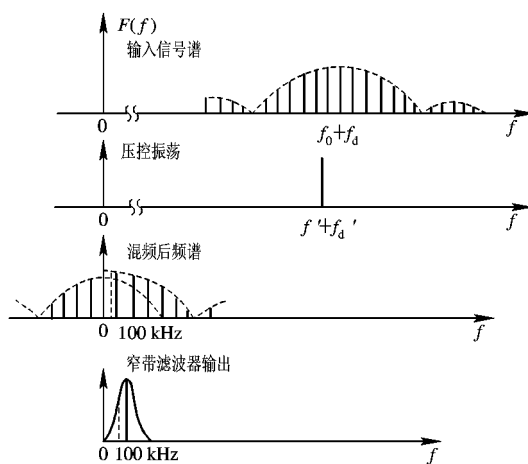


图 8.43 镜频干扰的说明

中心频率两倍差频(200 kHz)附近的谱线和压控振荡频率差拍后亦在窄带滤波器的频带范围。这将产生不需要的误差控制电压而使整个频率跟踪产生附加误差,除非在混频器前能滤去镜像频率才能避免这一部分干扰。但在一次混频情况下,由于中频高而镜像频率离开中心频率只有 200 kHz,要滤去镜像而保留中心谱线(中心谱线随着信号的多卜勒频移也在改变位置)是不现实的。采用二次或多次混频可以较好地解决镜像频率干扰问题。多次混频逐步将频率降低而每次混频前均滤去镜像频率。用二次混频实现频率跟踪的方框图如图 8.44 所示。例如取接收机中频为 10 MHz,压控振荡器的频率 f' 为 8.9 MHz,则第一混频器输出频率为 1.1 MHz 的信号,镜像频率滤波器 I 只需滤去距中心频率为 $2 \times 1.1 = 2.2$ MHz 附近的信号谱线即可。镜频滤波器 I 的中心频率为 10 MHz,达到上述要求是容易做到的。实际上,由于信号频谱会随多卜勒频率的变化而移动,应能保证任何条件下镜频均不通过滤波器。同理,如果加到第二混频器的振荡器频率为 1 MHz,它和输入的 1.1 MHz 信号的差拍为 0.1 MHz,这时混频器前的镜频滤波器只需滤去 0.9 MHz 的镜频,这也是完全可以办到的。

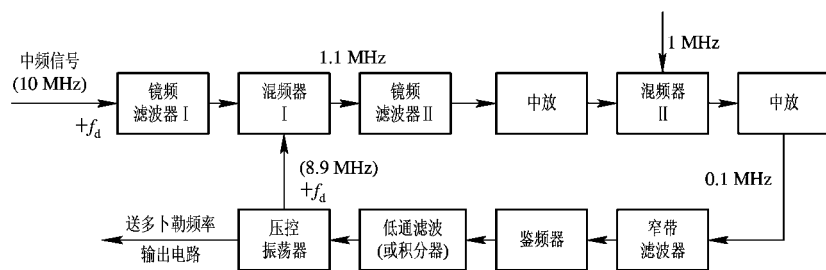


图 8.44 二次混频的多卜勒频率跟踪器

在多次混频时,可能产生各种组合波的干扰,因为这时输入信号频率也有一个多卜勒频移的变化范围。应该谨慎地选择各种混频频率,以减少这种干扰。

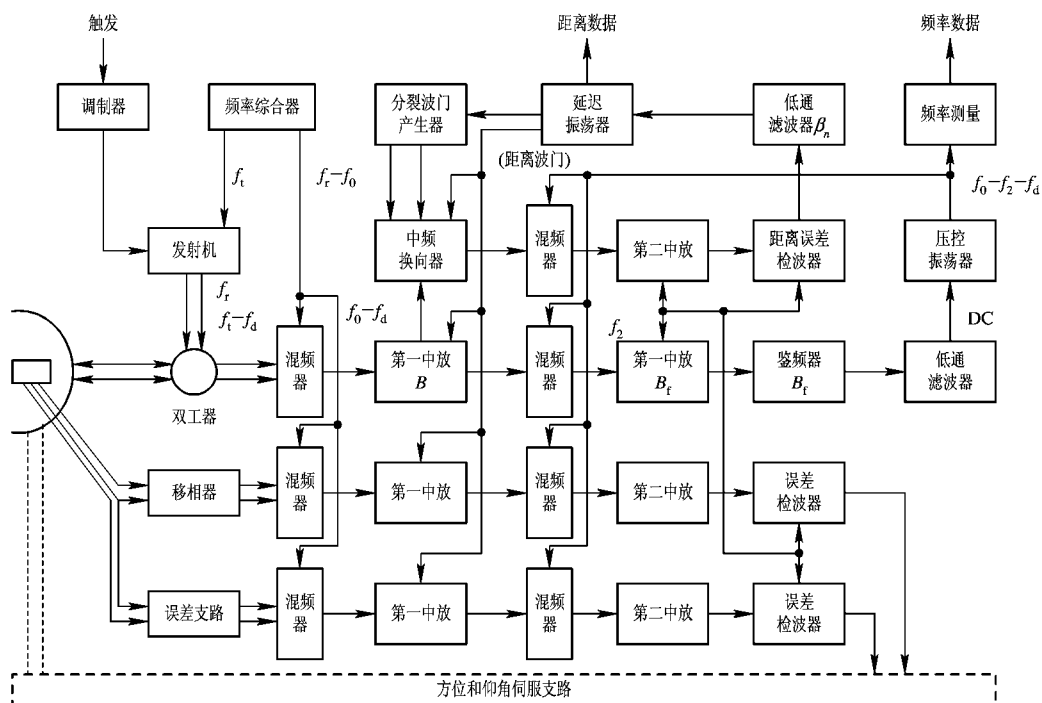
和连续波测速时不同,脉冲雷达测速时将存在速度模糊,即跟踪回路不是跟在中心谱线而是跟在旁边的谱线上,压控振荡器输出的频率增量 $\Delta f = f_d \pm n f_r$ 。因此首先要判断是否有模糊。可以用距离的微分量来作为比较的标准,这个量作为速度虽然精度不高但却是单值的,只要其相应于多卜勒频率的测量误差小于 $(1/2) f_r$,即 $\Delta f_d = (2/\lambda) \cdot \Delta v_r < (1/2) f_r$ 即可。将测距系统送来的微分量和测速回路的输出量加以比较,求出测速回路的模糊值 n ,然后用适当的方式指令测速回路压控振荡器,强制其频率突变 $n f_r$ 值,使得压控振荡器频率和信号的中心谱线之差能通过窄带滤波器,让系统跟踪在信号的中心谱线上,这样,把压控振荡器的输出送到多卜勒频率输出设备就可以读出不模糊的速度值。

8.8.3 四维分辨

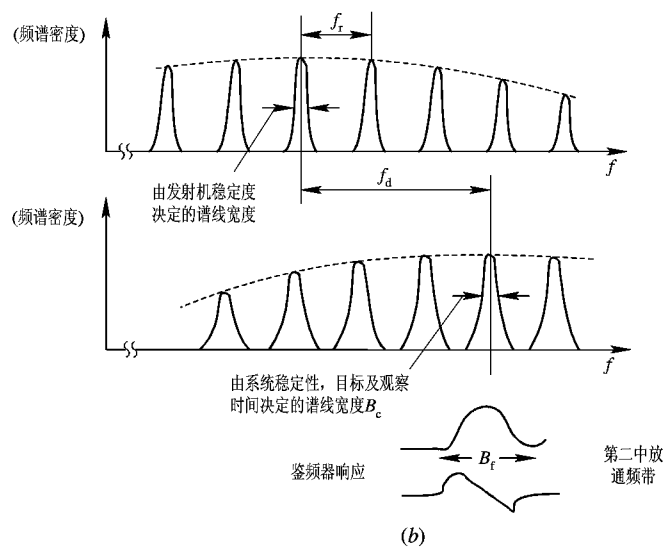
有了脉冲多卜勒跟踪系统,就有可能在雷达的四个跟踪回路中均用窄带滤波器。如图 8.45(a)所示四维跟踪设备,它是具有四维跟踪能力的单脉冲跟踪雷达方框图。多卜勒速度跟踪环的工作原理如前所述,根据工作条件可以采用锁频系统(自动频率微调)或锁相系统。压控振荡器输出的频率随着多卜勒频率 f_d 改变。在其它三个空间坐标(距离、方位角、仰角)的跟踪系统中,信号亦和压控振荡器输出混频,第二次混频后的信号消除了多卜勒频移,因而可以通过后面的窄带滤波器(或窄带放大器)。通过窄带滤波器后只选出信号的一根谱线,且窄带滤波器的带宽应和信号谱线宽度匹配,如图 8.45(b)所示,单根谱线已丢失了距离信息,因此距离选择应在中频系统的宽频带部分。距离跟踪系统的工作和非相参脉冲雷达相同,距离误差信号的取得是用前后波门控制中频信号倒相,因而二次混频后的输出相当于前后波门信号的差值。在方位和仰角跟踪系统中,误差信号经过二次混频,窄带放大后送到误差检波器去分辨误差信号的极性,所得误差信号分别送到方位和仰角伺服系统去完成角度跟踪,这是和普通单脉冲跟踪雷达完全相同的。

采用窄带滤波器和各跟踪回路后,将使每一路的信号噪声比 S/N 增加至 f_r/B_f 倍,其中 f_r 为脉冲重复频率, B_f 为窄带滤波器带宽。如果跟踪是在杂波或干扰背景上进行的,则由于窄带滤波器将信号和干扰从频率域上加以区分,大大增强了雷达在杂波背景下工作的能力,这一点和动目标显示或脉冲多卜勒雷达的意义是相同的。可以借助前面分析的结果。这个系统的另一个好处是允许同一空间单元的目标在多卜勒坐标上予以分辨。例如:跟踪一级和助推器分离的导弹,分离的速度通常是 $0.6 \sim 0.9$ m/s。如果雷达所用脉冲宽度为 $1 \mu s$,则要在距离上区分这两个目标需要多于 1 分钟的时间。如果雷达工作波长为 5 cm,这两个目标在多卜勒频率上相差 $25 \sim 35$ Hz,采用带宽 $B_f < 20$ Hz 的窄带滤波器立刻就可以区分开来。

这个系统的缺点是截获目标时需要在四个坐标上同时都有指示。首先应完成多卜勒速度跟踪,这就要求在搜索目标时,除距离指示外还有速度数据送出。目标指示雷达如果是窄带滤波器组的动目标检测系统,是可以完成这个任务的。



(a)



(b)

图 8.45 四维跟踪器(单脉冲型)

(a) 组成框图; (b) 频谱

主 要 参 考 文 献

- [1] Skolnik M I. Introduction to Radar System. New York: McGraw – Hill Book Company, Inc. 1980
- [2] M. I. 斯科尔尼克主编. 雷达手册(第七、八分册). 谢卓译. 北京: 国防工业出版社, 1974
- [3] Barton D K. Radar System Analysis. London: Prentick – Hill, 1964
- [4] Nathanson F E. Radar Design Principle. New York: McGraw – Hill Inc. , 1969
- [5] Berkowitz R S. Modern Radar. John wiley & Sons Inc. , 1965
- [6] Brigham E O, The Fast Fourier Transform. London: Prentick – Hill, Inc. , 1974
- [7] 保铮. 动目标显示雷达及其发展动向. 国外电子技术, 1977 年第 7, 8 期
- [8] 戴树荪等. 数字技术在雷达中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1981
- [9] Barton D K. Modern Radar System Analysis. Artech House, 1988
- [10] Skolnik M I. Radar HandBook. Second Edition. New York: McGraw – Hill, 1990

第 9 章 高分辨力雷达

雷达发展初期及现用的常规雷达,由于其分辨力较低,常将观测目标作为“点”目标处理。雷达的功能是对目标监测和跟踪,这样就可实现对空(海)域的监视及武器控制等方面的要求。而现代雷达的特点,除了检测和测量目标坐标以完成对目标的监测和跟踪外,还要求能对目标类型进行分类和识别。高分辨力雷达实现目标成像是分类、识别的一个重要手段,也是全天候实时侦察的重要手段,在实施精确打击中有着重要作用。

在 20 世纪 50 年代首次得到验证的合成孔径雷达(SAR)也许是脱离雷达监测和跟踪功能等常规用途最有名的例子。用机载和空载雷达进行合成孔径测绘,空中平台照射到地球和海洋表面,通过对宽带反射数据采集和相参处理,提高了空间分辨力,获得观测对象的清晰图像,并且能提供关于地球资源的丰富信息。因而雷达除了侦察、测绘之外,还能提供地质、农业和海洋学方面的应用。

雷达技术在提高分辨力而朝向测绘和成像发展中的种种变化和成果,也适用于解决长期存在于常规雷达中一些难题,例如目标的识别和分类、低能见度条件下对飞机和地面交通工具的导航等。

提高雷达空间分辨力包括提高距离分辨力和角度分辨力两方面。距离分辨力的提高依靠采用大宽带信号获得。而角度分辨力的提高在 SAR 中常和多普勒分辨相联系。在地面相控阵雷达中,当天线尺寸限定时,则求助于角度超分辨处理技术。下面将分别予以讨论。

9.1 高距离分辨力信号及其处理

首先简要地复述匹配滤波器的基本概念及主要结论。信号噪声比是决定噪声背景下发现目标能力的参数,故常用它来作为衡量接收系统性能的准则。匹配滤波器就是以输出最大信噪比为准则的最佳线性滤波器。

当滤波器输入端为信号和噪声的混合物时,即

$$x(t) = s_i(t) + n(t)$$

先设噪声为均匀白噪声,其双边功率谱密度为 $P_n(f) = N_0/2$ 。而信号 $S_i(t)$ 为确知,其频谱 $S_i(f)$ 为

$$S_i(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{j2\pi ft} dt$$

当滤波器的频响 $H(f)$ 为信号频谱 $S_i(f)$ 的复共轭时,称之为信号的匹配滤波,在其输出端可获得最大信号噪声比。即匹配滤波器的频率响应

$$H(f) = k S_i^*(f) e^{-j2\pi f t_0}$$

k 为常数; t_0 是使滤波器物理可实现所附加迟延。匹配滤波器输出端可获得的信号噪声功率比的最大峰值可求得为

$$d_{\max} = \frac{\text{信号输出功率最大峰值}}{\text{输出噪声平均功率}} = \frac{2E}{N_0}$$

式中, E 为输入信号能量,

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |s_i(t)|^2 dt$$

若按发射机峰值功率的定义(高频周期平均值), 则匹配滤波器输出端的信噪比

$$d'_{\max} = \frac{\text{输出信号峰值功率}}{\text{输出噪声平均功率}} = \frac{E}{N_0}$$

说明输出端最大信噪比只取决于输入信号能量 E 和输入噪声功率谱密度 $N_0/2$, 而和输入信号形式无关。

匹配滤波器的时域脉冲响应 $h(t)$ 可由其频响 $H(f)$ 求得:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df = s_i^*(t_0 - t)$$

由于物理上存在的实信号满足 $s_i^*(t_0 - t) = s_i(t_0 - t)$, 故匹配滤波器的脉冲响应 $h(t) = s_i(t_0 - t)$, 它是输入信号 $s_i(t)$ 的镜像, 并有相应的时延 t_0 。为保证滤波器在物理上可实现, 其脉冲响应 $h(t)$ 应满足

$$h(t) = 0 \quad t < 0 \text{ 时}$$

如果信号出现于时间间隔 $(0, t_s)$ 内, 则应有 $t_0 \geq t_s$ 。为了充分利用输入信号能量, 也应选择 $t_0 \geq t_s$, 即输出达到最大峰值的时间, 必然在输入信号全部结束之后, 即充分利用了信号的全部能量。

匹配滤波器输出 $y(t)$ 是输入 $x(t)$ 和 $h(t)$ 的卷积, 即

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(u)x(t-u) du = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t_0 - u)[s_i(t-u) + n(t-u)] du \\ &= y_s(t) + y_n(t) = C_{ss}(t-t_0) + C_{sn}(t-t_0) \end{aligned}$$

从原理上讲, 匹配滤波器等效为一个互相关器, 它的输出是信号 $s_i(t)$ 的自相关函数及信号和噪声的互相关函数。匹配滤波和相关接收在本质上是相同的, 只是在技术实现的方法上有差异, 可根据使用时的不同情况选用其中之一。从输出 $y(t)$ 可看出, 信号 $y_s(t)$ 达到最大值的时间是 $t=t_0$, 即自相关函数值最大。

信号自相关函数 $y_s(t)$ 与信号频谱 $S_i(f)$ 的关系为

$$y_s(u') = C_{ss}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t)s_i(t-u)dt = \int |S_i(f)|^2 e^{j2\pi fu} df$$

即自相关函数是信号功率谱的傅里叶变换, 信号频谱愈宽时, 其时域上的自相关函数愈窄, 相应的距离分辨力愈高。

距离(时延)分辨力是所用信号形式的固有特性, 信号通过匹配滤波器后的输出 $y_s(u')$ 是信号的自相关函数。在距离分辨力的理论研究中, 常定义时延分辨常数 A_τ 来表征信号的时延分辨特性:

$$A_\tau = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |y_s(u)|^2 du}{y_s^2(0)}$$

A_τ 值愈小, 信号固有的时延分辨力愈强。根据傅里叶变换式

$$y_s(u) \Leftrightarrow |S(f)|^2$$

以及巴塞瓦定理, A_r 可改写为

$$A_r = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^4 df}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \right]^2}$$

其量纲为时间, 而距离分辨力取决于信号的频谱结构。例如, 简单矩形脉冲宽度为 τ 时, 可计算得其 $A_r = 2\tau/3$, 线性调频脉冲其调频带宽为 B_m 时, $A_r = 1/B_m$ 。

根据匹配滤波器理论, 在白噪声背景下, 滤波器输出端信号噪声功率比的最大峰值为 $2E/N_0$, 即当噪声功率谱密度给定后, 决定雷达检测能力的是信号能量 E 。

早期脉冲雷达所用信号, 多是简单矩形脉冲信号。这时脉冲信号能量 $E = P_i \tau$, P_i 为脉冲功率, τ 为脉冲宽度。当要求雷达探测目标的作用距离增大时, 应该加大信号能量 E 。增大发射机的脉冲功率是一个途径, 但它受到发射管峰值功率及传输线功率容量等因素的限制, 只能有一定范围。在发射机平均功率允许的条件下, 可以用增大脉冲宽度 τ 的办法来提高信号能量。但应该注意到, 在简单矩形脉冲条件下, 脉冲宽度 τ 直接决定距离分辨力。为保证上述指标, 脉冲宽度 τ 的增加会受到明显的限制。提高雷达的探测能力和保证必需的距离分辨力这对矛盾, 在简单脉冲信号中很难解决, 这就有必要去寻找和采用较为复杂的信号形式。

匹配滤波器输出信号是波形的自相关函数, 它是信号功率谱的傅里叶变换值。因此, 距离分辨力取决于所用信号的带宽 B 。 B 愈大, 距离的分辨力越好。对于简单矩形脉冲, 信号带宽 B 与其脉冲宽度 τ 满足 $B\tau \approx 1$ 的关系, 因此用宽脉冲时必然降低其距离分辨力。如果在宽脉冲内采用附加的频率或相位调制, 以增加信号带宽 B , 那么, 当接收时用匹配滤波器进行处理, 可将长脉冲压缩到 $1/B$ 宽度, 这样既可使雷达用长的脉冲去获得大的能量, 同时又可以得到短脉冲所具备的距离分辨力。这种信号称为脉冲压缩信号或称为大时宽带宽积信号。因为脉冲内有附加调制后, 其脉宽 τ 和带宽 B 的乘积大于 1, 一般采用 $B\tau \gg 1$ 。

脉冲压缩的概念始于第二次世界大战初期, 由于技术实现上的困难, 直到 20 世纪 60 年代初, 脉冲压缩信号才开始使用于超远程警戒和远程跟踪雷达。70 年代以来, 由于理论上的成熟和技术实现手段日趋完善, 使得脉冲压缩技术能广泛运用于三坐标、相控阵、侦察、火控等雷达, 从而明显地改进了这些雷达的性能。为了强调这种技术的重要性, 往往把采用这种技术的雷达称为脉冲压缩雷达。为获得高的距离分辨力, 必须采用脉冲压缩信号。此外, 大时宽带宽信号由于其发射功率的峰值较低, 还具有低截获概率的优点。

下面讨论几种典型脉冲压缩(大时宽带宽积)信号的匹配滤波器及其实现方法。集中于讨论白色噪声背景下的匹配滤波器。如果在实际工作中遇到的是有色噪声, 只需串接一个频率特性反比于噪声功率谱的滤波器即可。

9.1.1 线性调频脉冲压缩信号的匹配滤波器

线性调频信号是通过非线性相位调制或线性频率调制(LFM)来获得大时宽带宽积的。在国外又将这种信号称为 chirp 信号。这是研究得最早而又应用最广泛的一种脉冲压缩信号。采用这种信号的雷达可以同时获得远的作用距离和高的距离分辨力。与其它脉压信号相比, 它还具有以下优点: 所用匹配滤波器对回波信号的多卜勒频移不敏感, 因而可以用

一个匹配滤波器来处理具有不同多卜勒频移的信号,这将大大简化信号处理系统;另外,这类信号的产生和处理均较容易,且技术上比较成熟,这也是它获得广泛应用的原因。其主要缺点是存在距离与多卜勒频移的耦合及匹配滤波器输出旁瓣较高。为压低旁瓣常采用失配处理,这将降低系统的灵敏度。下面具体讨论线性调频信号。

线性调频信号可表示为

$$s_i(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \cos\left(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right) \quad (9.1.1)$$

式中

$$\operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1 & \left| \frac{t}{\tau} \right| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \left| \frac{t}{\tau} \right| > \frac{1}{2} \end{cases}$$

为矩形函数。

线性调频信号的包络是宽度为 τ 的矩形脉冲,但信号的瞬时载频是随时间线性变化的。瞬时角频率 ω_i 为

$$\omega_i = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \mu t \quad (9.1.2)$$

在脉冲宽度 τ 内,信号的角频率由 $2\pi f_0 - \frac{\mu\tau}{2}$ 变化到 $2\pi f_0 + \frac{\mu\tau}{2}$,调频的带宽 $B_M = \frac{\mu\tau}{2\pi}$ 。对于这种信号,其时宽频宽乘积 D 是一个很重要的参数,表示如下:

$$D = B_M \tau = \frac{1}{2\pi} \mu \tau^2 \quad (9.1.3)$$

线性调频信号的波形见图 9.1。

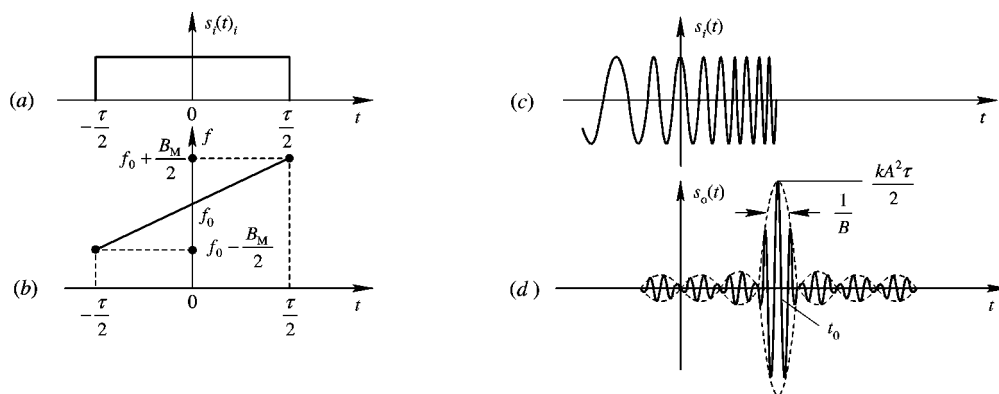


图 9.1 线性调频脉冲波形

- (a) 包络函数 $\operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right)$; (b) 瞬时频率随时间的变化;
(c) 矩形包络线性调频脉冲信号; (d) 匹配滤波器输出波形

1. 线性调频信号通过匹配滤波器的输出

首先讨论线性调频信号通过匹配滤波器的输出以观察脉冲压缩的情况, 这个结果由时间域上比较容易得到。滤波器输出信号 $s_o(t)$ 与输入信号 $s_i(t)$ 及滤波器脉冲响应 $h(t)$ 之间的关系是

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x)h(t-x) dx$$

而匹配滤波器的脉冲响应 $h(t) = ks_i(t_0 - t)$, 故得

$$h(t-x) = ks_i[x - (t - t_0)]$$

令 $t - t_0 = t'$, 则得

$$s_o(t') = k \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x)s_i[x - (t - t_0)] dx = k \int_{-\infty}^{\infty} s_i(x)s_i(x - t') dx$$

将 $s_i(x) = A \operatorname{rect}\left(\frac{x}{\tau}\right) \cos\left(\omega_0 x + \frac{\mu x^2}{2}\right)$

$$s_i(x - t') = A \operatorname{rect}\left(\frac{x - t'}{\tau}\right) \cos\left[\omega_0(x - t') + \frac{\mu(x - t')^2}{2}\right]$$

代入上式后, 再展开三角函数。因为当 ω_0 很高时, 倍频项对积分值的贡献甚微, 故可略去倍频项。

按图 9.2 所示的积分限, 可分两段求得积分值。

当 $0 \leq t' \leq \tau$ 时,

$$\begin{aligned} s_o(t') &= \frac{kA^2}{2} \int_{t'-\tau/2}^{t'+\tau/2} \cos\left[\omega_0 t' + \mu t'x - \frac{\mu}{2}t'^2\right] dx \\ &= \frac{kA^2}{2} \frac{1}{\mu t'} \sin\left(\omega_0 t' + \mu t'x - \frac{\mu}{2}t'^2\right) \Big|_{t'-\tau/2}^{t'+\tau/2} \\ &= \frac{kA^2}{2\mu t'} \left[\sin\left(\omega_0 t' + \frac{\mu\tau}{2}t' - \frac{\mu}{2}t'^2\right) \right. \\ &\quad \left. - \sin\left(\omega_0 t' - \frac{\mu\tau}{2}t' + \frac{\mu}{2}t'^2\right) \right] \\ &= \frac{kA^2}{\mu t'} \sin\left[\frac{\mu\tau}{2}t' \left(1 - \frac{t'}{\tau}\right)\right] \cos\omega_0 t' \end{aligned}$$

(9.1.4)

当 $-\tau \leq t' < 0$ 时,

$$\begin{aligned} s_o(t') &= \frac{kA^2}{2} \int_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \cos\left(\omega_0 t' + \mu t'x - \frac{\mu}{2}t'^2\right) dx \\ &= \frac{kA^2}{2\mu t'} \sin\left(\omega_0 t' + \mu t'x - \frac{\mu}{2}t'^2\right) \Big|_{-\tau/2}^{t'+\tau/2} \\ &= \frac{kA^2}{\mu t'} \sin\left[\frac{\mu\tau}{2}t' \left(1 + \frac{t'}{\tau}\right)\right] \cos 2\pi f_0 t' \end{aligned} \quad (9.1.5)$$

合并(9.1.4)和(9.1.5)两式, 可得

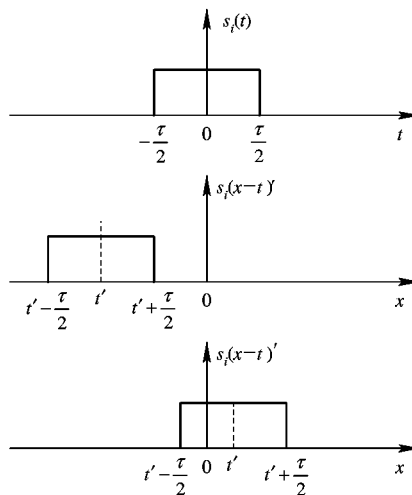


图 9.2 确定积分限

$$s_o(t') = \frac{kA^2\tau}{2} \frac{\sin\left[\frac{\tau\mu}{2}t'\left(1 - \frac{|t'|}{\tau}\right)\right]}{\frac{\tau\mu}{2}t'} \times \cos 2\pi f_0 t' \quad (9.1.6)$$

上式代表线性调频信号经过匹配滤波器的输出。它是一个固定载频 f_0 的信号，其包络调制函数如(9.1.6)式所示。当 $t' \ll \tau$ 时，包络近似为辛克(sinc)函数

$$\frac{kA^2\tau}{2} = \frac{\sin\left(\frac{\tau\mu}{2}t'\right)}{\frac{\tau\mu}{2}t'}$$

当 $x = \frac{\pi}{2}$ 时， $\frac{\sin x}{x} = \frac{2}{\pi}$ ，接近 -4 dB。匹配滤波器输出脉冲 -4 dB 间的宽度 $\tau' = 2t'$ ，而 $\frac{\tau\mu}{2}t' = \frac{\pi}{2}$ ，则压缩后脉冲宽度 $\tau' = \frac{2\pi}{\tau\mu} = \frac{1}{B_M}$ ， B_M 为信号调频宽度。可见压缩后的脉宽反比于 B_M ，而与输入脉宽 τ 无关。

线性调频信号输入脉冲宽度 τ 与输出脉宽 τ' 之比通常称为压缩比 D ，即

$$D = \frac{\tau}{\tau'} = \frac{\tau}{1/B_M} = \tau B_M \quad (9.1.7)$$

它就是信号的时宽频宽积。早期线性调频信号常用的压缩比 D 在数十至数百的范围，而近代雷达用的线性调频信号，其压缩比 D 可达 10^6 数量级。图 9.2 所示为线性调频脉冲各主要波形。

通过匹配滤波器后，脉冲的宽度变窄，输出端的最大瞬时信噪比为

$$d_{\max} = \frac{s_o^2(t_0)}{n_o^2(t)}$$

$$\text{式中} \quad \overline{n_o^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \frac{N_0}{2} d\omega$$

其中， N_0 为白噪声功率谱密度。匹配滤波器的频率响应

$$H(\omega) = kS^*(\omega)e^{-j2\pi f_0 t}$$

所以

$$\begin{aligned} \overline{n_o^2(t)} &= \frac{N_0}{2} \frac{k^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S^*(\omega)|^2 d\omega \\ &= \frac{N_0}{2} k^2 \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{k^2 N_0 E}{2} \end{aligned}$$

式中， E 为信号能量。由(9.1.6)式可知，当 $t = t_0$ ，即 $t' = t - t_0 = 0$ 时

$$s_o(0) = \frac{1}{2} kA^2 \tau$$

故得匹配滤波器输出端最大瞬时信号噪声比为

$$d_{\max} = \frac{s_o^2(0)}{n_o^2(t')} = \frac{\left(\frac{1}{2} kA^2 \tau\right)^2}{\frac{1}{2} k^2 N_0 E} = \frac{(kE)^2}{\frac{1}{2} k^2 N_0 E} = \frac{2E}{N_0} \quad (9.1.8)$$

式中， $E = \frac{1}{2} A^2 \tau$ ，为线性调频脉冲的能量。当信号振幅 A 一定时，可以加大脉冲宽度 τ 来

增加信号能量,而同时用增大调频宽度 B_M 的办法,保持输出脉冲宽度在允许的范围内。

下面讨论线性调频信号经过匹配滤波器后信号幅度的变化。如果压缩网络是无源的,则根据能量守恒原理知,输入和输出端的能量相等。设输入脉冲的脉冲功率为 P ,其相应的信号振幅为 A ,经匹配滤波器后压缩脉冲宽度 $\tau' = \frac{1}{B_M}$,压缩脉冲振幅为 A' ,相应脉冲功率为 P' ,则下述关系式成立:

$$E = P\tau = P'\tau'$$

即

$$\frac{P'}{P} = \frac{\tau}{\tau'} = D$$

脉冲功率与信号振幅平方成正比,故得压缩前后脉冲振幅比为

$$\frac{A'}{A} = \sqrt{D}$$

可见输出脉冲振幅增大为原来的 \sqrt{D} 倍。

2. 匹配滤波器的频率特性

下面讨论匹配滤波器的频率特性。为此应先求出信号的频谱 $S_i(f)$ 。

$$\begin{aligned} S_i(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{j\left[2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt \\ &\quad + \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{-j\left[2\pi(f_0 + f)t + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt \\ &= S_{i+}(f) + S_{i-}(f) \end{aligned} \quad (9.1.9)$$

信号的频谱分别集中于 $\pm f_0$ 附近。对于一般载频实信号,其指数型复数频谱相对于频率轴是正负对称的偶函数,且通常情况下,信号带宽均远小于中心频率 f_0 。因此可认为正负两部分频谱不产生重叠。下面可只集中讨论具有代表性的正频率部分频谱,即式(9.1.9)中第一项。

$$S_{i+}(f) = \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{j\left[2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu t^2}{2}\right]\right\} dt$$

将积分项内指数项进行配方,

$$\begin{aligned} 2\pi(f_0 - f)t + \frac{\mu t^2}{2} &= \frac{\mu}{2} \left[t^2 + \frac{2}{\mu}(\omega_0 - \omega)t + \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right)^2 \right] - \frac{\mu}{2} \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right)^2 \\ &= \frac{\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right)^2 - \frac{1}{2\mu}(\omega_0 - \omega)^2 \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} S_{i+}(f) &= \frac{A}{2} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left\{j\frac{\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right)^2 - \frac{j}{2\mu}(\omega_0 - \omega)^2\right\} dt \\ &= \frac{A}{2} \exp\left[-j\frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu}\right] \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \exp\left[j\frac{\mu}{2} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right)^2\right] dt \end{aligned}$$

为查表方便起见,设

$$\sqrt{\mu} \left(t + \frac{\omega_0 - \omega}{\mu}\right) = \sqrt{\pi} x$$

则

$$dt = \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} dx$$

于是正频率轴上频谱可写为

$$S_{\tau}(f) = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \int_{-X_1}^{X_2} \exp\left(j \frac{\pi x^2}{2}\right) dx$$

积分上、下限分别为

$$X_1 = \frac{-\frac{\mu\tau}{2} + (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}, \quad X_2 = \frac{\frac{\mu\tau}{2} + (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}$$

最后得到频谱表示式为

$$S_{\tau}(f) = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] [C(X_1) + jS(X_1) + C(X_2) + jS(X_2)] \quad (9.1.10)$$

式中

$$C(X) = \int_0^X \cos \frac{\pi y^2}{2} dy, \quad S(X) = \int_0^X \sin \frac{\pi y^2}{2} dy$$

为菲涅耳积分，它的数值可在专门的函数表上查找。菲涅耳积分具有以下特性：

$$C(-X) = -C(X), \quad S(-X) = -S(X)$$

按菲涅耳积分函数表可画出菲涅耳积分曲线，如图 9.3(a)所示。从图可见，除了奇对称的特性外，菲涅耳积分还具有以下性质：

$$\lim_{X \rightarrow \pm\infty} C(X) = \lim_{X \rightarrow \pm\infty} S(X) = \pm 0.5$$

X 值越大，函数值在 ± 0.5 附近的波动越小。

由式(9.1.10)出发，可讨论线性调频信号频谱(正频域部分)的幅相特性。

振幅特性为

$$|S_{\tau}(f)| = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \{ [C(X_1) + C(X_2)]^2 + [S(X_1) + S(X_2)]^2 \}^{1/2} \quad (9.1.11)$$

相位特性为

$$\arg S_{\tau}(f) = + \arctan \left[\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)} \right] - \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} \quad (9.1.12)$$

从振幅谱的表示式可看出，信号的频谱分量主要集中在 ω_0 附近，其频带范围为 $\omega_0 - \Delta\omega_M/2 \sim \omega_0 + \Delta\omega_M/2$ 。 $\Delta\omega_M = 2\pi B_M$ ， $B_M = \mu\tau/(2\pi)$ ，为调频信号宽度内的频率偏移。如果压缩比 D 值越大，这时 $\mu\tau$ 值亦大，则在频带范围内， X_1 和 X_2 的值均较大，菲涅耳积分函数值的波动小，因此幅频特性在频带内的响应越平坦。另外，压缩比 D 值越大，幅频特性在频带外幅度的下降越快，即频谱形状和矩形更接近。计算表明，当 $D=10$ 时，就有 95% 的信号能量包含在此频带范围内。图 9.3(b)画出了三种不同 D 值时线性调频脉冲的频谱。在压缩比 D 值较大时，信号频宽和调频带宽 B_M 很接近，因此在通常使用时常将调频带宽 B_M 和信号频宽 B 等同看待。

频谱的相位部分由平方律相位项 $\Phi_1(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}$ 和余下的

$$\Phi_2(\omega) = + \arctan \frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)}$$

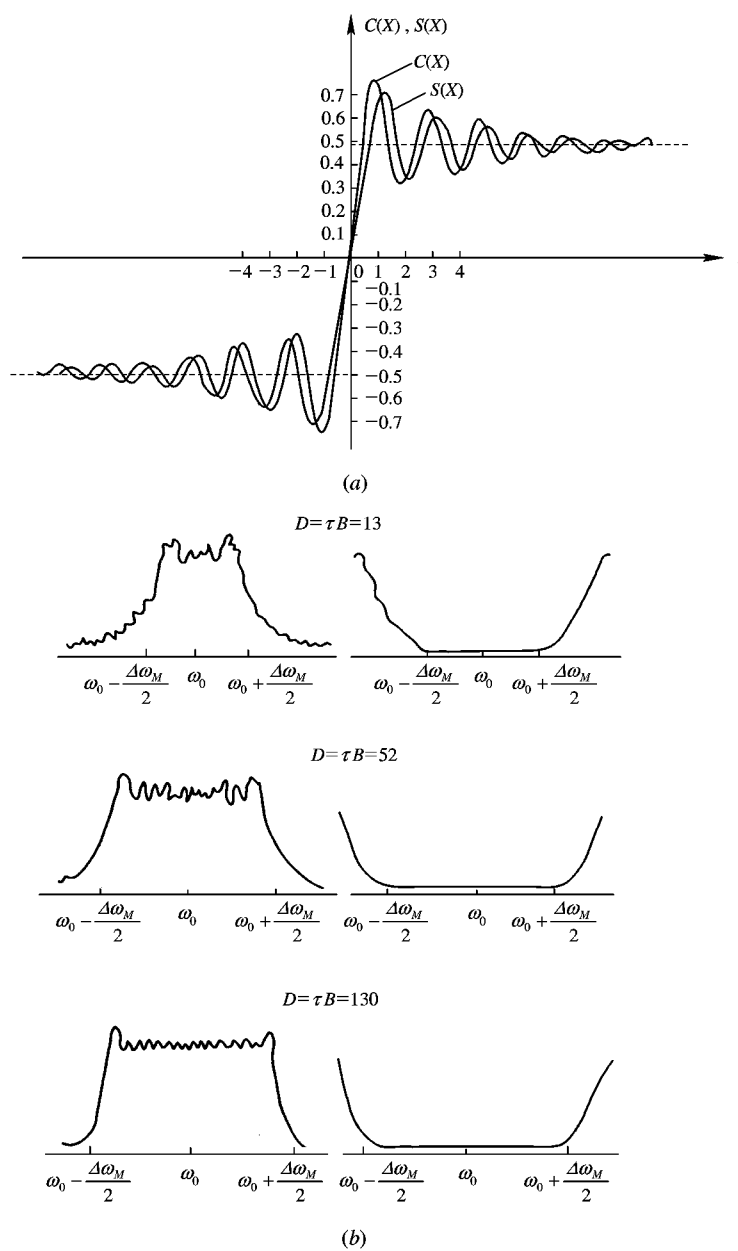


图 9.3 线性调频信号的幅频特性和相频特性(平方相位项未画出)

(a) 菲涅耳积分的图形; (b) 不同 D 值信号的幅相特性

组成。在频带范围 $(\omega_M \pm \Delta\omega/2)$ 内, 当压缩比 $D = B\tau \gg 1$ 时,

$$\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)} \approx 1, \quad \text{即 } \Phi_2(\omega) \approx 45^\circ$$

表示线性调频信号特征的是其频谱的平方律相位项 $\Phi_1(\omega)$, 在正向斜率调频的情况下,

$$\Phi_1(\omega) = -\frac{(\omega - \omega_0)^2}{\mu}$$

具有与频差 $(\omega - \omega_0)$ 成平方关系而和调频斜率 μ 成反比的滞后相位。

用同样的方法,可求出信号在负频率轴上的频谱 $S_{i-}(f)$,这二部分频谱对于 $f=0$ 点共轭对称,即 $S_{i-}(f) = S_{i+}^*(-f)$ 。

求出信号的频谱函数后,即可求得其匹配滤波器的频率特性为

$$H(f) = k S_{i+}^*(f) \exp(-j2\pi f t_0)$$

通常使用的线性调频脉冲,均满足 $D = \tau B \gg 1$,故其频谱的振幅分布很接近于矩形,而 $\Phi_2(\omega)$ 在频带范围内近似为常数。因此匹配滤波器的频率特性应是:

(1) 振幅特性接近于矩形,中心频率为信号的频率,而带宽等于信号的调制频偏 $B_M = \mu\tau/(2\pi)$ 。

(2) 相位特性的特点是和平方相位项共轭,然后再加一个迟延项,即

$$\beta_f(\omega) = + \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} - \omega t_0$$

滤波器的群延迟特性为

$$T_f(\omega) = \frac{d\beta_f(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega - \omega_0}{\mu} - t_0 \quad (9.1.13)$$

即要求滤波器具有色散特性,群延迟值应随着频率的增加而减小,再加上迟延 t_0 ,以保证在整个频带范围内群延迟值均是负值。这样的滤波器,物理上有可能实现。滤波器的群延迟特性正好和信号的相反,因此信号通过匹配滤波器后相位特性得到补偿而使输出信号相位均匀,保证信号在某一时刻出现峰值。

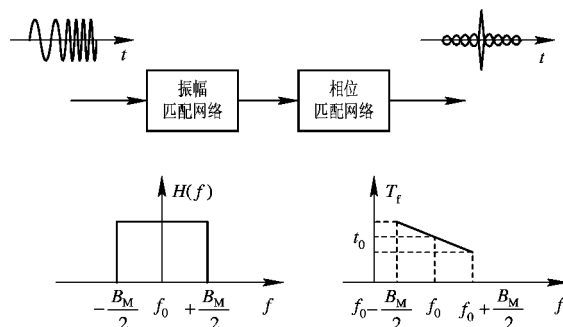


图 9.4 线性调频压缩信号的匹配滤波器

匹配滤波器的组成如图 9.4

所示,可以看成由振幅匹配和相位匹配两部分组成。振幅匹配保证 $f_0 \pm B_M/2$ 的通频带,基形状近似矩形;相位匹配部分保证所需的群延迟特性。实际工作中,振幅匹配和相位匹配可由一个滤波器完成。

3. 副瓣抑制

线性调频信号匹配滤波器输出端的脉冲,是经过压缩后的窄脉冲,输出波形具有辛克函数 $\sin x/x$ 的性质。除主瓣外,还有在时间轴上延伸的一串副瓣。靠近主瓣的第一副瓣最大,其值较主峰值只低13.46 dB,第二副瓣再降低约4 dB,以后依次下降。副瓣零点间的间隔为 $1/B$ 。一般雷达均要观察反射面差别很大的许多目标,这时强信号压缩脉冲的副瓣将会干扰和掩盖弱信号的反射回波,这种情况在实际工作中是不允许的。因此能否成功地使用线性调频脉压信号,就依赖于能否很好地抑制时间副瓣。

可以采用失配于匹配滤波器的准匹配滤波器来改善副瓣的性能,即在副瓣输出达到要求的条件下,应使主瓣的展宽及其强度的变化值最小。

匹配滤波器输出端的信号 $s_o(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S^*(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (9.1.14)$$

输出信号的形状是由信号谱和滤波器频率响应的乘积所决定的。要控制副瓣的大小,就必须设法改变信号频谱或滤波器频率响应,即采用加权或频谱整形的办法来得到。

求最佳的频谱函数来得到所需输出波形的问题是和低副瓣天线设计问题相同的。在设计天线时,改变孔径照射函数来得到一个低副瓣远区方向图,同时保持最小的主瓣展宽和增益损失。这个关系可由以下公式求出:

$$E(\varphi) = \int_{-d/2}^{d/2} W(z) \exp[j2\pi \frac{z}{\lambda} \sin\varphi] dz$$

式中, $E(\varphi)$ 为远区电场强度; φ 为方向角; $W(z)$ 为电流分布函数; d 为天线尺寸。

远区场 $E(\varphi)$ 由电流分布的傅里叶积分得到。所得天线方向图 $E(\varphi)$ 和 $\sin\varphi$ 的关系与匹配滤波器输出端波形和时间的关系相同。在天线设计中,研究了许多可能的电流分布 $W(z)$, 以得到所需的低副瓣参数, 这些结果完全可以移用到线性调频信号压低副瓣的措施中去, 只要令

$$S(\omega) \cdot H(\omega) = W(\omega) \quad (9.1.15)$$

即可。通常均假设失配集中在振幅特性上, 而令滤波器的相位特性和输入信号谱的相位特性保持共轭。

作为一般的原理, 对于任一所需输出时间函数 $s_o(t)$, 其所要求的频谱函数可由傅里叶变换对得到:

$$W(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_o(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (9.1.16)$$

根据这个公式可求出要求的 $W(\omega)$ 。下面借用综合设计低副瓣天线时所得两个结果作为加权函数的例子:

(1) 泰勒(Taylor)函数加权。为简单计, 只取函数的前二项, 得到

$$W(\omega)_T = 1 + 0.84 \cos \frac{2\pi\omega}{\Delta\omega} \quad (9.1.17)$$

或者化成归一化(即 $\omega=0$ 时, $W(0)=1$)的形式为

$$W(\omega)_T = 0.088 + 0.912 \cos^2 \frac{\pi\omega}{\Delta\omega}$$

这种泰勒加权可以得到 -40 dB 的副瓣, 主瓣稍加宽, 大约为 1.41 倍同样带宽矩形函数的压缩脉宽。

(2) 海明(Hamming)函数加权。与上面的泰勒加权很接近, 其加权函数为

$$W(\omega)_{H1} = 0.08 + 0.92 \cos^2 \frac{\pi\omega}{\Delta\omega} \quad (9.1.18)$$

经海明加权后, 所得时间函数的副瓣较主峰值低 42.8 dB, 而 3 dB 的主瓣脉冲宽度为不加权矩形频谱时的 1.47 倍。这是目前得到最低副瓣的一种加权。

可以通过对发射脉冲包络加权,也可以对接收机匹配滤波器频率特性进行加权来得到所需的 $W(\omega)$ 。通常在高功率雷达中并不采用对发射信号包络加权的办法,因为发射机末级放大器的工作很难进行幅度控制,而且还会降低效率。最后是在接收机滤波器中进行频率加权来达到降低副瓣的目的。

4. 线性调频信号的产生和处理

线性调频信号的优点之一是这种信号容易产生和处理。已经发展了许多新的器件和新的技术用来实现线性调频信号的产生和匹配滤波,下面分别加以说明。

(1) 线性调频的产生。有两种基本的方法产生线性调频信号,即有源法和无源法。其组成方框见图 9.5(a), (b)。有源法是利用线性变化的锯齿电压去控制压控振荡器的频率,以得到所需变化规律的调频波,经时间整形后送到倍频和变频设备,使之变为雷达工作频

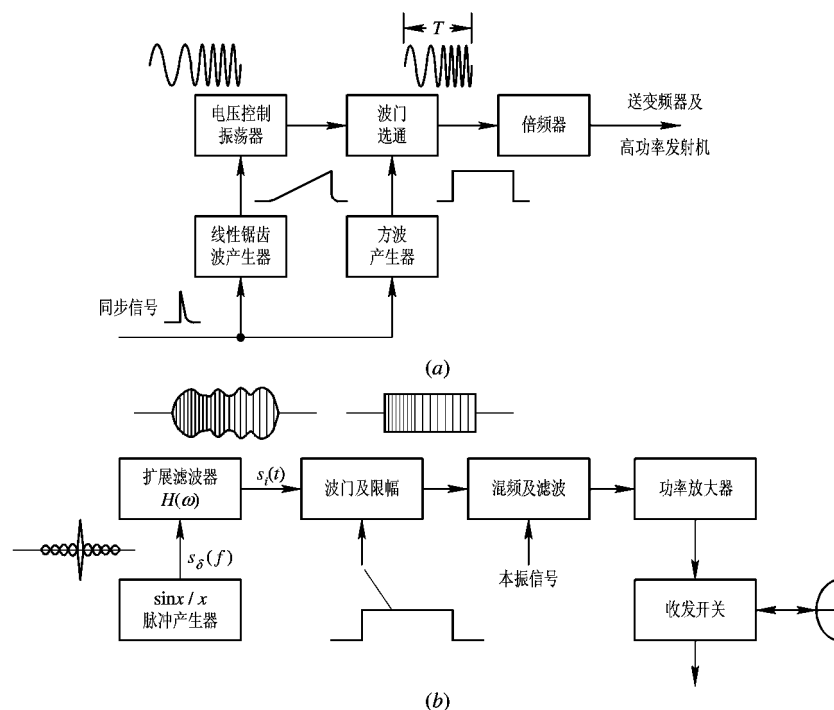


图 9.5 线性调频信号的产生

(a) 有源法; (b) 无源法

率上的线性调频波供发射系统使用。无源产生法则利用脉冲扩展滤波器来产生调频信号,它是目前用得较多的一种方法。设激励脉冲为 $\delta(t)$, 其相应频谱为 $S_\delta(\omega)$, 而扩展滤波器的频率特性为 $H(\omega)$, 则滤波器输出波形 $s_i(t)$ 为

$$s_i(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_\delta(\omega) \times H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

$s_i(t)$ 波形经整形和混频后, 就是发射机的输出波形。激励脉冲的选择应当使扩展以后的信号合乎线性调频的要求, 即在扩展滤波器频带范围内具有均匀的频谱。例如激励脉冲具有以下波形:

$$\delta(t) = \frac{\sin \frac{\mu t_p}{2} t}{\frac{\mu t_p}{2}} - \cos \omega_0 t$$

式中, ω_0 为扩展滤波器的工作频率。产生线性调频信号时, 扩展滤波器常采用色散延迟线, 其振幅频率特性在频带范围内是均匀的, 呈矩形形状, 而相位特性在频带范围内应具有平方特性, 以便得到线性延迟性能[参看(9.1.13)式]。

当发射机用无源法产生线性调频信号时, 接收系统的匹配滤波器可以采用和扩展滤波器频率特性呈复共轭的压缩滤波器。如果想在收发系统中采用相同频率特性的滤波器分别作扩展和压缩之用, 则可在接收机中匹配滤波器之前, 加一个旁频反转电路, 如图 9.6 所示。旁频反转电路实际上就是一个混频器, 它的本振频率高于信号频率, 输出取差频部分, 滤去和频部分。差频信号的调频斜率和原输入信号正相反, 故可利用原来的扩展滤波器作为压缩的匹配滤波器用。

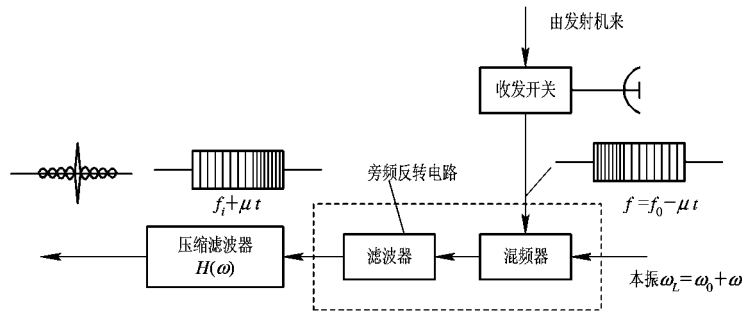


图 9.6 用一种滤波器的无源线性调频系统

线性调频信号在雷达中使用时, 常需要在脉冲与脉冲间进行有效的相参积累, 例如在目标成像雷达及其它地面雷达。常规雷达的距离延迟是相对主脉冲而言的, 因此脉冲重复频率触发与模拟法产生线性调频信号时的压控振荡器(VCO)或脉冲展宽滤波器之间的任何时间抖动, 都会变换成相邻脉冲间的相位误差数据。由于电路不稳所产生的时间抖动具有随机性, 它所引起的相位误差是一种相位噪声。经过分析研究知, 当相位噪声的均方值大于 10° 时会造成显著的相参积累损失。下面举例说明高分辨力雷达对电路时间抖动的要求。雷达工作频率 $f_0 = 10 \text{ GHz}$ ($\lambda = 3 \text{ cm}$), 中频为 750 MHz 、线性调频信号带宽为 250 MHz , $\text{PRF} = 500 \text{ Hz}$ 。此时发射频率中对 10° 的时间抖动 Δt 为

$$\Delta t = \frac{10^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{1}{10 \times 10^9} = 2.78 \times 10^{-12} \approx 3 \text{ ps}$$

即允许时间抖动 $\Delta t = 3 \text{ ps}$ 。时间抖动是由 PRF 源的频率不稳以及线性调频信号形成电路时间不稳所引起的。由于 PRF 源不稳而要求达到的稳定度为 $\left| \frac{\Delta f}{f} \right| = f \cdot \Delta t = 500 \times 3 = 1.5 \times 10^{-9}$ 是容易达到的。而对模拟电路, 如脉冲产生器、锯齿波产生器等, 要达到小于 3 ps 的时间抖动则是件较困难的事。

除了对电路稳定性的要求外, 用模拟法产生线性调频信号另一个不足是很难获得所期望的频率线性度和波形平坦度, 特别是在成像雷达需要大的时间—带宽积时。不然, 就需

要附加的频率线性化、温控及校准方法，这就会使设备复杂并使可靠性下降。

现在可利用 DDS(直接频率综合器件)技术来产生近乎完美的线性调频信号。由于信号在数字域产生,其相位、幅度以及接通和断开的的时间都可用稳定的时钟频率控制,因而线性调频信号带宽上的相位和幅度起伏能得到合适的补偿,合成的波形可以从脉冲到脉冲的变换。由于时钟稳定性决定接通和关断定时,不像模拟系统那样依靠开关的稳定性,所以脉冲到脉冲间的时间抖动变小了。DDS 方法主要有三种:存储器直读法、可编程微机控制法与相位累加法。

已经开发出供高分辨合成孔径雷达使用的 DDS Chirp 信号产生器,其时钟频率为 500 MHz,带宽为 230 MHz。图 9.7 是它的简化方框图。两个积累器提供两个相位积累,频率积累器的输入上有一个控制字,可以认为是固定相位,它的积累产生一个线性相位斜坡,再经过相位积累器就产生了线性频率调制(FM)所需的二次相位斜坡。选定频率控制字的积累产生选定频率的线性相位斜率。相位积累器后的加法器对雷达系统的相位起伏进行校正,加法器(图上未画)提供幅度校正或控制。

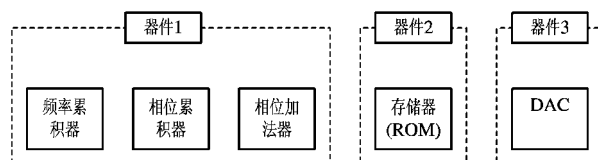


图 9.7 DDS Chirp 产生器简化方框图

(2) 线性调频信号使用的匹配滤波器。线性调频信号用的匹配滤波器有多种形式,下面举出模拟处理和数字处理的例子。

用表面声波器件做成的色散滤波器是模拟滤波器的一个代表。表声器件是 20 世纪 60 年代以后发展起来的一种新型器件,它的突出优点是体积小,工作可靠,器件制作的重复性好。表面声波延迟线的结构示意图如图 9.8 所示。基片的材料具有压电效应,例如常用的 LiNbO_3 ,在基片上用金属化光刻方法做了两个换能器,左边接输入信号,右边接负载。换能器的形状像交叉的手指,故称为叉指换能器。当交流信号输入时,由于压电效应使指条之间材料产生形变,这种周期性形变成为超声波传播,其频率等于信号频率。向右传播的超声波到达接收换能器后,转换为电信号输出,这就产生了输出信号的延迟。为了达到色散延迟(即不同频率具有不同的延时)的目的,叉指换能器应做成参差形的,发射和接收端的参差互为镜像。恰当地设计叉指的宽度和间隔,就可以获得所需色散特性。高频成分在换能器的稠密部分产生和接收,而在叉指的稀疏部分则产生和接收较低的频率分量。带宽是通过指间隔的变化来决定的。用表声器件做成的色散滤波器,还具有容易加权的优点。在滤波器时,改变指条的交叉长度,就可达到加权的目的。常用这种加权滤波器来抑制压缩后的距离副瓣强度。表面声波色散滤波器具有简单、尺寸小、制造时器件的再现性高等基本优点,是应用最广泛的器件之一。

近年来,数字器件迅猛发展,模/数(A/D)转换和各种信号处理芯片(DSP)的运算速度和集成度显著提高,为雷达信号的实时处理提供了基础。数字信号处理的优点是工作稳

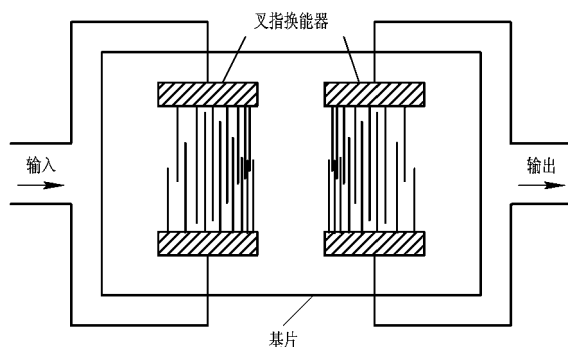


图 9.8 表面声波色散延迟线

定，重复性好，并具有较大的工作灵活性，例如，可以方便地改变处理模式，用适当增加设备的方法提高信号的精度、速度以及被处理信号的时宽带宽积等。

数字脉冲压缩处理首先将基带的 I 、 Q 正交信号经时间取样和 A/D 变换后成为数字信号，压缩处理可以在时域上用卷积运算，也可以在频域上实现。

匹配滤波器的压缩输出 $s_o(t)$ 可以表示为

$$s_o(t) = h(t) * s_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) \cdot s(\tau) d\tau \quad (9.1.19)$$

滤波器的冲击响应 $h(t) = s_i^*(t_0 - t)$ ， $s_i(t)$ 为有限长度。数字卷积运算可用横向滤波器实现，输入信号 $s_i(n\Delta t)$ 经加权 $h(t - n\Delta t)$ 后求和即可得到结果，这就是时域卷积。

由卷积定律知：二个函数卷积的傅氏变换等于各自函数傅氏变换的乘积，则

$$F[s_i(t) * h(t)] = S_i(f) \cdot H(f)$$

而

$$s_i(t) * h(t) = s_o(t) = F^{-1}[S_i(f) \cdot H(f)] \quad (9.1.20)$$

因为 FFT 算法提高了效率，因此在频域作压缩处理也常有其长处。在频域实现脉压处理的方框图见图 9.9。

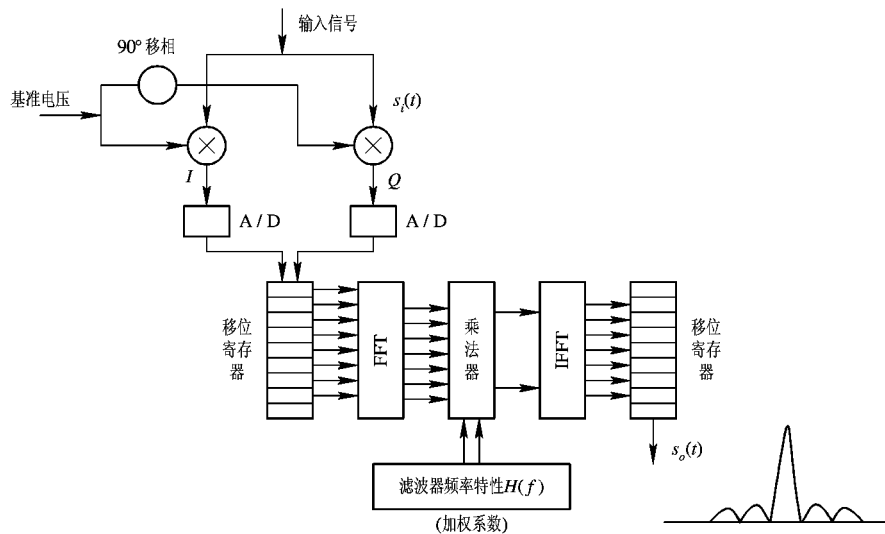


图 9.9 数字处理方框图(频率域)

用正交双通道处理时,雷达中频回波经正交两路相位检波后,复调制信号被分解成实部与虚部。它们分别经过模/数(A/D)变换后送去做快速傅里叶变换(FFT):得到信号的频谱(数字式频谱)。信号频谱应和匹配滤波器的频率特性相乘,即信号频谱应乘上相应的加权系数。加权系数由滤波器特性所决定,通常包括幅度和相位两部分。信号频谱经过加权后,得到信号谱与滤波器频率特性的乘积,然后再送到快速傅里叶反变换,即可在输出端得到压缩信号的时间波形。滤波器的加权系数存放在存储器中,可以用大规模集成电路做成的只读存储器来存放这些系数,这样更换系数值比较方便,便于处理各种不同的波形。

当代高分辨测绘和目标成像中使用的一类重要波形称之为“展宽”波形,它是大的一带宽积线性FM脉冲,对这种信号的处理采用相关和频谱分析技术。

其基本原理如图9.10所示。采用和发射信号相同参数的本振电压与位于三个不同位置A、B、C的回波相乘后,就可使目标位置的不同变为差拍频率的不同,从而用频谱分析仪分析接收信号的频率,即可找出其距离,这种接收方式保持了原信号的距离分辨力。

设频率变化率为 μ ,脉冲宽度为 τ ,则其频宽 $B=\mu\tau$,如按匹配压缩后,则其距离时间分辨力为 $1/B$ 。而相关接收后,得到单一频率信号,其时宽为 τ ,此时谱线宽度为 $1/\tau$,在频率域上分辨 $1/\tau$ 的宽度等效于时间上的分辨能力为

$$\frac{1}{\tau} = \mu \Delta t, \quad \text{即} \quad \Delta t = \frac{1}{\mu\tau} = \frac{1}{B} \quad (9.1.21)$$

这种技术的优点是极大地简化了信号处理(特别当信号时宽频宽积甚大时)。回波信号经过与基准电压相乘后得到较低频率的窄带信号,容易进行处理。缺点是距离窗口(参考电压的位置)需要和目标距离合理地靠近。

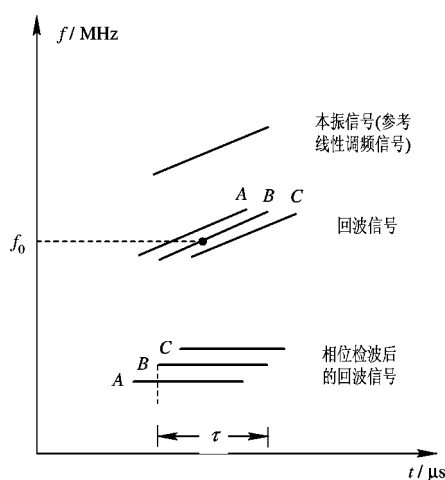


图9.10 宽波形信号处理(相关接收)

9.1.2 编码信号及其匹配滤波器

以上讨论的线性调频信号,有比较大的时宽频宽积,可以用来解决雷达检测能力和距离分辨力的矛盾。线性调频信号是连续型的信号,为了满足雷达性能的上述要求,还可以采用离散型的编码信号。其中具有较大实用意义的是二相编码信号,包括巴克编码、M序列编码、L序列编码和互补编码等。

这类信号与线性调频脉冲信号不同,当回波信号与匹配滤波器间有多卜勒失谐时,滤波器输出信噪比下降,故有时称为多卜勒灵敏信号。它常用于目标多卜勒频率变化范围较窄的场合。在多卜勒频率化范围较大时,要对多卜勒频率予以补偿。

二相编码信号的基本形式如图9.11所示。一个载波宽脉冲信号被分成 N 个宽度为 τ' 的单元,每个单元被“+”或“-”编码。其中正号表示正常的载波相位,而负号相应为 180°

相移。波形中第 k 单元的振幅用 a_k 表示, 假定每一段的振幅均为 1, 而相位根据编码是 0 和 π 二者之一。这时可用离散形式写出波形的自相关函数为

$$\Phi(m) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot a_{k+m} \quad (9.1.22)$$

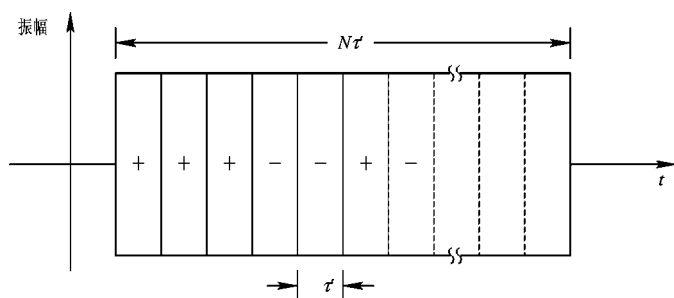


图 9.11 二相编码信号

其中 $-(N-1) \leq m \leq (N-1)$ 。当 $m=0$ 时, 自相关函数 $\Phi(0)$ 值最大, 它等于码元数 N 。由匹配滤波器理论知道, 信号通过匹配滤波器的输出就是信号的自相关函数。因此, 在雷达信号中所用的二相编码信号, 应要求其自相关函数具有高的主峰和低的副瓣。现举巴克码为例说明。巴克码自相关函数的主副瓣比等于压缩比, 即等于码长 N , 副瓣均匀, 是一种较理想的编码脉压信号。可惜它的长度有限。已经证明, 对于奇数长度, $N \leq 13$; 对于偶数长度, N 为一完全平方数, 但已证明 N 在 4 到 6084 之间不存在, 超过 6084 的码一般不采用。巴克码的自相关函数为

$$\Phi(m) = \begin{cases} N & m = 0 \\ 0 \text{ 或 } 1 & m \neq 0 \end{cases} \quad (9.1.23)$$

求出自相关函数(应包括其精细结构)后, 即可找出编码信号的功率谱, 以 13 位巴克码为例, 其功率谱函数为

$$P(\omega) = (\tau') \left[\frac{\sin(\omega\tau'/2)}{\omega\tau'/2} \right]^2 \left[12 + \frac{\sin(13\omega\tau')}{\sin\omega\tau'} \right] \quad (9.1.24)$$

可认为其频谱宽度主要由子脉冲宽度 τ' 决定。

L 序列是使用中感兴趣的一种编码。这是用线性反馈移位寄存产生器所能获得的最大长度序列。L 序列的结构类同于随机序列, 因而具有我们期望的自相关数。L 序列常被称为伪随机(PR)或伪噪声(PN)序列。一个典型的移位寄存产生器如图 9.12 所示。 n 级移位寄存器初始均设置为 1 或组合 0 与 1。

移位寄存器按时钟频率脉动, 任一级的输出均是二进制序列。当合适地选择反馈联接时, 输出是一个最大长度序列, 尔后重复输出。

最大序列的长度为 $2^n - 1$, n 为移位寄存产生器的级数。从 n 级移位寄存产生器所能获得的最大长度序列总数 M 为

$$M = \frac{N}{n} \prod \left(1 - \frac{1}{p_i} \right) \quad (9.1.25)$$

式中, p_i 是 N 的质数。对于应用来讲, 知道同样长度序列有多少种不同形式是重要的。

最大长度序列的子脉冲数 N 也等于雷达信号的时宽—带宽积。系统的带宽取决于时

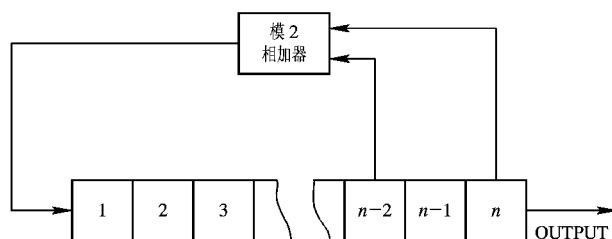


图 9.12 移位寄存产生器

钟频率。改变时钟频率、反馈连接，就可产生不同时宽、频宽的波形。

L 序列码(RN 码)可以用于连续波(CW)雷达中，也可将产生器的输出切断后用于脉冲雷达中。在这两种情况下，其自相关函数的副瓣是不同的，如图 9.13 所示。

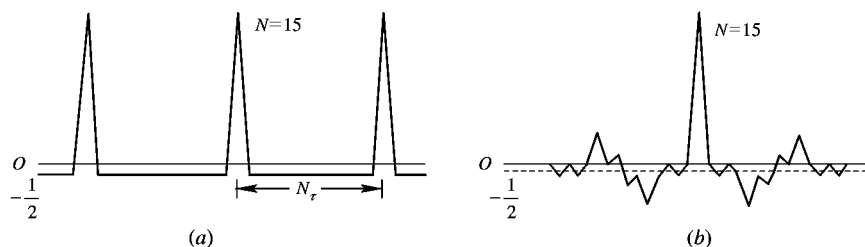


图 9.13 L 序列自相关函数

(a) 周期使用；(b) 非周期使用

周期使用(连续波)时，副瓣电平固定为 -1 ，峰值为 N (子脉冲数)。非周期使用时，低副瓣电平被破坏，当 N 值很大时，峰值和副瓣电平比近似为 $N^{-1/2}$ 。

二相编码信号的接收最常用的方法是数字式脉冲压缩，其方框图见图 9.14。码产生器产生的二相编码序列除送到 RF 调制器和发射机外，还送到接收相关器。数字相关器如图 9.14(b)所示。输入为接收信号序列，按时钟节拍输入移位寄存器，寄存器的级数等于序列的子脉冲数，每一级的输出均乘上加权值 a_i 。 a_i 的值按照参数序列所定为 $+1$ 或 -1 ，加权后相加获得相关函数或压缩脉冲。

二相编码信号是一种多卜勒敏感信号，当多卜勒引起的相移在脉冲宽度内不能忽略时，需要做多卜勒校正。例如，采用多个多卜勒通道，以使信噪比(SNR)的损失减为最小。接收信号可以和多个本振(LO)频率混频，每个本振频率均偏离一个频率量 Δf ， Δf 对应于多卜勒分辨单元。图 9.14 所示的处理则在每一个多卜勒支路均将重复。

9.1.3 时间—频率码波形

超距离分辨力需要使用超宽频带信号。用于搜索和跟踪目标的雷达，通常工作在较窄的频带。如果该雷达具备宽的变频带宽而可以工作在捷变频状态，则可以采用时间—频率码来合成高距离分辨力。

这种波形由一串 N 个脉冲组成，每个脉冲发射不同频率，频率间的阶跃为一固定值，见图 9.15 所示。

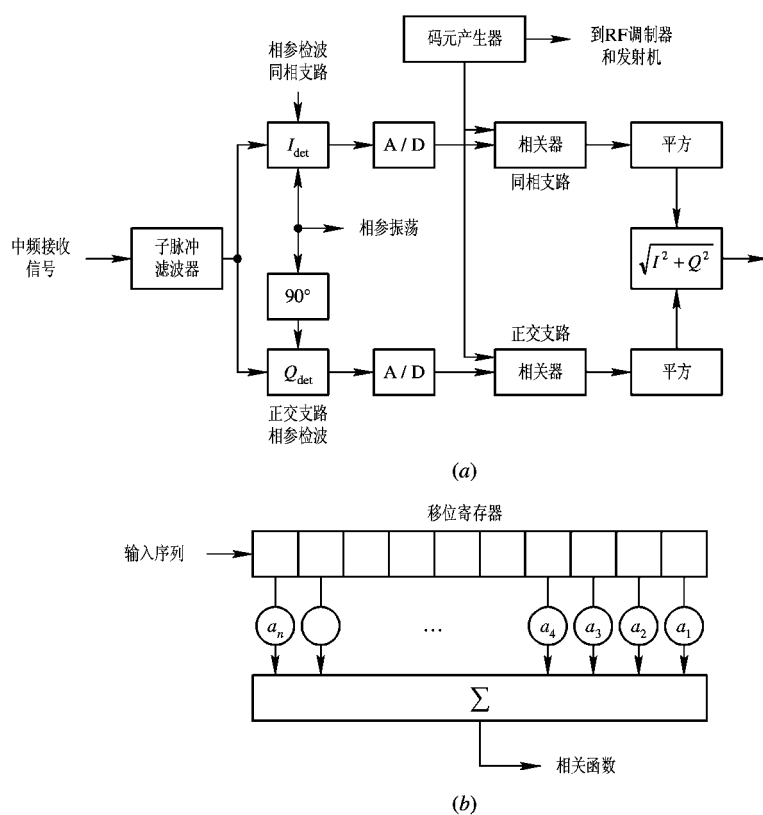


图 9.14 相位编码信号的数字脉压
(a) 数字式相关; (b) 数字相关器组成

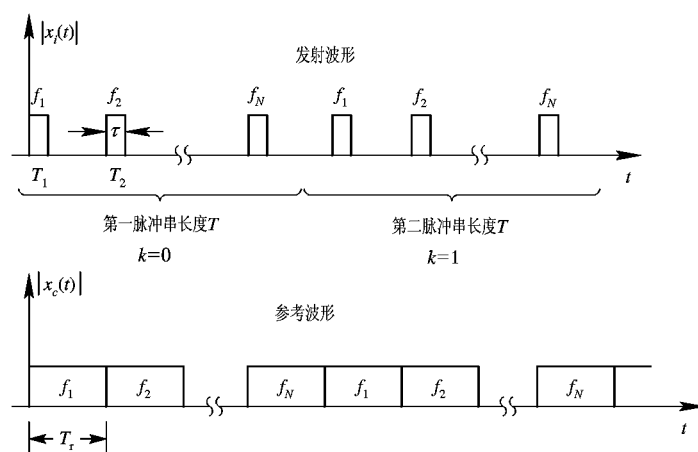


图 9.15 时间—频率码发射波形和参考波形

信号的距离分辨力或压缩脉冲宽度由脉冲串的全部带宽决定,而多普勒分辨力由波形的脉冲串长度 T 决定。例如典型波形包含一串 N 个宽度为 τ 的脉冲,单个脉冲的谱宽为 $1/\tau$,则脉间频率阶跃的值应不大于 $1/\tau$,以保证脉冲串的组合频谱在频域上邻接而不出现缝隙。这种在时域和频域上连接的 N 个脉冲具有以下参数:

波形持续时间: $N\tau$

波形带宽: $N \cdot \frac{1}{\tau} = B$

时宽—带宽积: N^2

压缩脉冲宽度: $\frac{1}{B} = \frac{\tau}{N}$

下面讨论时间—频率码合成高距离分辨力的原理。设目标为“点”目标, 雷达可以做相参处理, 在基带(零中频)上取出目标的幅度和相位信息。用一个距离门选通信号来选出每个发射脉冲后在某个距离上的回波信号。当脉冲串持续时间内目标有效视角不改变, 则脉冲串所获目标数据可视作目标的瞬时离散频谱特性。

设定发射波形为 $x(t)$, 接收信号为 $y(t)$, 运动目标回波延时为 $z(t)$, 则时间频率编码信号的发射波形可表示为

$$\begin{aligned} x_i(t) &= B_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i) & iT_r \leq t \leq iT_r + \tau, i \in 0 \sim N-1 \\ f_i &= f_0 + i\Delta\varphi, T_r \text{ 为单个脉冲的重复周期} \end{aligned} \quad (9.1.26)$$

接收到的信号可表示为

$$y_i(t) = B'_i \cos[2\pi f_i(t - z(t) + \theta_i)], \quad iT_r + z(t) \leq t \leq iT_r + \tau + z(t)$$

迟延为

$$z(t) = \frac{2(R - v_1 t)}{C} \quad (9.1.27)$$

相参检测用的参考信号可表示为

$$x_c(t) = B \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad iT_r \leq t \leq (i+1)T_r \quad (9.1.28)$$

它在第 i 个重复周期内以频率 f_i 连续存在作为基准信号。相参混频后输出的基带分量为

$$m_i(t) = A_i \cos[-2\pi f_i z(t)] \quad iT_r + z(t) \leq t \leq iT_r + \tau + z(t)$$

这是第 i 个重复周期收到目标对第 i 个阶跃频率的响应。混频器输出的相位值 $\varphi_i(t)$ 为

$$\varphi_i(t) = -2\pi f_i z(t) = -2\pi f_i \left(\frac{2R}{C} - \frac{2v_1 t}{C} \right) \quad (9.1.29)$$

正交混频器输出可用极坐标表示为

$$G_i = A_i e^{j\varphi_i} \quad (9.1.30)$$

脉冲串的谱宽是 $N \cdot \frac{1}{\tau}$, 每个脉冲发射频率不同。在第 i 个频率上回波响应基带输出的样点是目标响应在该频率上的取样, 由 N 个脉冲的回波响应组成目标回波在频率域的取样数据。对频率域取样数据做傅里叶反变换, 就可以获得合成的时域波形。

对频域取样数据做离散傅氏反变换 IDFT 运算(或等效 FFT 算法), 所获得合成时域波形的取样值 H_l 为

$$H_l = \sum_{i=0}^{N-1} G_i e^{j\frac{2\pi}{N} l i}$$

式中, l 代表时域上的距离位置。令 $A_i = 1$, 则归一化合成时域响应为

$$H_l = \sum_{i=0}^{N-1} \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{N} l i + \varphi_i\right)\right] \quad (9.1.31)$$

现讨论目标速度 $v_1 = 0$ 时的情况, 此时 H_l 为

$$H_l = \sum_{i=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} l i - 2\pi f_i \frac{2R}{C}\right)$$

式中, $f_i = f_0 + i\Delta f$, Δf 为阶跃频率步长。

$$H_l = \exp\left[-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}\right] \frac{\sin\pi y}{\sin \frac{\pi y}{N}} \exp\left[j \frac{N-1}{2} \cdot \frac{2\pi y}{N}\right] \quad (9.1.32)$$

式中

$$y = -\frac{2NR\Delta f}{C} + l \quad (9.1.33)$$

合成距离分布函数的幅度为

$$|H_l| = \left| \frac{\sin\pi y}{\sin \frac{\pi y}{N}} \right| \quad (9.1.34)$$

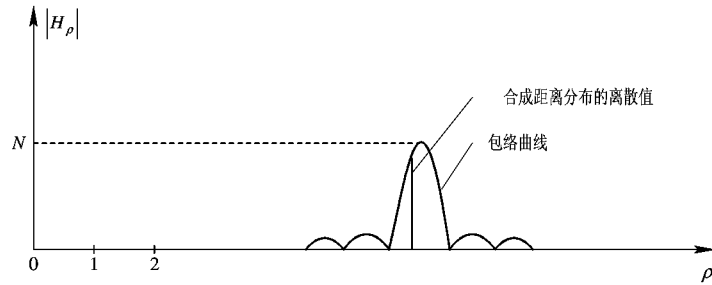


图 9.16 相应于固定点目标的合成距离分布

点目标响应的合成距离分布离散值 H_l 和相应的分布包络均示于图 9.16 中。点目标响应将在 $y=0, \pm N, \pm 2N, \dots$ 处达到最大, 离这些峰值响应最近的距离位置表示成 $l=l_0$, 系数 l_0 相应的距离为

$$R = \frac{c}{2N\Delta f}(l_0 \mp kN) \quad k = 1, 2, \dots$$

仔细观察可看出,

$$R = \frac{c}{2N\Delta f}(l_0 \mp kN) = l_0 \frac{c}{2N\Delta f} \mp k \frac{c}{2\Delta f}$$

而 $\tau = \frac{1}{\Delta f}$, 故第二项为未合成前单个脉冲宽度所决定的距离单元数, k 值由选通距离门位置决定。第一项 l_0 为合成距离分布的位置数, 合成后的距离分辨单元为 $\frac{c}{2N\Delta f}$ 。显然, 不模糊距离长度为 $\frac{c}{2\Delta f}$, 即单个脉冲宽度所决定的距离。相对于系数 l 从 0 到 $N-1$, 离散距离间隔由所选频率步长大小及脉冲串数目来决定。取样分辨力定义为在分布曲线上任两个相邻位置的距离增量。 N 个频率阶跃脉冲在不模糊距离长度 $\frac{c}{2\Delta f}$ 内产生 N 个等步长的距离增量, 因此, 取样分辨力可表示为

$$\Delta r_s = \frac{1}{N} \cdot \frac{c}{2\Delta f} = \frac{c}{2B} \quad (9.1.35)$$

可以证明:当 N 值很大时,合成距离分布包络上 $2/\pi$ 点间的距离所确定的分辨力和取样分辨力相似,这就是由总带宽 $B=N\Delta f$ 所确定的瑞利分辨力。

当目标运动 $v_t \neq 0$ 时,其合成距离分布将产生展宽和距离位移现象,类似于线性调频波形的模糊图。

9.2 合成孔径雷达(SAR)

9.2.1 引言

第二次世界大战结束时,雷达的距离分辨力已达到小于150 m,但对于100 km处目标的方位线分辨力则大于1500 m。因此,20世纪50年代雷达技术研究的重要课题是明显改善距离和方位分辨力。距离分辨力的提高可采用复杂的大时宽频宽积信号来得到(已如上节所述),而寻找改善方位分辨力(横向分辨力)的新方法显得特别重要。当机载(空载)雷达用真实天线波束作地形测绘时,方位(横向)分辨力是依靠天线产生窄的波束而达到的。机载雷达由于天线空间尺寸的限制而很难小于 2° , 2° 波束在100 km处的横向分辨力约为3500 m,使方位横向分辨力在100 km处达到150 m的量级。应使天线波束宽度为 0.086° ,显然,真实天线不可能做到。当时美国密西根大学有一批科学家想到:一根长的线阵天线所以能产生窄波束,是由于发射时线阵的每个阵元同时发射相参信号,接收时由于每个阵元又同时接收信号在馈线系统中叠加形成很窄的接收波束。他们认为多个阵元同时发射同时接收并非必需,可以先在第一个阵元发射和接收,然后依次在其他阵元上发射和接收,并把在每个阵元上接收的回波信号全部存储起来,然后进行叠加处理,其效果就类似于长线阵同时发、收。因此,只要用一个小天线沿着长线阵的轨迹等速移动并辐射相参信号,记录下接收信号并进行适当处理,就能获得一个相当于很长线阵的方位向(横向)高分辨力。人们称这一概念为合成孔径天线。机载(空载)雷达采用这种合成孔径雷达技术的称为合成孔径雷达(SAR)。

SAR的特征是在雷达移动而被测物(如地面)固定时能获得被测物的清晰图像。20世纪60年代开始,人们根据SAR的理论和实践,发展了在一定条件下雷达固定而目标物体运动时获得目标清晰图像的理论和方法,这种工作方式常称为逆合成孔径雷达(ISAR),它对目标识别等方面具有重要意义。20世纪70年代,通过理论上的进一步发展以及大规模集成电路和大容量高速电子计算机的问世,使微波成像雷达得以实现。当然,SAR和ISAR均属成像雷达范畴,它们的基本原理是一致的,而具体的工作方式、影响性能的各种因素及信息处理和获得图像的方法则有所不同。

SAR的工作方式有正侧视、斜侧视、多卜勒波束锐化和聚束定点照射等多种,但它们的基本原理是相同的。下面的论述以最常用的正侧视工作方式为例。正侧视时,天线波束指向垂直于平台运动方向。

下面首先讨论角度分辨力。通常有两种方式定义分辨力,一种是以天线方向性函数 $F(\theta)$ 的半功率宽度来定义的,另一种是以 $F(\theta)$ 的 $2/\pi$ 强度处的宽度来定义的,并称之为瑞利分辨力。

雷达采用实际孔径天线时, 设阵天线长度为 L , 均匀加权; 在远场条件下, 发射和接收均认为是平面波。若工作波长为 λ , 来自偏离视轴(垂直于阵面)方向的信号在天线端口处的相位是位置的函数。如果设目标方向偏离视轴 θ 角, 则回波信号的单程相位差 $\varphi(x)$ 为

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} x \sin\theta$$

式中, x 为接收点偏离相位基准点的位置。用复数形式表示的天线方向图函数 $F(\theta)$ 为

$$F(\theta) = \frac{1}{L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{j\varphi(x)} dx = \frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta}$$

其功率方向图为

$$F^2(\theta) = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta} \right]^2$$

半功率点处(用归一化方向函数):

$$\left[\frac{F(\theta)}{F(0)} \right]^2 = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta} \right]^2 = \frac{1}{2} \quad (9.2.1)$$

这是超越函数, 其图解为

$$\frac{\pi L}{\lambda} \sin\theta = \pm 1.39 \text{ rad}$$

即

$$\sin\theta \mid_{3 \text{ dB}} = \pm 0.44 \frac{\lambda}{L}$$

对于小的波束宽度, 即 $\frac{\lambda}{L} \ll 1$, 可认为 $\sin(\theta) \approx \theta$, 则得实际常用公式:

$$\theta \mid_{3 \text{ dB}} = \pm 0.44 \frac{\lambda}{L}$$

或单程半功率波束宽度

$$\theta \mid_{3 \text{ dB}} = 0.88 \frac{\lambda}{L} \quad (9.2.2)$$

定义在 $2/\pi$ 处的瑞利分辨力为

$$\theta \mid_{4 \text{ dB}} = \frac{\lambda}{L} \quad (9.2.3)$$

由此得到的横向分辨力为

$$\delta r_c \mid_{3 \text{ dB}} = R\theta \mid_{3 \text{ dB}} = 0.88R \frac{\lambda}{L} \quad (9.2.4a)$$

$$\delta r_c \mid_{4 \text{ dB}} = R\theta \mid_{4 \text{ dB}} = R \frac{\lambda}{L} \quad (9.2.4b)$$

式中, R 为目标距离。收发双程时, 其半功率点分辨力可证明为

$$\delta r_c \mid_{3 \text{ dB}}(\text{双程}) \approx 0.64 \frac{\lambda}{L} \quad (9.2.5)$$

9.2.2 SAR 基本工作原理

SAR 有两种工作方式,一种是对回波信号作聚焦处理,另一种是非聚焦处理。对于合成阵而言,当目标处于无穷远处,其回波可视为平面波,而实际目标的距离往往不满足平面波照射的条件。对应于不同距离,目标回波的波前是半径不同的球面波。如果在接收机信号处理时,对不同距离的球面波前分别予以相位补偿,则对应于这样的处理称为聚焦处理。如果将合成阵各点上所接收的信号进行相参积累,在积累前不改变各点接收信号间的相位关系,即不加任何相位补偿,则这种情况称为非聚焦处理。

可以证明,聚焦处理时 SAR 的方位线分辨力为

$$\delta r_a = \frac{D}{2} \quad (9.2.6)$$

式中, D 为天线尺寸。方位线分辨力和目标距离 R 无关,这是一个很奇妙的特性,在实际使用时带来很多好处。

非聚焦处理时的方位线分辨力为

$$\delta r_a = \frac{\sqrt{R_0 \lambda}}{2} \quad (9.2.7)$$

式中, R_0 为合成阵中心到目标的距离; λ 为工作波长。

下面分别讨论这两种工作方式。

1. 非聚焦处理

非聚焦处理时的合成孔径长度 L 较小,可按远场平面波情况近似分析,然后再加以修正。远场时,从视轴方向照射来的目标回波到达天线孔径的每一处是等相位的,如图 9.17 所示,可认为与实际孔径天线相似。

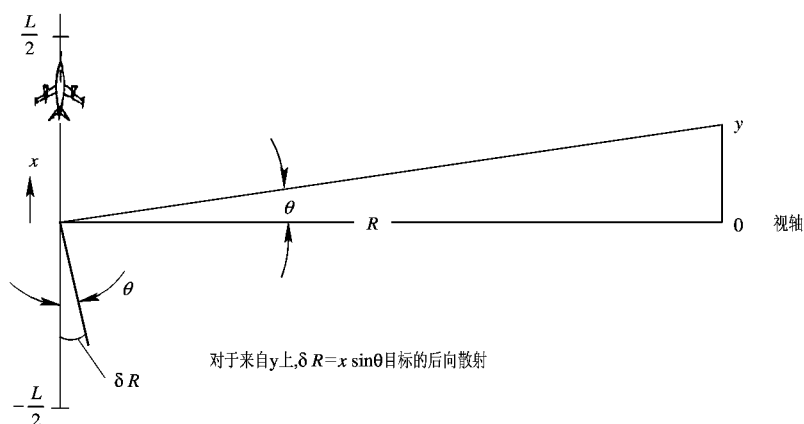


图 9.17 小合成孔径的几何关系

图 9.17 中,偏离视轴横向距离 y 处目标回波的收、发双程相位差为

$$\varphi(x) = 2 \times \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \theta \quad (9.2.8)$$

此外, $x=v_p t$ 是载机运动时产生的, v_p 为载机飞行速度。

θ 为偏离视轴的方位角。当 θ 很小时, 满足以下关系:

$$\sin \theta \approx \tan \theta = \frac{y}{R} \quad (9.2.9)$$

式中, y 为在距离 R 处偏离波束指向的横向距离。

因为在合成孔径时, 每个阵元收到的回波相位差是发、收双程的, 因而较一般实际孔径天线时相位差增加 1 倍。

当发射连续波信号时, 合成孔径天线对 $-\frac{T}{2}$ 到 $+\frac{T}{2}$ 时间内收到的回波信号进行积累处理。如在这段时间内对目标均匀照射, 则对横向偏移为 y 时的积累响应为

$$F(\theta) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\varphi(x)} dx$$

式中

$$\varphi(x) = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{v_p t y}{R}$$

所得结果¹与实际孔径的天线类似:

$$F(\theta) = \frac{\sin \frac{2\pi v_p T y}{R\lambda}}{\frac{2\pi v_p T y}{R\lambda}} \quad y = R\theta \quad (9.2.10)$$

由归一化功率响应 $\left[\frac{F(\theta)}{F(0)}\right]^2 = \frac{1}{2}$, 可得到半功率点的分辨力。半功率点产生在:

$$\frac{2\pi v_p T y}{R\lambda} = \pm 1.39$$

$$y|_{3\text{dB}} = \pm 0.22 \frac{R\lambda}{v_p T}$$

用孔径长度 $L=v_p T$ 表示的横向分辨力为

$$\delta\gamma_a|_{3\text{dB}} = 0.44 \frac{R\lambda}{L} \quad (9.2.11a)$$

按 $2/\pi$ 幅度处定义的瑞利分辨力则为

$$\delta\gamma_a = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{L} \cdot R \quad (9.2.11b)$$

合成孔径雷达的横向分辨力较之同样尺寸实孔径天线收、发双程时的分辨力要高[见式(9.2.4)、(9.2.5)], 因为阵元在每一个位置完成收、发双程而有 2 倍的相位差。

横向分辨力¹与合成孔径天线的长度 L 直接联系, 在非聚焦处理时, L 值应是多少? 下面予以讨论。实际工作情况下, 目标与天线间的距离不是无穷大, 合成孔径边缘处收到的点目标回波存在相位差。在非聚焦处理时, 阵面上信号的相位差将影响合成孔径天线波束展宽和副瓣恶化, 为此, 孔径 L 受到限制。从图 9.17 中可看到, 以 $y=0$ 为基准, 在孔径 L 的边缘处到达目标的距离也发生 ΔR 的变化, 见图 9.18, 即

$$R^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2 = (R + \Delta R)^2$$

$$\Delta R \approx \left(\frac{L}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2R} \quad (9.2.12)$$

如果允许孔径边缘处往返相位差不超过 $\pi/2$, 则 $\Delta R \leq \lambda/8$ 。

由式(9.2.12)可得 $L_{\text{max}} = \sqrt{R\lambda}$, 由此可得横向分辨力为

$$\delta\gamma_a = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{L} \cdot R = \frac{1}{2} \sqrt{R\lambda} \quad (9.2.13)$$

2. 聚焦处理

在这一节中, 我们将从天线阵和脉冲压缩两个角度来讨论聚焦处理。

1) 天线阵列观点

聚焦处理时, 由阵列边缘产生的平方项可以在信号处理过程中予以补偿, 此时, 合成孔径长度由天线波束宽度所覆盖的长度 L_e 所决定:

$$L_e = R \cdot \frac{\lambda}{D}$$

式中, D 为实际天线孔径; λ/D 为天线的瑞利方向图宽度。因此, 合成孔径雷达的横向分辨力为

$$\delta\gamma_a = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{L_e} \cdot R = \frac{1}{2} \frac{R\lambda}{R\lambda/D} = \frac{D}{2} \quad (9.2.14)$$

此时的横向线分辨力与目标距离 R 无关, 且与实际天线尺寸 D 成正比, 这是完全不同于实际孔径天线的。

聚焦处理时要补偿由边缘波差产生的平方相位差, 即要做信号处理, 因此, 首先要分析工作过程中点目标回波的性质。

2) 从脉冲压缩技术的观点来阐述合成孔径雷达的原理

现将目标(地面的某一处)作为点源来分析, 见图 9.19。根据多卜勒效应可知, 当雷达与目标存在相对运动时, 双程产生的多卜勒频率为

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta$$

目标作等速直线飞行时, 垂直于其航线方向的某一目标, 相对于飞机的径向速度是变化的, 如图 9.19(a)所示。在角度 θ 不大时, 因为

$$\sin \theta \approx \tan \theta = \frac{x}{R_0}$$

而

$$x = vt$$

所以多卜勒频移 f_d 与 x 或 t 的关系近似为直线, 见图 9.19(b)。这一点可以进一步由图 9.20 得到证明, 图中, 雷达与目标之间的距离 R_0 与雷达位置 x 的关系为

$$R^2 = (R_0 + d)^2 = R_0^2 + 2R_0d + d^2 = R_0^2 + x^2$$

当角度不大时, 忽略高次项 d^2 , 则球面波引起的波程差为

$$d \approx \frac{x^2}{2R_0} \quad (9.2.15)$$

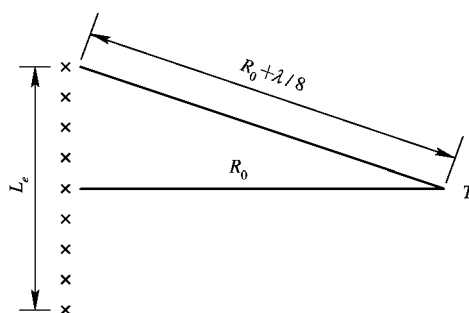


图 9.18 不聚焦的几何图形

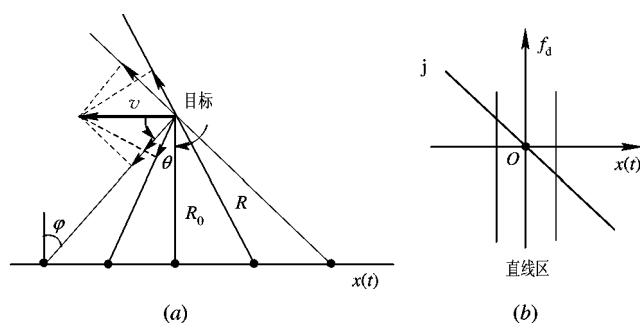


图 9.19 动目标坐标及其多卜勒频率—距离(时间)的关系

(a) 动目标坐标; (b) 多卜勒频率—距离(时间)关系

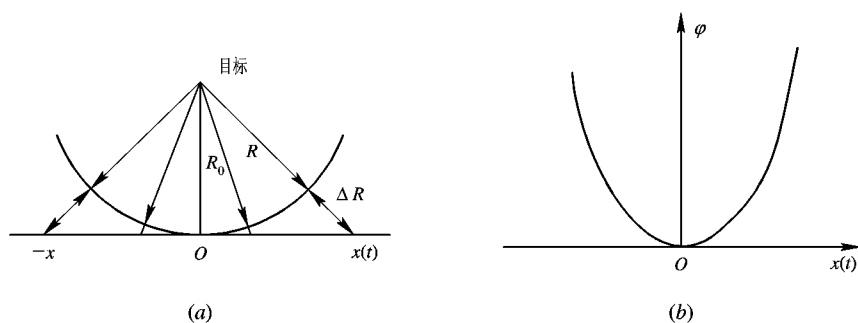


图 9.20 动目标坐标及其相位—距离(时间)的关系

(a) 动目标坐标; (b) 相位—距离(时间)关系

由波程差引起的相对相移(双程相移)为

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2d = \frac{2\pi x^2}{R_0 \lambda} \quad (9.2.16)$$

由雷达运动引起的多卜勒频移为

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{v d\varphi}{dx} = \frac{4\pi v^2}{R_0 \lambda} t = \frac{4\pi v}{R_0 \lambda} x \quad (9.2.17)$$

由式(9.2.16)可知, 相移 φ 与 x 呈平方关系, 见图 9.19(b)。多卜勒频移 f_d 与 x 呈线性关系, 见图 9.19(b)。

这就说明, 雷达接收机收到的将是一个方位向的线性调频信号, 其宽度等于单个天线波束宽度所决定的能收到信号的时间。这个信号若采用一般检取振幅显示的办法显示, 则显示器画面的亮弧将与单个天线波束宽度一致, 即角分辨率由单个天线决定。如前分析, 这是不能满足要求的。既然接收到的信号是线性调频信号, 那么, 能否用线性调频信号的脉冲压缩网络使收到的信号变窄呢? 当然是可以的。我们知道, 线性调频信号经过匹配滤波器之后, 脉冲包络受到压缩, 这等效于把天线的波束宽度变窄了, 从而提高了角度分辨力。不过, 这时所用 x 轴(或时间 t)不是目标的斜距离, 而是代表 θ , 即方位角度变化。所以, 压缩后的信号是提高角分辨力而不是提高距离分辨力, 这个信号宽度远大于信号往返于最大作用距离的时间, 如果为脉冲法工作, 则远大于信号重复周期。

现在进一步分析合成孔径雷达的信号及其变换情况。先研究平面上某距离上一个固定目标的反射信号的特性。设飞机作直线等速飞行,在机上雷达波束能照射到的范围内,机上将收到该固定点的回波。

把辐射信号以复信号形式表示为

$$u_t(t) = A e^{j\omega_0 t} \quad (9.2.18)$$

它经过点目标反射后又到达雷达天线。设该点目标的点反射系数为 K (为了简化,先略去方向图的影响),则反射信号为

$$u_r(t) = K A e^{j\omega_0 (t - t_d)} \quad (9.2.19)$$

通常飞机高度远小于距离,故

$$t_d = \frac{2R}{c} = \frac{2}{c} \sqrt{R_0^2 + x^2} = \frac{2R_0}{c} \sqrt{1 + \frac{x^2}{R_0^2}} \quad (9.2.20)$$

式中, t_d 为双程延迟时间; R_0 相当于航路捷径的垂直距离。通常 $x \ll R_0$, 故

$$t_d \approx \frac{2R_0}{c} \left(1 + \frac{x^2}{2R_0^2} \right) = \frac{2}{c} \left(R_0 + \frac{x^2}{2R_0} \right) \quad (9.2.21)$$

代入式(9.2.19),有

$$\begin{aligned} u_r(t) &= K A \exp \left[j\omega_0 t - j\omega_0 \frac{2}{c} \left(R_0 + \frac{x^2}{2R_0} \right) \right] \\ &= K A \exp \left(j\omega_0 t - j \frac{2\omega_0 R_0}{c} - j \frac{\omega_0}{c R_0} x^2 \right) \end{aligned} \quad (9.2.22)$$

式中,第二项相移是垂直距离 R_0 引起的,为一个常量;第三项相移为沿 x 轴的且与接收单元天线位置有关的相移,与 x 成非线性关系。

令第三项相移为

$$\begin{aligned} \varphi(x) &= \frac{\omega_0 x^2}{c R_0} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x^2}{R_0} \\ x &= vt \end{aligned} \quad (9.2.23)$$

式中, v 为飞机飞行速度,

$$\varphi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{v^2 t^2}{R_0} = b v^2 t^2 \quad (9.2.24)$$

根据已学知识可知,相位函数随时间成平方关系的信号为线性调频信号,其角频率为

$$\omega = \omega_0 + \mu t = \omega_0 - 2b v^2 t \quad (9.2.25)$$

其中

$$\mu = -2b v^2, \quad b = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{1}{R_0}$$

可见,调频信号的角频率变化速度 μ 与飞机速度的平方成正比,与垂直距离成反比。这些可以从图 9.19 中的角速度与径向速度的变化直观地看出来。

因此,飞机运动时,目标角位置的有用信息主要包含于相位函数 $\varphi(x)$ 之中,这个 $\varphi(x)$ 或多卜勒频率变化情况可从相参检波器输出端得到。这个信号也可叫零中频信号(即多卜勒频率信号)或相参视频。

$$u_c(x) = E e^{j\varphi(x)} \quad (9.2.26)$$

$\varphi(x)$ 中 x 的最大值是天线方向图主瓣照射的边界,即 $\pm \frac{\theta_{1dB}}{2} R_0$ (θ_{1dB} 为单个天线 $\frac{2}{\pi}$ 强度处波

束宽度即瑞利波宽)。因为

$$\omega(x) = \frac{d\varphi(x)}{dx} = 2bx$$

$$\omega(t) = 2bv^2t$$

所以

$$\omega_{\max} = 2b \cdot \frac{\theta_{4\text{dB}} R_0 v}{2} = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \frac{1}{R_0} \frac{\theta_{4\text{dB}} R_0 v}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} \theta_{4\text{dB}} \quad (9.2.27)$$

又

$$\theta_{4\text{dB}} = \frac{\lambda}{D}$$

D 为实际天线孔径, 所以

$$\omega_{\max} = \frac{2\pi v}{D} \quad (9.2.28)$$

$$f_{\max} = \frac{v}{D}, \quad f_{\max}(x) = \frac{1}{D} \quad (9.2.29)$$

即最高多卜勒频率 $f(x)$ 等于单个天线孔径的倒数, 为一常量。因为频偏为 $2f_{\max}$, 所以线性调频信号的调频带宽为

$$\Delta f = 2f_{\max} = \frac{2v}{D} \quad (9.2.30)$$

在聚焦处理时, 压缩脉冲宽度为

$$\tau_0 = \frac{1}{\Delta f} = \frac{D}{2v} \quad (9.2.31)$$

与输出波形的 -4 dB 宽度一致 (τ_0 也是用时宽表示的方位线分辨力)。用 x 表示的方位线分辨力为

$$\tau_0(x) = \tau_0 \cdot v = \frac{D}{2} \quad (9.2.32)$$

式(9.2.32)表明用脉冲压缩原理导出的结果与用合成阵列导出的结果[见(9.2.14)式]一致。

现在研究平面目标即面反射时的回波处理问题。首先, 距离上按分辨力的要求进行选通, 那么, 方位不同的目标单元的回波将是一个信号族, 参看图 9.21。图(c)为铅垂面的照射情况, 可以看到沿 z 轴即垂直于飞机航行方向的照射范围。图(b)为沿 x 轴即平行于飞机航行方向的照射情况, 可以看到实际波束照射面积(实线)和按半功率点理想化后的照射面积(虚线)。 R_1 为近距离, 它照射到的单元少; R_2 为远距离, 它照射到的单元多; ΔR 为选通距离。图(c)为远近不同的两个目标单元(A 和 B)具有不同的接收回波时间或照射时间, 目标单元 A 的照射时间为 $T_1 = \frac{x_1 - x_0}{v}$, 单元 B 则为 $T_2 = \frac{x_2 - x_0}{v}$, $T_2 > T_1$ 。图(d)说明各目标单元的回波中多卜勒频率的变化情况: 近距离 R_1 区域内的单元, 由于角速度变化快, 多卜勒频率变化率高; R_2 区域内的单元, 由于角速度变化较 R_1 时慢, 多卜勒频率变化率低。我们可以看到, 距离近, 则多卜勒变化率高, 而接收时间短; 距离远, 则多卜勒变化率低, 但接收时间长。所以, 不论距离远近, 其最大调频带宽一样。因之, 对不同距离选通后的支路, 采用该距离的接收回波时间作为信号处理时间。这样, 经过匹配滤波器(或压缩)后的波束宽度一样, 即方位分辨力与距离无关。

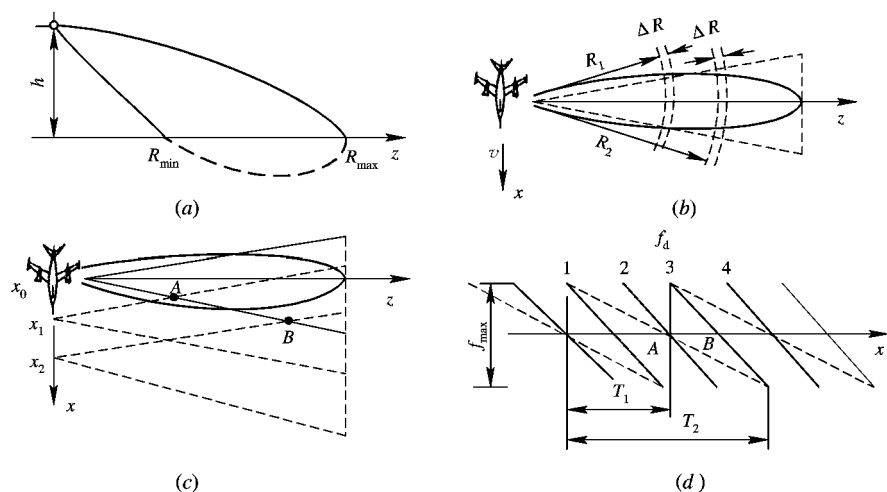


图 9.21 合成孔径雷达的照射情况与频移情况

(a) 铅垂面; (b) 水平面; (c) 不同距离目标的照射情况; (d) 不同距离目标的多卜勒频移

3. 合成孔径雷达的模糊问题

SAR 为脉冲工作状态时, 由于是对连续信号取样, 这时将存在二维模糊, 即方位模糊及由相参脉冲列引起的距离模糊。

方位角模糊是由于在脉冲工作状态时, 合成孔径的工作等效于离散天线阵列的缘故, 即在每个位置上发收一个脉冲, 经过 $d = vT_r$ 时间后再发射接收下一个回波脉冲。离散天线阵列的方向图具有栅瓣多值性。合成孔径天线方向图函数 $F(\theta)$ 为

$$F(\theta) = \left| \frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{\lambda} 2\pi d \sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta\right)} \right| \quad (9.2.33)$$

由于收发往返双程的相位差, 故上式较一般的阵列天线方向图中的相角值增加 1 倍。

脉冲工作状态时, 合成孔径雷达阵元距离 $d = vT_r$, v 为平台速度, T_r 为脉冲重复周期。(9.2.33) 式的函数具有栅瓣多值性, 栅瓣或模糊波束的位置为

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \sin\theta_m = \pm n\pi \quad n \text{ 为整数} \quad (9.2.34)$$

$n=1$ 为第一对模糊波束位置, 见图 9.22。

$n=1$ 为第一对模糊波束位置

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \sin\theta_m = \pm n\pi$$

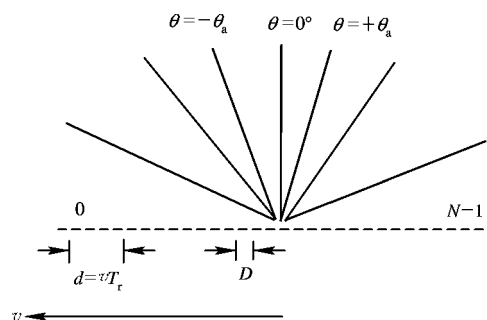


图 9.22 模糊波束指向

$$\sin\theta_m = \pm \frac{\lambda}{2d} = \pm \frac{\lambda}{2vT_r} \approx \theta_m \quad \text{第一对模糊指向角 } \theta_m \text{ 不大时}$$

n 为其它整数时还有栅瓣出现。这些栅瓣形成一系列方位角几乎是等间隔且幅度相等的波瓣列。SAR 要测的是 $\theta=0^\circ$ 这个合成波束所对准的地面目标区, 而其它合成模糊波束对准方向所接收的回波形成了重叠在所要求地面目标区上的干扰信号, 必须抑制掉这些干扰才能获得目标区的清晰图像。

抑制模糊波束的方法从原理上讲是明确的, 因为线阵的实际方向图是阵元方向图和阵列方向图的乘积。如果设计阵元方向图(即真实天线的方向图)的零点正好在合成阵列天线方向图模糊波束出现的角度上, 则可消除模糊栅瓣的影响, 见图 9.23 所示。

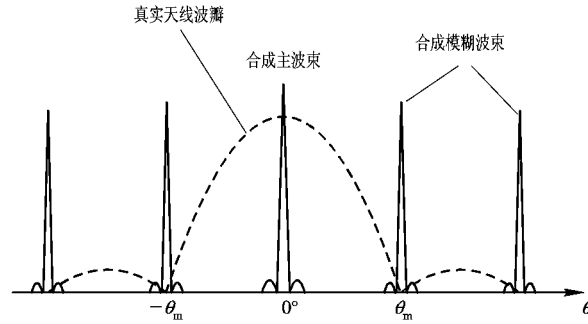


图 9.23 用真实天线波瓣抑制合成模糊波束

如果 SAR 天线的实际孔径尺寸为 D , 则其方向图函数为

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta}$$

该方向图的零点位置在:

$$\frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta_0 = n\pi \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

即

$$\sin\theta_0 = n \frac{\lambda}{D} \quad (9.2.35)$$

第一个零点位置于 $n = \pm 1$, 即 $\sin\theta_0 = \pm \frac{\lambda}{D}$ 。

模糊栅瓣不产生影响的条件是阵列模糊栅瓣的位置正与实际天线零点位置重合, 即

$$\theta_m = \theta_0$$

因为

$$\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_m = \frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta_0 = n\pi$$

所以

$$D = 2d = 2vT_r \quad (9.2.36)$$

实际天线孔径 D 由平台速度 v 及重复频率 $f_r = \frac{1}{T_r}$ 所限, 见上式所示。

聚焦式 SAR 的横向分辨力 $(\delta\gamma_a)_{\min} = \frac{D}{2} = vT_r$, 即最高分辨力随重复频率 f_r 的提高而

提高。

脉冲工作时, SAR 也有距离模糊。最大不模糊距离由重复频率 f_r 决定, 即 $\frac{c}{2R_{\max}} > f_r$, c 为光速。

当 SAR 对地面测绘时, 其几何关系如图 9.24 所示。如果保证测绘最近点的回波和最远点的回波不产生模糊, 则应满足如下关系: 当天线视角为 α , 仰角波束宽度为 α_r 时, 所照射到的地面距离尺寸则为 $T_g = T'_r \sec \alpha$, T'_r 为远近回波脉冲的距离间隔。距离不模糊的基本关系为

$$\frac{2T_g \cos \alpha}{c} \leq \frac{1}{f_r} = T_r$$

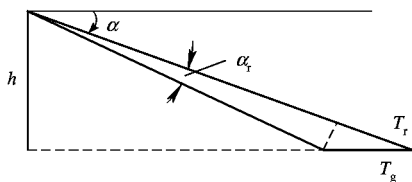


图 9.24 正侧视雷达测绘时的几何关系图

而地面尺寸 T_g 又和仰角波束宽度 α_r 有关: $T_g \approx R \alpha_r$, 代入上式后得到波束宽度 α_r 的限制值为

$$\alpha_r \leq \frac{cT_r}{2R} \sec \alpha$$

式中

$$T_r = \frac{1}{f_r}$$

由上面的讨论可知, 要提高横向分辨力, 应使重复周期 T_r 减小。而要增大地面测绘距离, 应使 T_r 增大, 两者是相互矛盾的。因此, 在要求高横向分辨力的宽距离合成孔径测绘雷达使用时, 常需要二个或更多重叠仰角波束的天线, 使一次飞行中能获得清晰的大距离范围带状地图。

4. SAR 的距离方程

合成孔径雷达测绘工作时具有两个特点: 回波是由地(海)面产生的面目标回波; 聚焦处理时由一串相参脉冲积累后得到。下面具体讨论。

一般雷达方程的单个脉冲回波时的信噪比为

$$\left. \frac{S}{N} \right|_d = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T \Delta f L_d F_s} \quad (9.2.37)$$

式中, P_t 为发射机辐射脉冲功率; G 为天线增益; λ 为工作波长; L_d 为各种损失; k 为波兹曼常数; σ 为目标的有效截面积; F_s 为系统噪声系数。

对面反射目标的有效截面积, 在分辨单元内为

$$\sigma = \left(\frac{D}{2} \cdot \frac{a_p}{2} \sec \beta \right) \sigma_0 \quad (9.2.38)$$

式中, $D/2$ 为方位直线分辨力; D 为实际天线孔径; a_p 为脉冲宽度; β 为侧视雷达波束俯角; σ_0 为地面单位面积的散射系数。

飞机飞过时对目标的照射时间为 $\theta_{0.5} R/v$, $\theta_{0.5}$ 为单个天线半功率点波束宽度。在这个时间内, 积累的脉冲数为

$$N_B = \frac{\theta_{0.5} R}{v} f_r = \frac{R}{v} f_r \frac{\lambda}{D}$$

式中, f_r 为重频频率。

如果设这个分辨单元的反射回波保持相参, 则 N_B 个脉冲积累后, 信噪比提高 N_B 倍。积累后的信噪比为

$$\begin{aligned}\frac{S}{N} &= \frac{P_1 G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 k T \Delta f F_s L_d} \left(\frac{D}{2} \cdot \frac{\alpha_o}{2} \sec \beta \right) \cdot \frac{R \lambda f_r}{v D} \cdot \sigma_0 \\ &= \frac{P_1 G^2 \lambda^3 \alpha_p \sec \beta}{4^4 \pi^3 R^2 k T \Delta f F_s L_d} \cdot \frac{f_r}{v} \cdot \sigma_0\end{aligned}\quad (9.2.39)$$

$$\text{或} \quad P_1 = \frac{R^3 k T \Delta f F_s L_d 4^4 \pi^3}{\alpha_p \sec \beta G^2 \lambda^3} \cdot \frac{S}{N} \cdot \frac{v}{f_r} \cdot \frac{1}{\sigma_0} \quad (9.2.40)$$

可见, 合成孔径雷达的辐射功率与距离 R 的立方成正比, 与飞行速度成正比, 与方位分辨力 $D/2$ 无关, 而与距离分辨力成反比。

5. SAR 的信号处理

利用光学技术的 SAR 信号处理开始于 20 世纪 50 年代中期。在地面的光学工作台上, 通过使用特殊的透镜和相干光源, 可以将记录在 SAR 飞机胶卷上的雷达数据处理成为地图。这种类型的光学处理是常规的 SAR 成像方法。而目前 SAR 成像的趋势明显地朝数字处理的方向发展。数字处理虽然十分复杂, 但它的优点是精确性和灵活性。数字处理设备可装在载机(或其它运动平台)上, 只要数字部件的运算速度足够快, 则可在载机上作实时处理, 而不像光学处理那样需等载机着陆后在地面室内进行。

作 SAR 数字信号处理时还需预先做运动补偿, 以便去除运动平台非恒速、非直线运动以及由于气流影响产生的高低波动和左右摇摆等各种不规则分量, 使输至大容量存储器中待处理的数据具有载机是等速、等高直线飞行的性质。

正侧视 SAR 常采用线性调频信号(LFM)来获得距离上的高分辨力。信号处理可用两种方式。一种是在距离向用模拟处理, 例如用表面、声波器件作脉冲压缩, 在方位向(横向)用数字处理; 另一种是距离和方位均采用数字处理。运动补偿和聚焦等均可在数字处理中进行。横向处理时, 聚焦相位校正则应针对不同的距离作不同的校正, 因近距离目标回波线性调频斜率大, 即二次方相位变化快; 远距离目标回波线性调频斜率小, 二次方相位变化慢。

SAR 图像的产生是一种二维处理的结果。数字化的 SAR 处理器常采用一系列的两个一维处理来实现, 二维的相关(或匹配滤波)实现了斜距上的脉压和横向距离上的方位压缩。

图 9.25 所示为一个距离、方位二维压缩均采用频域匹配滤波(相关)处理的方框图。输入数据块为各重复周期依次排列的时域回波数据信号 $s_i(t_1)$ 在时间上扩展到 t_2 , 接着将每个周期的时间信号做 FFT, 变为依次排列的频域信号 $S_i(f)$, 频域回波和匹配滤波频谱函数 $S_i^*(f)$ 相乘后, 再经 FFT^{-1} 处理, 变为压缩后的时间信号, 仍按重复周期依次排列存入。下面进行方位维的压缩处理。此时是对不同周期的同一距离单元的数据进行组处理, 故经拐角存储器输出获得所需组处理数据, 方位处理的模式与距离上的压缩相同。最后输出数据是经过两维压缩的图像。

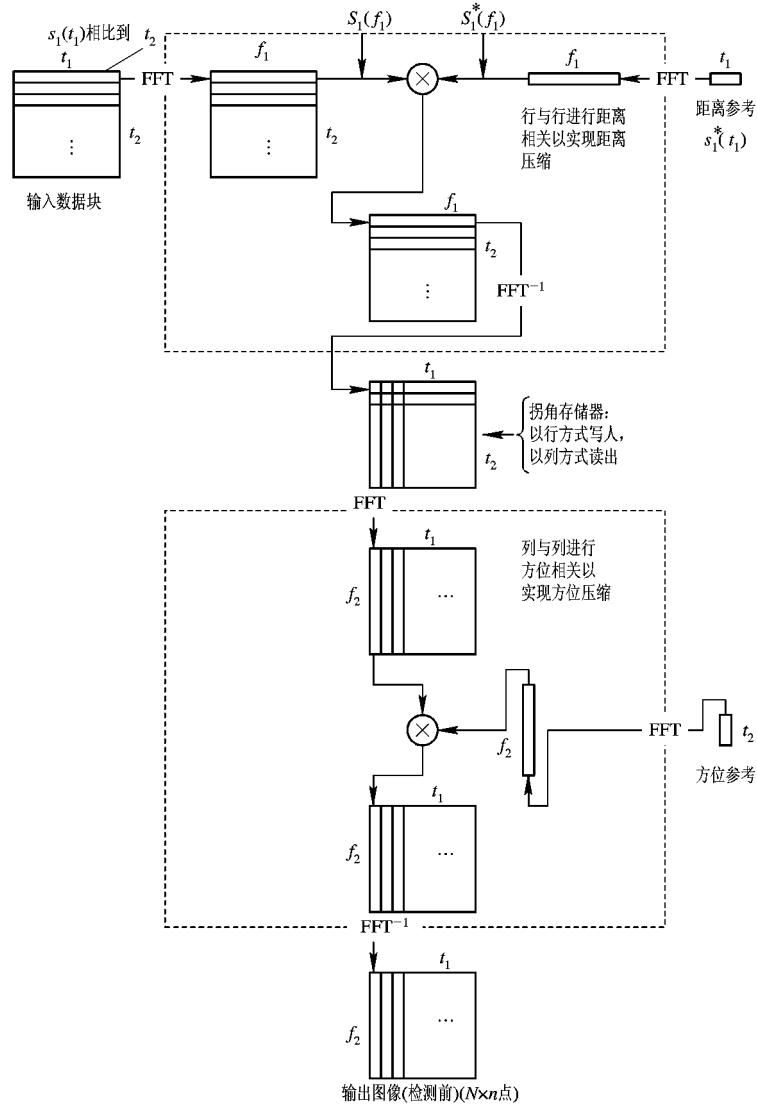


图 9.25 SAR 数字处理框图

9.3 逆合成孔径雷达 (ISAR)

合成孔径雷达(SAR)是运动的雷达对静止的目标成像,适用于地形测绘等场合。雷达装在飞机或卫星等飞行体上,由于雷达相对于地面的运动,使地面横向距离不同时具有相异的多卜勒频率,就是说,同一距离单元内不同横向距离各点回波有不同的多卜勒变化历程。将回波信号经相参混频后,就得到雷达运动过程中相参脉冲列回波信号的不同多卜勒频率变化历程,经过适当处理可获得高的横向分辨率,再加上距离分辨率(纵向)用大带宽的脉压技术,就可以获得观测区域的清晰地形图像。要注意,当雷达进行合成孔径移动时,

横向各点的走动应不超过一个距离门,这样才能有效地进行相参积累,超过时要作补偿才能获得好的图像。

逆合成孔径雷达(ISAR)是静止的雷达对运动的目标进行纵向和横向二维高分辨力成像,以满足日益增长的对目标精细观察和识别分类等要求。ISAR 和 SAR 的运动方式正好相反,但实质相同,因为真正重要的是雷达和观测目标间的相对运动,因此这两种雷达的原理是基本相通的。但两者用途不同,实践中碰到的问题不同,解决的方法也就不一样了。例如, SAR 装在飞机上对地面成像,由于载机的航迹、速度等可用机上的陀螺及其它电子设备测得很精确,因而雷达本身的不规则运动可以靠这些信息获得较完善的补偿。固定在地面的雷达要对航行中的飞机回波作二维高分辨处理时,由于飞机的高低角变化、姿态角变化和速度变化等对雷达来说都是未知的,因此很难获得二维高分辨力的结果。ISAR 对运动目标成像,应要精确地知道或估计出目标运动轨迹,否则,成像十分困难甚至不可能。

在某些特殊情况下的逆合成孔径雷达成像,例如固定雷达对放置在旋转台上的目标物,由于相对运动是确知的,就能得到清晰成像。下面首先讨论这种确知相对运动的逆合成孔径成像(转台成像)。此时,目标物在天线波束内旋转,如图 9.26 所示。图中所示雷达波束对准转台, A 是旋转中心,旋转轴垂直于 (x, y) 平面称为 z 轴。目标物放在转台上,假设转台对雷达波是透明的(不反射)。图中表示放置在转台上立体物的 (x, y) 平面投影。转台以转速 ω rad/s 做反时针方向转移。雷达距转台中心 A 点的距离为 R_A 。

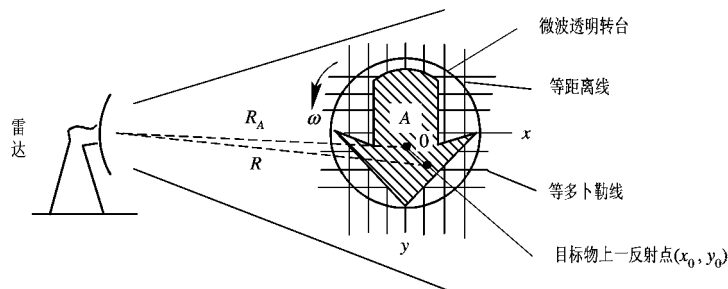


图 9.26 转台成像配置

将转台上立体物的任一点 (x_0, y_0, z_0) 离雷达的距离表达为 R , 由于 (x_0, y_0) 可表达成图中所示 (r_0, θ_0) , 因此在旋转时有

$$R = [r_0^2 + R_A^2 + 2R_A r_0(\sin\theta_0 + \omega t)]^{1/2} \quad (9.3.1)$$

通常, 雷达距物体的距离总是远大于物体本身的尺寸, 即满足:

$$R_A \gg (r_0, z_0)$$

于是(9.3.1)式可近似为

$$R \approx R_A + x_0 \cos\omega t + y_0 \sin\omega t \quad (9.3.2)$$

由于在 (x, y) 平面坐标上的任一点 (x_0, y_0) 上, 立体物的所有高度垂直线上的反射点 (x_0, y_0, z) 的散射强度均投影叠加到点 (x_0, y_0) 上, 即

$$\sigma(x_0, y_0) = \int_z \sigma(x_0, y_0, z) dz \quad (9.3.3)$$

在 (x_0, y_0) 点的多卜勒频率可求得为

$$f_d = \frac{2}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{2y_0\omega}{\lambda} \cos\omega t - \frac{2x_0\omega}{\lambda} \sin\omega t \quad (9.3.4)$$

如果雷达接收的回波只在 $t=0$ 为中心的小时间范围内处理, 即相参积累时间 ΔT 很小, 则式(9.3.2)可简化为

$$R \approx R_A + x_0 \quad (9.3.5)$$

而式(9.3.4)则可简化为

$$f_d \approx \frac{2y_0\omega}{\lambda} \quad (9.3.6)$$

物体在 (x_0, y_0) 投影点的散射强度可以从不同距离和不同多卜勒值的接收回波的幅度和相位中求得。

上列条件下的等距离平面是和 z 轴平行的垂直于雷达视线的平面, 它和 (x, y) 平面的交线如图 9.26 所示, 称为等距离线。等多卜勒平面是和 z 轴及雷达视线所组成平面相平行的平面, 它和 (x, y) 平面的交线亦示于图中, 称等多卜勒线。

提高距离分辨力是靠单个脉冲具有大带宽 B , 对应的分辨尺寸 $\delta_r = \frac{c}{2B}$ 。横向分辨尺寸 $\delta_{ra} = \delta_y$, 由(9.3.6)式知, 只要能做到多卜勒分辨力 $\delta_{ld} = \frac{2\omega}{\lambda} \delta_y$, 就可达到。 δ_{ld} 的分辨必须有足够的相参积累时间 $\Delta T = \frac{1}{\delta_{ld}}$, 因此有

$$\delta_{ra} = \frac{\lambda}{2\omega} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \quad (9.3.7)$$

式中, $\Delta\theta$ 是相参积累时间内目标物旋转的角度。上式表明, 横向分辨尺寸正比于波长而反比于 $\Delta\theta$ 。要使横向分辨力高(δ_{ra} 小), 需要有大的 $\Delta\theta$ 。但当 $\Delta\theta$ 值增大时, R 值和 f_d 值均会有较大变化, 它们的变化可能超过 δ_r 和 δ_{ld} 值。在这种情况下, 简单的分解算法为

$$R \approx R_A + X_0$$

而

$$y_0 = \frac{\lambda f_d}{2\omega}$$

将不再成立。由此可知, 上列简单处理方式必须限制相参处理时间 ΔT 或目标旋转角 $\Delta\theta$, 而使散射点的走动范围不超过距离分辨单元 δ_r 和横向分辨单元 δ_{ld} 。如果 D_A 为目标物最大横向尺寸, 则应有

$$\Delta\theta \cdot \frac{D_A}{2} < \delta_r$$

$$\text{即} \quad \Delta\theta < \frac{2\delta_r}{D_A} \quad \text{或} \quad \Delta T < \frac{2\delta_r}{\omega \cdot D_A} \quad (9.3.8)$$

同理, 若 D_r 为目标最大距离尺寸, 则应有

$$\Delta\theta \cdot \frac{D_r}{2} < \delta_{ra}$$

即

$$\Delta\theta < \frac{2\delta_{ra}}{D_r} \quad (9.3.9)$$

当要求获得高的横向分辨力时, 必须要有大的 $\Delta\theta$ 。这时, 较大目标面上的外围散射点可能走过几个距离或多卜勒分辨单元而使图像模糊。人们正设法改进上述成像方法, 现在已研

究出的一种极坐标排列处理技术可以改进上述直角坐标的距离——多卜勒成像技术的成像质量。

逆合成孔径雷达还可以用来对运动目标进行特征识别。我们知道,在常规的雷达中,一般把目标看成是点源,雷达的任务是测量它的距离、仰角、方位角、速度和加速度等。根据这些数据当然可以在一定程度上判别目标的性质,但这往往不够准确,不能满足目标识别的要求。在已知各种飞行器外形知识的前提下,如果能测量出目标的尺寸和姿态,就可能准确地判明目标,达到目标识别的目的。

对于处在远距离的目标,雷达的波束宽度常常远大于目标形体对雷达的张角,这时要依靠雷达的角分辨力来区别目标的各组成部分是很困难的。这时可以通过逆合成孔径对运动目标进行距离—多卜勒分辨技术予以解决,其原理如下。

图 9.27 示出处于雷达波束内的飞行器在距离、方位平面的外形分布。

可以看出,目标上不同反射点的视线位置相对目标速度矢量的夹角为 α ,如等效反射中心 O 点的夹角为 α_O ,当目标速度为 v 时,其径向速度为

$$v_O = v \cos \alpha_O$$

v_O 为 O 点的径向速度。该点的多卜勒频率为

$$f_{dO} = \frac{2v_O}{\lambda} = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha_O$$

同理, A 点和 B 点的多卜勒频移分别为

$$f_{dA} = \frac{2v_A}{\lambda} = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha_A$$

$$f_{dB} = \frac{2v_B}{\lambda} = \frac{2v}{\lambda} \cos \alpha_B$$

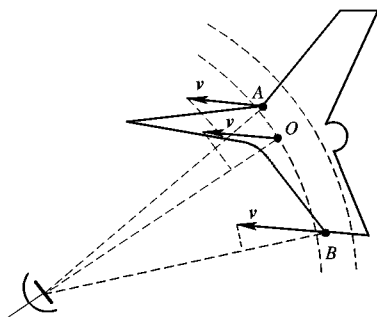


图 9.27 方位视角平面图

可见,不同位置的多卜勒频率均不相同。飞行器等速直线飞行,随着时间的变化,各点角度 α 随之变化,多卜勒频率亦随着变化。可把这种变化描成曲线,如图 9.28(a)所示。如果观察时间为无穷大,即目标的角从 $\alpha=0^\circ$ 变至 $\alpha=180^\circ$,则多卜勒频移变化呈余弦形状, A 、 O 、 B 各点的多卜勒频移到达零值的时刻就不同。当观察时间较短时,即如图 9.28(a)中虚线包含的区间,其多卜勒频率近似按直线规律变化,见图 9.28(b),它是一组线性调频的信号。

如果采用匹配滤波器(或采用 FFT 数字信号处理),处理信号的频带宽度为 Δf_d ,那么各点的横距分辨力为 $v/\Delta f_d$ 。对于一个音速的目标, $v=340$ m/s,若 $\Delta f_d=1$ kHz,则横距分辨力可达 0.34 m,这样高的横距分辨力若采用窄方位波束来分辨,几乎是不可能的。

为了提高斜距分辨力,雷达可以发射调频信号或编码信号,并采用脉冲压缩技术进行信号处理。这样把目标在方位视角平面内分成许多斜距和横距的分辨单元,目标的图像就可以显示成平面像而不再是一个点,从而能够观察目标的边界,以便测量它的尺度。

对于不同的目标速度和不同的距离,会引起不同的多卜勒频率的偏移。下式:

$$\Delta f_d = \frac{2 \cos \alpha}{\lambda} \Delta v - \frac{2v}{\lambda} \sin \alpha \cdot \Delta \alpha$$

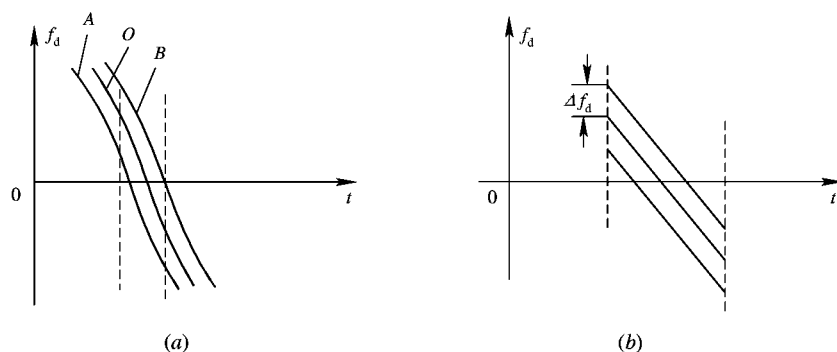


图 9.28 多卜勒频率变化规律

(a) 多卜勒频率变化规律；(b) 虚线范围内变化规律的直线近似

说明横距分辨单元将随不同的速度和距离而变化。为了保持分辨单元的长度不变，常按照下式：

$$\frac{\Delta f_d}{f_d} = \frac{\Delta v}{v}$$

来取分辨单元的大小。当速度一定而距离变化时要影响横距分辨力。例如，距离增大，调频带宽就要降低，因而使横距分辨力变坏。通常用增大的距离数据扩展信号处理的时间，使该时间内频率偏移保持一定。

由于距离、多卜勒的高分辨力，在距离与横距平面上将得到与目标速度和距离无关的方位视角平面上的目标平面影像，其边界尺寸可以测量出来，供目标特征识别用。

9.4 阵列天线的角度高分辨力

普通天线的角度分辨力受限于著名的瑞利准则，即两个等幅的辐射源，若它们在角度上相隔 $\theta = \lambda/L$ (rad) 时可以被分开。此处， λ 为工作波长， L 为天线孔径尺寸。原理上，提高角分辨力可以采用较短波长或增大天线孔径尺寸。不过，这种方法不是经常可行的，因为合适的波长及天线尺寸选择是包括工作要求、环境因素及技术实现等多种因素折衷考虑的结果。

然而，当雷达天线是相控阵列，并在接收时采用数字波束形成(DBF)技术而具有足够信号处理能力时，就具有改进角分辨能力的办法。

如图 9.29(a)所示，一个线阵天线(平面阵或共形阵也可考虑)有 N 个阵元，收集来自 θ 方向波前的电磁能量，假设为远场平面波。每个天线阵元配置了独立的接收机(RCVR)及 A/D 变换器(ADC)。在确定时间被天线阵接收到的一组信号称之为一次“快拍”，其经数字化后送到数字信号处理机。当电磁波连续照射到阵面，就可收集到更多的快拍并被信号处理机利用来得到周围环境所呈现的电磁源信息，其中包括辐射(散射)源的到达方向 DOA(Direction of arrival)、功率、源间的互相关、极化特性等。阵列工作在自适应状态时，可在杂波和干扰背景下检测到感兴趣目标散射的回波，并可对周围环境的功率分布做出估计，以便对它进行分类和跟踪。

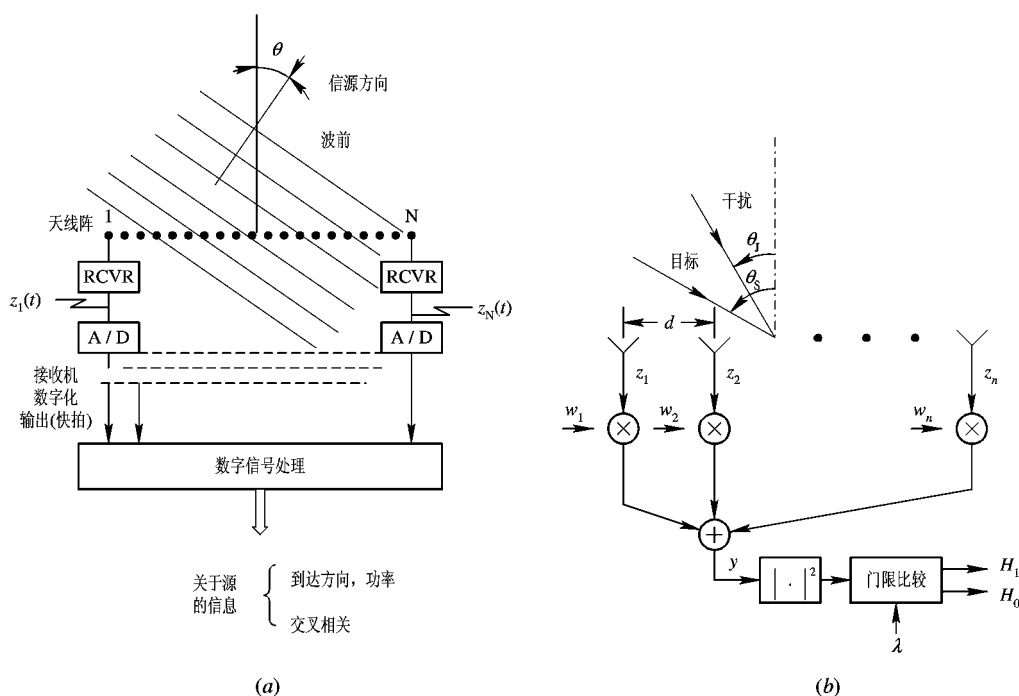


图 9.29 阵列天线框图

(a) 自适应天线的基本概念；(b) 检测有用目标方向和干扰对消的自适应阵

当偏离天线视轴 θ 方向上的一个辐射(散射)源的波前照射到阵列面上时, 天线各阵元接收到的信号间有相位差。如果以阵列中心作为相位参考点, 则第 k 个阵元接收信号的相角 φ_k 为

$$\varphi_k = \omega \chi_k \text{ rad} \quad (9.4.1)$$

式中

$$\chi_k = \frac{d}{\lambda} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \quad k \in [1, N]$$

是以波长计算的第 k 个阵元离阵中心的距离。而 ω 称之为空间角频率, 它的定义为

$$\omega = 2\pi \sin\theta \quad \text{或} \quad \omega = \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta \quad (9.4.2)$$

式(9.4.1)所示为由波程差产生的相位差, 不过这时用空间角频率 ω 来表示, ω 直接和信号源方向 θ 有关。可以看到整个阵面上的相位值是空间角频率的线性函数。当 $\theta=0$ 时, $\varphi_k=0$, 沿阵面孔径上的接收信号是常量, 这就是视轴方向。当 θ 不等于 0 时, 阵列上的信号相位沿阵列线性变化; 如果用空间角频率 ω 来表示, 则阵列上各阵元的接收信号是按空间顺序来观察的一个正弦波的取样序列: $ae^{j\omega\chi_1}, ae^{j\omega\chi_2}, \dots, ae^{j\omega\chi_N}$, 空间角频率 ω 内包含波前到达角 θ 的信息。可以看出, 空间域(即阵列孔径)的信号序列和更常碰到的时间域信号序列之间存在着完整的对偶性。例如, 估计信号源 DOA 的问题等同于典型的由有限数据取样进行谱估计的问题, 而空域干扰相消则视为等效的滤波问题。因此, 近代信号处理中的一些新理论、新方法可以顺利地移植到天线阵列信号处理中来。

如果观测过程的空间角频率在频域上很容易分开, 则对数据作离散傅氏变换就能有效

地估计角频率。然而,当角频率更为靠近,DFT 处理无效,这时就要求用“高分辨”的处理技术。用数字波束形成技术,各阵元数字化后的信号送到数字信号处理机,用现代谱估计的算法来区分靠近辐射源(如干扰)或互相靠近的目标,也可以获得附加的信息诸如源的强度,它们的互相关性、极化特性等,从而获得一个较高质量的空间谱,这对 ECCM 及雷达的其它用途均有好处。

要注意的是,高分辨力的处理技术并不能取代普通的基于用和一差波束的处理技术。实际上,如果只有一个目标存在,则单脉冲方法提供渐进无偏和最小方差的目标角度估计(即当阵元数较大或处理时间较长时),和一差波束的组合也可适度提高角分辨率。如果多于一个目标而分在几个波束宽度内且天线副瓣较低,则单脉冲处理的性能依然是较好的。

空域处理时,经典的谱估计方法和时域相同,这就是传统的波束形成方法。见图 9.29(b),由阵元收到的信号经加权后线性相加,权值为

$$w_k = \exp[-j\omega x_k] \quad k \in [1, N] \quad (9.4.3)$$

式中, $\omega = 2\pi \sin\theta$, θ 为天线波束指向,而 x_k 是以波长计的阵元位置。当 θ 和信源到达方向 θ_s 相同时,加权后阵元接收信号的相位将得到补偿,求和时阵元信号相参相加而得到加强,由其它方向来的信号和噪声则得不到如此加强。这个波束对应于角频率 $\omega = 2\pi \sin\theta$ 的一个空域滤波器。当信源到达方向未知时,就需要在观测范围内形成多个不同方向的空域滤波器,常用的方法是波束在观测空间扫描。

角谱的数学表达式 $p(\theta)$ 为在每个方向上所收到的功率,此时权矢量 $\mathbf{W}(\theta)$ 随着 θ 角改变。设阵元上接收的信号值为 z_k , 则阵列信号矢量 $\mathbf{Z} = [z_1, z_2, \dots, z_N]$, 权矢量 $\mathbf{W}(\theta) = [w_{1\theta}, w_{2\theta}, \dots, w_{N\theta}]^T$, 此时 $p(\theta)$ 可表示为

$$p(\theta) = E[|\mathbf{W}^T(\theta)\mathbf{Z}|^2] = \mathbf{W}^H(\theta)\mathbf{M}\mathbf{W}(\theta) \quad (9.4.4)$$

式中, \mathbf{M} 为接收信号的相关矩阵, $\mathbf{M} = E[\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H]$, E 表示统计平均。

当权矢量 $\mathbf{W} = \mathbf{S}^*$ 时,则是阵列输出端信噪比(SNR)最大的解,条件是白噪声背景及单频信号。

经典波束形成的优点是计算的有效性,角谱正比于入射平面波的功率;缺点是角分辨率与天线孔径尺寸成反比,由于副瓣而使角谱变形以及强信号的副瓣会压制弱信号的主瓣。

现代高分辨角谱估计采用自适应阵,其权值及角谱估计是根据空间电磁环境的情况而自适应确定的。因此,下面首先讨论阵元线所处环境的数学模型。

下面引入一个线阵列天线接收信号快拍的数学模型。线阵有 N 个阵元,阵元间隔 $d = 0.5\lambda$ 。

信号环境包括 l 个来自不同方向 θ_i 的窄带平面波, $i \in [1, l]$, 此处, $l < N$ 。在第 k 个阵元上第 i 个源的高频相位为 $\omega_i x_k$, 其中 x_k 为第 k 个阵元的相位中心相对于阵列中心点的位置(以波长计算),而 $\omega_i = 2\pi \sin\theta_i$ 。在第 k 个阵元上接收信号的时间取样值为

$$z_k(t) = n_k(t) + \sum p_i(t)g_k(\theta_i) \exp(j\omega_i x_k) \quad k \in [1, N] \quad (9.4.5)$$

式中, $p_i(t)$ 是第 i 个源复振幅; $g_k(\theta_i)$ 是第 k 个阵元在 θ_i 方向的响应; $n_k(t)$ 为第 k 个阵元高斯噪声的取样值(为随机变量,在不同时间和不同阵元间均独立); $t = n\Delta t$, 为取样时间。

式(9.4.5)可写成以下矢量形式:

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{V}\mathbf{p}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (9.4.6a)$$

其展开形式为

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \dots \\ z_N(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1l} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2l} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{N1} & v_{N2} & \dots & v_{Nl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ \dots \\ p_l(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \dots \\ n_l(t) \end{bmatrix} \\ &= [v_1 \quad v_2 \quad \dots \quad v_l] \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ \dots \\ p_l(t) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (9.4.6b)$$

此处

$$v_{ki} = g_k(\theta_i) \exp(j\omega_i x_k)$$

N 维矢量 $\mathbf{Z}(t)$ 是 t 时刻的快拍, 即在 t 时刻瞬间, 在阵列的 N 个阵元同时得到的信号采样, 信源方向的 $N \times l$ 矩阵 \mathbf{V} 是慢变化的, 而 l 维信源矢量 \mathbf{p} 随时间快速变化, 需将它描述为统计量, N 维矢量 $\mathbf{n}(t)$ 是接收机噪声。设 $\mathbf{p}(t)$ 和 $\mathbf{n}(t)$ 的均值为零, 则观察信号矢量 $\mathbf{Z}(t)$ 的相关矩阵 \mathbf{M} 为

$$\mathbf{M} = E[\mathbf{Z}^*(t)\mathbf{Z}^T(t)] = \mathbf{V}^* \mathbf{P} \mathbf{V}^T + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (9.4.7)$$

式中, $\mathbf{P} = E[\mathbf{p}^*(t)\mathbf{p}^T(t)]$; σ^2 是噪声方差; \mathbf{I} 是 N 维单位矩阵; 矩阵 \mathbf{P} 的对角线表明信源的综合平均功率, 而偏离对角线的元素给出信源之间存在的相关性; \mathbf{V} 为信号源的方向矩阵, 表明各信源到达方向的性质。

下面举简单的例子来观察式(9.4.6)和(9.4.7)。

当只有一个信源, 即 $l=1$, 且各阵元是各向同性的, 即 $g_k(\theta_i)=1$ 时, 有

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \dots \\ z_N(t) \end{bmatrix} &= \mathbf{V}_1 \mathbf{P}_1(t) + \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{V}_1 &= \begin{bmatrix} \exp(j\omega_1 x_1) \\ \exp(j\omega_1 x_2) \\ \dots \\ \exp(j\omega_1 x_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_1 \left(\frac{1}{2} - \frac{N}{2}\right)\right] \\ \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_1 \left(2 - \frac{N-1}{2}\right)\right] \\ \dots \\ \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_1 \left(\frac{N}{2} - \frac{1}{2}\right)\right] \end{bmatrix} \\ \mathbf{M} &= \overline{|\mathbf{P}_1|^2} \begin{bmatrix} 1 & \dots & \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_1 (N-1)\right] \\ \dots & \dots & \dots \\ \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_1 (N-1)\right] & \dots & 1 \end{bmatrix} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned}$$

$$= \sigma^2 \mathbf{I} + \overline{|\mathbf{P}_1|^2} \mathbf{V}_1^* \mathbf{V}_1^T \quad (9.4.8)$$

式中, $\overline{|\mathbf{P}_1|^2}$ 是信源的平均功率; \mathbf{V}_1 是信源 \mathbf{P}_1 的方向矢量。

由上例推广, 如有 L 个非相关信源而各天线阵元为各向同性时, 则观测信号矢量 $\mathbf{Z}(t)$ 的(协方差)相关矩阵 \mathbf{M} 为

$$\mathbf{M} = \sum_{i=1}^L \overline{p_i^2} \mathbf{v}_i^* \mathbf{v}_i^T + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (9.4.9)$$

如果信源是相关的, 则 \mathbf{M} 的表达式将更复杂。

根据上述数学模型, 可以直接应用各种时域高分辨谱估计方法于空域角谱估计中, 下面只引用结论。

(1) 最大熵法(MEN)估计的空间角谱:

$$P_{\text{MEN}}(\theta) = \frac{P_M^2}{\left| 1 + \sum_{k=1}^P a_k e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_k} \right|^2} \quad (9.4.10)$$

式中, 系数 a_k , $k \in [1, P]$, 可根据信号序列 $\mathbf{Z}(t)$ 或其相关矩阵求得。

(2) 特征矢量谱法(EVM)估计的空间角谱:

$$P_{\text{EVM}}(\theta) = \frac{1}{[\mathbf{q}_{\min}^H \cdot \mathbf{V}(\theta)]^2} \quad (9.4.11)$$

式中, \mathbf{q}_{\min} 是空间自相关矩阵 \mathbf{M} 的最小特征值。

$$\mathbf{M} = \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P \mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)$$

$\mathbf{Z}(k)$ 是每次快拍得到的信号矢量, $\mathbf{V}(\theta)$ 是方向矢量,

$$\mathbf{V}(\theta) = [1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (N-1) \sin \theta}]^T$$

(3) 最大似然估计法(CAPON)估计的空间角谱:

$$P_{\text{CAPON}}(\theta) = \frac{1}{[\mathbf{V}(\theta)]^H \cdot \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{V}(\theta)} \quad (9.4.12)$$

(4) 多个信号源分类法(MUSIC)估计的空间角谱:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N-K} [\mathbf{q}_i^H \cdot \mathbf{V}(\theta)]^2} \quad (9.4.13)$$

上面式中, N 为自相关矩阵 \mathbf{M} 的维数; K 表示 \mathbf{M} 有 K 个大特征值, 其余 $N-K$ 个小特征值; \mathbf{q}_i 为上述 $N-K$ 个小特征值所对应的特征矢量。

应注意到, $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$ 不是一个真实的谱估计, 但它很好地表示了多个源的到达方向(DOA)。

除了直接采用高分辨力谱估计方法以提高角度分辨力外, 人们正在探索和采用其它可以提高角度分辨力的思路和方法。例如, 当雷达天线在做方位扫描时, 其回波信号序列相当于一个天线方向函数对物理空间目标进行卷积所得结果。从数学模型上讲, 提高方位分辨力就是寻找天线方向函数的逆函数对回波信号序列进行滤波, 其输出可以估计出物理空间目标的情况。当实现了有效快速的逆函数滤波算法后, 方位角分辨力将得到提高。

主 要 参 考 文 献

- [1] C E Cook, M Bernfeld. Radar Signals – An Introduction to Theory and Application. Academic Press, 1967
- [2] R S Berkowitz. Modern Radar—Analysis, Evalvation, and System Design. John Wiley & Sons Inc, 1965
- [3] 丁鹭飞, 张平编. 雷达系统. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984
- [4] M I Skolnik. Radar Handbook. Second Edition. New York: McGraw – Hill Publishing Company, 1990
- [5] D R Wehner. 高分辨力雷达. 刘谦雷等译. 电子工业部第十四研究所, 1997
- [6] 张直中. 合成孔径, 逆合成孔径和成象雷达. 《现代雷达》编辑部, 1986
- [7] H Griffiths. A Tutorial on Synethetic Aperture Radar. IEEE National Radar Conference, 1997
- [8] 吴顺君编著. 近代谱估计方法. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994
- [9] A Farina. Antenna—Based Signal Processing Techniques for Radar Systems. Boston. London: Artech House, 1992