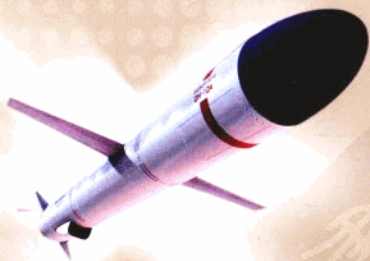


“十一五”国家重点图书·军事信息技术学术丛书

现代制导雷达

离散时间信号处理

张军 占荣辉 欧建平 何松华 / 编著



国防科技大学出版社

前 言

信号处理技术是现代制导雷达武器系统中的核心技术。在现代制导雷达中，目标的检测，参数的测量、识别与跟踪都是通过特定的离散时间信号处理算法来实现的。随着战场环境的日趋复杂以及应用的不断深入，雷达武器系统对信号处理算法的信息提取能力与智能性提出了更高的要求。

本书针对各种雷达体制以及不同的应用背景，深入、系统、全面地阐述了制导雷达目标成像、目标检测、多目标分辨与选择、目标鉴别、目标跟踪等信号处理的理论方法及其技术实现途径；从离散时间信号处理的角度出发，对信号处理的进程以及性能进行了详细的分析；其中有不少内容是作者及其所在团队近年来的创新性科研成果的总结。

本书对信号与信息处理专业的研究生以及从事制导、雷达等领域的科研工作者具有参考价值。

全书共分为 8 章。

第一章针对线性调频连续波体制以及近距对地应用背景，介绍了光学区雷达目标的多散射中心理论以及一维距离成像、基于限带约束参数模型的距离扩展目标检测等方法。

第二章针对线性调频连续波、阶梯变频脉冲、频率步进线性调频脉冲、脉冲多普勒等雷达工作体制，介绍了传统的 DFT 谱分析方法、CZT 谱分析方法以及现代的限带实时最小二乘超分辨谱估计方法在制导雷达目标成像中的应用。

第三章针对阶梯变频脉冲雷达以及近距、低速应用背景，

介绍了阶梯变频雷达运动补偿、脉冲压缩、片段像的拼接与全景一维距离成像、跨采样单元移动散射中心的能量积累理论以及波形设计的原理与方法，介绍了现代谱估计方法在雷达目标一维距离像结构特征抽取与识别中的应用。

第四章针对高重频阶梯变频体制以及对地、对海等应用背景，介绍了 DDS（直接数字合成）在制导雷达中的应用，介绍了宽带二维带状成像、复杂多目标环境中的目标分辨与选择、静止杂波背景中慢速运动目标的鉴别等理论方法及其应用。

第五章线性调频脉冲压缩体制以及未来天战等应用背景，介绍了天基制导雷达目标探测、线性调频脉冲压缩、距离模式划分与优化设计、低峰值功率以及宽脉冲情况下的近距遮挡目标检测等理论方法及其技术实现途径。

第六章针对步进频率线性调频脉冲压缩体制以及防空反导等应用背景，介绍二次脉冲压缩距离成像、脉内压缩与脉间压缩之间的处理速率分配、不同速率分配情况下的距离像拼接、基于高分辨距离像的扩展目标角度测量与跟踪等理论方法及其技术实现途径。

第七章针对脉冲多普勒体制以及空空导弹应用背景，介绍脉冲多普勒雷达数字 IQ 处理、巴克码脉冲压缩处理、目标检测、目标跟踪、抗拖曳式干扰的理论方法及其技术实现途径。

第八章针对线性调频宽带脉冲多普勒雷达体制以及低空尾追等空中格斗应用背景，介绍宽带 PD 雷达信号处理的理论方法，分析其低空情况下的杂波区目标检测性能以及相对于传统窄带 PD 雷达的性能改善。

作者

2010年8月

目 录

第一章 线性调频连续波雷达离散时间信号处理

- 1.1 光学区雷达目标的宽带 LFMCW 响应及其处理 (3)
 - 1.1.1 LFMCW 雷达目标多散射中心回波响应模型 (3)
 - 1.1.2 LFMCW 制导雷达目标回波接收处理 (5)
 - 1.1.3 LFMCW 雷达波形设计要求 (8)
- 1.2 距离扩展目标以及 LFMCW 雷达的距离分辨力 (11)
 - 1.2.1 LFMCW 雷达目标距离测量及极限分辨力 (11)
 - 1.2.2 雷达目标一维距离像 (13)
 - 1.2.3 调频线性度及其对 LFMCW 雷达距离分辨力的影响
..... (14)
- 1.3 基于目标距离像的信号检测分析 (18)
 - 1.3.1 单元信干比分析 (18)
 - 1.3.2 基于限带约束参数模型的距离扩展目标检测 (22)

第二章 制导雷达信号处理中的谱估计

- 2.1 传统的基于 DFT 谱分析的参数估计方法 (37)
- 2.2 离散限带信号频谱的实时最小二乘超分辨估计 (44)
- 2.3 离散限带信号功率谱的实时最小二乘超分辨估计 (50)
- 2.4 基于样本相关矩阵本征分解的典型超分辨估计方法 (56)
 - 2.4.1 样本相关矩阵及其本征分解理论 (56)
 - 2.4.2 样本相关矩阵及其秩的估计 (60)
 - 2.4.3 MUSIC 方法 (61)

2.4.4	ESPRIT 方法	(64)
2.4.5	谐波分量幅相参数的估计	(67)
2.5	CZT 算法在限带信号分析中的应用	(68)

第三章 阶梯变频脉冲雷达离散时间信号处理

3.1	阶梯变频脉冲雷达一维距离成像的基本原理	(73)
3.2	典型阶梯变频制导雷达的参数设计与仿真举例	(80)
3.2.1	按照典型的 $\tau = \frac{1}{\Delta f}$ 、采样间隔为 τ 进行设计	(82)
3.2.2	按照 $\tau < \frac{1}{\Delta f}$ 、且采样间隔为 τ 进行设计	(86)
3.3	基于超分辨方法的阶梯变频雷达目标结构特征抽取	(93)
3.3.1	扩展的 Prony 方法	(95)
3.3.2	扩展的 ESPRIT 方法	(103)

第四章 宽带制导雷达二维带状成像信号处理

4.1	SF 脉冲雷达二维带状成像的基本原理	(108)
4.1.1	速度分辨与横向距离分辨的关系	(108)
4.1.2	SF 雷达的帧内与帧间信号处理模式	(110)
4.1.3	二维带状像成像及其意义	(115)
4.2	SF 带状成像末制导雷达的参数设计与仿真结果举例	(117)
4.2.1	典型参数设计举例	(117)
4.2.2	信号处理过程仿真中常用的几何关系模型举例	(119)
4.2.3	单目标带状像的仿真结果举例	(121)
4.2.4	多目标带状像仿真结果举例	(123)
4.3	基于 DDS 与 DBS 的高重频频率步进雷达带状成像	(125)
4.3.1	高重频 SF 雷达的参数设计及举例	(127)
4.3.2	DDS (直接数字频率合成) 技术简介	(128)
4.3.3	高重频 SF 雷达带状成像的信号处理模型	(130)
4.3.4	高重频 SF 雷达带状成像仿真结果举例	(138)

4.3.5 高重频带状成像雷达在超高速情况下的推广应用	(141)
-----------------------------------	-------

第五章 线性调频脉冲压缩雷达离散时间信号处理

5.1 线性调频脉冲雷达回波信号的数字脉冲压缩处理	(146)
5.1.1 线性调频脉冲信号及数字脉冲压缩处理	(146)
5.1.2 前向补零数字脉冲压缩处理算法	(150)
5.1.3 目标运动对数字脉冲压缩以及信号检测的影响分析	(155)
5.2 LFM 脉冲雷达的脉间积累与目标检测	(158)
5.2.1 非相干积累脉冲数与信噪比的关系	(159)
5.2.2 相干积累脉冲数与信噪比的关系	(163)
5.2.3 脉冲压缩后输出噪声序列的功率估计	(166)
5.2.4 基于目标 RCS 数据分位点模型的检测系统参数设计	(167)
5.3 天基雷达目标跟踪的距离模式划分与工作波形设计	(174)
5.3.1 基于最小平均能耗的距离模式划分	(174)
5.3.2 相干积累检测下的脉冲能量与积累脉冲数的设计	(179)

第六章 步进频率线性调频脉冲压缩雷达离散时间信号处理

6.1 步进频率线性调频脉冲雷达一维距离成像的基本原理	(182)
6.1.1 回波采样信号的数学模型	(182)
6.1.2 数字脉内压缩处理	(185)
6.1.3 脉间压缩、距离像拼接处理	(188)
6.2 步进线性调频脉冲压缩雷达的参数设计与仿真举例	(192)
6.3 基于升降频体制的速度估计与运动补偿	(202)
6.3.1 D 升降频 SF-LFM 脉冲压缩雷达的离散时间信号处理模型	(202)

6.3.2	目标速度的估计	(206)
6.3.3	二次脉冲压缩与运动补偿	(210)
6.4	高重频升降频 SF-LFM 脉冲压缩雷达一维距离成像	(212)
6.4.1	高重频升降频 SF-LFM 脉冲压缩雷达离散时间 信号处理模型	(212)
6.4.2	参数设计及仿真结果举例	(215)

第七章 脉冲多普勒雷达离散时间信号处理

7.1	常规 PD 雷达离散时间信号处理的基本原理	(223)
7.1.1	回波信号的数学模型	(223)
7.1.2	回波信号的接收处理及直接中频采样	(225)
7.1.3	主瓣镜频干扰及其抑制	(228)
7.2	巴克码 PD 雷达离散时间信号处理的基本原理	(229)
7.2.1	巴克码的特性	(229)
7.2.2	巴克码 PD 雷达的回波信号模型	(230)
7.2.3	回波信号的接收处理以及正交双通道零中频采样	(231)
7.2.4	拖曳式有源诱饵干扰及其信号模型	(232)
7.2.5	巴克码 PD 雷达的脉冲压缩处理与多普勒容限	(237)
7.2.6	脉冲多普勒处理	(240)
7.2.7	距离—多普勒 (速度) 平面上的目标与诱饵	(241)
7.2.8	角度信息获取	(242)
7.2.9	离散时间信号处理流程	(248)
7.3	单脉冲 PD 雷达抗拖曳式干扰	(250)
7.3.1	PD 雷达抗拖曳式干扰对策	(250)
7.3.2	诱饵干扰的鉴别	(254)

第八章 线性调频 PD 雷达离散时间信号处理

8.1 线性调频宽带 PD 雷达离散时间信号处理的基本原理	(260)
8.1.1 基本概念	(260)
8.1.2 线性调频宽带 PD 雷达离散时间信号处理的基本原理	(264)
8.2 线性调频宽带 PD 雷达的检测性能分析	(272)
8.2.1 距离—多普勒平面上的单元信干比分析	(272)
8.2.2 杂波背景中的目标恒虚警检测方法及其性能分析	(278)
8.3 线性调频宽带 PD 雷达的目标跟踪、分辨与抗干扰	(288)
8.3.1 目标跟踪过程中的离散时间信号处理算法	(288)
8.3.2 波束内多目标分辨与选择举例	(291)
8.3.3 目标识别与抗干扰	(292)
参考文献.....	(293)

第一章 线性调频连续波雷达 离散时间信号处理

调频连续波 (FMCW) 体制与脉冲体制相比具有很多优点, 已经在近距末制导雷达、LPI (低截获概率) 雷达、汽车防撞雷达、直升机障碍物规避雷达、天基雷达等领域中获得了广泛的应用。FMCW 雷达的优点主要体现在——

(1) 低截获概率

FMCW 雷达发射功率低, 采用复杂波形, 增加了截获的难度和技术复杂性; 在频率、带宽、频率调制斜率、时延等参数未知的情况下, 非协作方对 FMCW 信号的截获是比较困难的。

(2) 低峰值功率、高的平均功率/峰值功率比

众所周知, 雷达的探测能力取决于平均功率, 脉冲雷达的平均功率/峰值功率比是比较低的, 必须通过较大的峰值功率才能达到目标探测所需的平均功率要求; FMCW 雷达的峰值功率与平均功率等价, 能够以较低的峰值功率达到目标探测性能要求。鉴于上述原因, 在峰值功率受限的许多场合采用 FMCW 体制, 例如依赖太阳能供电的天基雷达 (可用于星载目标探测以及空间站对空间碎片的跟踪等)。

(3) 结构简单、体积小、重量轻

在 FMCW 雷达中, 发射机与接收机的本震采用同一射频源, 差拍输出经放大后直接进行 A/D 采样与数字处理, 接收机结构非常简单; 由于峰值功率低, 可以采用低压的电源和紧凑的结构。鉴于上述原因, 在体积受限的许多场合采用 FMCW 体制, 例如炮弹末制导雷达、反坦克导弹制导雷达等。

(4) 距离分辨率高

FMCW 雷达可以实现宽带调制, 因此可以实现较高的距离分辨率。

鉴于上述原因，在复杂地物或海杂波背景中的目标探测应用的很多场合中采用 FMCW 体制。

(5) 抗干扰能力强

FMCW 雷达采用了宽带复杂波形，可以抑制与发射信号波形不匹配的干扰信号。

(6) 无盲距

为了避免高功率发射脉冲信号的泄漏对接收机的影响，脉冲雷达在脉冲发射期间，接收机是不工作的，一般存在近距遮挡问题（难以实现回波延迟时间小于脉冲宽度的超近距目标的探测和跟踪）。FMCW 雷达收发同时进行，可以实现无盲距探测。鉴于上述原因，在近距应用中，FMCW 有其独特的优势。

当然，FMCW 体制也存在一些缺点，主要表现在——

(1) 收发隔离问题

FMCW 雷达采用高隔离度的环流器实现收发隔离，对于收发共用天线的 FMCW 雷达系统，由于天线反射造成的泄漏，要求接收机前端必须具有较高的动态范围。

(2) 高的调频线性度的实现问题

虽然可以采用闭环线性度校正等技术提高调频线性度，FMCW 雷达在远距情况下的距离分辨力依然受到调频线性度的严重限制。

(3) 远距情况下的带宽损失与功率损失问题

FMCW 雷达在远距情况下的距离分辨力除了受限于调频线性度外，还受限于带宽损失。目标距离越远，则回波信号接收处理后的带宽损失就越严重，距离分辨力就越低。在远距情况下除了带宽损失外，还有功率损失；相对于脉冲雷达而言，信噪比随距离的四次方下降关系变成接近五次方的下降关系，远距探测性能受到严重影响。

鉴于上述原因，FMCW 雷达主要应用于近距情况。

FMCW 有线性调频连续波 (LFMCW)、三角（或双线性）调频连续波、频率编码调频连续波等几种信号波形。限于篇幅，本章主要介绍线性调频连续波雷达的信号与信息处理方法。

1.1 光学区雷达目标的宽带 LFMCW 响应及其处理

1.1.1 LFMCW 雷达目标多散射中心回波响应模型

目标的电磁散射特性在频域范围内可粗略地划分为三个区：瑞利区（目标尺寸远小于雷达工作波长）、谐振区（二者大约在同一个数量级）和光学区（目标尺寸远大于雷达工作波长）。不管是对空中的飞机目标、海上的舰船目标还是地面的车辆等目标，制导雷达都工作于目标的光学区。

众所周知，电磁场的边值解法是全部电磁学的基础，也是所有渐近解法的出发点；不足的是这种解法只适用于少数几种简单形状的目标。在光学区，出现了电磁场的多种渐近解法，几何衍射理论（GTD）就是其中的典型。几何衍射理论表明：在光学区，即雷达工作波长远小于目标尺寸时，目标的后向（与入射波方向相反的方向）散射中，镜面回波是主要的，目标表面的爬行波可以忽略；目标的镜面回波主要由镜面反射波（如果反射波正好是后向的，含多重反射）以及边沿、凸面曲率不连续点、尖端等部位的衍射波或散射波所组成。早在 1963 年，Keller 将目标的尖端部位、边沿部位以及一些特殊的点（反射或多次反射后形成后向散射的点以及曲面上的一些曲率不连续点）统称为目标的散射中心，目标散射场可以模型化为离散的多个散射中心的回波之和。

下面以多散射中心理论为基础，分析目标在宽带 LFMCW 波形激励下的后向散射回波响应。

设雷达发射信号为线性调频

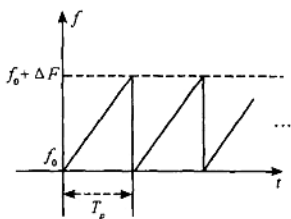


图 1.1 线性调频连续波的频率特征

连续波,其频率特征如图 1.1 所示:扫频宽度为 ΔF ,调制周期为 T_p ,扫频起始频率为 f_0 。设 t 为时间变量, t_n 为以第 n 个扫频周期开始时间为起点的时间变量 ($n=0,1,2,\dots$),则雷达发射信号可以表示为

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_n e(n, t_n) \\ &= \sum_n A \cos \left\{ 2\pi \left[\int_0^{t_n} \left(f_0 + \frac{\Delta F}{T_p} t \right) dt \right] + \varphi_n \right\} \\ &= \sum_n A \cos \left\{ 2\pi \left[f_0 t_n + \frac{\Delta F}{2T_p} t_n^2 \right] + \varphi_n \right\} \end{aligned} \quad (1.1)$$

其中时间变量 t_n 与 t 的关系为

$$t = nT_p + t_n \quad 0 \leq t_n < T_p \quad (1.2)$$

假设目标由 M 个散射中心组成,又第 m ($m=1,2,\dots,M$) 个散射中心在观测起始时刻 ($t=0$) 的距离为 R_m ,径向速度为 V_m (远离雷达方向运动时,距离是增加的,则速度为正;反之则为负),并假设在观测时间内径向速度保持不变,则其回波时延为

$$\tau_m(n, t_n) = \frac{2(R_m + V_m t)}{c} = \frac{2(R_m + V_m nT_p + V_m n t_n)}{c} \quad (1.3)$$

该散射中心对应的回波信号为

$$\begin{aligned} r_m(t) &= \sum_n r_m(n, t_n) = \sum_n B_m e \left[n, t_n - \tau_m(n, t_n) \right] \\ &\quad \frac{2(R_m + V_m nT_p)}{c} \leq t_n < T_p \end{aligned} \quad (1.4)$$

式中, c 为光速, B_m 为与该散射中心回波强度有关的常数。

设接收机的本振信号为与发射信号同步的 FMCW 信号(二者来自同一射频源),将式(1.3)代入式(1.4),去掉因混频而抵消掉的相位项 $2\pi \left(f_0 t_n + \frac{\Delta F}{2T_p} t_n^2 \right) + \varphi_n$,并考虑到 $V_m \ll c$ 、 $\Delta F \ll f_0$,去掉可以忽略不计的、趋于零的若干相位项后,则第 m 个散射中心的回波差拍信号(解调信号)经前置与中频放大后可以表示为

$$\begin{aligned} x_m(t) &= \sum_n x_m(n, t_n) \\ &= \sum_n A_m \cos \left[2\pi \left[\left(\frac{\Delta F}{T_p} \frac{2R_m}{c} + f_0 \frac{2V_m}{c} + \Delta F \frac{2V_m n}{c} \right) t_n \right] \right] \end{aligned}$$

$$+ f_0 \left\{ \frac{2V_m n T_p}{c} + \frac{\Delta F}{T_p} \frac{2V_m n T_p^2}{c} \right\} + \phi'_m \left. \right\} \\ \frac{2(R_m + V_m n T_p)}{c} \leq t_n < T_p \quad (1.5)$$

式中, ϕ'_m 为与 R_m 有关、与 n 以及 t_n 无关的常数相位项。

通过式 (1.5) 可以看出, 对于静止目标或运动目标经过运动补偿 (在后面将要介绍) 后, 假设 $V_m = 0$, 则在每个周期内, 差拍解调信号为频率与目标散射中心距离 R_m 成正比的正弦信号。根据统计信号处理理论, 带有未知参数 (幅度、相位、频率) 的正弦信号的最优检测方法为 IQ 正交双通道周期图检测, 对每个周期的采样数据作 DFT 谱分析就可以实现每个散射中心回波信号的检测, 并根据谱峰的位置得到目标散射中心的距离估计值。

1.1.2 LFM CW 制导雷达目标回波接收处理

LFMCW 制导雷达接收机的信号处理流程如图 1.2 所示。

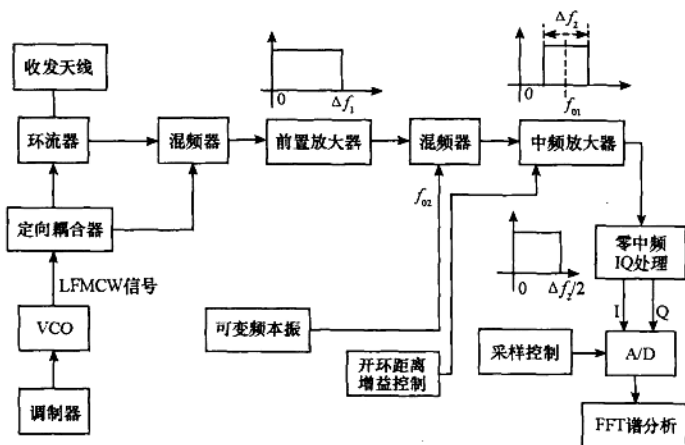


图 1.2 LFM CW 雷达接收机示意图

在实际的地面或海面目标检测等制导应用中, 目标距离 R_m 的变化范围由雷达波束的主瓣宽度、波束俯角、导弹飞行高度等因素确定, 相对于防碰等应用情况而言, 制导过程中的差拍频率变化范围 Δf_1 一般比较大。对差拍解调信号进行放大时, 一般采用带宽较宽的低噪声前置放大器与带宽较窄的中频放大器相结合, 达到一定的放大系数; 此外, 降低带宽对降低采样率、提高信号处理速度有利。中频放大器的带宽 Δf_2 由距离跟踪波门的宽度确定。在目标搜索阶段, 通过改变 f_{ω} , 使得不同距离段内的目标回波依次进入中频放大器的通带范围内, 实现不同距离段内目标的搜索与检测 (距离波门宽度为 $\frac{C}{2\Delta F} \cdot \Delta f_2 T_p$)。在目标跟踪阶段, 同样要通过改变 f_{ω} 使得目标回波经混频后处在中频放大器的通带范围内。

设 IQ 正交处理过程可以等效为

$$x_{mI}(n, t_n) = LP[x_m(n, t_n) \cos(2\pi f_{01} t)] \quad (I)$$

$$x_{mQ}(n, t_n) = LP[-x_m(n, t_n) \sin(2\pi f_{01} t)] \quad (Q)$$

式中, $LP[\]$ 表示低通滤波。

设 A/D 变换器的数据采样率为 $f_s \geq \Delta f_2$, l 为每个周期的采样点序号 (第 l 个采样点对应的采样时刻为 $t_n = lf_s$, $l = 0, 1, 2, \dots, T_p f_s - 1$), 则目标第 m 个散射中心对应的 I/Q 双通道采样后的复信号 (以 I 通道输出采样信号为实部、Q 通道输出采样信号为虚部) 可以表示为

$$x_m(n, l) = \frac{A_m}{2} \exp \left\{ j2\pi \left[\left(\frac{\Delta F 2R_m}{T_p f_s c} + \frac{f_0 2V_m}{f_s c} - \frac{f_{\omega}}{f_s} \right) l + \frac{\Delta F 2V_m}{f_s c} nl + f_0 \frac{2V_m}{c} n T_p + \frac{\Delta F 2V_m}{T_p f_s^2 c} l^2 \right] + \phi'_m \right\} \quad (1.6)$$

$$\text{INT} \left[\frac{2R_m f_s}{c} \right] \leq l < L = \text{INT} [T_p f_s] \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$l < \text{INT} \left[\frac{2R_m f_s}{c} \right] \quad x_m(n, l) = 0 \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$f_{\omega} = f_{01} + f_{\omega}$$

在式(1.6)中, $\text{INT}[\]$ 表示向上取整并假设目标散射中心在积累时间 (N 个周期) 内的运动距离 $V_m N T_p$ 小于一个时间采样单元 $\Delta t = \frac{1}{f_s}$ 对应的距离宽度 $\frac{c}{2f_s}$ (在 LFMCW 雷达应用中一般能保证这一点), 则在每个周期

中,不妨假设目标散射中心回波的输出采样信号的起始位置均为 $\text{INT}\left[\frac{2R_m f_s}{c}\right]$, 具有相同的采样点数。

设 $R_{\min} = \min\{R_1, R_2, \dots, R_M\}$, $R_{\max} = \max\{R_1, R_2, \dots, R_M\}$, $\frac{2(R_{\max} - R_{\min})}{c} < \Delta t$; 则不妨假设目标的所有散射中心回波的输出采样信号的

起始位置均为 $\text{INT}\left[\frac{2R_{\min} f_s}{c}\right]$, 目标回波对应的复采样信号可以表示为

$$x(n, l) = \sum_{m=1}^M \frac{A_m}{2} \exp\left\{j2\pi\left[\left(\frac{\Delta F}{T_p f_s} \frac{2R_m}{c} + \frac{f_0}{f_s} \frac{2V_m}{c} - \frac{f_{0s}}{f_s}\right)l + \frac{\Delta F}{f_s} \frac{2V_m}{c} n l + f_0 \frac{2V_m}{c} n T_p + \frac{\Delta F}{T_p f_s^2} \frac{2V_m}{c} l^2\right] + \phi'_m\right\} \quad (1.7)$$

$$\text{INT}\left[\frac{2R_{\min} f_s}{c}\right] \leq l < L = \text{INT}[T_p f_s] \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

$$l < \text{INT}\left[\frac{2R_{\min} f_s}{c}\right] \quad x(n, l) = 0 \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

在式(1.6)和式(1.7)中,二次相位项 $\frac{\Delta F}{T_p f_s^2} \frac{2V_m}{c} l^2$ 会导致目标散射中心 DFT 谱线的能量发散;交叉相位项 $\frac{\Delta F}{T_p f_s} \frac{2V_m}{c} T_p n l$ 可能导致目标散射中心的 DFT 谱线在不同周期中出现在不同的分辨单元。当目标径向速度较大时 ($V_m N T_p$ 接近甚至超过一个谱线单元对应的距离宽度), 这些相位项会影响到每个散射中心回波能量的周期内积累与周期间积累, 必须对其进行补偿(即运动补偿)。

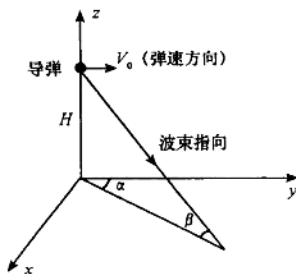


图 1.3 弹速、波束指向几何关系示意图

在对地或对海应用中,目标本身的速度比较低;目标的径向速度主要来源于导弹运动所带来的相对运动。设导弹的绝对速度为 V_0 (一般事先可粗略知其大概的值),弹载雷达波束相对于弹速方向的方位角为 α 、俯角为 β (二者一般可以得到),如图 1.3 所示。以波束照射区域中心为参考, $V_m \approx -\bar{V} = -V_0 \cos\alpha \cos\beta$;则可以按如下计算方法进行运动补偿

$$y(n, l) = x(n, l) \exp \left[j2\pi \left(\frac{f_0 2\bar{V}}{f_s c} l + \frac{\Delta F 2\bar{V}}{f_s c} nl + f_0 \frac{2\bar{V}}{c} nT_p + \frac{\Delta F 2\bar{V}}{T_p f_s^2 c} l^2 \right) \right] \quad n=0, 1, \dots; l=0, 1, \dots, L-1 \quad (1.8)$$

设运动补偿后第 m 个散射中心的径向速度剩余为 $v_m = V_m + \bar{V}$, 则运动补偿后的采样信号可以表示为

$$y(n, l) = \sum_{m=1}^M \frac{A_m}{2} \exp \left\{ j2\pi \left[\left(\frac{\Delta F 2R_m}{T_p f_s^2 c} + \frac{f_0 2v_m}{f_s c} - \frac{f_0}{f} \right) l + \frac{\Delta F 2v_m}{f_s c} nl + f_0 \frac{2v_m}{c} nT_p + \frac{\Delta F 2v_m}{T_p f_s^2 c} l^2 \right] + \phi'_m \right\} \quad (1.9)$$

1.1.3 LFMCW 雷达波形设计要求

式(1.9)中二次相位项 $\frac{\Delta F 2v_m}{T_p f_s^2 c} l^2$ 在一个周期内的相位变化为 $\frac{\Delta F 2v_m}{T_p f_s^2 c} (T_p f_s)^2$, 即 $\frac{2v_m \Delta F T_p}{c}$, 经弹速补偿后, LFMCW 雷达的波形设计能够保证 $\frac{2v_m \Delta F T_p}{c} \ll 1$ 。因此,二次相位项导致的 DFT 谱峰的能量发散范围远小于一个谱分辨单元,对谱分析的影响可以忽略。

交叉相位项 $\frac{\Delta F 2v_m}{f_s c} nl$ 在 N 个积累周期内的相位变化为 $\frac{\Delta F 2v_m}{f_s c} NT_p f_s$, 要求 $\frac{2v_m \Delta F NT_p}{c} \ll 1$ (即 DFT 谱峰位置在积累时间范围内的移动不超出一个分辨单元)。如果采用单周期检测, $N=1$, 则 $\frac{2v_m \Delta F T_p}{c} \ll 1$, 这与对二次相位项的要求是一致的。如果采用多周期积累检测, $N>1$, 不管是相参

积累还是非相参积累,都要求

$$\frac{2v_m \Delta F N T_p}{c} \ll 1$$

或

$$v_m (N T_p) \ll \frac{c}{2\Delta F} \quad (1.10)$$

虽然散射中心对应的谱峰在每个周期的 DFT 谱中的位置可以保持不变,但由于一次相位项 $f_0 \frac{2v_m}{c} n T_p$ 的存在,在每个周期的 DFT 谱中,散射中心谱峰的相位是变化的。如果采用运算量较少的一维 FFT 处理(即分别对每个周期的 L 点采样数据作 FFT 处理),则散射中心回波能量在周期内的积累只能采用非相参积累。由于一次相位项 $f_0 \frac{2v_m}{c} n T_p$ 在周期内的相位变化是规则的,也可以采用运算量较大的二维 FFT 方法对 $N \times L$ 点采样数据 $\{y(n, l) | n=0, 1, \dots, N-1; l=0, 1, \dots, L-1\}$ 作二维 FFT 处理,实现散射中心回波能量在周期内的相参积累。

本节最后介绍 LFM CW 雷达系统的能量损失问题。对于 $\frac{2R_m}{c} \leq t_n < T_p$, 散射中心(不妨假设为静止)回波信号与本振信号的差拍频率为 $\frac{\Delta F}{T_p}$ $\frac{2R_m}{c} < \Delta f_1$, 在接收机通带范围内;对于 $t_n < \frac{2R_m}{c}$, 差拍频率为 $\Delta F - \frac{\Delta F}{T_p} \frac{2R_m}{c}$, 如图 1.4 所示,在接收机通带以外,回波信号被滤除。因此,距离为 R_m 的回波信号能量损失率为 $\frac{\tau_m}{T_p} = \frac{2R_m}{c T_p}$, LFM CW 雷达的实际要求能量损失率远小于 1(一般为几分之一)。结合式(1.10)可以得到:波形设计必须满足

$$\frac{2R_{\max}}{c} \ll T_p \ll \frac{c}{2\Delta F N V_{\max}} \quad (1.11)$$

式中, R_{\max} 为雷达的最大作用距离, V_{\max} 为目标最大径向速度(无运动补偿情况)或补偿后的最大速度剩余(有运动补偿情况), N 为目标检测所需要的积累周期数。