

图 5-21 为外环式速度跟踪回路简化框图。系统的相参基准是本振，它是固定频率的稳定微波源，发射频率是由本振频率与 VCO 频率下变频得到的，雷达导引头通过控制发射信号的频率实现多普勒跟踪。当信道的中频较低时，应采用锁相移频环取代混频器。在这种环路中，目标是环路的一个部件，速度跟踪环路是通过空间闭合的，故称其为外环式速度跟踪回路。

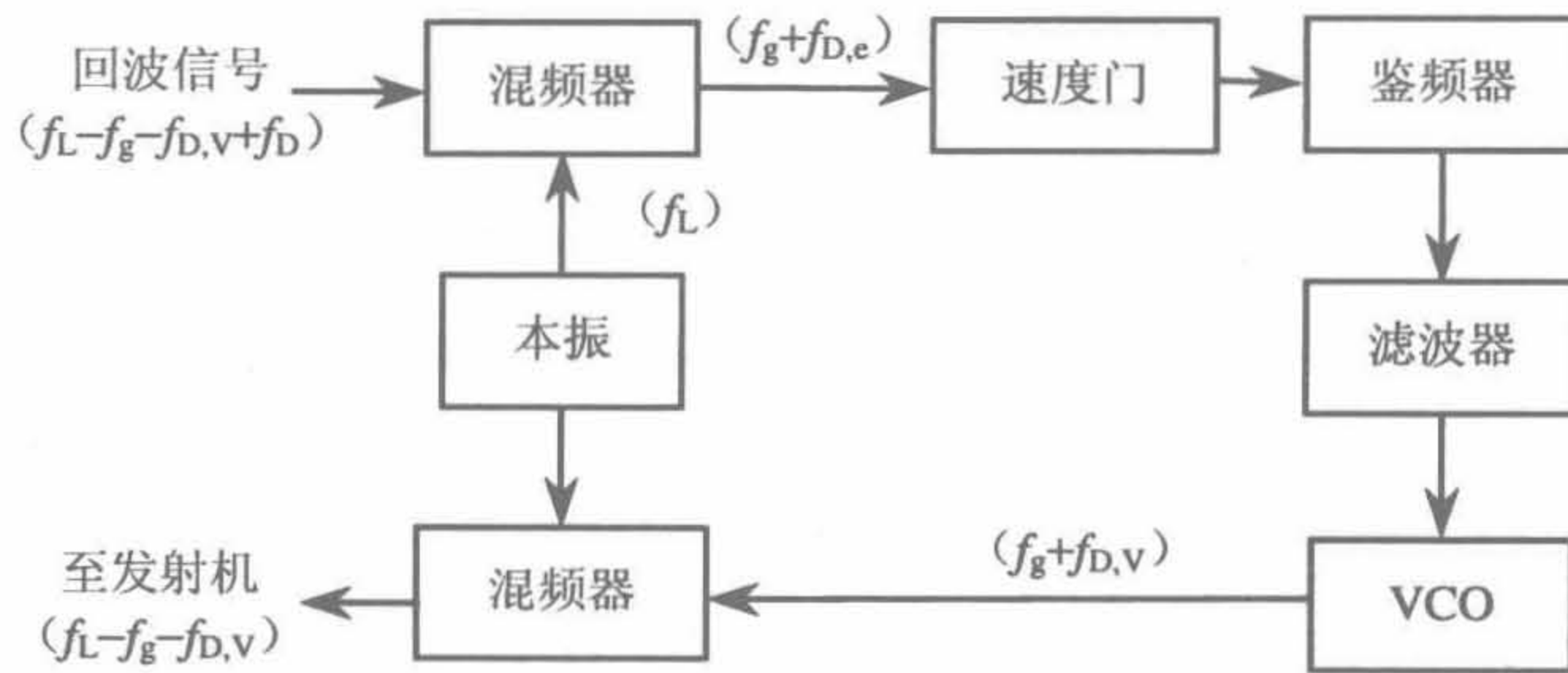


图 5-21 外环式速度跟踪回路简化框图

尽管不同体制的速度跟踪回路结构存在较大差异，但它们都是一个自动频率控制 (AFC) 系统，图 5-22 给出了速度跟踪环路的通用模型。

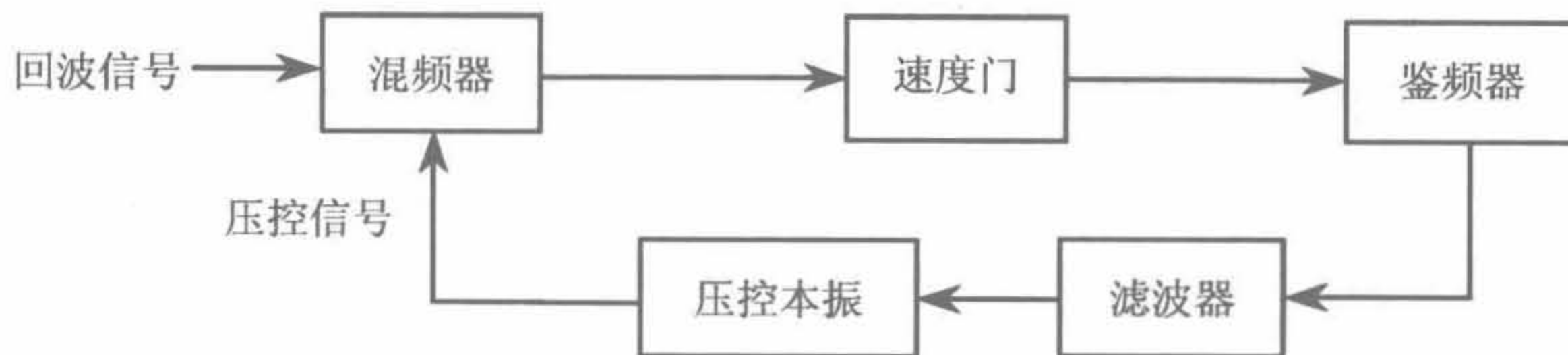


图 5-22 速度跟踪环路的通用模型

应该指出，在半主动导引头中，通常采用连续波信号，多普勒频率对应于导弹-目标相对速度。在主动导引头中，通常采用脉冲信号，当目标回波的多普勒频移大于脉冲重复频率时，回波谱线与发射信号谱线关系产生混乱，造成速度模糊，必须采用解模糊措施。

5.2.2 距离信息

导弹-目标距离可用多种方法提取：对于采用连续波信号的雷达导引头可采用正弦波调频测距；对于采用脉冲信号的雷达导引头可以通过测量回波脉冲的延迟时间提

取距离信息；导弹-目标距离也可以利用弹目初始距离和径向速度信息进行解算。

1. 调频测距

在采用连续波信号的半主动导引头中，可利用调频测距原理获取导弹-目标距离。设照射信号为

$$s(t) = A \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f_m}{f_m} \sin 2\pi f_m t \right) \quad (5-14)$$

式中： f_0 为照射信号载频； f_m 为调制频率； Δf_m 为频偏。

导引头接收的直波信号与回波信号混频后取差频，且认为多普勒跟踪环路是无差跟踪回路，则频率误差为^[3]

$$\Delta f = 2\Delta f_m \sin(\pi f_m \tau) \sin(2\pi f_m t - \theta) \quad (5-15)$$

式中： τ 为回波与直波的电波传播的时间差，计算式为

$$\tau = \frac{R_{IT} + R_{TM}}{c} - \frac{R_{IM}}{c} \approx \frac{2R_{TM}}{c} \quad (5-16)$$

当 $\pi f_m \tau \ll 1$ 时，可得

$$\Delta f = \frac{4\pi \Delta f_m f_m R_{TM}}{c} \sin(2\pi f_m t - \theta) \quad (5-17)$$

Δf 在半个调制周期内的平均值为

$$\overline{\Delta f} = \frac{8R_{TM}\Delta f_m f_m}{c} \quad (5-18)$$

即

$$R_{TM} = \frac{c \overline{\Delta f}}{8\Delta f_m f_m} \quad (5-19)$$

只要测得 $\overline{\Delta f}$ 值，也就得到了 R_{TM} 的估值。图 5-23 是连续波半主动导引头距离估值系统的原理框图。

图 5-23 中，相参接收机实现对直波信号与回波信号的差拍处理，速度跟踪环路对差拍信号中的多普勒频率进行跟踪，只要保证速度跟踪环路的带宽小于调制频率 f_m ，鉴频器输出中就存在频率为 f_m 的交流信号，其幅度反映了距离信息。尽管式

(5-14)与式(4-76)具有相同的形式,但工程中连续波半主动导引头往往采用式(4-78)所示的正弦调幅波调频信号进行测距。

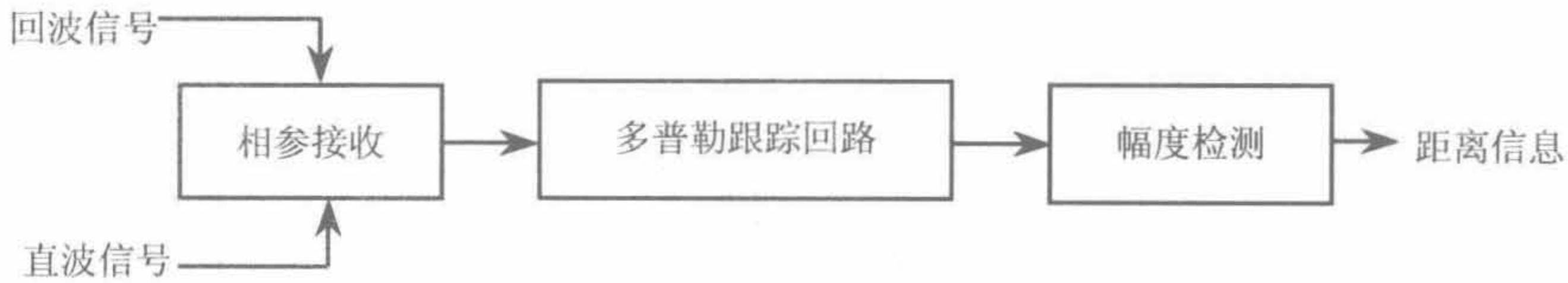


图 5-23 连续波半主动导引头距离估值系统的原理框图

2. 脉冲测距

脉冲重复周期决定了主动导引头的最大探测距离, 计算式为

$$R_{\max} = \frac{cT_r}{2} \quad (5-20)$$

式中: c 为光速; T_r 为脉冲周期。

发射脉冲宽度决定了主动导引头的最小探测距离, 即存在距离探测盲区, 其值为

$$R_{\min} = \frac{cT_p}{2} \quad (5-21)$$

式中: T_p 为脉冲宽度。

当目标回波的延迟时间大于脉冲周期时, 回波脉冲与发射脉冲的对应关系产生混乱, 造成距离模糊, 应采取解模糊措施。

脉冲导引头测距系统以自动搜捕方式工作, 系统以距离预定值为中心, 在预定的区域内以距离门为检测单元进行检测, 一旦截获目标便转入跟踪状态, 使距离波门稳定地套住回波脉冲, 从而提取弹目距离信息。

雷达导引头通常采用二阶回路实施距离跟踪, 距离跟踪系统原理框图如图 5-24 所示, 它由距离误差产生器、滤波器、速度产生器、距离计数器、前后波门产生器组成。

距离误差产生器是距离跟踪回路的敏感部件。用前波门与后波门分别测量波门内回波脉冲的面积并进行比较, 可获得距离误差信息, 其工作原理如图 5-25 所示。

图 5-25 中, 前波门的重合计数值为 N_f , 后波门的重合计数值为 N_r , 计数器读入 N_f 和 N_r 值, 求出距离误差 ε 。若 $N_r > N_f$, 则 ε 为正, 反之为负。距离误差 ε 的计算

式为

$$\varepsilon = \frac{1}{2}(N_r - N_f)T_c c \quad (5-22)$$

式中： T_c 为时钟周期； c 为光速。

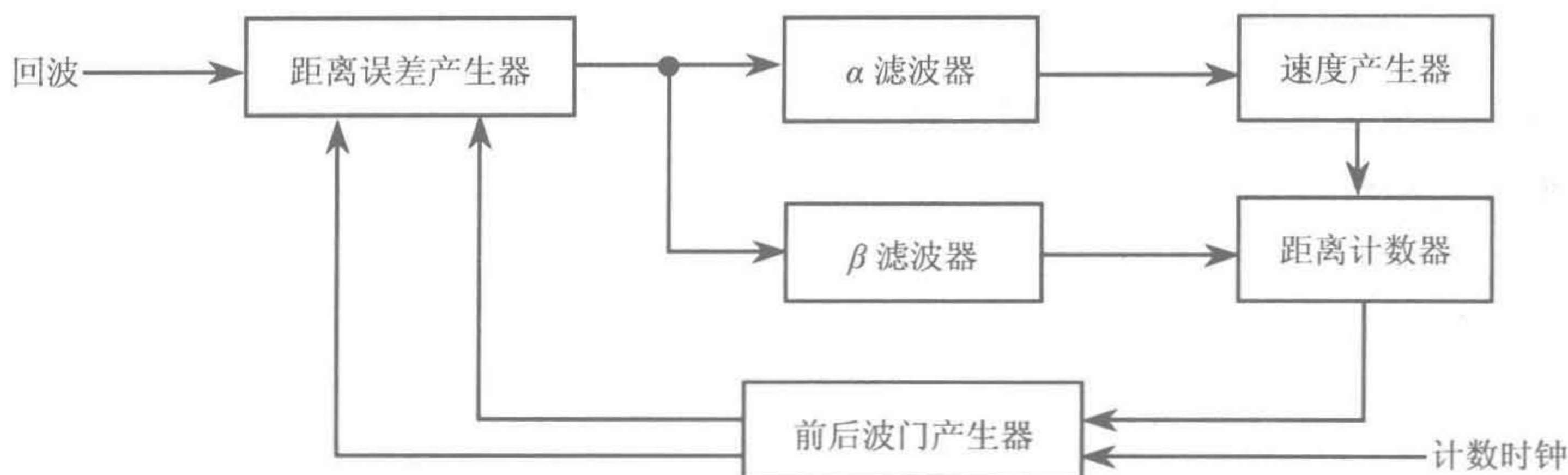


图 5-24 距离跟踪系统原理框图

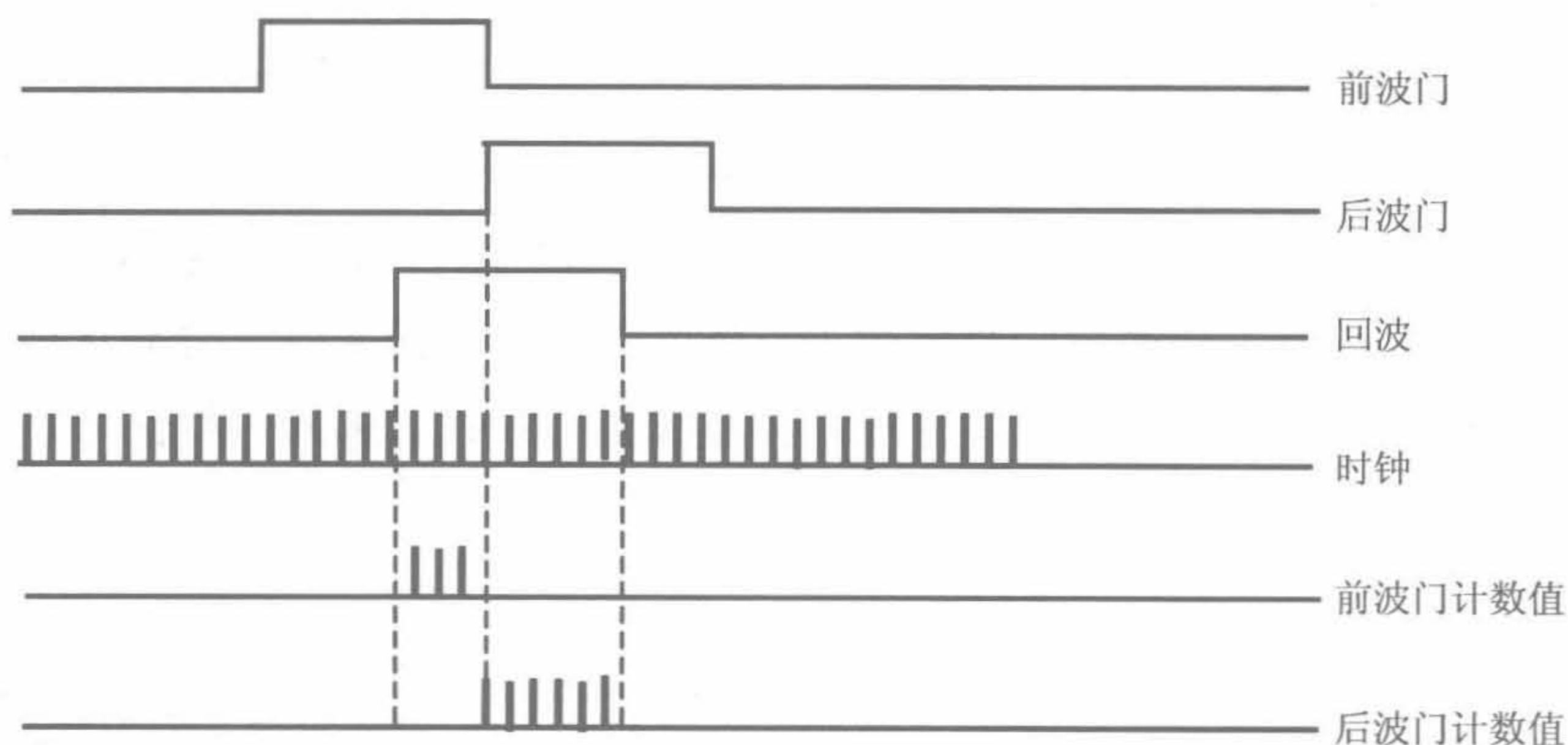


图 5-25 距离误差产生器的工作原理

应该指出，除了前后波门计数比较法获取距离误差之外，还可以采用其他方法得到距离误差。比如通过对回波波形采样估计回波中心位置获取距离误差，也可采用跟踪回波前沿或后沿的方法获取距离误差。

α 和 β 滤波器把误差信号分别送至速度产生器和距离计数器，确保距离跟踪回路稳定工作。当目标运动时，距离计数器根据误差值和速度校正值不断进行调整，使距离门中心始终对准回波中心。

3. 解算法测距

距离 $R_{MT}(t)$ 与径向速度 $v_r(t)$ 的关系为

$$R_{MT}(t) = R_{MT0} - \int_0^t v_r(t) dt \quad (5-23)$$

式中： R_{MT0} 为起始距离。

起始距离由发射控制系统或中制导系统提供。导引头在获取初始距离的前提下，利用多普勒跟踪环路提取的径向速度计算出导弹和目标间的距离。

5.2.3 角度信息

雷达导引头的角信息处理系统由测角系统和天线伺服系统组成。

1. 测角系统

导引头借助测角系统敏感视线与导弹轴线的夹角，即测量目标反射或辐射信号的到达角。为了提高实时处理和抗干扰能力，导引头通常采用单脉冲测角技术。与雷达一样，导引头测向系统的测向特性是信号到达角的实奇函数，包含了信号到达角的大小和方向。为了获取测向特性，必须采用成对天线接收来自目标的反射或辐射信号。包含在成对接收信号中的到达角的原始数据，是单脉冲天线在接收信号时形成的，通常把天线称为角度敏感器。常用的单脉冲测角系统有三种：振幅式、相位式、振幅和差式。

1) 振幅式

单平面内振幅式测角系统如图 5-26 所示。为了确定目标在一个平面内的角坐标，需要两个相互交叠的天线方向图，这两个方向图的中心相对于等信号方向的偏角分别为 $+\theta_0$ 和 $-\theta_0$ 。

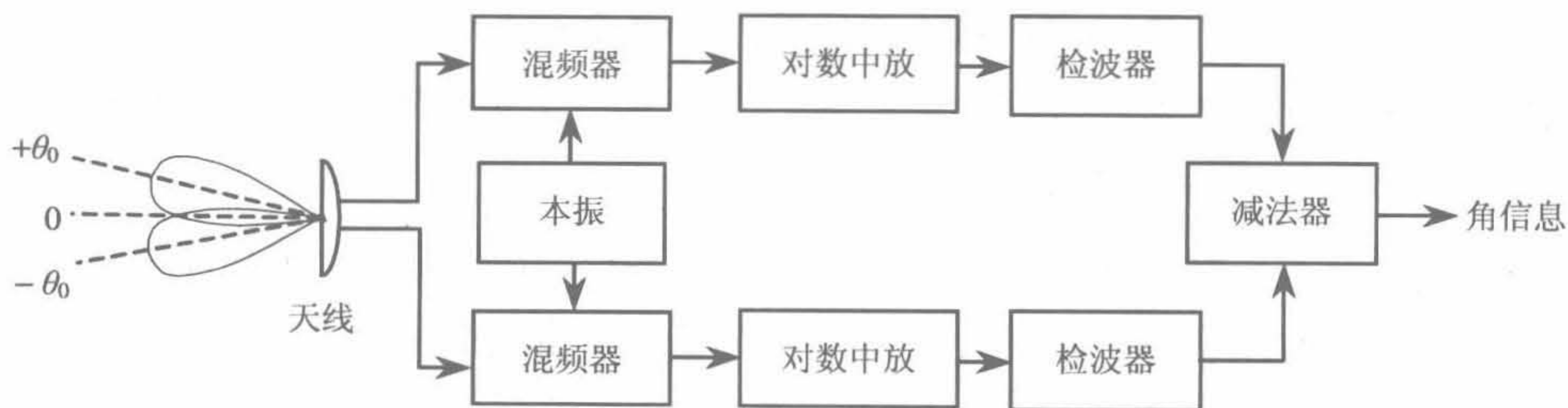


图 5-26 单平面内振幅式测角系统

两天线接收信号的幅度差与信号到达角的关系呈 S 曲线，图 5-27 为振幅式测向特性示意图，图 5-27 (a) 为天线方向图，图 5-27 (b) 为测向特性。

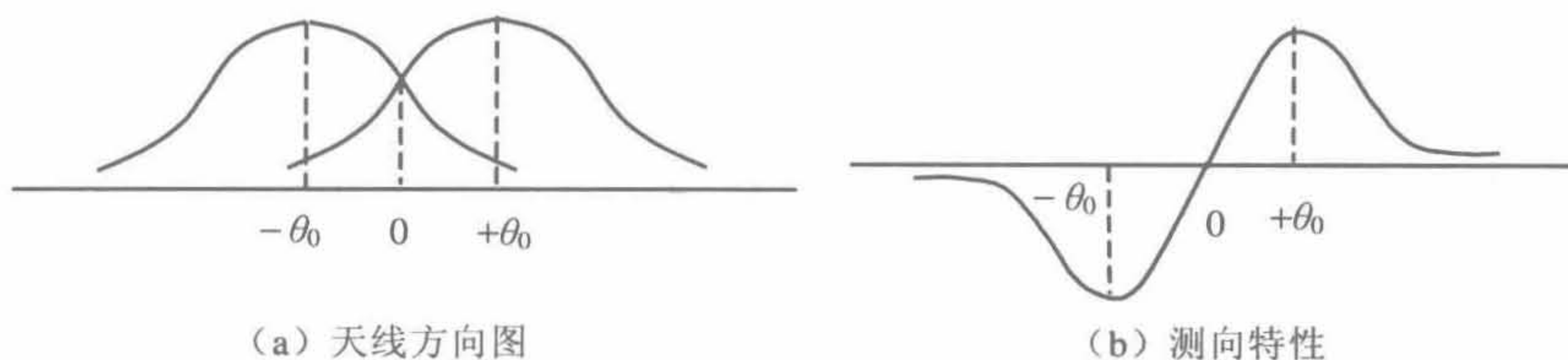


图 5-27 振幅式测向特性示意图

振幅式测角系统的天线和测角信道的振幅特性应具备较高的一致性，否则将影响测角精度。在被动导引头中，可采用振幅式测角系统粗测目标方向，作为相位式精确测角系统解角度模糊的依据。

应该指出，利用单一天线波束位置的转换，也可以实现时分比幅测角，如圆锥扫描测角系统等。当波束做圆锥运动时，目标回波信号被调幅，调幅深度反应了目标偏离中心轴线角度的大小，以圆锥扫描频率为基准，还可以解得目标的偏离方向。对于主动导引头，由于圆锥扫描频率容易被侦察与干扰，一般不采用这种体制。对于半主动导引头，导引头天线处于隐蔽锥扫状态，是一种可取的测角体制。

2) 相位式

相位式测角系统在被动导引头中得到了广泛的应用，是被动导引头精确测角的主要体制，单平面相位式测角系统如图 5-28 所示。当目标处于中轴线方向时，两天线接收信号的波程差为零，两路信号的相位差也为零。当目标偏离中轴线时，到达两天线的信号存在波程差，两路信号的相位差不再为零，通过相位比较，可求得目标的偏角。

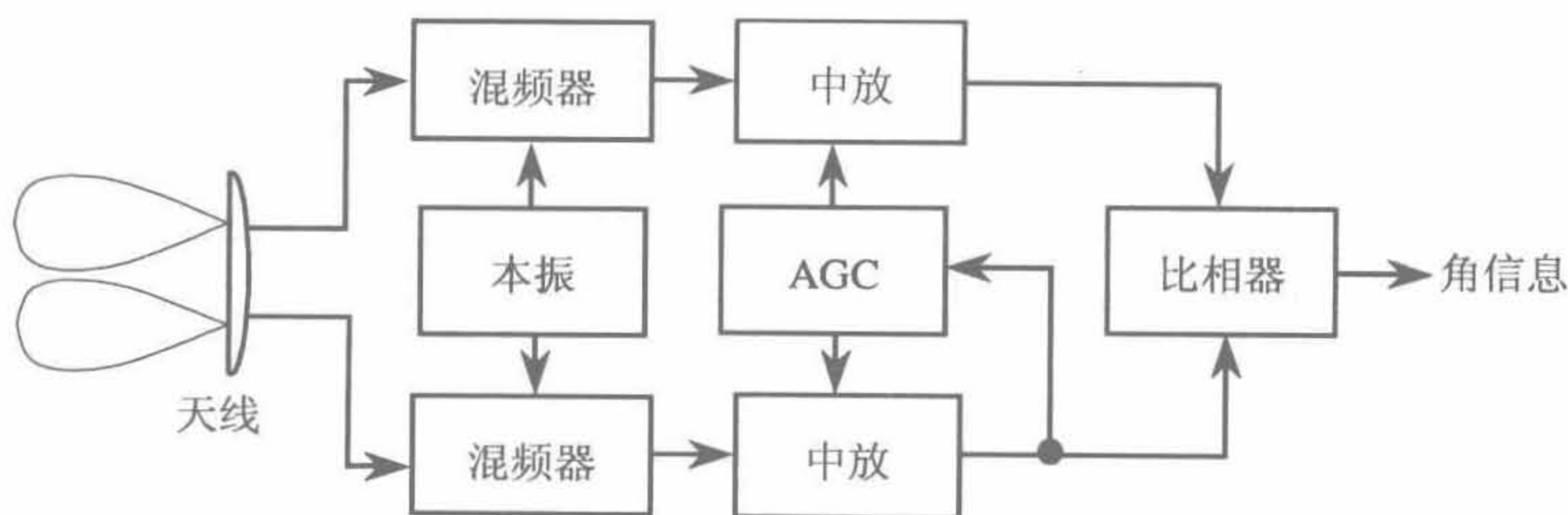


图 5-28 单平面相位式测角系统

当天线的基线长度（天线的间距）大于工作波长时，相位式测角系统存在测角模糊，需要采取解模糊措施。相位式测角系统的工作原理和解模糊技术将在第 8 章

中介绍。

应该指出，理论上也可以通过直接测量两路信号的波程差所对应的时延，无模糊地获取角信息。但是，工程中还难以实现高精度测量两路信号的波程差所对应的微小时延。

3) 振幅和差式

单平面内振幅和差式测角系统如图 5-29 所示。两路天线的方向图相互交叠，天线波束中心轴线相对于等信号方向的偏角分别为 $+\theta_0$ 和 $-\theta_0$ 。天线的接收信号加到和差网络，和信号与差信号分别进入和信道与差信道。差信号电平表征目标相对等信号方向的偏角的大小，差信号与和信号的相位差（同相或反相）反应了目标的偏离方向。

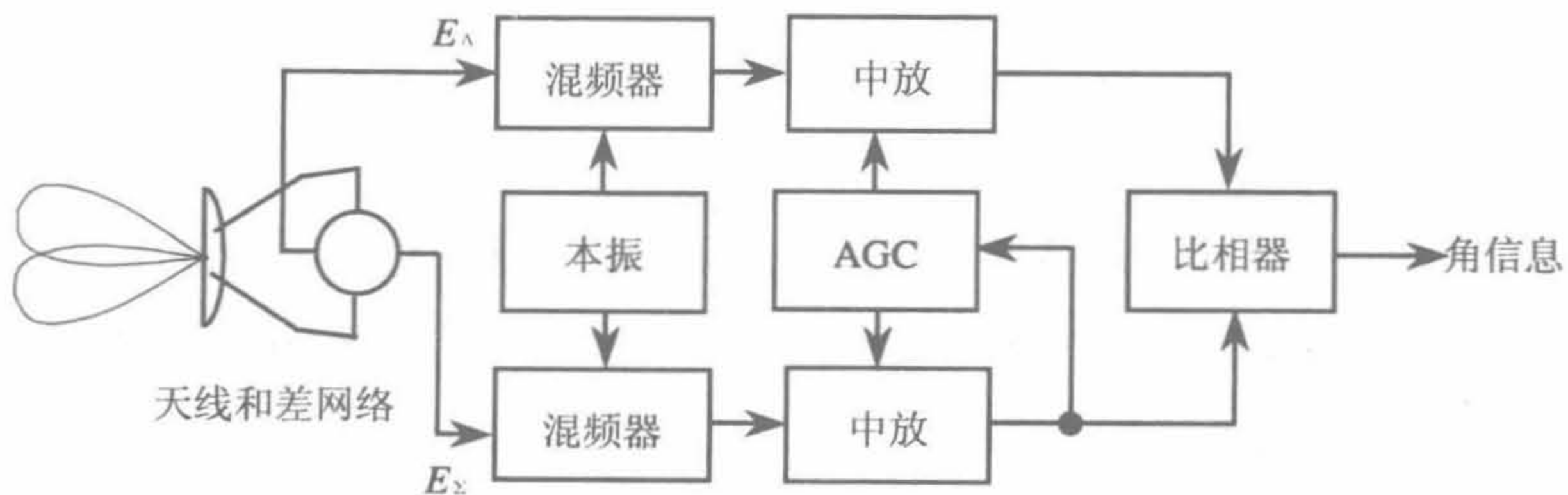
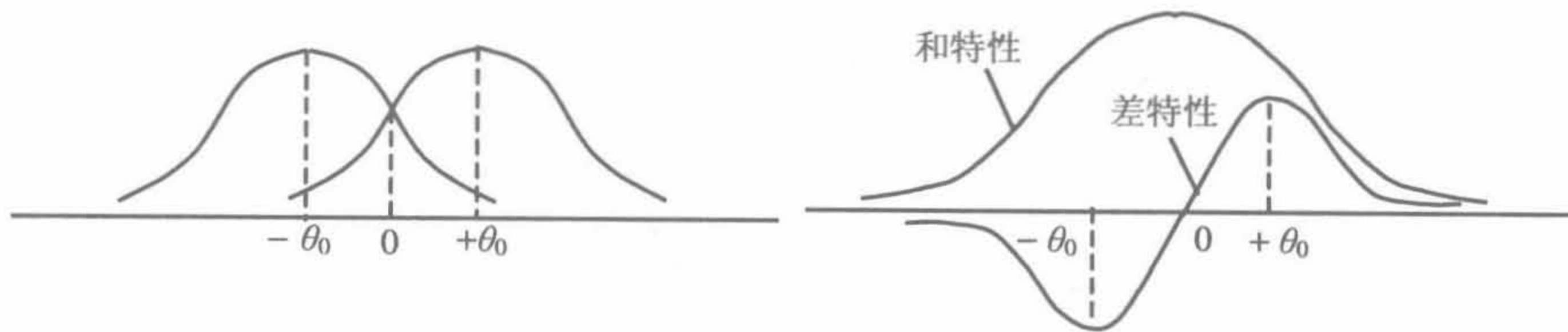


图 5-29 单平面内振幅和差式测角系统

图 5-30 为振幅和差式测向特性示意图。图 5-30 (a) 为两个偏置的天线方向图，图 5-30 (b) 为两个天线的和差特性。



(a) 天线方向图

(b) 和差特性

图 5-30 振幅和差式测向特性示意图

振幅和差式测角系统具有较高的测角灵敏度和测角精度，通常应用于主动导引头和半主动导引头中。

2. 天线伺服系统

雷达导引头角信息处理系统通常与天线伺服系统密切相关。图 5-31 是角信息处理系统的典型框图。图中： $q(t)$ 、 $\theta(t)$ 和 $e(t)$ 分别为视线角、天线指向角和误差角； $\dot{\zeta}(t)$ 为弹体扰动角速率； $u(t)$ 为比例于视线角速度的输出电压。

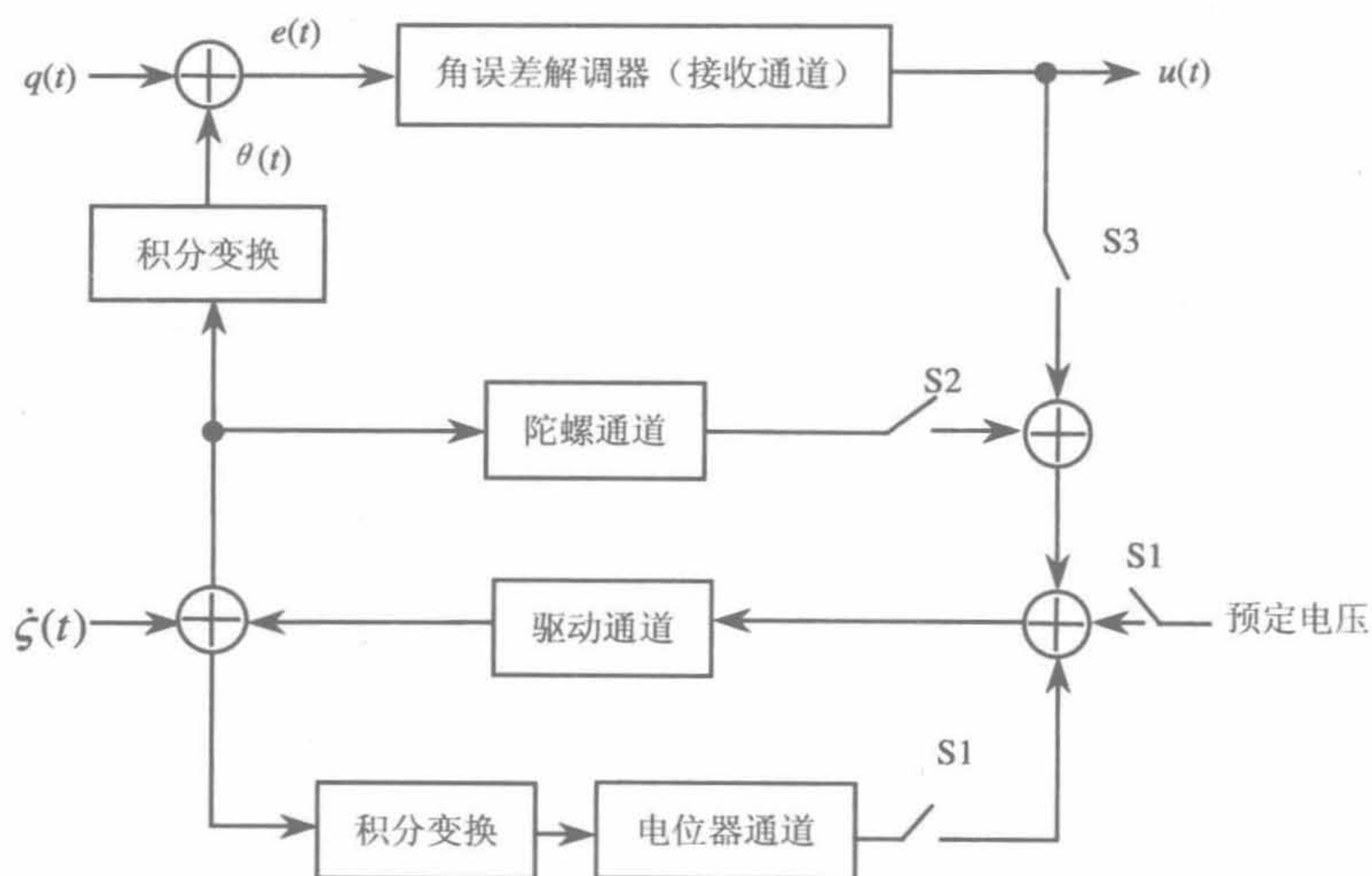


图 5-31 角信息处理系统的典型框图

角信息处理系统由角误差解调器和伺服系统组成。伺服系统是一个机电一体化系统，包含驱动通道、陀螺通道和电位器通道。利用电子开关有序组合相应通道，可实现角预定、角稳定和角跟踪功能。

1) 角预定

在雷达导引头中，通过角预定可以将目标预置到天线主波束中。必要时，也可以利用角预定系统实现角搜索。图 5-31 中，当双联开关 S1 闭合，且 S2、S3 断开时，伺服系统处于预定状态。预定信号和电位器通道给出的天线位置反馈信号的误差电压通过伺服机构控制天线指向预定方向。

2) 角稳定

天线通过传动机构与弹体固联，弹体扰动会牵连天线运动，从而干扰了天线的有用误差信号。为了保证弹体扰动情况下，天线的空间指向不变，需要用惯性元件来稳定导引头天线。以速率反馈陀螺构成稳定回路是常用方法之一。图 5-31 中，当 S2 闭

合, S1、S3 断开时, 伺服系统处于稳定状态, 由陀螺通道和伺服驱动通道构成稳定回路, 实现天线指向与弹体扰动的隔离。

3) 角跟踪

单脉冲测角是一种常用的雷达测角方法, 它利用同时波瓣比较技术, 理论上可以从一个脉冲回波中得到二维角信息。单脉冲测角不同于波束转换或圆锥扫描测角, 后两者的多波束位置是顺序产生的, 因而不可能从一个脉冲中获取角信息。单脉冲测角系统可以利用多波束得到的幅度、相位或幅度-相位信息进行角度估值。导引头通常采用跟踪式单脉冲测角系统, 角误差信息送到导引头的伺服系统中, 驱动天线朝减小角误差的方向转动, 连续跟踪目标, 其测角精度远高于非跟踪式单脉冲测角系统。跟踪式单脉冲测角系统不仅应用于主动导引头, 也应用于半主动导引头和被动导引头。

导引头在角跟踪状态下, 角误差解调器输出比例于视线角速率的电压。图 5-31 中, 当 S2、S3 闭合, S1 断开时, 伺服系统处于跟踪状态, 角误差敏感器测量天线与视线间的角误差, 并通过伺服驱动通道控制天线对目标进行跟踪。

第 11 章中将给出有关角预定、角稳定和角跟踪系统的详细分析。

5.2.4 仿形处理

仿形技术在雷达导引头的检测识别、精确跟踪、攻击点选择等方面具有重要意义。

1. 一维仿形

一维仿形可用于识别检测, 也可用来识别目标的要害部位。例如, 探测海面目标时, 采用时域高分辨技术实现距离维仿形, 可以根据体目标的纵向尺寸, 实现识别检测。又如, 在反导武器系统中, 无线电寻的装置借助频域高分辨技术实现频率维仿形, 选择目标的要害部位实施攻击。

2. 二维仿形

借助时频二维高分辨技术可实现体目标的二维仿形, 可用于识别检测、定中攻击或要害部位攻击。

3. 三维仿形

对于近距离体目标, 可利用时频域高分辨与单脉冲偏轴测角技术, 实现三维仿形。例如, 在距离高分辨的基础上, 对每一个距离分辨元内的目标散射中心进行单脉冲偏

轴测角,可实现距离-方位-俯仰三维仿形。又如,在多普勒高分辨的基础上,对每一个多普勒分辨元内的目标散射中心进行单脉冲偏轴测角,可实现速度-方位-俯仰三维仿形。

5.3 指令形成

雷达导引头在检测回波信号和提取目标信息的基础上,由雷达导引头信息处理机或导弹计算机综合出各种控制指令,作为雷达导引头的逻辑管理指令、驾驶仪控制指令和制导引爆指令。

5.3.1 管理指令

雷达导引头的自适应管理贯穿于目标信号检测、制导信息提取和指令形成整个过程中,它涉及初始状态设置、信号波形自适应和雷达导引头功能的逻辑管理。

初始状态由发射控制系统或中制导系统设置,初始状态设置的主要内容包括寻的方式、发射方式、攻击方式、工作时序和初始信息预装等。

信号波形自适应管理的目的是使导引头信号的模糊图与杂波环境图相匹配,实现杂波和干扰环境中的最佳检测。半主动导引头和被动导引头的信号来自照射器或目标,雷达导引头不具备波形的自主变换能力。主动导引头自备发射机,具有自主变换发射信号的载波频率、重复频率、脉冲宽度和脉冲内部调制方式的能力。

雷达导引头功能的逻辑管理涉及相参本振锁定逻辑、预定检测逻辑、截获证实逻辑、跟踪判定逻辑、外推跟踪逻辑、指令修正与补偿逻辑、抗杂波与抗干扰逻辑等。

5.3.2 制导指令

制导指令可以由雷达导引头根据获取的制导信息形成,也可以由弹上制导计算机根据制导信息形成。

对于采用比例导引的导弹武器系统,要求指令形成电路按式(1-6)规律产生指令电压。工程中,还应根据实际需要对手令电压做必要的修正和补偿,如传递系数的距离自适应修正、初始弹道修正、加速度修正、重力补偿、指令形成电路滤波时常数的自适应选取和输出指令限幅控制等。

5.3.3 引爆指令

在导弹与目标交会阶段,雷达导引头获取的目标信息,可用来产生制导引信所需的控制指令。所谓制导引信是指借助雷达导引头获取的制导信息实现引信解锁与引爆的一种引信体制。制导引信所需的控制指令包括远区封闭与解锁指令、近区封闭与解锁指令、引爆调整与控制指令等。

制导引爆(GIF)是一种新型引爆技术。弹上制导计算机借助惯导信息和导引头获得的目标信息,解算出最佳引爆时刻。显然,在GIF系统中,要求雷达导引头实时提取目标的多维信息,并实时传送到弹上制导计算机。

尽管雷达导引头的基础理论和基本技术已日趋成熟,然而雷达导引头的电磁环境日益复杂,雷达导引头的环境适应性已成为评估寻的制导系统性能的核心内容。随着现代控制理论和数字信号处理技术的迅速发展,雷达导引头技术正在不断更新,新型雷达导引头必将相继问世。

第 6 章 主动导引头

主动导引头具有发射后不管（或交班后不管）和波形自适应等能力。尽管受到导弹头部安装空间的限制，雷达导引头的功率孔径积较小，制约了作用距离，但主动导引头仍然是战术导弹末段寻的装置的一种优选体制。本章介绍五种主动导引头：脉冲主动导引头、准连续波主动导引头、脉冲多普勒主动导引头、相控阵导引头和合成孔径导引头。

6.1 脉冲主动导引头

脉冲主动导引头在反舰导弹中得到了广泛应用。在早期的脉冲主动导引头中，采用矩形包络固定载频脉冲信号，探测距离较近，距离分辨力较低。为了增大探测距离，提高距离分辨率，选用大时宽-带宽积信号，利用脉冲压缩技术，获得高幅值的窄脉冲信号。

6.1.1 波形参数

脉冲主动导引头通常采用具有不模糊测距能力的低重复频率脉冲信号。

1) 载频选择

载频选择应考虑电波传播的衰减特性、目标散射特性、发射器的功率容量、接收器的噪声系数、天线增益、微波器件的小型化和多普勒频率等因素。X 波段、Ku 波段和 Ka 波段是当前脉冲主动导引头的常用波段。

2) 脉冲重复频率

选择脉冲重复频率（PRF）主要考虑两个因素：一是不模糊测距；二是降低杂波影响。为了实现不模糊测距，脉冲重复频率应满足

$$f_{r,L} \leq \frac{c}{2R_{\max}} \quad (6-1)$$

式中： c 为光速； R_{\max} 为最大探测距离。

当导弹下视攻击低空飞行的目标时，若导弹飞行高度大于导弹与目标间的距离，可以在无杂波区实施检测。此时，脉冲重复频率应足够低，防止当前脉冲引起的副瓣杂波延伸到下一脉冲周期的距离门中，恶化信杂比。

3) 脉冲宽度

选择脉冲宽度需要考虑的主要因素：一是足够高的信号能量；二是足够高的分辨率；三是尽可能小的距离盲区。

能量和分辨率的矛盾可采用脉冲压缩技术解决：发射足够宽的脉冲提高信号能量，增加探测距离；信号处理系统把宽脉冲信号压缩为窄脉冲信号，提高距离分辨率。

距离盲区越小，要求发射脉冲越窄。雷达导引头既要实现远距探测，又要确保近距性能，必须采用脉冲宽度自适应变换技术。在整个距离范围内分段采用不同脉冲宽度的发射信号：远距离段采用宽脉冲信号；中距离段采用中等宽度脉冲信号；近距离段采用窄脉冲信号。

4) 脉内调制

选择脉内调制形式需要考虑的主要因素：一是使信号模糊图与环境杂波图匹配；二是具备抗干扰能力。

不同调制方式的信号具有不同形式模糊图：刀刃型、钉板型或图钉型。应该针对杂波环境，分析不同信号对检测和跟踪性能的影响，选择最合适的信号形式。从抗干扰角度考虑，随机调制信号具有图钉型模糊图，难以被侦察，抗干扰能力较强。

6.1.2 信号处理

信号处理离不开最佳接收的概念。所谓最佳接收，是指在噪声中以某种准则接收无线电信号的最优方法。最佳接收利用信号与噪声的混合波形 $x(t) = s(t) + n(t)$ 的二阶矩统计特性（相关函数或功率谱密度），即利用混合波形中的信号与噪声在时域或频域特性的差异，采用适当方法抑制噪声，获取信号。常用最佳接收准则有两种：一是精确复现信号，满足最小均方误差准则或最小错误概率准则；二是噪声中检测信号，满足最大信噪比准则。雷达导引头接收机通常以获取最大信噪比为处理准则，匹配滤波和相关处理是较常用的方法。

应该注意：最佳接收不同于理想接收，前者利用混合波形的二阶矩统计特性，后者利用混合波形的多维概率分布特性。理想接收机是计算后验概率的接收机，并按最大后验概率做出判决。匹配滤波和相关处理是某种意义上的最佳接收，而不是理想接收。

1. 匹配滤波

匹配滤波器是一种可以获得最大输出信噪比的线性滤波器。大时宽-带宽积信号通过匹配滤波器之后,可实现脉冲压缩。设线性系统输入端为信号与噪声的混合波形,即

$$x(t) = s_i(t) + n_i(t) \quad (6-2)$$

式中: $n_i(t)$ 为正态白噪声,其功率谱密度为 $N_0/2$ 。

根据线性系统叠加原理,可得系统输出为

$$y(t) = s_o(t) + n_o(t) \quad (6-3)$$

输出信号为

$$s_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) S_i(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (6-4)$$

式中: $S_i(f)$ 为信号 $s_i(t)$ 的频谱; $H(f)$ 为滤波器的频率特性。

输出端的噪声功率为

$$P_{n,o} = \overline{n_o^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{N_0}{2} |H(f)|^2 df \quad (6-5)$$

对于某一时刻 t_0 , 滤波器输出信号瞬时功率与噪声功率之比为

$$\frac{P_{s,o}}{P_{n,o}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) S_i(f) \exp(j2\pi ft_0) df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} \quad (6-6)$$

用变分法可求出获得最大信噪比的条件为

$$H(f) = S_i^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) \quad (6-7)$$

显然,获得最大信噪比的最佳线性滤波器的传递函数为输入信号频谱的复共轭,通常称这种滤波器为匹配滤波器。式(6-7)中未涉及匹配滤波器的相对增益。匹配滤波器的最大输出信噪比为

$$\left. \frac{P_{s,o}}{P_{n,o}} \right|_{\max} = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(f)|^2 df = \frac{2E}{N_0} \quad (6-8)$$

式中： E 为信号总能量。

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |S_i(f)|^2 df \quad (6-9)$$

匹配滤波器的脉冲响应为

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} S_i^*(f) \exp[-j2\pi f(t_0 - t)] df \end{aligned} \quad (6-10)$$

对于实函数， $S_i^*(f) = S_i(-f)$ 成立，故有

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_i(-f) \exp[-j2\pi f(t_0 - t)] df = s_i(t_0 - t) \quad (6-11)$$

可见，匹配滤波器的冲激响应是输入信号 $s_i(t)$ 的镜像 $s_i(-t)$ ，且在时间上平移 t_0 ，为了获得工程上的可实现性，应使 $t_0 \geq T$ ，其中 T 为输入信号的终止时刻。显然，有限长信号才能实现匹配滤波。

匹配滤波器输出信号是输入信号的自相关函数，即

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) s_i(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t_0 - \tau) s_i(t - \tau) d\tau = R_i(t - t_0) \end{aligned} \quad (6-12)$$

当 $t = t_0$ 时，其值为输入信号的总能量 E 。

现代雷达导引头中，多数采用数字脉冲压缩技术获得窄脉冲，既可以采用数字有限冲击响应在时域实现脉冲压缩，也可以采用快速傅里叶变换（FFT）在频域实现脉冲压缩。

1) 时域脉冲压缩

将时域信号通过匹配滤波器，即完成脉冲压缩。这一过程等效为输入信号与匹配滤波器脉冲响应的卷积，时域脉冲压缩系统如图 6-1 所示。

假设序列 $s_i(n)$ 和 $h(n)$ 的长度均为 N ，则匹配滤波器的输出为

$$s_o(n) = s_i(n) * h(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s_i(k) s_i^*(N - k) \quad (6-13)$$

式中： $s_i(n)$ 为采样后的输入信号； $h(n)$ 为匹配滤波器脉冲响应的采样序列。

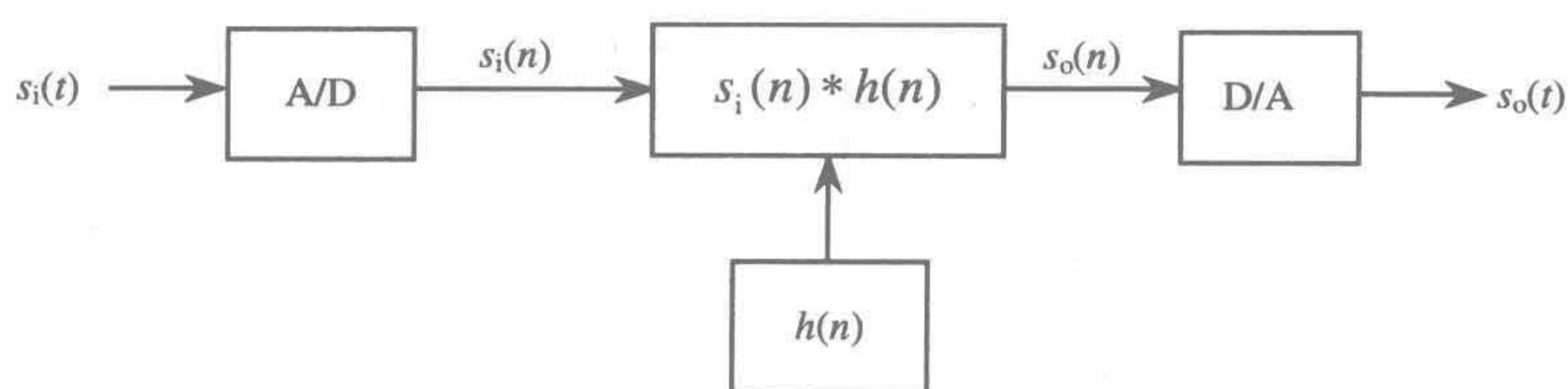


图 6-1 时域脉冲压缩系统

2) 频域脉冲压缩

时域卷积等效于频域相乘, 式 (6-13) 可写为

$$\begin{aligned} s_o(n) &= s_i(n) * h(n) \\ &= \text{IFFT}\{\text{FFT}[s_i(n)] \times \text{FFT}[h(n)]\} \end{aligned} \quad (6-14)$$

于是可画出图 6-2 所示的频域脉冲压缩系统。

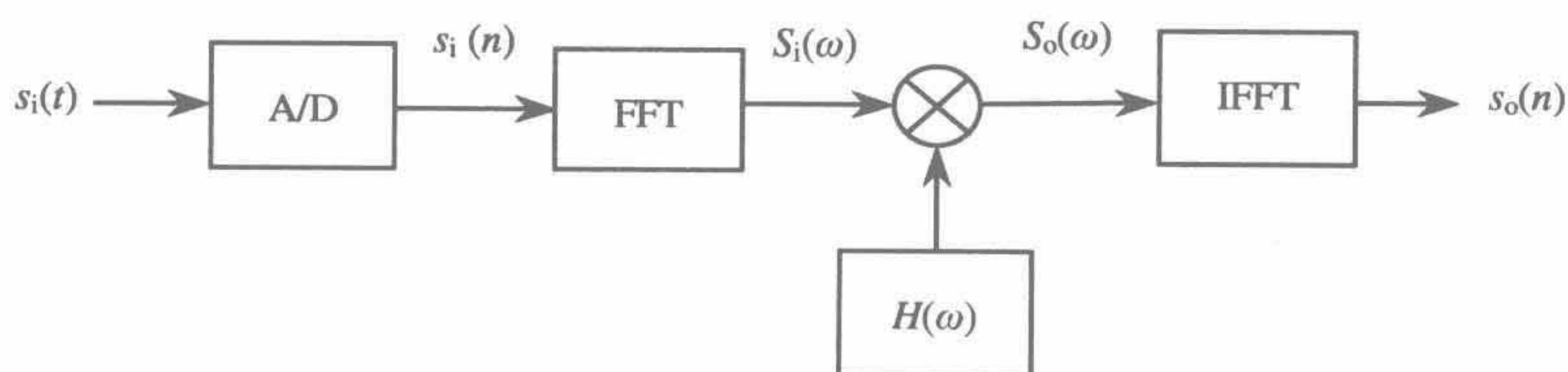


图 6-2 频域脉冲压缩系统

导引头脉压系统通常采用频域处理, 因为当 N 较大时, 数字信息处理机处理频域脉压的计算量比处理时域脉压的计算量少得多。

2. 相关处理

相关处理有两种基本方式: 自相关处理和互相关处理。

1) 自相关器

自相关运算的表达式为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t-\tau)dt \quad (6-15)$$

式中: $x(t)$ 为输入信号与噪声之和; τ 为延迟; $y(t)$ 为自相关输出。

由式 (6-15) 可画出如图 6-3 所示的自相关器模型。

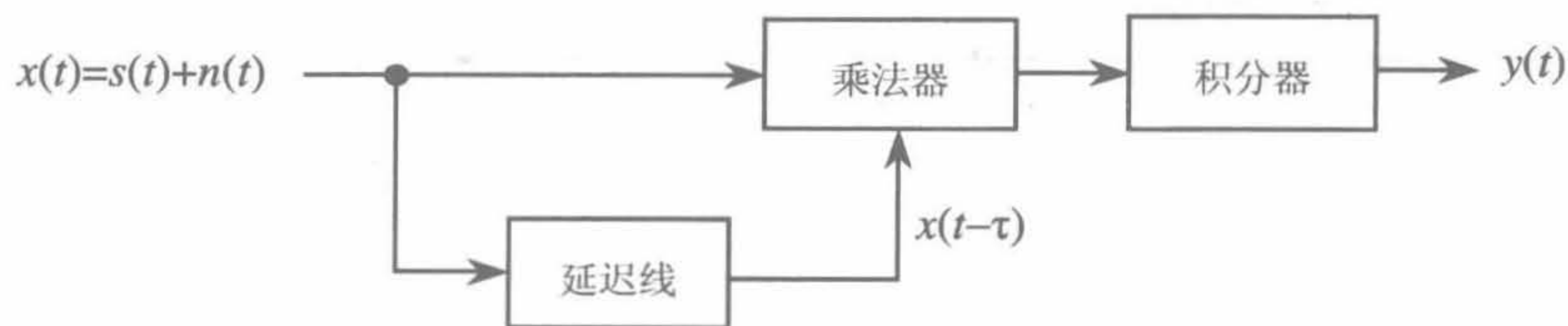


图 6-3 自相关器模型

自相关器的输出可以写成

$$y(t) = R_s(\tau) + R_n(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \quad (6-16)$$

式中： $R_s(\tau)$ 为信号的自相关函数； $R_n(\tau)$ 为噪声的自相关函数； $R_{sn}(\tau)$ 和 $R_{ns}(\tau)$ 为信号与噪声的相关函数，其值为零。

信号的相关时间较长，噪声的相关时间极短。设计自相关的延迟时间大于噪声相关时间，实现对信号的相关检测。如前所述，匹配滤波器的输出信号也是输入信号的自相关函数。

2) 互相关器

互相关运算的表达式为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)s(t-\tau)dt \quad (6-17)$$

式中： $x(t)$ 为输入信号与噪声之和； $s(t)$ 为确知信号； τ 为延迟； $y(t)$ 为互相关输出。由式 (6-17) 可画出如图 6-4 所示的互相关器模型。

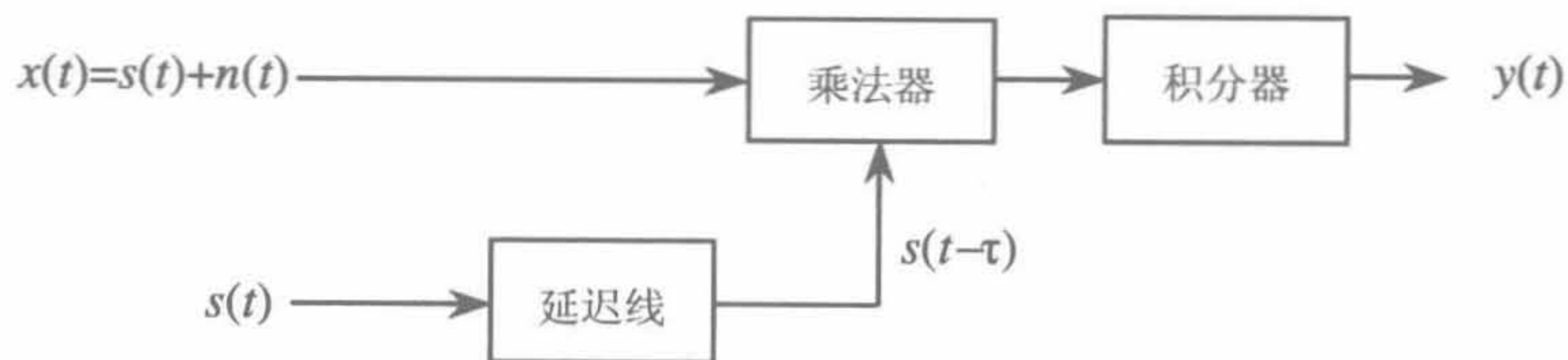


图 6-4 互相关器模型

对于确知信号，且认为信号与噪声不相关，则有

$$y(\tau) = R_s(\tau) + R_{ns}(\tau) = R_s(\tau) \quad (6-18)$$

互相关器采用确知信号作为参考信号，受噪声影响较小。自相关器采用受扰信号作为参考信号，受噪声影响较大。

除了匹配滤波和相关处理之外,积累处理也是提高信噪比的处理方法。积累处理是利用信号相关而噪声不相关的特性,对信号与噪声的混合波形做跨周期积累,改善信噪比。匹配滤波、相关处理和积累处理都是以增加检测时间为代价来改善检测信噪比的。

6.1.3 探测技术

脉冲主动导引头的基本体制涉及信号体制、探测体制、测距体制、测角体制、测速体制、跟踪体制等内容。工作体制的选择与一般脉冲雷达相似,不再一一说明。这里仅介绍弹载脉冲主动导引头的探测体制。非相参脉冲主动导引头一般只在角度域和距离域探测目标,通常不提取速度信息。

1. 探测体制

根据不同应用场合,脉冲主动导引头可选择不同的探测体制,如边搜索边跟踪、角度预定/距离搜捕、角度/距离搜捕等体制。

1) 边搜索边跟踪体制

在掠海反舰导弹中,主动导引头可采用方位维边搜索边跟踪体制,其示意图如图6-5所示。图中未画出波束与海面的相贯区域(波位),它与导弹飞行高度、波束倾角、波束宽度等有关。在边搜索边跟踪体制中,波位应覆盖距离搜索范围。

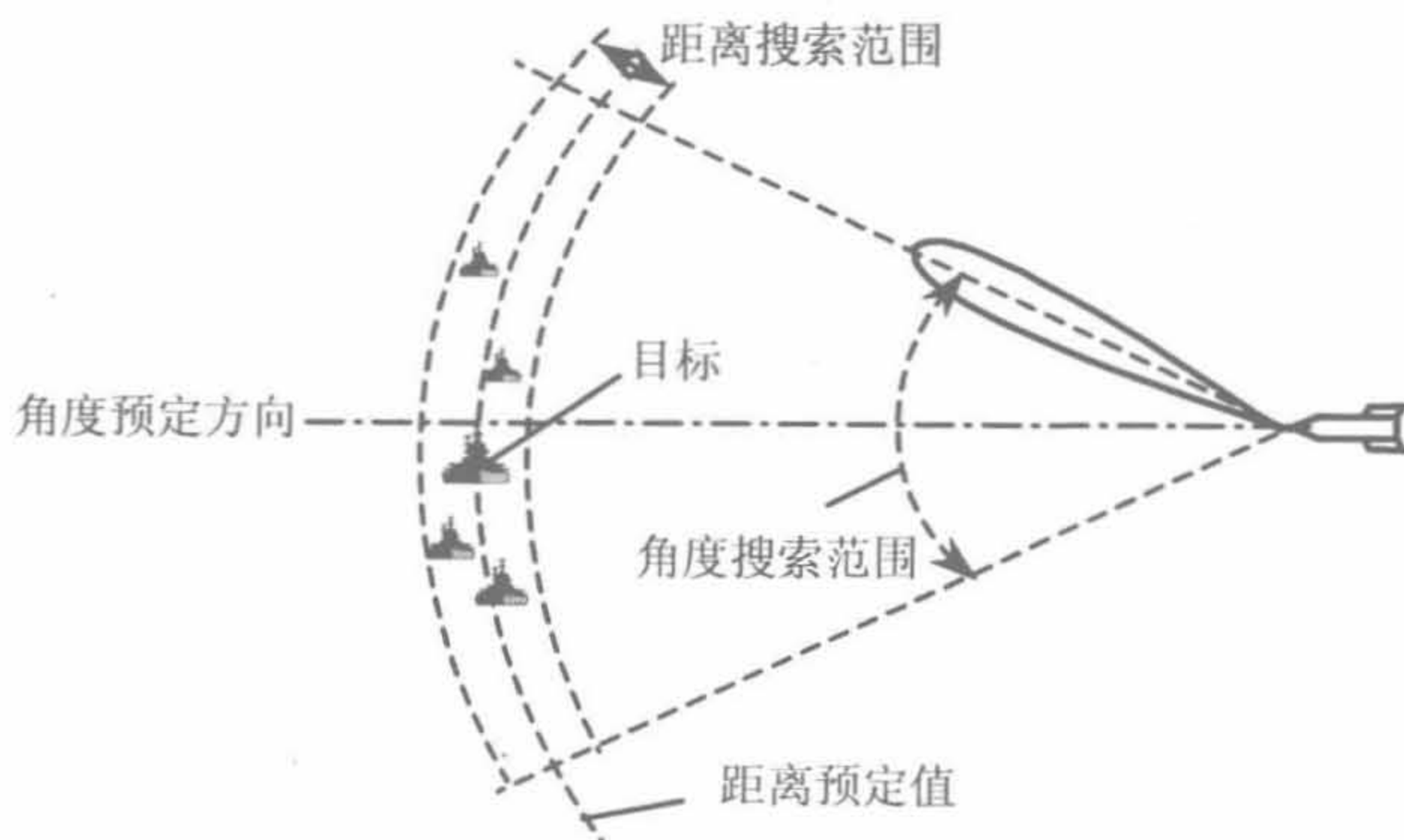


图 6-5 方位维边搜索边跟踪体制示意图

通常舰艇速度远小于导弹速度,掠海反舰导弹的脉冲主动导引头可依据角度和距离预定数据,在适当的方位域和距离域内采用边搜索边跟踪的方法发现并跟踪目标。边搜索边跟踪体制不仅可以发现并跟踪单个目标,还可以获取搜索域内的多目标信

息，选择符合预定信息的待攻击目标。

2) 角度预定/距离搜捕体制

如果角度预定误差远小于天线波束宽度（视场角），则可以采用角度预定/距离搜捕体制，其示意图如图 6-6 所示。此时，波位覆盖目标区域，角度域不必搜索，只需在距离域搜捕目标即可。

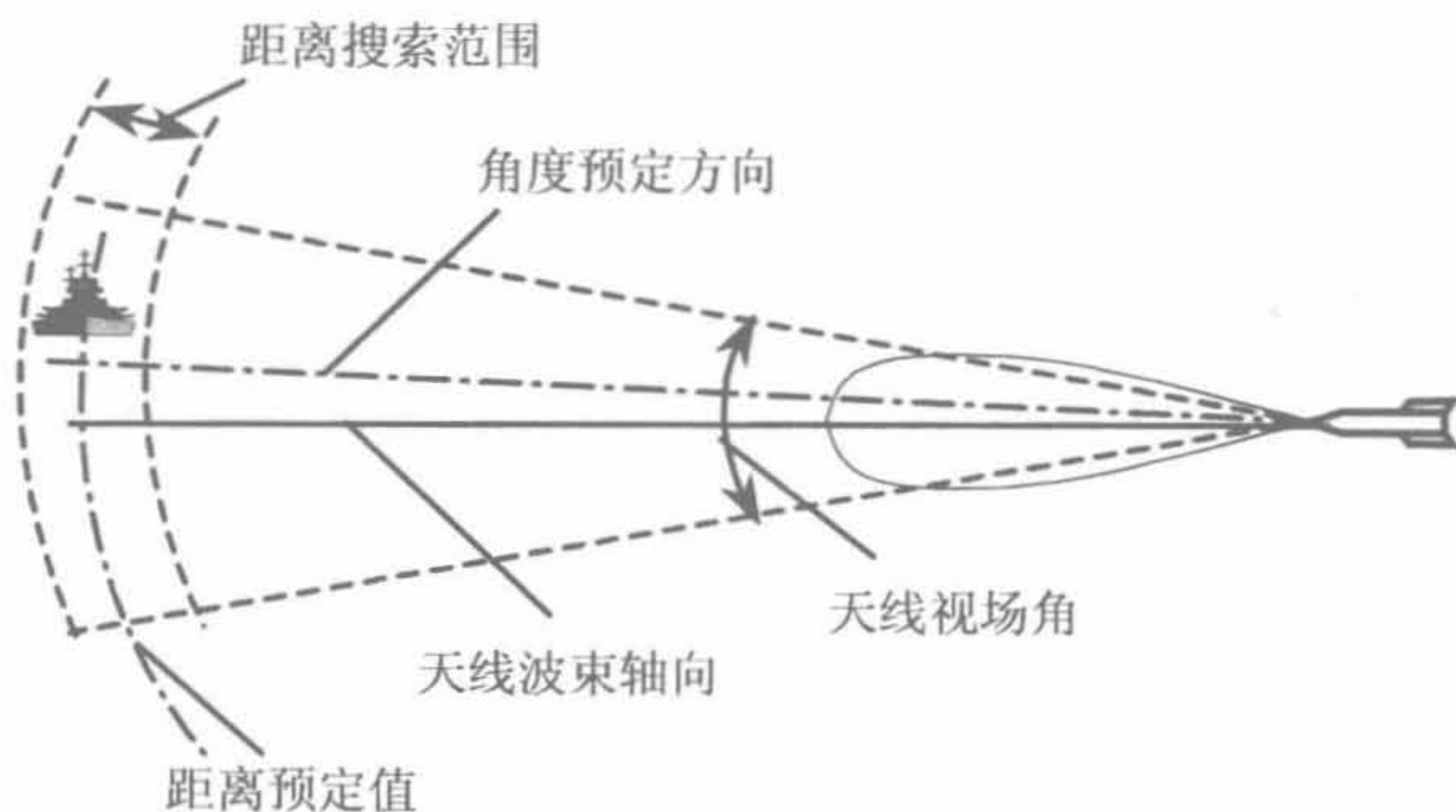


图 6-6 角度预定/距离搜捕体制示意图

只要目标在波束内有足够的留驻时间，脉冲主动导引头距离预定搜捕系统就能截获目标，并转入距离与角度跟踪状态。

3) 角度/距离搜捕体制

在采用窄波束天线的主动导引头中，如果角度预定误差不小于天线波束宽度，则应采用角度/距离搜捕体制，其示意图如图 6-7 所示。

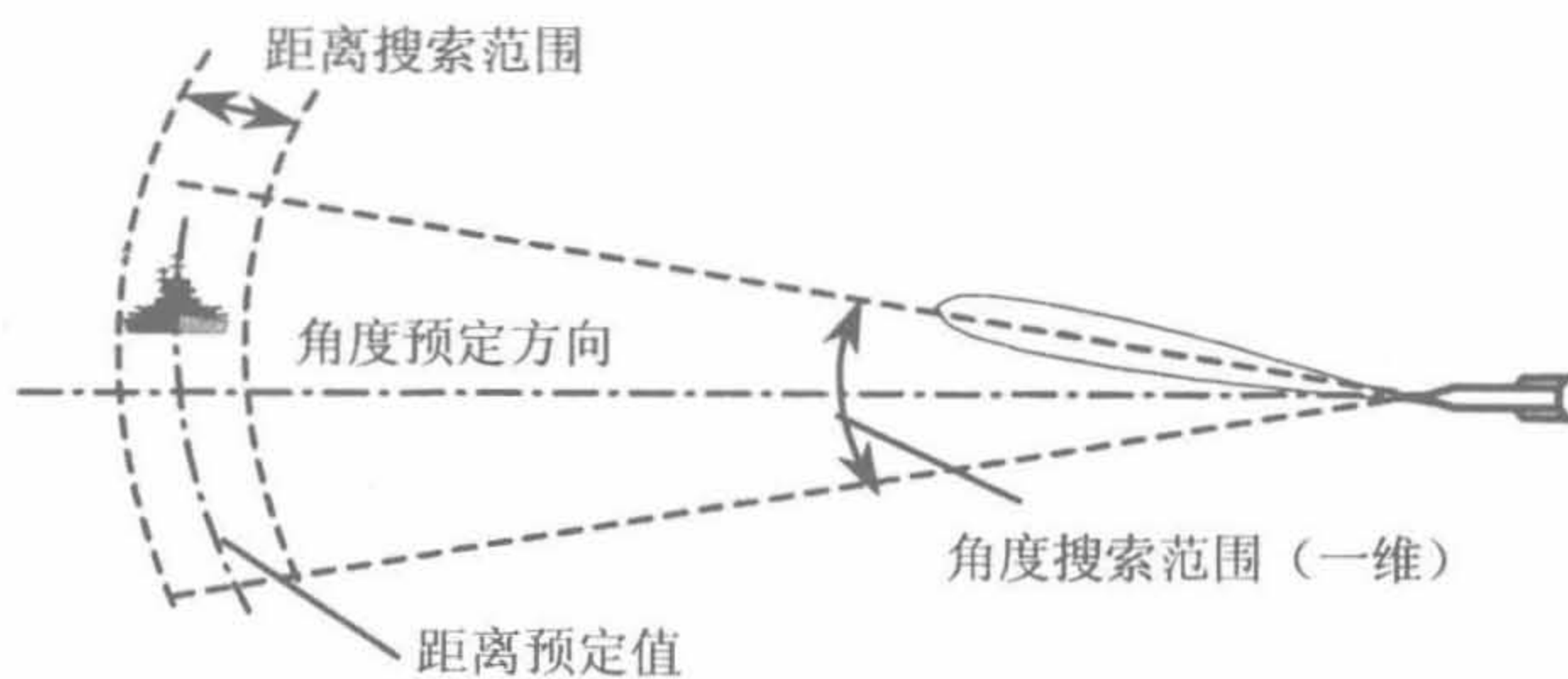


图 6-7 角度/距离搜捕体制示意图

在天线波束扫过目标期间，即目标在天线波束中的留驻时间内，必须完成距离搜捕，截获目标，并转入距离和角度跟踪状态。在防空导弹主动导引头中，若需要角度域搜索时，应做方位和俯仰二维搜捕，搜索过程更加复杂。

2. 自适应探测

主动导引头的自适应探测涉及波形自适应、速度补偿、恒虚警检测等问题。

1) 波形自适应

为兼顾远距无模糊探测和近距高精度测量性能,采用波形参数自适应控制技术,使脉冲重复频率、脉冲宽度和脉冲压缩系数等参数随距离自适应变化。

2) 速度补偿

采用具有图钉型模糊图的信号形式时,存在多普勒敏感问题。为提高探测性能,必须实施速度补偿。非相参脉冲雷达导引头通常采用弹速补偿技术,当目标速度远小于导弹速度时,弹速补偿技术足以消除相对速度对探测性能的影响。弹速补偿系统利用弹载加速度计测得导弹速度,并对探测系统进行实时开环校正。

3) 恒虚警检测

恒虚警检测原理已在 5.1 节中做了较详细的介绍,这里不再重复。

3. 跟踪系统

分裂门跟踪是最精确的跟踪方式之一^[39]。脉冲主动导引头可以在时域或空域采用分裂门技术提取目标的距离或角度误差信息,作为距离跟踪环路或角跟踪环路的控制信号。

1) 距离跟踪

在脉冲主动导引头中,距离跟踪就是时间延迟跟踪。在 5.2.2 节中介绍了前后波门距离跟踪方法,这里再介绍一种早晚采样门距离跟踪技术,其示意图如图 6-8 所示。

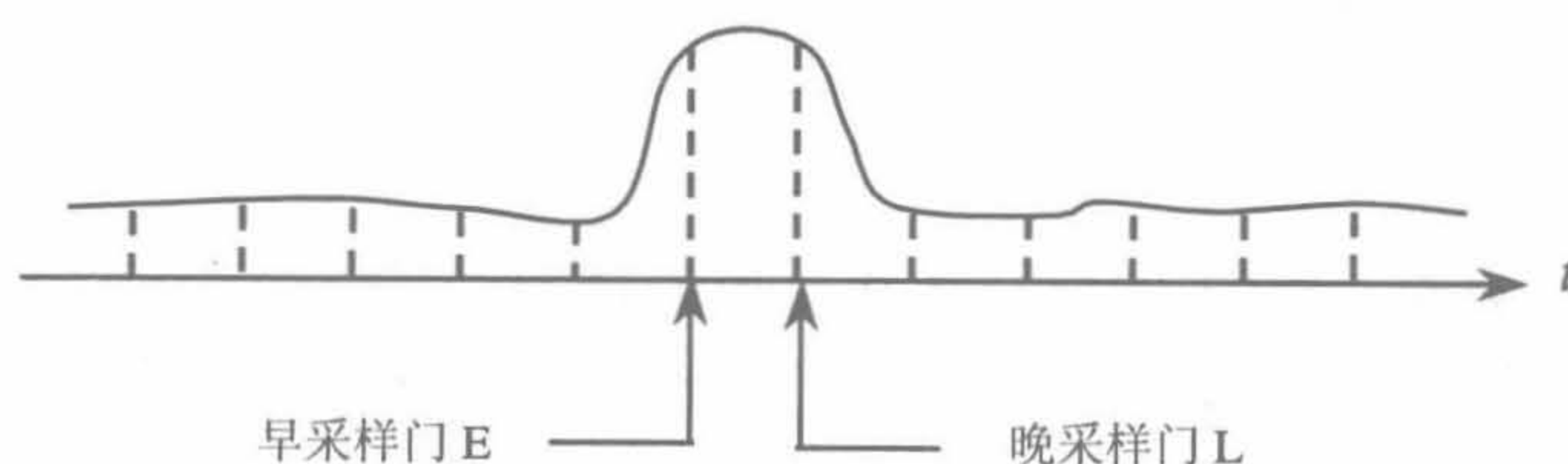


图 6-8 早晚采样门距离跟踪技术示意图

距离跟踪系统在发射脉冲同步下产生采样脉冲序列,处于回波脉冲前部的采样脉冲为早采样门,处于回波脉冲后部的采样脉冲为晚采样门。采样门对回波脉冲信号采样,然后进行比较鉴别,提取归一化距离误差

$$e_R = \frac{|u_E| - |u_L|}{|u_E| + |u_L|} \quad (6-19)$$

式中： u_E 与 u_L 分别为早采样门与晚采样门获得的信号电平。

在距离跟踪过程中，距离跟踪器调节目标距离的估值，直至早、晚采样值的幅度相等。典型的距离跟踪器是一个二阶控制系统，该系统能跟踪恒速运动目标，距离误差为零。在数字式距离跟踪系统中，距离搜索、时间鉴别和积分器分别由计数器、比较器和累加器实现，距离估值存放在寄存器，通过总线传送至制导计算机。

2) 角跟踪

在单脉冲测角系统中，由单脉冲天线敏感角误差信息。以单平面探测为例，将两个天线的波束交叠配置，形成一对具有张角为 $2\theta_0$ 的空域分裂门，如图 6-9 所示。

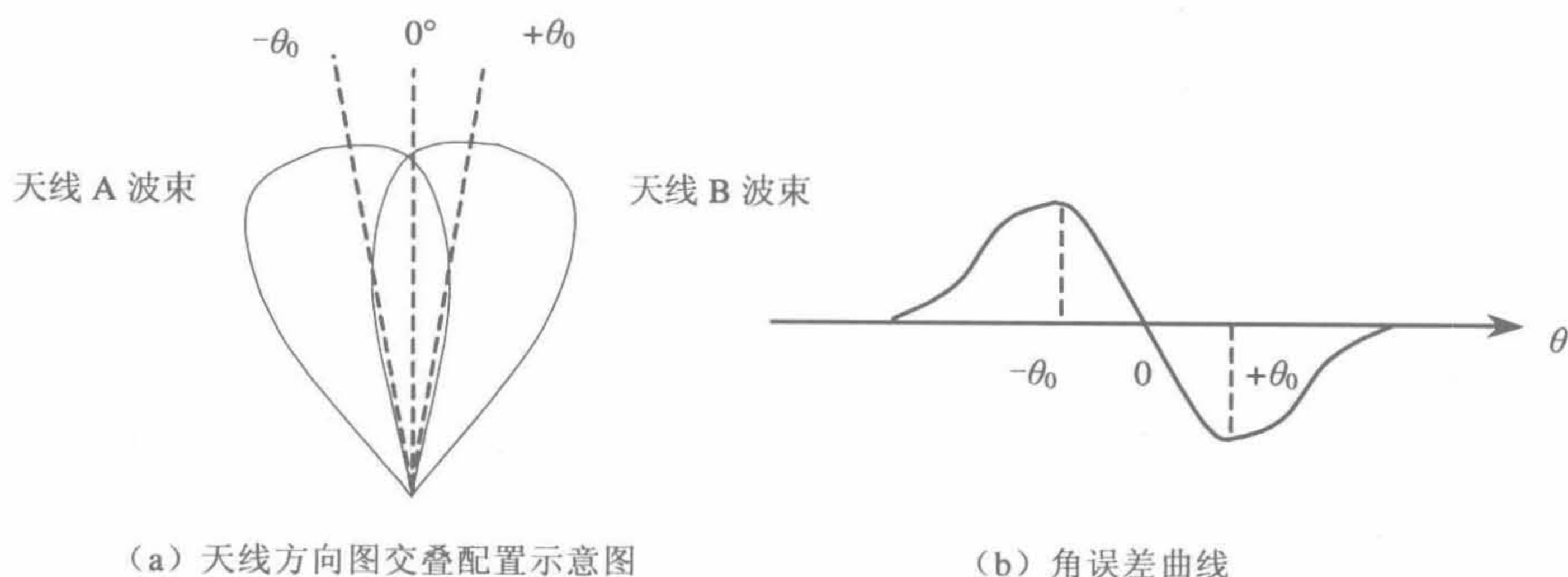


图 6-9 单脉冲测角

天线提取的归一化角误差曲线如图 6-9 (b) 所示，其值为

$$e_{\theta} = \frac{|u_A| - |u_B|}{|u_A| + |u_B|} \quad (6-20)$$

式中： u_A 与 u_B 分别为天线的 A 波束与 B 波束测得的信号电平。

脉冲主动导引头在距离跟踪的基础上，对应于距离估值产生选通波门，选通和信号、方位信号和俯仰信号，由导引头数字信息处理机从和信号与差信号中提取角误差信息。在角跟踪过程中，角误差信息通过天线伺服系统控制天线指向。当角跟踪环路处于稳定跟踪状态时，角误差将趋向零值。

6.1.4 原理框图

脉冲压缩-单脉冲测角体制是脉冲导引头的常用体制，其简化框图如图 6-10 所示，它由天线、发射机、接收机、数字信息处理机和伺服系统组成。

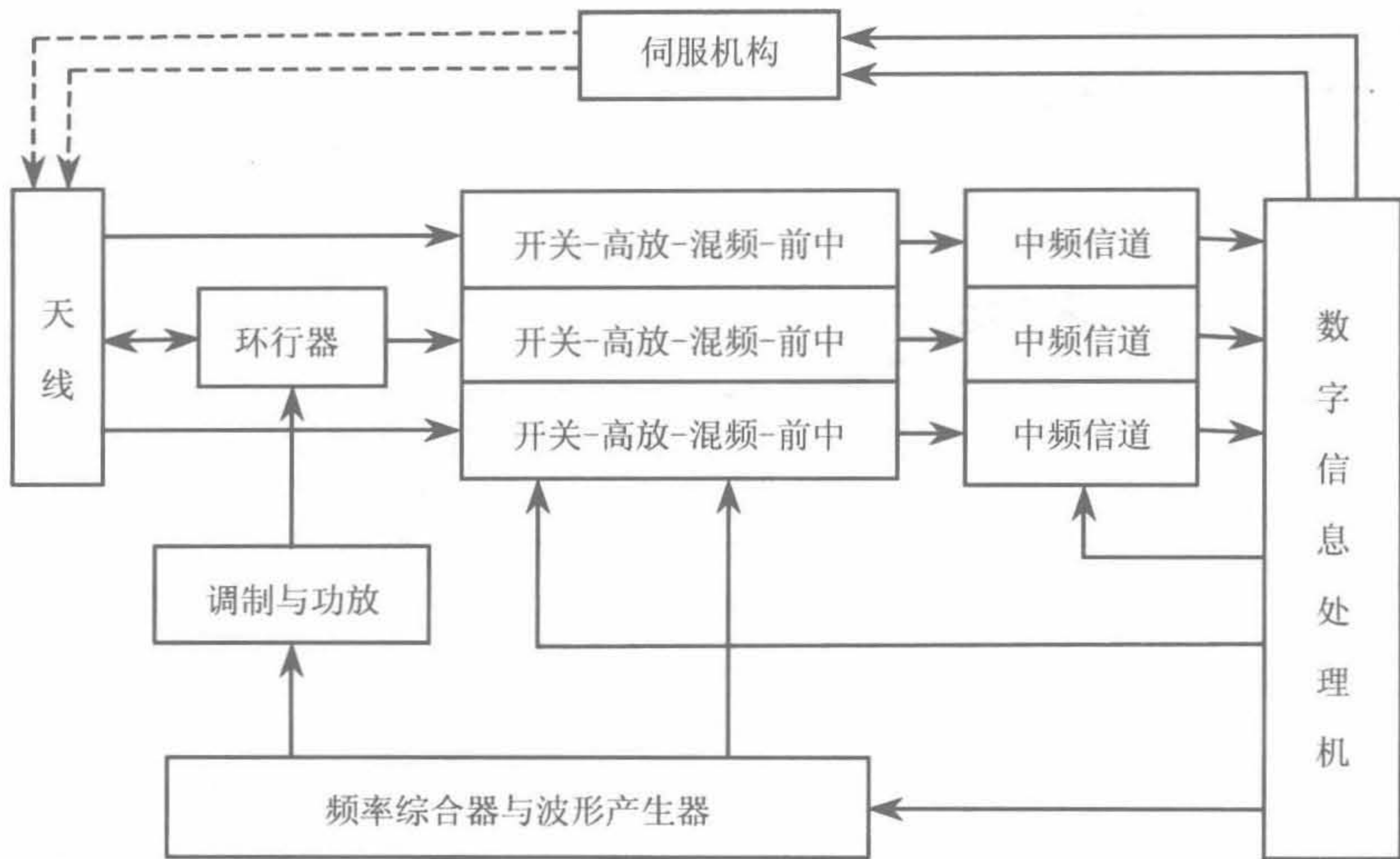


图 6-10 脉冲压缩主动导引头简化框图

天线为单脉冲天线，平板阵列天线是当前较多采用的天线形式。发射机由频率综合器、波形产生器、调制器与功率放大器组成。功放有三种可选类型：行波管功放、速调管功放和固态功放。接收机可以采用和通道、方位通道和俯仰通道各自独立的三通道接收机，也可以采用共用通道接收机。信道中的开关是封闭-选通门，一是用来封闭发射脉冲的泄漏信号进入接收信道，二是用来选通回波脉冲。数字信息处理机通常是一个多功能数字信息处理系统，完成信号检测、信息提取、指令形成和逻辑管理。伺服系统可以采用液压伺服系统或电机伺服系统。

随着数字信息处理机功能的日益完善，以及数字技术在微波与中频领域的应用，脉冲主动导引头的数字化程度必将不断提高，数字化信息处理机、数字化频率产生器、数字化信号综合器、数字化中频信道、数字化伺服系统等正在取代模拟系统，单片微波集成电路（MMIC）和片上系统（SOC）将成为未来导引头电子舱的主要器件。

6.1.5 探测能力

“探测能力”是一个广义术语，既指可靠发现目标的能力，又指精确提取目标信息的能力。本章讨论的探测能力，仅指导引头发现目标的能力（即检测能力），关于测量精度问题将在第 10 章中讨论。

图 6-11 为导弹与目标空间关系与回波示意图。图 6-11 (a) 为导弹与目标空间关

系示意图，图 6-11 (b) 为杂波与目标回波示意图，目标可出现在无杂波区，也可出现在副瓣杂波区或主瓣杂波区。

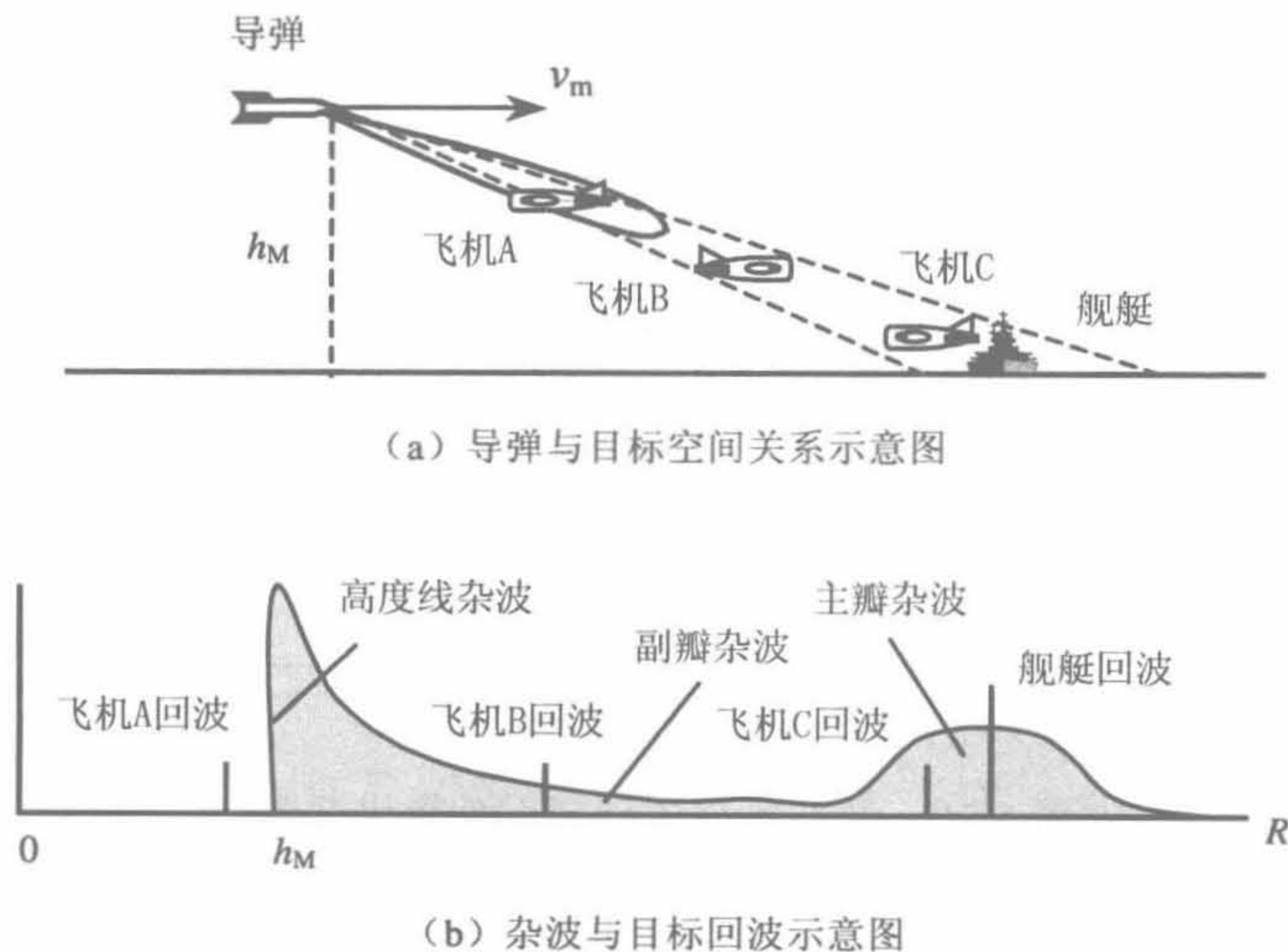


图 6-11 导弹与目标空间关系与回波示意图

1. 无杂波区探测距离

当导弹-目标距离小于导弹高度时，目标处的等距离球与地面不相交，无地杂波进入距离门，雷达导引头在无杂波区检测目标。图 6-11 中的飞机 A 的回波处于无杂波区。必须注意，“导弹-目标距离小于导弹高度”不是无杂波检测的唯一条件。为了确保近距无杂波检测，还应保证当前脉冲的远区副瓣杂波不延伸到下一个脉冲的周期中。

在式 (2-2) 中，令天线接收功率等于最小可检测功率，即 $P_R = P_{min}$ (简记为 $P_R = P_m$)，且考虑系统损耗后，可导出雷达最远探测距离，称为作用距离。对于脉冲压缩 (PC) 主动导引头，无杂波区的作用距离为

$$R_{PC} = \left[\frac{P_P D_P G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{m,PC} L_{PC}} \right]^{1/4} \quad (6-21)$$

式中： P_P 为发射脉冲的脉冲功率； D_P 为脉压和积累得益； G_A 为天线增益； λ 为工作波长； σ 为目标雷达截面； $P_{m,PC}$ 为工作灵敏度； L_{PC} 为系统损耗。下角标“PC”表示相应参数为脉冲压缩主动导引头的技术参数。

考虑天线效率后的天线增益可表示为

$$G_A = \left(\frac{\pi D_A}{\lambda} \right)^2 \eta \quad (6-22)$$

式中： D_A 为天线口径； η 为天线效率； λ 为工作波长。

将式 (6-22) 代入式 (6-21)，可得

$$R_{PC} = \left[\frac{\pi P_P D_P D_A^4 \eta^2 \sigma}{64 \lambda^2 P_{m,PC} L_{PC}} \right]^{1/4} \quad (6-23)$$

显然，作用距离由多种因素决定。

1) 发射功率

作用距离与发射功率 P_P 的四次方根成正比。在雷达导引头中，发射机的安装空间较小，通过提高发射功率来增加作用距离的方法是不可取的。

2) 等效功率得益

作用距离与功率得益 D_P 的四次方根成正比。等效功率得益可以通过脉冲压缩和脉冲积累技术获得，其计算式为

$$D_P = D_{PC} D_{cu} \quad (6-24)$$

式中： D_{PC} 为脉冲压缩系数； D_{cu} 为脉冲积累系数。

通过提高等效功率得益来增加作用距离的方法是可取的。例如，当 $D_{PC} = 250$ ， $D_{cu} = 40$ 时， $D_P = 10^4$ ，距离得益为 10 倍。

3) 天线口径和天线效率

作用距离与天线口径 D_A 成正比。但是天线口径受导引头天线罩型线、天线罩的壁厚和防振间隙的制约。在天线回旋空间与最大转角相同的情况下，平板天线的口径稍大于抛物面天线的口径。

作用距离与天线效率的平方根成正比，采用高效率天线有助于提高作用距离。

4) 工作波长

式 (6-23) 表示的作用距离还不完全是工作波长的显函数，不同工作波长的电波传播损耗可能有很大差异，因此简单地认为“作用距离与工作波长的平方根成反比”是不合适的。例如，式 (6-23) 形式上表示 Ka 波段比 Ku 波段具有较远的探测距离，但考虑传播损耗后，Ka 波段不一定具备距离优势。

5) 极限灵敏度

作用距离与极限灵敏度的四次方根成反比。这与习惯上认为的“灵敏度越高，作

用距离越远”是一致的，因为灵敏度越高，意味着灵敏度值越小。

灵敏度表示信道提取微弱信号的能力。灵敏度定义：信道输出端的信号噪声功率比确保以要求的发现概率发现目标时，信道的最小输入功率。

在导引头中，信道的额定输入功率即为天线的额定输出功率。根据定义，要求信道的线性部分的输入功率为

$$P_{\min} = P_n (S/N) = (P_{n,A} + P_{n,R})(S/N) \quad (6-25)$$

式中： P_{\min} 为输入到接收机的最小信号功率； $P_{n,A}$ 为天线噪声功率； $P_{n,R}$ 为信道线性部分折合到输入端的内部噪声功率； (S/N) 为输入信噪比。

天线噪声功率为

$$P_{n,A} = kT_A B_n \quad (6-26)$$

式中： k 为玻耳兹曼常数； T_A 为天线工作温度； B_n 为信道等效噪声带宽。

信道线性部分折合到输入端的内部噪声功率为

$$P_{n,R} = kT_n B_n = k(F_n - 1)TB_n \quad (6-27)$$

式中： T_n 为信道噪声温度，即 $T_n = (F_n - 1)T$ 。

将式 (6-26)、式 (6-27) 代入式 (6-25)，可得

$$P_{\min} = kTB_n (F_n - 1 + T_A/T)(S/N) \quad (6-28)$$

在厘米波段， $T_A/T \approx 1$ ，并将 P_{\min} 记为 P_m ，则式 (6-28) 可简化为

$$P_m = kTB_n F_n (S/N) \quad (6-29)$$

这是灵敏度的常用表达式，称其为工作灵敏度，它由信道噪声带宽、噪声系数和截获信噪比决定。

若取 $(S/N) = 1$ ，则为极限灵敏度，即

$$P_{m,m} = kTB_n F \quad (6-30)$$

式中： $P_{m,m}$ 是 $P_{\min,\min}$ 的简易表达。

在脉冲主动导引头中，通常采用匹配接收信道，其带宽与信号带宽一致，信道噪声带宽也与此相仿。减小接收机的噪声系数受器件性能的制约，提高极限灵敏度是十

分困难的。

6) 检测信噪比

检测信噪比定义为

$$D_d = \frac{P_s}{P_n} \quad (6-31)$$

式中： P_s 为信号功率； P_n 为噪声功率。通常记 P_s 为 S ，记 P_n 为 N ，则有

$$D_d = \frac{S}{N} \quad (6-32)$$

在公式中，通常用“ (S/N) ”表示。

式(6-29)所示的工作灵敏度可记为

$$P_m = P_{m,m} D_d \quad (6-33)$$

作用距离与检测信噪比的四次方根成反比，检测信噪比越小，则作用距离越远。检测信噪比的取值与发现概率、虚警概率、检测时间等有关。不考虑发现概率、虚警概率和检测时间的检测信噪比是无意义的。

应该指出，检测信噪比是指检测判决器的判决信噪比。如果把检测判决器之前的接收信道中的某处的信噪比作为检测信噪比，甚至提出“0 dB 截获”的概念，这是容易导致误解的，因为经过后续信道和信息处理系统后，检测判决信噪比将远远超过零分贝。

7) 系统损耗

作用距离与系统损耗的四次方根成正比。系统损耗由多种因素决定，计算式为

$$L = L_a L_b L_d L_t L_r L_s \quad (6-34)$$

式中： L_a 为大气吸收损耗； L_b 为波束形状损耗； L_d 为天线罩双程损耗； L_t 为发射端射频损耗； L_r 为接收端射频损耗； L_s 为信号处理损耗。用分贝表示时，式(6-34)可写成代数和的形式。

雷达导引头采用空间直射波传播方式，这种传播方式将电波限定在视线范围内。电波传播将受大气折射指数或电离层电子浓度不均匀引起的折射效应、闪烁效应和衰减效应的影响。低空俯视探测时，还受地海面的反射、干涉和衰减效应的影响。对地、对空、对海的雷达导引头的传播损耗涉及大气吸收损耗、地海面干涉损耗、障碍物绕射损耗、云雾和雨雪损耗。文献[40]给出了一些典型情况下的传播衰减值： X ， Ka ，

W 波段在晴天低空时的传播衰减分别为 0.02 dB/km, 0.24 dB/km, 0.80 dB/km; 在中雨 (4 mm/h) 时的传播衰减分别为 0.30 dB/km, 1.00 dB/km, 3.00 dB/km。许多雷达导引头的设计者在计算 X 波段雷达导引头的作用距离时, 并不计及传播损耗, 一是因为雷达导引头作用距离较近, 由传播损耗引起的距离损失较小; 二是与其计算各种复杂环境中的传播损耗, 还不如用理想环境中的传播性能作为评估导引头探测能力的基本参照。

导致系统损耗的各种损耗因素的常规取值:

- 波束形状损耗由天线方向图因子引起, 目标落入天线主波束边沿时, 将有 3 dB 损耗;
- 天线罩双程损耗由电波往返穿越天线罩的罩壁引起, 通常取 (1.0~1.5) dB;
- 发射端射频损耗由射频接口、馈线和环行器引起, 一般取 (1.5~2.0) dB;
- 接收端射频损耗由环行器、馈线和射频接口引起, 一般取 (1.0~1.5) dB;
- 信号处理损耗由脉压损耗、距离门跨越损耗和检测损耗等引起, 通常为 (2.0~3.0) dB。

降低系统损耗是提高作用距离的重要技术途径。应该指出, 作用距离的计算值与实测值往往存在较大的差距, 其原因在于目标雷达截面积、识别系数、系统损耗等的取值与测试系统的实际情况不一致。此外, 离开发现概率和虚警概率的距离指标也是没有意义的。

2. 杂波中检测

当导弹-目标距离大于导弹高度, 且小于主瓣照射区近界点所对应的距离时, 目标处的等距离球与地面相交, 等距离带内的地杂波进入距离门, 目标回波处于副瓣杂波之中, 必须在副瓣杂波中检测目标。图 6-11 中的飞机 B 的回波处于副瓣杂波区。

当导弹-目标距离大于主瓣照射区近界点所对应的距离, 且小于主瓣照射区远界点所对应的距离时, 目标回波处于主瓣杂波之中, 必须在主瓣杂波中检测目标。图 6-11 中的飞机 C 与舰艇的回波处于主瓣杂波区。

不论在副瓣杂波中, 还是在主瓣杂波中检测目标, 只有满足“10 dB 准则”, 才能可靠检测。当不满足“10 dB 准则”时, 应采用恒虚警检测。此时存在检测损失, 导引头的探测能力也将下降。

3. 干扰中探测

干扰中探测归结为抗干扰问题, 将在第 10 章中讨论。

6.2 准连续波主动导引头

准连续波主动导引头具有下视探测低空来袭目标的能力,是防空导弹主动导引头的常用体制。

6.2.1 波形参数

准连续波主动导引头通常采用不模糊测速的高重复频率(HPRF)相参脉冲信号^[3,41]。曾经把采用 HPRF 相参脉冲信号的主动导引头称为脉冲多普勒主动导引头,其实是不恰当的。在采用 HPRF 相参脉冲信号的主动导引头中,并不进行距离-多普勒二维处理。只是采用一个窄带滤波器取出回波信号的中心谱线,把 HPRF 相参脉冲信号变换成连续波信号,然后进行检测与跟踪。由于 HPRF 相参脉冲信号存在遮挡效应,窄带滤波器的输出信号为断续连续波,故称采用 HPRF 相参脉冲信号的主动导引头为准连续波主动导引头。

1) 载频

载频选择除了考虑脉冲雷达导引头的各种常规因素之外,还应考虑到多普勒频率与工作波长成反比,工作频率的选择将影响到多普勒值域,从而影响到脉冲重复频率的选取。

2) 重复频率的选择

重复频率的选择依据:无模糊测速条件和无杂波探测条件。

采用 HPRF 信号,可实现无模糊测速。只要选择足够高的重复频率,使具有多普勒频移的回波脉冲的中心谱线不跨越发射信号中心谱线的相邻谱线,就可以实现无模糊测速。无模糊测速的条件为

$$f_{r,H} \geq f_{D,max} \quad (6-35)$$

式中: $f_{D,max}$ 为最大多普勒频率。

合理选取 HPRF 值,对于迎头目标可在频域无杂波区实现检测,式(6-35)仅为无模糊测速条件,如果要实现无杂波测速,则应对它进行修正。为了使最大多普勒频率不落入杂波区,重复频率为

$$f_{r,H} \geq 2f_{DM,max} + f_{DT,max} \quad (6-36)$$

式中: $f_{DM,max}$ 和 $f_{DT,max}$ 分别为最大弹速多普勒分量与最大目标速度多普勒分量。它

们的计算式分别为

$$f_{DM,max} = \frac{2}{\lambda} v_{M,max} \quad (6-37)$$

$$f_{DT,max} = \frac{2}{\lambda} v_{T,max} \quad (6-38)$$

式中： $v_{M,max}$ 和 $v_{T,max}$ 分别为最大弹速与最大目标速度。

3) 脉冲宽度选择

脉冲宽度选择应考虑如下因素：

- 重复频率一定时，脉冲信号的中心谱线幅度与脉冲宽度成正比，为了确保可检测信噪比，应选取足够宽的脉冲宽度；
- 脉冲宽度应充分大于接收机速度门之前的中频信号的载频周期，确保足够的脉内振荡次数，使窄带滤波器之前的脉冲信号具有良好的波形参数；
- 对于高重复频率脉冲串信号，势必存在遮挡效应，遮挡效应对作用距离、信号谱结构、截获跟踪性能等都有影响，为了尽可能减小遮挡效应，应使脉冲宽度足够小；
- 大功率发射机的占空比较小，在采用高重复频率脉冲信号时，不能使脉冲宽度过大。

这些要求是相互矛盾的，前两者要求脉冲串有足够大的占空比，后两者要求占空比尽可能小，应折中选取。

6.2.2 信号处理

在采用 HPRF 相参脉冲信号的主动导引头中，目标回波信号和发射信号一样，都是相参脉冲串，具有梳状谱线，回波脉冲的每一谱线与发射脉冲的相应谱线之间具有相同的多普勒频移，为了提取多普勒信息，通常只用单个窄带滤波器（而不是窄带滤波器组）对其中的某一根谱线（一般取中心谱线）实施跟踪。窄带滤波器的输出是连续波，这是将采用 HPRF 相参脉冲信号的主动导引头称为准连续波主动导引头的原因。

图 6-12 是 HPRF 相参脉冲串信号及其频谱示意图，图 6-12 (a) 为相参脉冲串信号示意图，图 6-12 (b) 为相参脉冲串信号的频谱示意图。频谱的包络线由 $\text{sinc}(fT_p)$ 决定，其中 T_p 为脉冲宽度，当脉冲宽度趋向零时，频谱将成为梳状谱；子谱线形状由 $\frac{\sin(N\pi fT_r)}{\sin(\pi fT_r)}$ 决定，其中 N 为脉冲数， T_r 为脉冲重复周期，当 N 趋向无穷大

时，子谱线宽度趋向零。图 6-12 (b) 是按 $T_r=5T_p$, $N=10$ 画出的相参脉冲串信号的频谱。

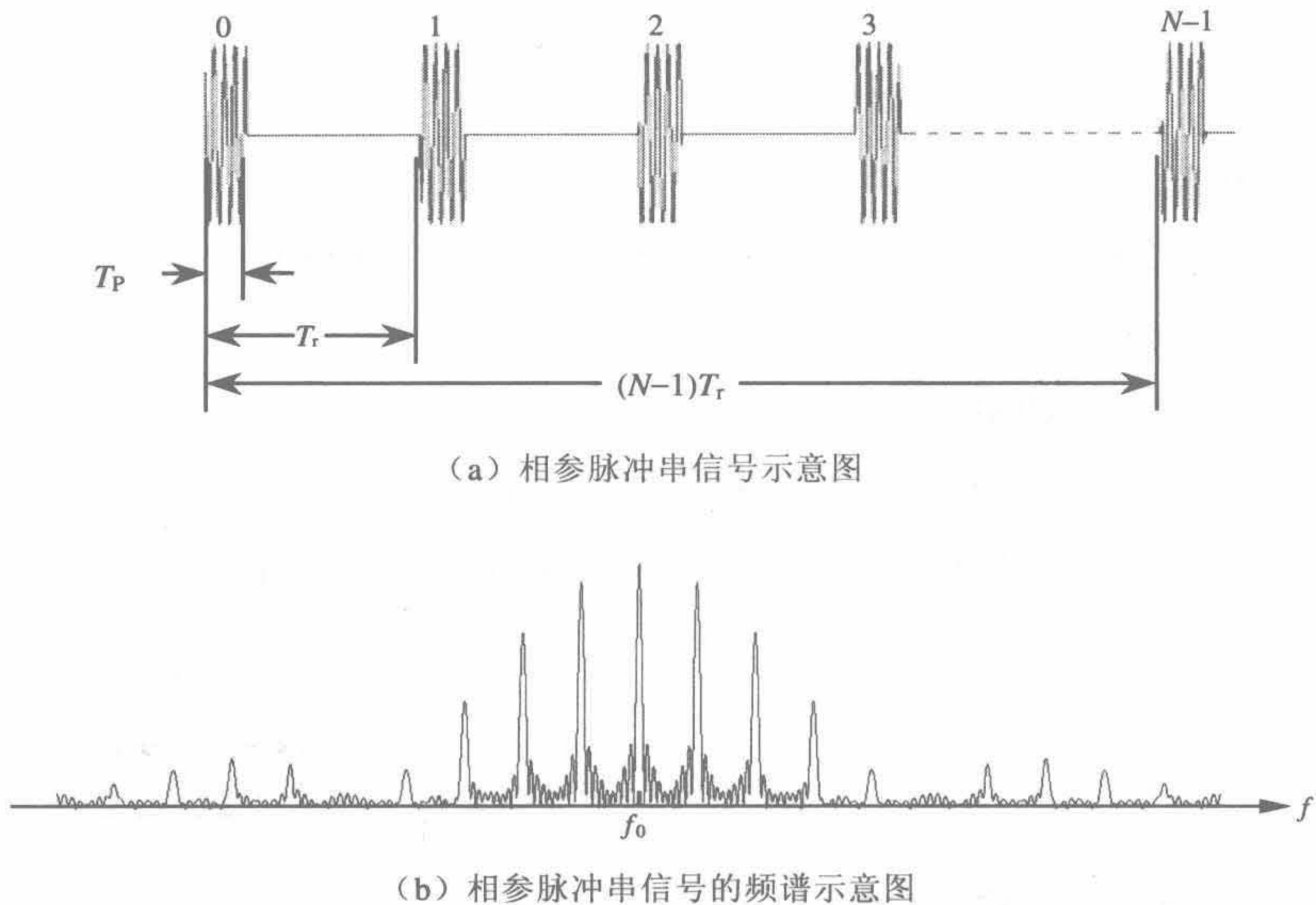


图 6-12 HPRF 相参脉冲串信号及其频谱示意图

为了简化信号处理系统，通常采用相关滤波技术。在图 6-13 所示的相关滤波系统中，回波信号被视频脉冲序列选通，选通后的信号加到匹配滤波器，滤波器的带宽与信号的中心谱线匹配，其输出为连续波。

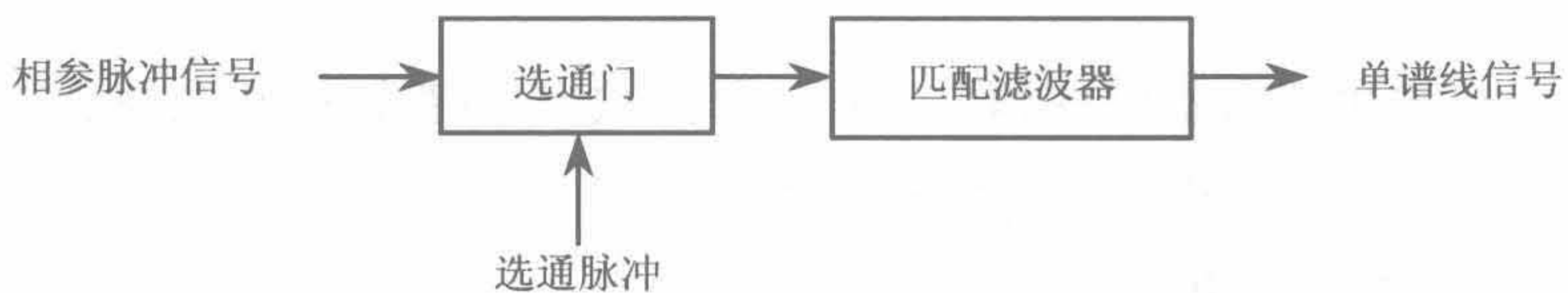


图 6-13 相关滤波系统

选通门对具有距离时延的回波脉冲进行时域选通，称其为距离门。在准连续波主动导引头中，通常不设置真正意义上的距离门，而只配置发射封闭门，将发射机泄漏到信号通道的泄漏信号抑制到不影响回波信号检测的电平。除了封闭脉冲对应的封闭时段外，接收信道都是畅通的。窄带滤波器对具有速度信息（多普勒频移）的脉冲谱线进行频域选通，称其为速度门。多普勒主动导引头的频域选通由窄带滤波器实现，常用的窄带滤波器有晶体滤波器、正交同步滤波器和 FFT 等效窄带滤波器组等形式。

6.2.3 探测技术

准连续波主动导引头通常不提取距离信息，只需在角度域和频率域检测目标并实施跟踪。

1. 探测体制

在防空导弹主动导引头中，有两种基本探测体制：角度预定/多普勒搜捕体制；角度/多普勒搜捕体制。

1) 角度预定/多普勒搜捕体制

在防空导弹中，如果角度（方位和俯仰）预定误差远小于天线波束宽度（视场角），则可以采用角度预定/多普勒搜捕体制，其示意图如图 6-14 所示。

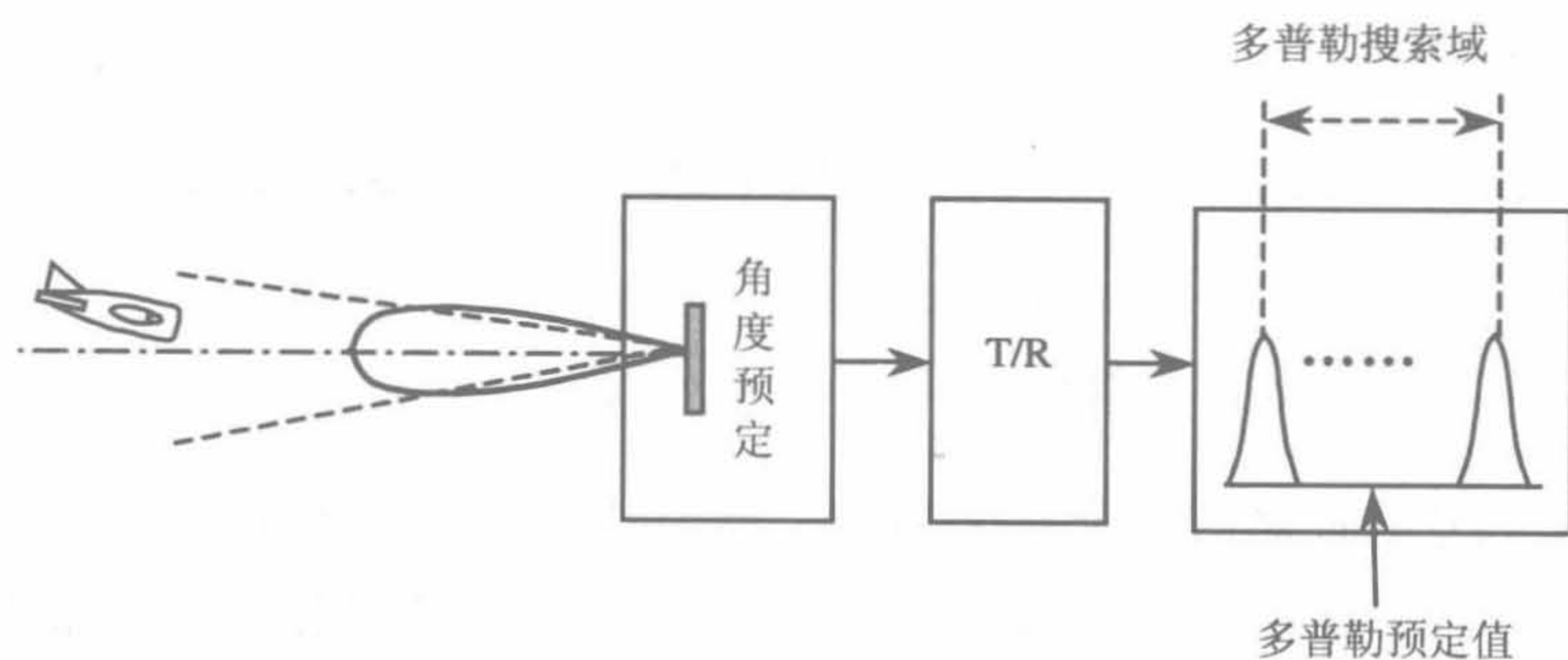


图 6-14 角度预定/多普勒搜捕体制示意图

只要目标在波束内有足够的留驻时间，角度预定/多普勒搜捕系统就能截获目标，脉冲主动导引头可转入速度与角度跟踪状态。

2) 角度/多普勒搜捕体制

在采用窄波束天线的防空导弹主动导引头中，如果角度（方位和俯仰）预定误差不小于天线波束宽度，则应采用角度/多普勒搜捕体制，其示意图如图 6-15 所示。在 天线波束扫过目标期间，即目标在天线波束中的留驻时间内，导引头必须完成多普勒搜捕，截获目标，转入速度和角度跟踪状态。

图 6-15 中，只画出了一维角度搜索。实际上应进行空域二维搜索，即必须在特定空域进行方位和俯仰搜捕。

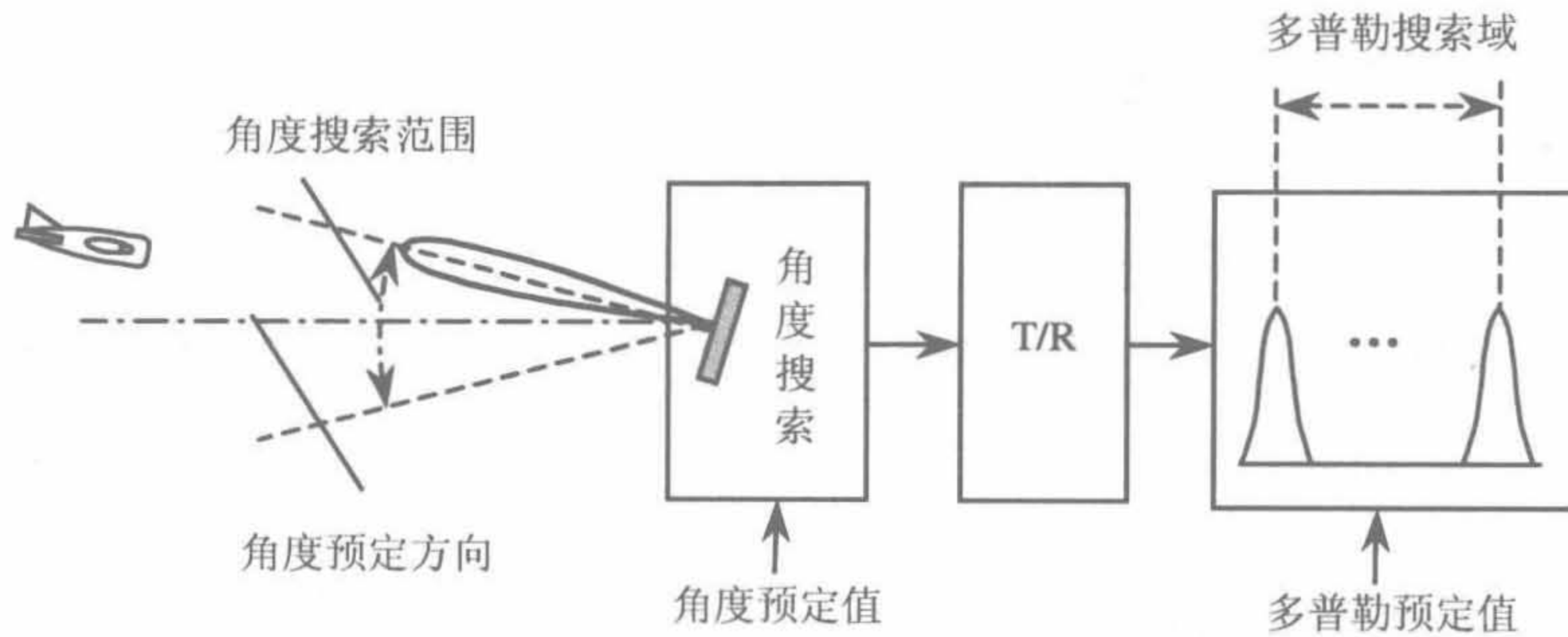


图 6-15 角度/多普勒搜捕体制示意图

2. 跟踪系统

1) 速度跟踪

在准连续波主动导引头中，速度跟踪就是多普勒跟踪。在单目标跟踪（STT）方式中，两次采样之间的目标加速度很小，用一阶跟踪回路即可实现高精度测速。但在导弹-目标交会之前的近距离上，存在较大的过载，需要采用高阶跟踪回路。采用卡尔曼滤波技术，对当前观测值和跟踪历程进行自适应加权，可改善跟踪精度。 α - β 跟踪滤波器是卡尔曼滤波器的特殊形式，容易实现，具有非自适应加权功能。

对于准连续波主动导引头而言，高数据率可以保证相邻采样之间的速度变化很小，采用一阶或二阶跟踪系统是合适的。滤波功能可由 FFT 完成，利用 FFT 的两相邻滤波器幅度响应，作为高、低速度门，可以构成频率鉴别器，如图 6-16 所示。

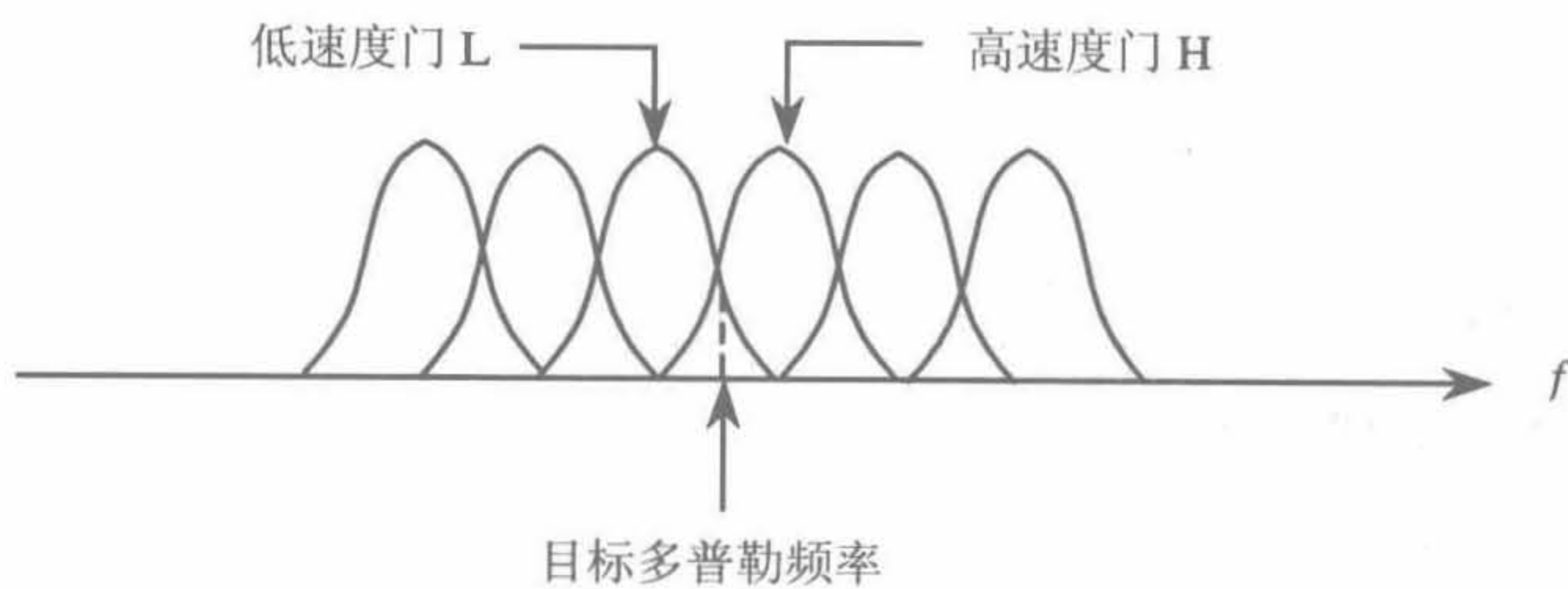


图 6-16 高、低速度门测速

高低速度门测速系统提取的归一化多普勒频率误差为

$$e_{f_D} = \frac{|u_L| - |u_H|}{|u_L| + |u_H|} \quad (6-39)$$

式中： u_L 与 u_H 分别为低速度门与高速度门测得的信号电平。

当目标谱线处于高、低速度门的交叉点时，频率误差为零。当目标谱线偏离高、低速度门的交叉点时，频率误差不为零，该误差用来控制本振频率，使混频器的输出频率保持在高、低速度门的交叉点上，实现频率跟踪。

数字式多普勒跟踪系统除了在跟踪期间完成频率测量外，还可以在初始检测截获阶段根据频率预装信息，在 FFT 的频率覆盖范围内检测目标。

2) 角跟踪

采用单脉冲测角体制的准连续波主动导引头的角误差敏感器与脉冲主动导引头相同。准连续波主动导引头对和信号实施 FFT 进行多普勒跟踪的同时，也对方位信号和俯仰信号进行 FFT 处理，并由导引头数字信息处理机提取角误差信息。在角跟踪过程中，角误差信息通过天线伺服系统控制天线跟踪目标。

6.2.4 原理框图

在准连续波主动导引头中，通常用窄带滤波器作为速度门对中心谱线实施跟踪。根据多普勒跟踪回路的不同闭合方式，可构成不同的相参处理组态^[3]。准连续波主动导引头通常采用倒置型组态，其相参基准有两种基本形式：一种是以发射机主振频率为基准给出接收机相参本振频率；另一种是以接收机本振信号频率为基准给出相参发射信号频率。不论是主振基准系统，还是本振基准系统，通常采用锁相移频环实现发射与接收的相参处理。当接收机第一中频频率足够高时，本振信号频率与发射信号频率之间存在足够的间隔，可以用混频器和窄带微波滤波器实现移频，不必采用锁相移频环。

1. 基本组态

常见相参组态有两类：内环式相参处理组态和外环式相参处理组态。

1) 内环式相参处理组态

图 6-17 是内环式相参处理组态原理框图。系统的相参基准是发射机的主振，相参本振是利用微波锁相移频环获得的。

在内环式相参处理组态中，导引头通过控制本振频率实现多普勒跟踪。内环式主动导引头的速度跟踪环路在导引头内部闭合（如图 5-20 所示）。

2) 外环式相参处理组态

图 6-18 是外环式相参处理组态原理框图，系统的相参基准是本振，相参主振是

通过下变频系统获得的。

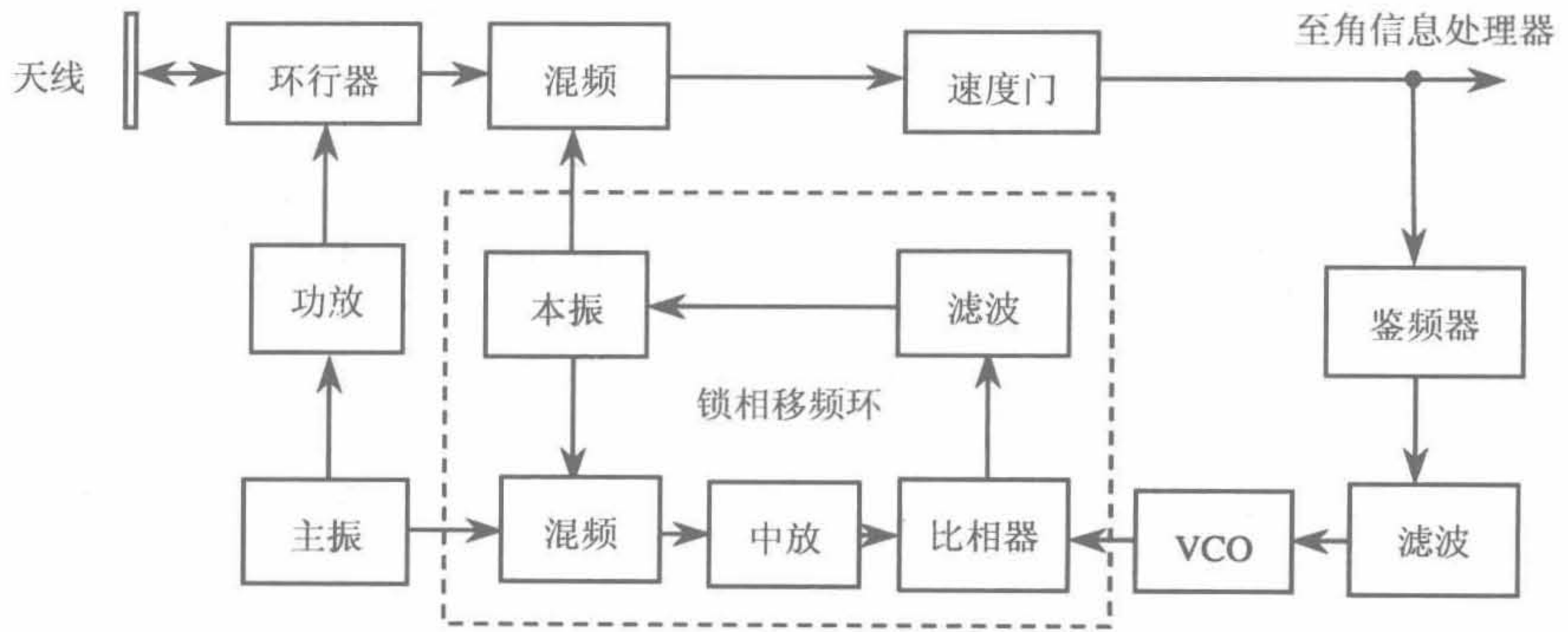


图 6-17 内环式相参处理组态原理框图

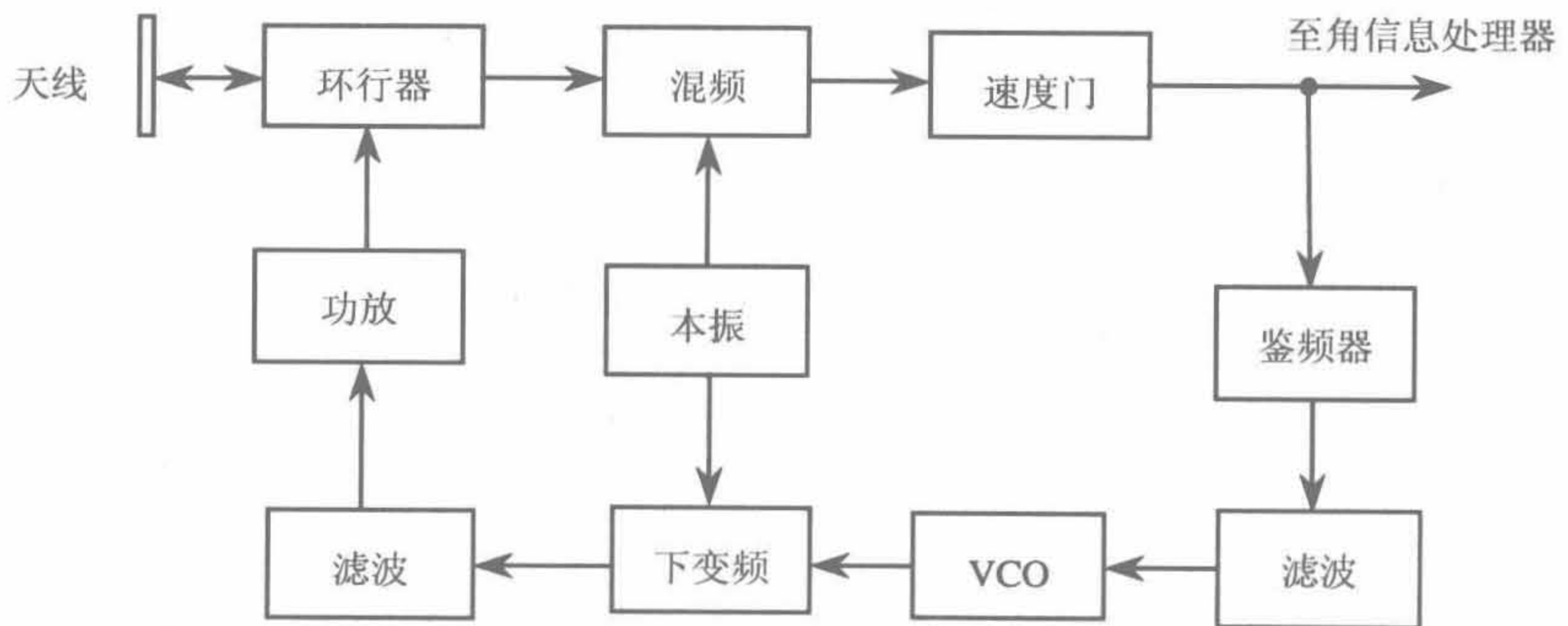


图 6-18 外环式相参处理组态原理框图

在外环式相参处理组态中，导引头通过控制发射信号的载频实现多普勒跟踪。这种速度跟踪环路是通过目标闭合的（如图 5-21 所示），故称其为外环式。

2. 典型框图

按照相参处理组态和测角方式，可构成多种形式的主动寻的方案。随着数字信息处理技术和微处理器件的飞速发展，数字信号处理机在主动导引头中得到了广泛的应用，导引头方案设计具有更大的灵活性。图 6-19 是准连续波主动导引头的简化框图，导引头采用外环式相参处理组态，且在中频信道中设置了速度门，由数字信息处理机提取多普勒频率并实施速度跟踪。角信息由幅度和差单脉冲测角系统提取，测角通道采用经典三通道形式。

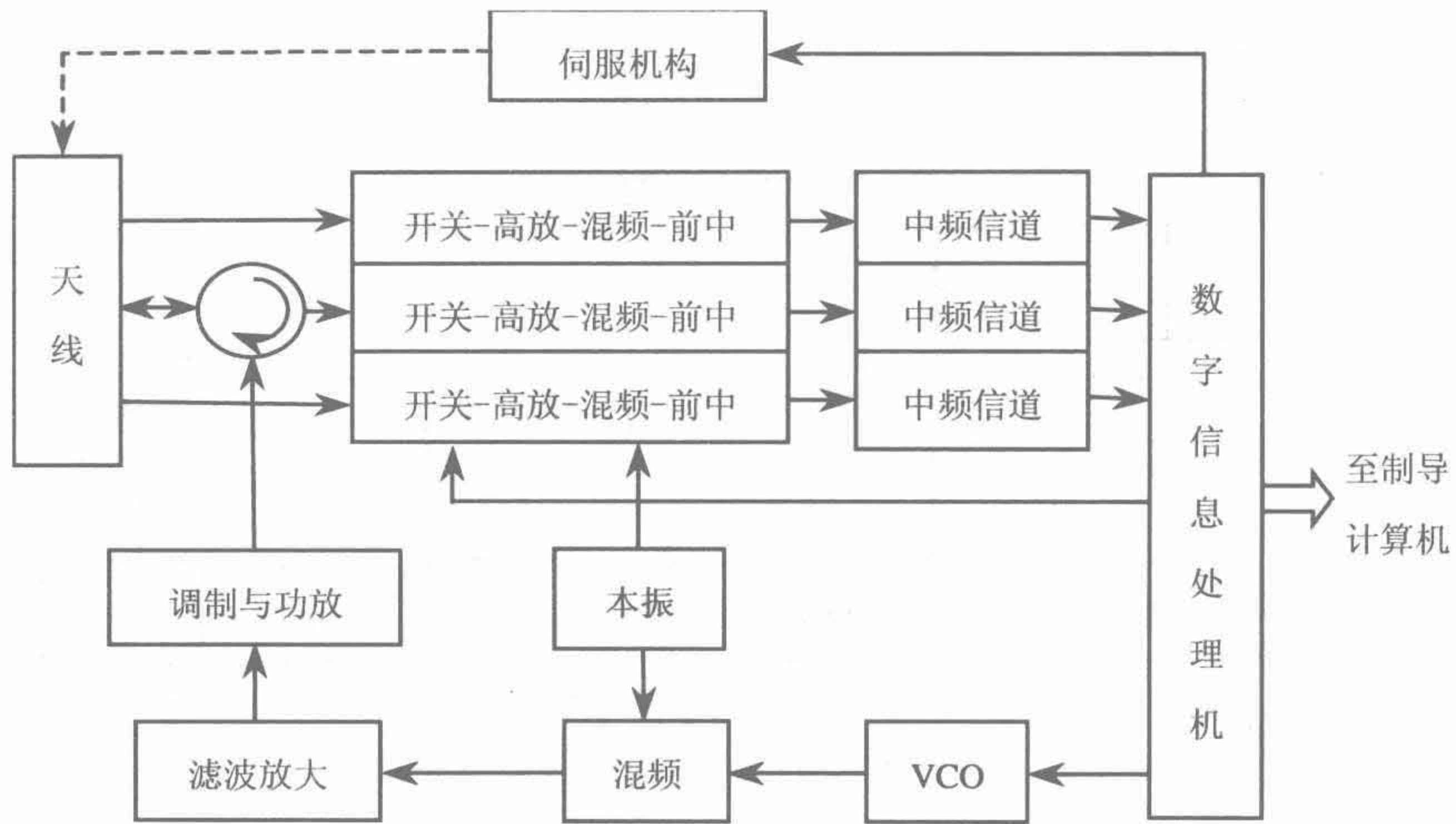


图 6-19 准连续波主动导引头的简化框图

6.2.5 探测能力

准连续波主动导引头在无杂波区的作用距离的计算式为

$$R_{CW} = \left[\frac{P_{av} G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{m,CW} L_{CW}} \right]^{1/4} \quad (6-40)$$

式中： P_{av} 为发射脉冲的平均功率； G_A 为天线增益； λ 为工作波长； σ 为目标雷达截面积； $P_{m,CW}$ 为工作灵敏度； L_{CW} 为系统损耗。下角标“CW”表示相应参数为准连续波主动导引头的技术参数。

由式 (6-23) 与式 (6-40) 可导出准连续波主动导引头与脉冲主动导引头作用距离之比为

$$\begin{aligned} \frac{R_{CW}}{R_{PC}} &= \left[\frac{d_P / D_P}{(B_{n,CW} / B_{n,PC})(L_{CW} / L_{PC})} \right]^{1/4} \\ &= \left[\left(\frac{d_P}{D_P} \right) \left(\frac{B_{n,PC}}{B_{n,CW}} \right) \left(\frac{L_{PC}}{L_{CW}} \right) \right]^{1/4} \end{aligned} \quad (6-41)$$

式中： d_P 为准连续波主动导引头 HPRF 脉冲信号的占空比， $d_P = P_{av} / P_P$ ； D_P 为脉冲压缩主动导引头的脉压和积累得益； $B_{n,PC}$ 为脉冲压缩主动导引头接收机宽带信道噪声带宽； $B_{n,CW}$ 为准连续波主动导引头接收机窄带信道噪声带宽； L_{PC} 为脉冲压缩主

动导引头的系统损耗； L_{CW} 为准连续波主动导引头的系统损耗。

可见，准连续波主动导引头与脉冲压缩主动导引头作用距离的比值，不仅与 HPRF 信号占空比、脉压信号的压缩和积累系数、脉压信道带宽、准连续波信道带宽有关，还与两种系统的损耗有关。系统损耗由多种因素决定，导致两者损耗差异的主要原因是信号处理方法引起的不同损耗，即多普勒处理损耗和脉压损耗。

不同于脉冲压缩主动导引头，准连续波主动导引头在接收体制、收发隔离和抗杂波等方面具有许多特殊性。

1. 单谱线接收机

准连续波主动导引头采用单谱线接收机。

单谱线接收机具有极高的探测灵敏度。由于速度门具有良好矩形系数，信道的等效噪声带宽与速度门带宽近似相等，即 $B_{n,CW} \approx B_g$ ，故极限灵敏度可写做 $P_{mm} = kTB_g F_{n,CW}$ 。取玻耳兹曼常数与工作温度之积 $kT = -204$ dBW/Hz，速度门带宽 $B_g = (23 \sim 30)$ dBHz，噪声系数 $F_{n,CW} = (5 \sim 10)$ dB，可得信道极限灵敏度 $P_{m,m} = (-134 \sim -146)$ dBmW。

单谱线接收机通常采用倒置接收体制。为了衡量信道的倒置程度，引入倒置度概念。通道的倒置度定义为速度门后通道增益与速度门前通道增益之比。倒置度越高，前端电路增益越小，后部电路增益越大，不仅有助于前端电路线性大动态设计，也有利于后部电路 AGC 系统的大动态设计^[3]。

2. 收发隔离

在准连续波主动导引头中，发射脉冲和发射间隙期的剩余调制信号通过各种途径进入接收信道，成为发射泄漏。收发隔离的目的是防止发射脉冲及其剩余调制信号的噪声边带伸展到速度门内，避免恶化信噪比和降低检测灵敏度。

准连续波主动导引头的发射机输出端与接收信道输入端之间由环行器进行隔离。发射脉冲的泄漏功率是环行器反向传输功率和天线反射功率之和。准连续波主动导引头的发射脉冲泄漏功率可达瓦级。

对发射脉冲的隔离由定向耦合器（环行器）、时域隔离器（封闭门）和频域隔离器（速度门）共同完成。提高环行器的反向隔离度，减小天线的反射系数，压低照射信号的相位噪声边带，提高时域封闭门和速度门滤波器的防卫度，有助于改善收发隔离性能^[3]。

发射脉冲间隙期的剩余调制信号，在时域上与回波脉冲共存，不能采用时域门隔离剩余调制信号。只有当发射机具有良好调制度，剩余调制信号足够小时，接收系

统才能利用环行器和速度门降低剩余调制信号的影响。提高环行器的反向隔离度，减小天线的反射系数，压低发射信号的相位噪声边带，提高发射信号调制度和速度门滤波器的防卫度，有利于减小剩余调制信号的影响^[3]。

3. 抗杂波

当导弹天线俯视时，地杂波中包含主瓣杂波、副瓣杂波和高度线杂波。主瓣杂波和副瓣杂波是地物通过导引头天线方向图主瓣和副瓣产生的杂波，高度线杂波是天线正下方的地物通过天线副瓣产生的杂波。

1) 无杂波区探测

当脉冲重复频率 f_r 足够高时，副瓣杂波谱不再重叠，存在无杂波区，如图 6-20 所示。图 6-20 (a) 为导弹与目标的空间关系示意图，图 6-20 (b) 为杂波与目标谱线示意图。

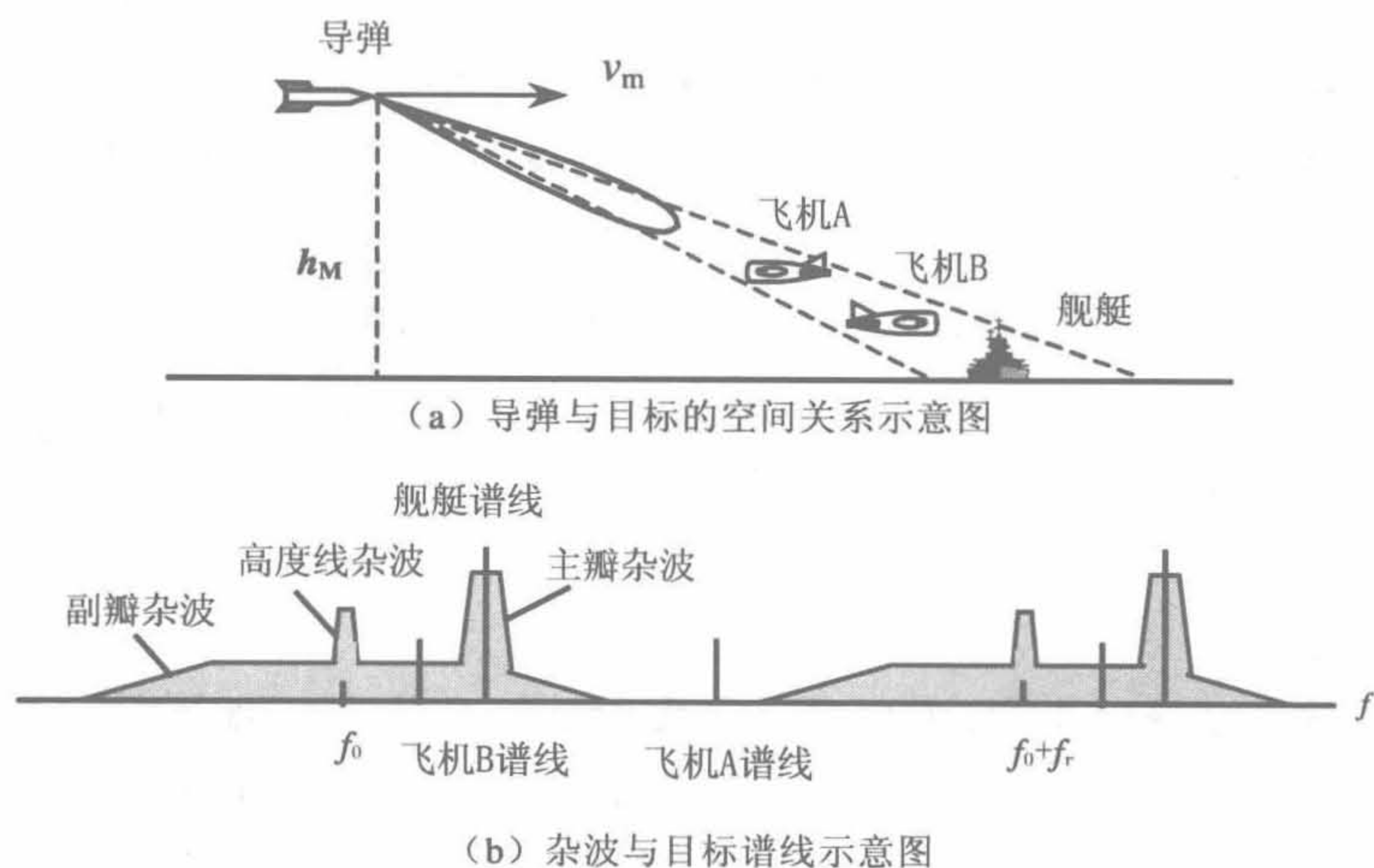


图 6-20 导弹与目标的空间关系与谱线示意图

图 6-20 (b) 中，副瓣杂波的分布范围为

$$B_C \in [f_0 + nf_r - 2v_M / \lambda, f_0 + nf_r + 2v_M / \lambda] \quad (6-42)$$

式中： $n = \dots, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$ ； $n=0$ 对应着中心谱线处的杂波分布域。

地海面目标处于主瓣杂波中，尾追目标处于副瓣杂波中，只有迎头目标处在无杂波区。

在无杂波区探测迎头目标是准连续波主动导引头的主要工作模式，其探测能力由杂波下可见度表征。有关杂波下可见度的定义及其计算方法将在 7.1.5 节介绍。

尽管准连续波主动导引头可以从杂波中检测迎头目标。然而，当导弹下视攻击低空目标时，地海杂波边带仍有可能淹没低速目标的微弱信号。抗杂波设计仍然是多普勒主动导引头设计中的一个重要课题。

改善杂波下可见度的途径：

- 采用窄波束低副瓣天线，获得图钉型空间模糊函数，有利于减小主、副瓣杂波的视在能量；
- 降低照射源和本振的相噪边带，防止杂波谱展宽到无杂波区；
- 采用倒置接收机，提高倒置度，增大前端电路动态范围，减小速度门带宽，有助于降低进入接收信道的杂波电平；
- 采用回避地杂波的搜索检测方法，如借助浮动搜索、主瓣杂波跟踪、全景谱分析等技术，确保搜索域不进入主、副瓣杂波区。

2) 杂波区探测

当导弹尾追攻击运动目标时，弹目相对速度小于导弹速度，目标谱落入副瓣杂波之中，必须在副瓣杂波中检测目标。

当导弹攻击处于地海面的主瓣照射区内的静止目标时，目标回波处于主瓣杂波之中，必须在主瓣杂波中检测目标。

不论在副瓣杂波中，还是在主瓣杂波中检测目标，只有满足“10 dB 准则”，才能可靠检测。不满足“10 dB 准则”时，导引头的探测能力将下降。

6.3 脉冲多普勒主动导引头

脉冲主动导引头采用大时宽-带宽积信号，进行脉冲检测与时延测量，在实施距离跟踪的基础上，实时提取目标的角信息，称此类导引头为时域处理导引头。准连续波主动导引头采用高重复频率相参脉冲信号，进行谱线检测与多普勒测量，在实施速度跟踪的基础上，实时提取目标的角信息，称此类导引头为频域处理导引头。集时域处理与频域处理为一体的主动导引头，就是脉冲多普勒（PD）主动导引头^[13,18]。这种雷达导引头同时提取距离和速度信息，并在距离跟踪和速度跟踪的基础上，提取角信息。

6.3.1 波形参数

在脉冲多普勒主动导引头中，既可以采用低脉冲重复频率（LPRF）或高脉冲重复频率（HPRF）脉冲信号，也可以采用介于两者之间的中重复频率（MPRF）脉冲信号。

1. PD 主动导引头的基本波形

在脉冲主动导引头中，脉冲重复频率是按距离不模糊条件设计的，通常称其为低重复频率脉冲信号。在准连续波主动导引头中，脉冲重复频率是按速度不模糊条件设计的，通常称其为高重复频率脉冲信号。当脉冲信号的重复频率确定后，相应的不模糊距离和不模糊速度分别为

$$R_u = \frac{1}{2} c T_r = \frac{c}{2 f_r} \quad (6-43)$$

$$v_u = \frac{1}{2} \lambda f_r \quad (6-44)$$

R_u 和 v_u 之积为常量：

$$R_u v_u = \frac{1}{4} c \lambda \quad (6-45)$$

称式(6-45)为不模糊方程， $R_u v_u$ 积仅与波长有关。对于 X 波段， $R_u v_u = 2.5 \times 10^6 \text{ m}^2/\text{s}$ 。由最大探测距离 R_{\max} 与最大探测速度 v_{\max} ，可求得

$$f_{r,H,\min} = \frac{2 v_{\max}}{\lambda} \quad (6-46)$$

$$f_{r,L,\max} = \frac{c}{2 R_{\max}} \quad (6-47)$$

由不模糊方程可画出图 6-21 所示的不模糊距离-不模糊速度图。图中，A 点表示 LPRF 工作状态的最高允许 PRF 值 $f_{r,L,\max}$ ，B 点表示 HPRF 工作状态的最低允许 PRF 值 $f_{r,H,\min}$ ，在 $f_{r,L,\max}$ 与 $f_{r,H,\min}$ 之间的区域内，距离和速度都存在模糊，称其为 MPRF 范围。

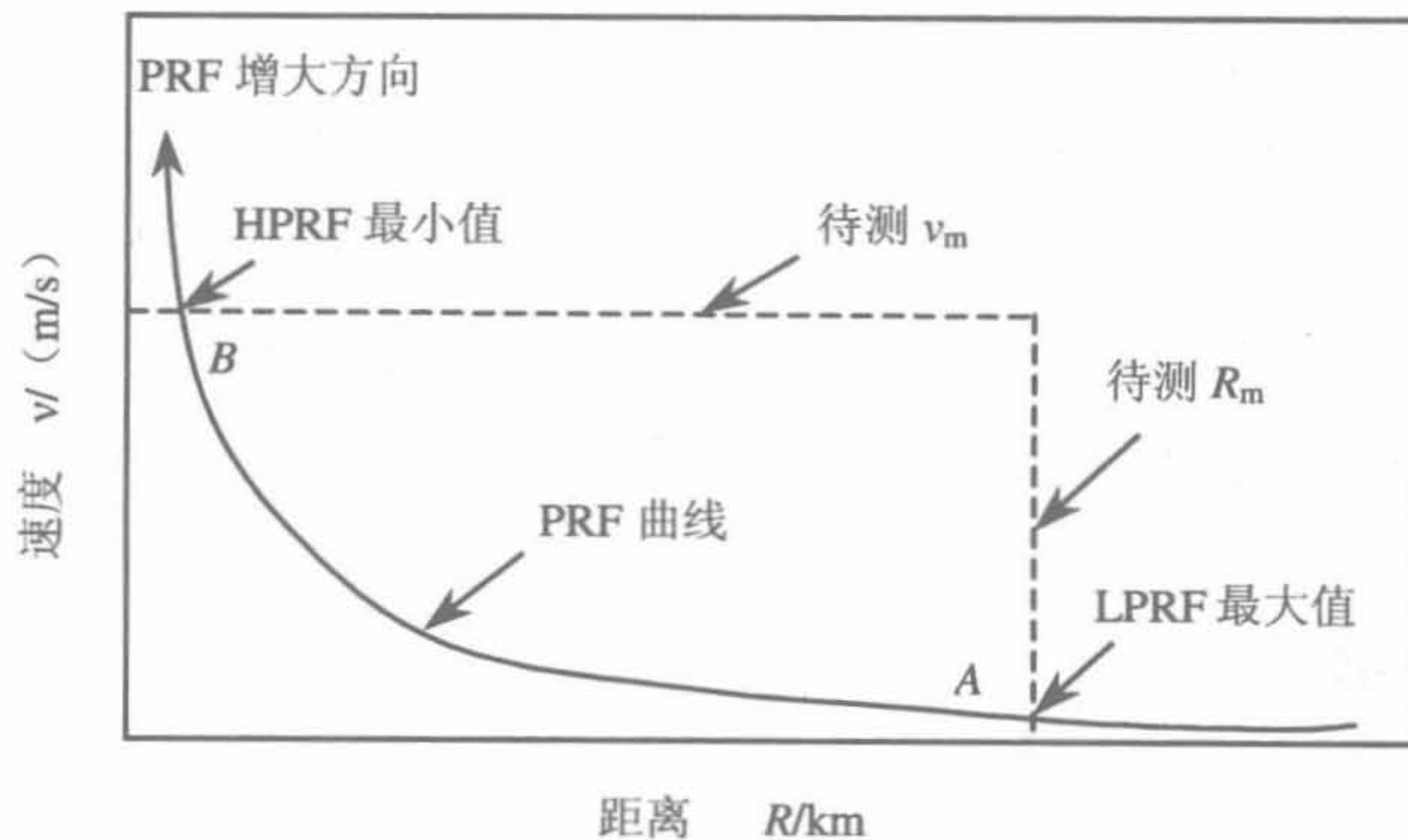


图 6-21 不模糊距离-不模糊速度图

2. 适应距离和速度模糊解算的波形参数

主动导引头为了解决测距模糊,可采用多重脉冲重复频率信号、线性载波调频信号、正弦载波调频信号、脉位调制信号等形式。多重脉冲重复频率信号测距精度较高,是一种常用的解测距模糊的信号形式。

对于重复频率分别为 $f_{r,1}, f_{r,2}, \dots, f_{r,k}$ 的 k 重脉冲重复频率测距系统,在重复周期 $T_{r,1}, T_{r,2}, \dots, T_{r,k}$ 中分别排满 m_1, m_2, \dots, m_k 个宽度均为 T_g 的波门,其中, $m_1 > m_2 > \dots > m_k$ 。设 k 种重复频率的模糊距离分别 A_1, A_2, \dots, A_k ($A_i < m_i$, A_i 以距离单元归一化,是正整数),则导弹-目标的真实距离满足方程组:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{1}{2}(N_1 m_1 + A_1) c T_g \\ R &= \frac{1}{2}(N_2 m_2 + A_2) c T_g \\ &\dots \\ R &= \frac{1}{2}(N_k m_k + A_k) c T_g \end{aligned} \right\} \quad (6-48)$$

式中: N_k 为第 k 种重复频率信号的重叠的整周期数; c 为光速; T_g 为波门宽度。

利用同余定理,可导出多重脉冲重复频率测距系统的最大无模糊距离为

$$R_{u,\max} = \frac{1}{2} c T_g M \quad (6-49)$$

其中

$$M = m_1 m_2 \dots m_k = M_1 m_1 = M_2 m_2 = \dots = M_k m_k \quad (6-50)$$

式中: $k \geq 2$, 且 m_1, m_2, \dots, m_k 两两互为素数。

选择脉冲重复频率时,应使其最大公约频率对应于所需的最大无模糊距离,脉冲重合频率应满足:

$$f_c = \frac{f_{r,1}}{M_1} = \frac{f_{r,2}}{M_2} = \dots = \frac{f_{r,k}}{M_k} \quad (6-51)$$

选择脉冲宽度时,应确保在一个无模糊周期内不同脉冲重复频率的脉冲内有一个脉冲重合,其前后脉冲不会产生虚假重合。脉冲宽度应满足:

$$T_p \leq \frac{1}{m_1 m_2 \dots m_k f_c} \quad (6-52)$$

工程中，格斗导弹主动导引头采用 MPRF 脉冲信号，作用距离一般不超过二三十公里，采用双重脉冲重复频率测距系统即可实现解模糊。例如，要求主动导引头具有 30 km 无模糊距离能力，即要求双重脉冲重复频率的重合频率为 $f_c=5$ kHz，若取 MPRF 处理的 $f_{r,1}=50$ kHz，由式 (6-50) 与式 (6-51) 可得

$$m_2 = \frac{f_{r,1}}{f_c} = 10 \quad (6-53)$$

选 $m_1 = m_2 + 1 = 11$ 时，最大发射脉冲宽度为

$$T_P \leq \frac{1}{m_1 m_2 f_c} = 1.8 \mu\text{s} \quad (6-54)$$

选择不同的 f_c 和 $f_{r,1}$ 值，可获得不同的 T_P 值。 T_P 值过大，将影响分辨率。 T_P 值过小，信号能量减小，将影响探测能力。

理论上，也可以采用多重脉冲重复频率信号解速度模糊，即利用多普勒滤波器组测得不同重复频率时的模糊速度，根据同余定理，计算出导弹-目标的相对速度。工程中，若采用定点多普勒滤波器组，对应于不同重复频率的多普勒滤波器组的子带宽度是不同的，由于分辨元宽度不同，同余算法就不适用了。

雷达导引头中，通常用距离微分数据来消除速度模糊。真实无模糊多普勒频率与模糊多普勒频率的关系可表达为

$$f_{Du} = Kf_r + f_{De} \quad (6-55)$$

式中： K 为真实多普勒频率与脉冲重复频率之比的取整值； f_r 为脉冲重复频率； f_{De} 为模糊多普勒频率。

工程中， K 值的计算式为

$$K = \text{int} \left[\frac{f_{DR} - f_{De}}{f_r} \right] \quad (6-56)$$

式中： f_{DR} 为对应于距离微分的多普勒频率； $\text{int}[\dots]$ 表示取整运算。

尽管距离微分数据的误差较大，但只要 f_{DR} 与 f_{Du} 的误差小于 $f_r/2$ ，就可以得到正确结果。

6.3.2 信号处理

并列门处理和时序门处理是 PD 主动导引头的两种基本处理方法。图 6-22 为 PD 主动导引头的时频二维预定检测系统功能框图。这是一个并行处理的时频二维预定检

测系统,这种系统的处理速度较快。并列距离门覆盖目标的先验距离搜索域,每个距离门的后面接有滤波器组,滤波器组的带宽覆盖多普勒搜索域,滤波器组的中心频率等于多普勒频率预定数据。

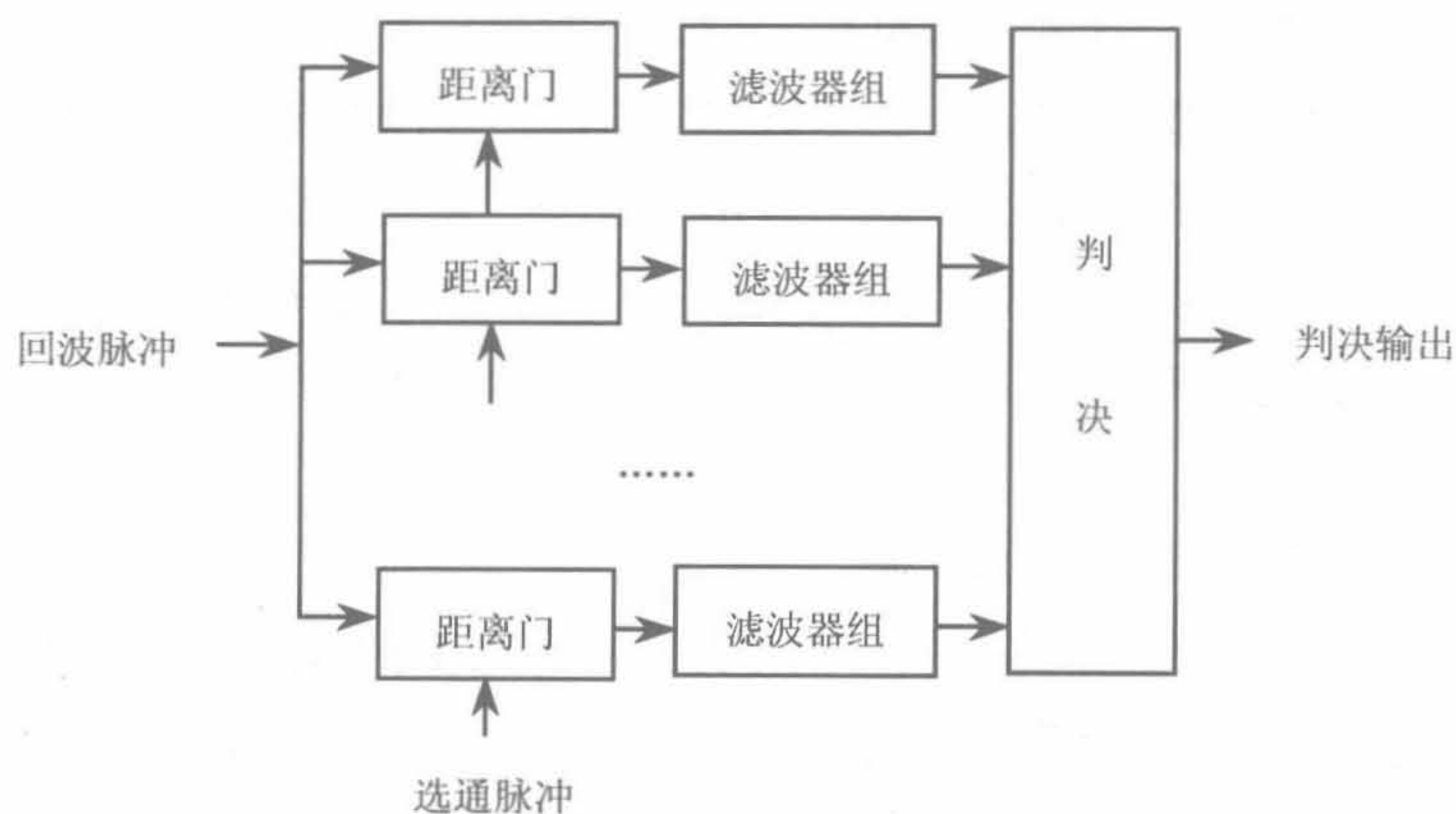


图 6-22 时频二维预定检测系统功能框图

在现代雷达导引头中,图 6-22 所示的功能由数字信息处理机完成,距离门与滤波器组分别由采样组件与 FFT 组件实现,在第 1 章中已做简要叙述。

6.3.3 探测技术

脉冲多普勒 (PD) 主动导引头在空域、时域和频域探测目标的基础上,对目标实施角度、距离和速度跟踪。

1. 探测体制

脉冲多普勒主动导引头可采用 LPRF 多普勒探测体制、HPRF 距离门探测体制、MPRF 距离-多普勒探测体制或组合式探测体制。

1) LPRF 多普勒探测体制

在 LPRF 情况下,真实目标的多普勒频率可表达为

$$f_D = nf_r + f_{Da} \quad (6-57)$$

式中: n 为整数; f_r 为脉冲重复频率; f_{Da} 为视在多普勒频率。

对于地面运动目标,速度较慢,通常 $n=0$,即 $f_D = f_{Da}$;对于空中目标,速度较快,则 $n>1$ 。显然,导弹攻击地海面慢速目标时,主动导引头可采用 LPRF 多普勒探

测体制,从地海杂波中分辨出运动目标;导弹攻击空中目标时,存在严重的速度模糊,主动导引头不宜采用 LPRF 多普勒探测体制。

2) HPRF 距离门探测体制

在 HPRF 工作状态,通常采用单距离门。当发射机发射脉冲时,接收信道处于封闭状态,其余时间处于畅通状态。采用 HPRF 距离门选通模式可以抑制内部噪声、降低旁瓣杂波,此时脉冲信号的占空因子应尽可能小,以便设置较多的距离门,一般需配置(3~10)个并列距离门。并列距离门的每个通道都要进行多普勒处理。

在防空导弹雷达导引头中,除非对噪声和杂波抑制有特殊要求,一般不采用 HPRF 距离门探测体制。

3) MPRF 距离-多普勒探测体制

MPRF 距离-多普勒探测体制是防空导弹主动导引头的最重要的工作模式之一,它可以在高速平台上探测低接近速率的目标。MPRF 工作模式是攻击机动目标的格斗导弹的优选体制^[42]。

与 HPRF 模式类似,MPRF 模式也有遮挡现象,但遮挡程度要小得多。MPRF 的选择应满足三个原则:减小多普勒盲区;减小距离盲区;适合解距离与多普勒模糊。

4) 组合式探测体制

一些防空导弹主动导引头兼容 MPRF 与 HPRF 两种模式,在这种情况下,不必对 HPRF 模式进行多距离门处理。在发射平均功率相等的情况下,对于迎头方向的来袭目标,HPRF 模式的探测距离一般比 MPRF 模式大一倍。对于尾追目标,当导弹高度较低时,MPRF 的探测性能优于 HPRF 模式。交替使用 HPRF 与 MPRF 两种模式可以获得较好的探测效果。

在一些特殊用途中,比如攻击高空目标时,主动导引头可兼容 LPRF 与 MPRF 两种模式,在这种情况下,不必对 LPRF 模式做多普勒处理。两种模式交替使用,由 LPRF 模式获取无模糊距离信息,由 MPRF 模式获取速度信息。

2. 跟踪系统

脉冲多普勒主动导引头通常采用距离、速度、方位角、俯仰角互相独立的四个跟踪回路进行闭环控制。各种环路的等效低通带宽应折中选取,使跟踪系统既能适应目标的快速机动,又能充分抑制干扰。

采用卡尔曼滤波技术,根据导弹-目标的相对运动的数学模型,估计距离、速度、方位角、俯仰角误差信号的全部有用信息,分别控制距离、速度、方位角、俯仰角跟

踪系统，使误差信号趋于零，其原理框图如图 6-23 所示。根据导弹-目标相对运动建立的滤波结构是一个时变模型，具有自适应跟踪功能，而且多维卡尔曼滤波结构使各个跟踪环路相互交链，有助于提高跟踪性能^[18]。

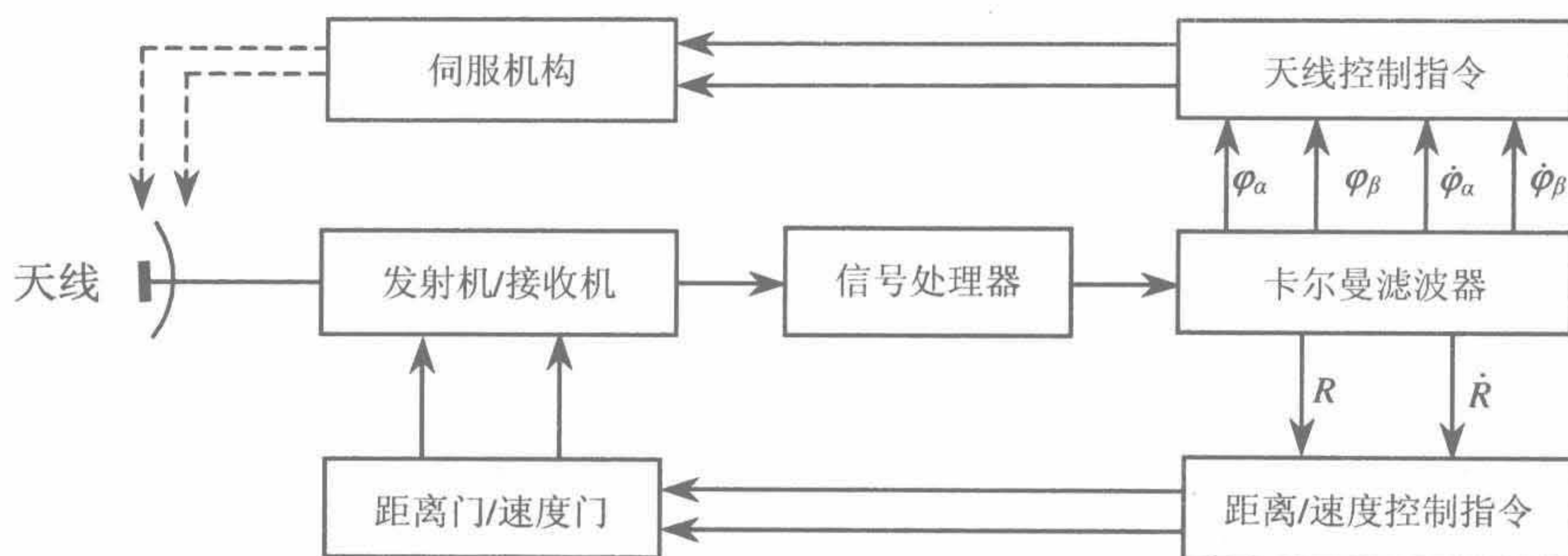


图 6-23 四维卡尔曼滤波跟踪系统原理框图

理论上，卡尔曼滤波是线性无偏最小方差估计。但是只有在数学模型确知的前提下，卡尔曼滤波才是最佳的。在脉冲多普勒主动导引头中应用卡尔曼滤波技术，应解决滤波模型、实时能力和数值发散等问题。目前，已提出了多种跟踪机动目标的滤波算法，卡尔曼滤波技术在雷达导引头中的应用已具备工程可行性。

6.3.4 原理框图

PD 主动导引头接收信道的基本方案与采用的信号形式有关。对于大 TB 积的 LPRF 或 MPRF 信号，采用宽带信道；对于 HPRF 相参脉冲信号，采用窄带信道。高速小型化可编程数字处理器（DSP）已成为现代脉冲多普勒雷达导引头信号处理系统的主要部件，快速傅里叶变换算法已取代了模拟滤波器组，成了多普勒滤波的最佳方法。典型脉冲多普勒主动导引头的硬件配置与其他形式的主动导引头相同，由天线系统、发射机、接收机、信息处理系统和伺服系统组成，如图 6-24 所示。

脉冲多普勒主动导引头从接收信号中得到的信息与雷达导引头的工作体制有关。不管采用何种工作体制，导引头都采用典型的三步式工作流程：

- 搜索截获，在给定的空间域、距离域和速度域内进行搜索，一旦发现并确认目标，便转入截获状态；
- 跟踪滤波，利用闭环反馈回路，用统计估值算法对目标参数（距离、速度、角度等）进行连续精确的测量；

——指令形成，将目标信息按给定规律综合成控制指令，指令形成系统可以在导引头信息处理机中实施，也可以在导弹制导计算机中实施。

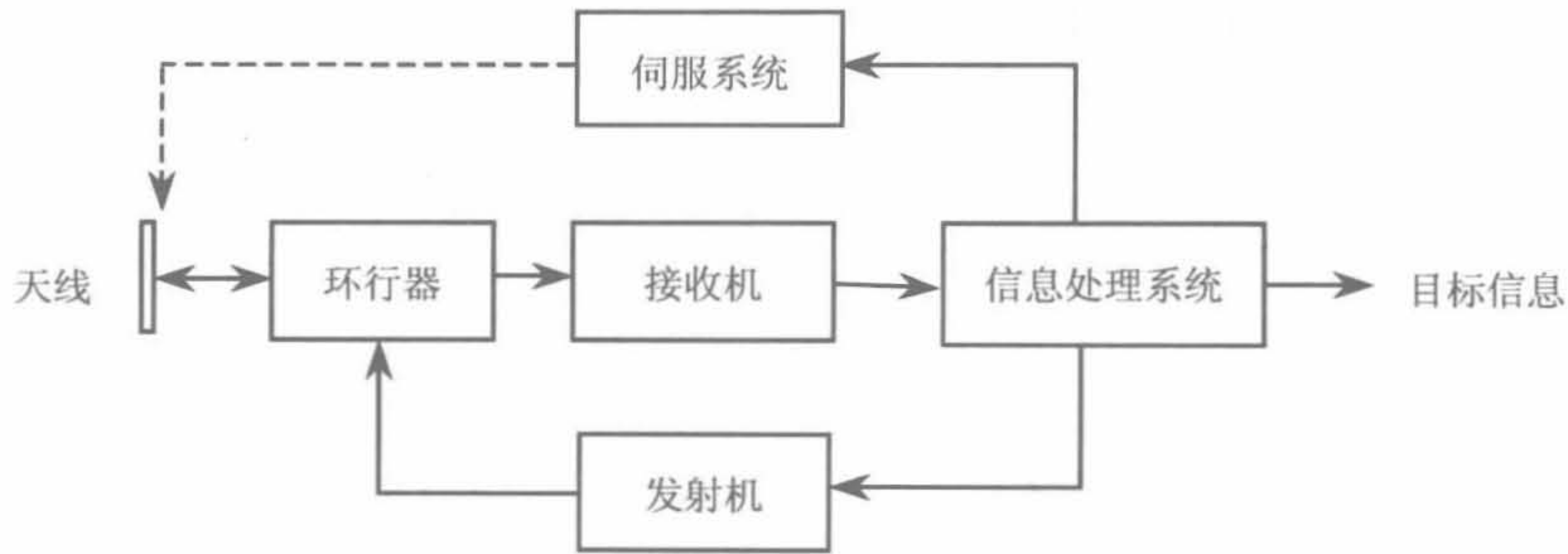


图 6-24 PD 主动导引头的硬件配置

对于 LPRF、MPRF、HPRF 三种工作体制，主动导引头的信号处理算法存在很大差异，可以借鉴机载脉冲多普勒雷达的信号处理算法进行设计^[11,18]。

6.3.5 探测能力

LPRF、HPRF 模式的探测能力已在 6.1 节与 6.2 节中做了介绍。文献[11]给出了 MPRF 雷达的探测性能，可参阅。

1. 抗杂波性能

PD 主动导引头的工作模式不同时，对杂波的适应能力也不同。严格分析 LPRF、HPRF、MPRF 信号的环境适应能力是十分复杂的，这里仅做定性介绍。

1) LPRF 工作模式

在副瓣杂波中探测空中目标时，LPRF 工作模式的杂波示意图如图 6-25 所示。

图 6-25 (a) 为目标回波与时域杂波。目标回波功率与距离的四次方成反比。对于具有较大雷达截面的常规目标，距离门内有足够的信杂比，可确保正常检测。对于隐身目标，目标回波可能淹没在副瓣杂波中，难以检测。图 6-25 (b) 为频域杂波，由于脉冲重复频率比副瓣杂波分布域小得多，伴随每根谱线的副瓣杂波重叠在一起，不存在“干净区”。图 6-25 (b) 中未画出目标谱线。

LPRF 工作模式的优点：

- 精确测距；
- 无模糊测距方法简易；
- 距离选通抑制副瓣杂波；

——数据处理比较简单。

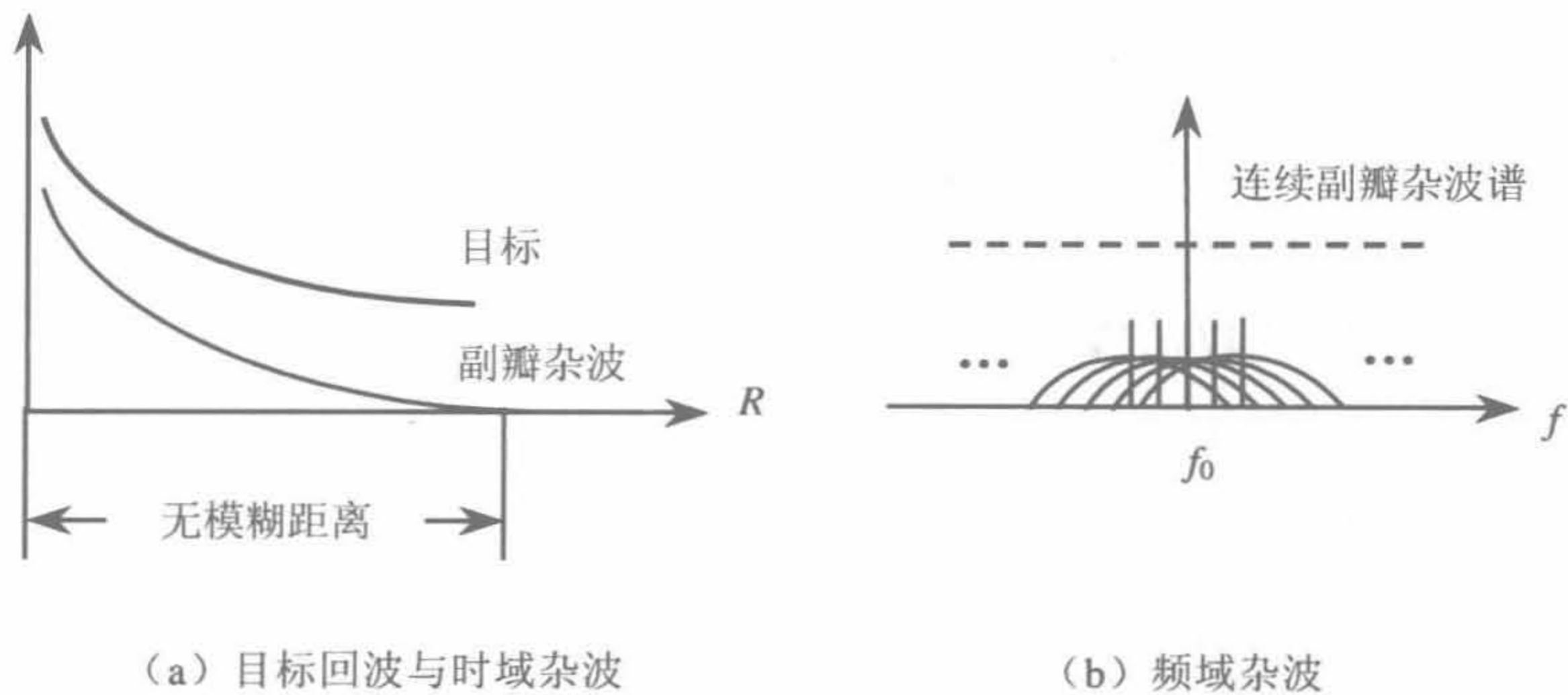


图 6-25 LPRF 工作模式的杂波示意图

LPRF 工作模式的缺点：

- 下视探测性能差；
- 脉冲功率（或压缩比）大；
- 多普勒频率高度模糊。

LPRF 是一种最简易的测距工作模式。LPRF 工作模式通常采用距离门选通检测与跟踪方式，一般不进行多普勒处理。仅在攻击低速目标时，才采用 LPRF 多普勒处理模式。

2) HPRF 工作模式

HPRF 工作模式的杂波示意图如图 6-26 所示。

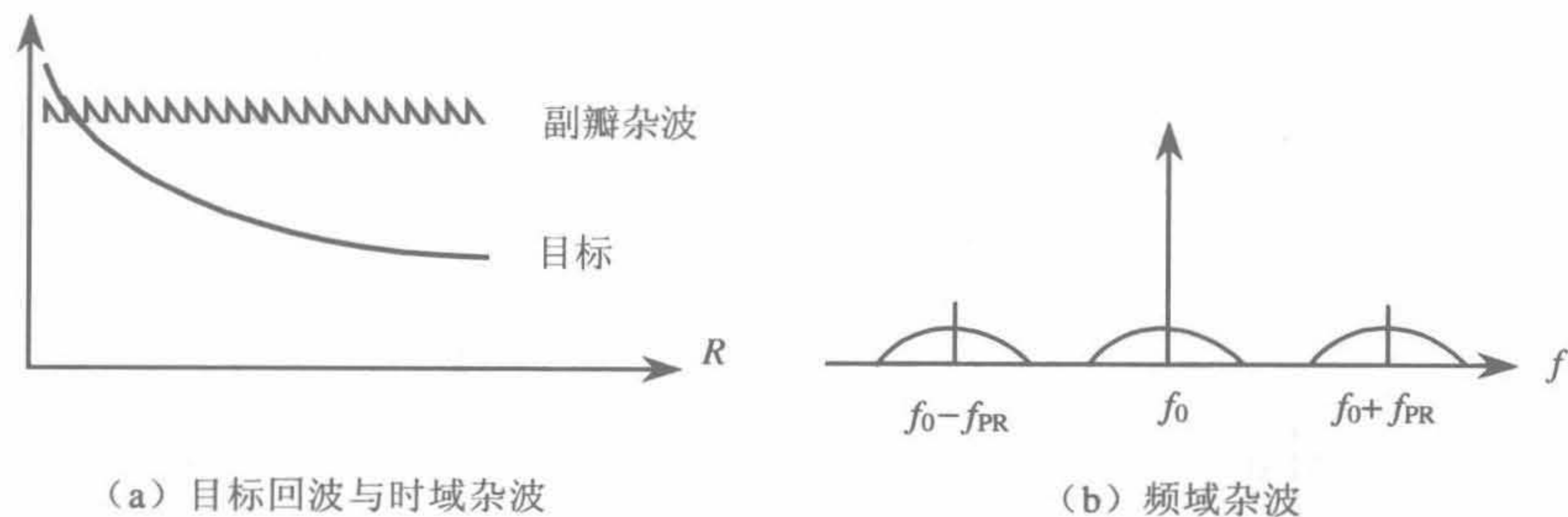


图 6-26 HPRF 工作模式的杂波示意图

图 6-26 (a) 为目标回波与时域杂波。图中的锯齿形曲线表示时域杂波的重叠，由于 HPRF 信号的脉冲周期仅几微秒，故时域杂波高度重叠，完全淹没了目标回波，时域检测目标的性能很差。图 6-26 (b) 为频域杂波。由于脉冲重复频率往往比副瓣

杂波分布域大得多，存在比较宽的无杂波区。在无杂波区检测目标时，只需与接收机的内部噪声抗衡，具有很好的检测性能。

HPRF 工作模式的优点：

- 峰值功率低，平均功率高；
- 无模糊多普勒测速；
- 优良的迎头下视攻击能力。

HPRF 工作模式的缺点：

- 距离高度模糊；
- 遮挡效应影响初始探测；
- 测距方法复杂，精度差；
- 副瓣杂波影响尾追方向的检测能力。

HPRF 是一种能够提供最远探测距离的工作模式。尽管采用多重 HPRF 可以解距离模糊，但是采用多重频的主要目的是为了减小遮挡区。采用窄带速度门进行单谱线检测仍然是 HPRF 工作模式的基本处理方式。

通常采用单个距离门处理 HPRF 信号。随着数字信号处理技术的发展，HPRF 距离门选通模式已被考虑，不但可以抑制内部噪声，还可以降低副瓣杂波的影响。

3) MPRF 工作模式

MPRF 工作模式的杂波示意图如图 6-27 所示。

图 6-27 (a) 为时域杂波，MPRF 信号存在测距模糊，但时域杂波重叠不如 HPRF 情况严重。图 6-27 (b) 为频域杂波，MPRF 信号在频域上也产生了重叠，存在测速模糊，虽然没有频域无杂波区，但杂波谱比较均匀，谱密度低于 LPRF 情况下的旁瓣杂波谱密度。采用 MPRF 信号时，探测性能受目标进入角的影响不大，各向均匀性较好。

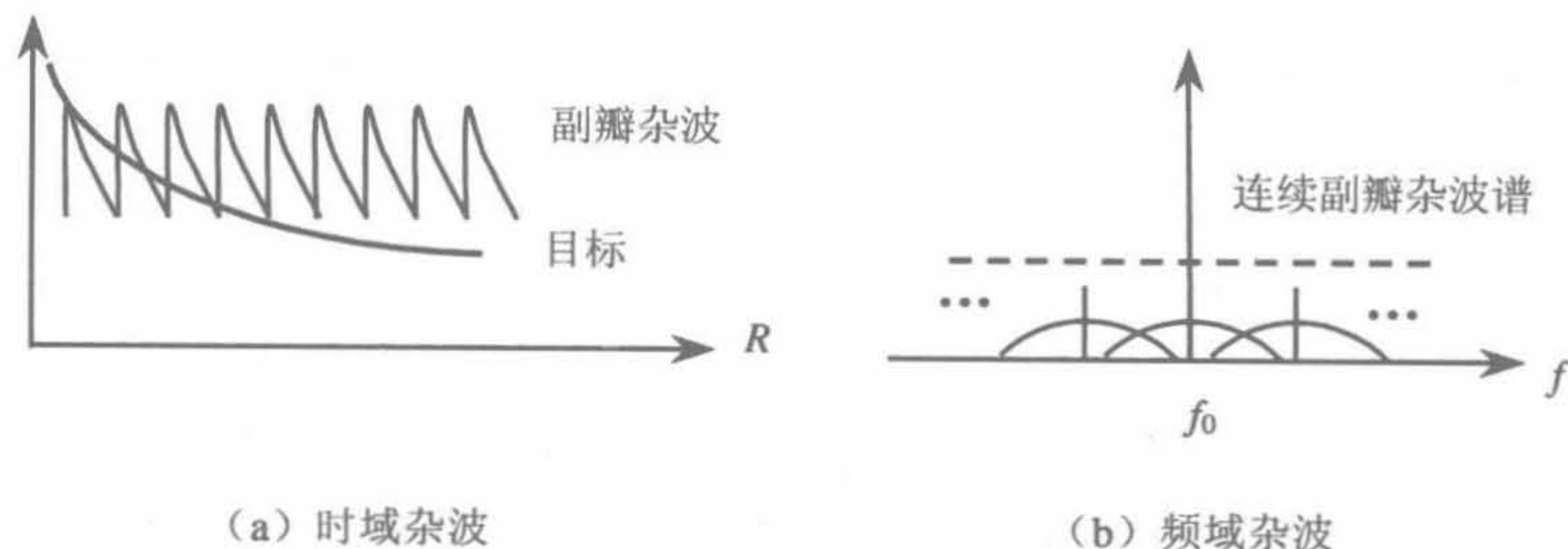


图 6-27 MPRF 工作模式的杂波示意图

MPRF 工作模式的优点:

- 低空下视尾追性能优于 HPRF 模式;
- 精确测距;
- 可兼顾测速。

MPRF 工作模式的缺点:

- 无多普勒清晰区;
- 信号复杂, 多重 PRF 解距离与速度模糊;
- 信息处理系统复杂。

与 HPRF 类似, MPRF 模式也有遮挡现象, 但程度要小得多。选择 MPRF 要有利于减小多普勒盲区和距离盲区, 并适合于解距离模糊。理论上, 利用两重 PRF 就可以确定单个目标的无模糊距离, 但是为了降低由于存在两个目标时引起的虚警概率, 需要采用三重 PRF 处理。

4) 信号模糊图与目标环境图匹配

在时间频率平面上标出被测目标及地杂波的相对位置, 可得目标环境图。信号的模糊度图可以直接重叠到具有相同比例尺的目标环境图上, 以便观察信号的抗杂波能力。重叠时, 模糊度图的原点直接重合到目标环境图中的待测目标上, 如果杂波落入模糊度图内, 则两者失配, 抗杂波能力差。理想的抗杂波模式, 应自适应地变换信号模糊图, 使其与目标环境图匹配。

2. 探测距离

LPRF 与 HPRF 模式无杂波作用距离分别由式 (6-23) 与式 (6-40) 表示。MPRF 模式探测距离必须考虑杂波的影响, 计算式为

$$R = \left[\frac{P_{av} G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (P_C + P_n) D_{d,C} L} \right]^{1/4} = \left[\frac{P_{av} G_A^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \rho_C P_n D_{d,C} L} \right]^{1/4} \quad (6-58)$$

式中: P_{av} 为发射脉冲的平均功率; G_A 为天线增益; λ 为工作波长; σ 为目标雷达截面; P_C 为杂波功率; P_n 为等效噪声功率; ρ_C 为杂波系数; $D_{d,C}$ 为杂波中的检测系数, 即 $D_{d,C} = P_S / (P_C + P_n)$; L 为系统损耗。由式 (6-58) 计算 MPRF 模式的作用距离时, 必须正确选取杂波系数 ρ_C 与系统损耗 L 的数值。

1) 杂波系数

杂波系数的计算式为

$$\rho_C = \frac{P_C + P_n}{P_n} = 1 + \frac{P_C}{P_n} \quad (6-59)$$

显然，有杂波时 $\rho_C > 1$ ，它表示有杂波时等效噪声功率的增加倍数。例如，当 $P_C = P_n$ 时， $\rho_C = 2$ ，若取检测系数 $D_{d,C}$ 与无杂波时相同，则探测距离的下降因子为 0.84。

2) 系统损耗

文献[41]给出了机载脉冲多普勒雷达在单次相参留驻时的损耗预算值，如表 6-1 所示，可作为脉冲多普勒导引头系统损耗的参考数据。

表 6-1 机载脉冲多普勒雷达在单次相参留驻时的损耗预算值 单位为分贝

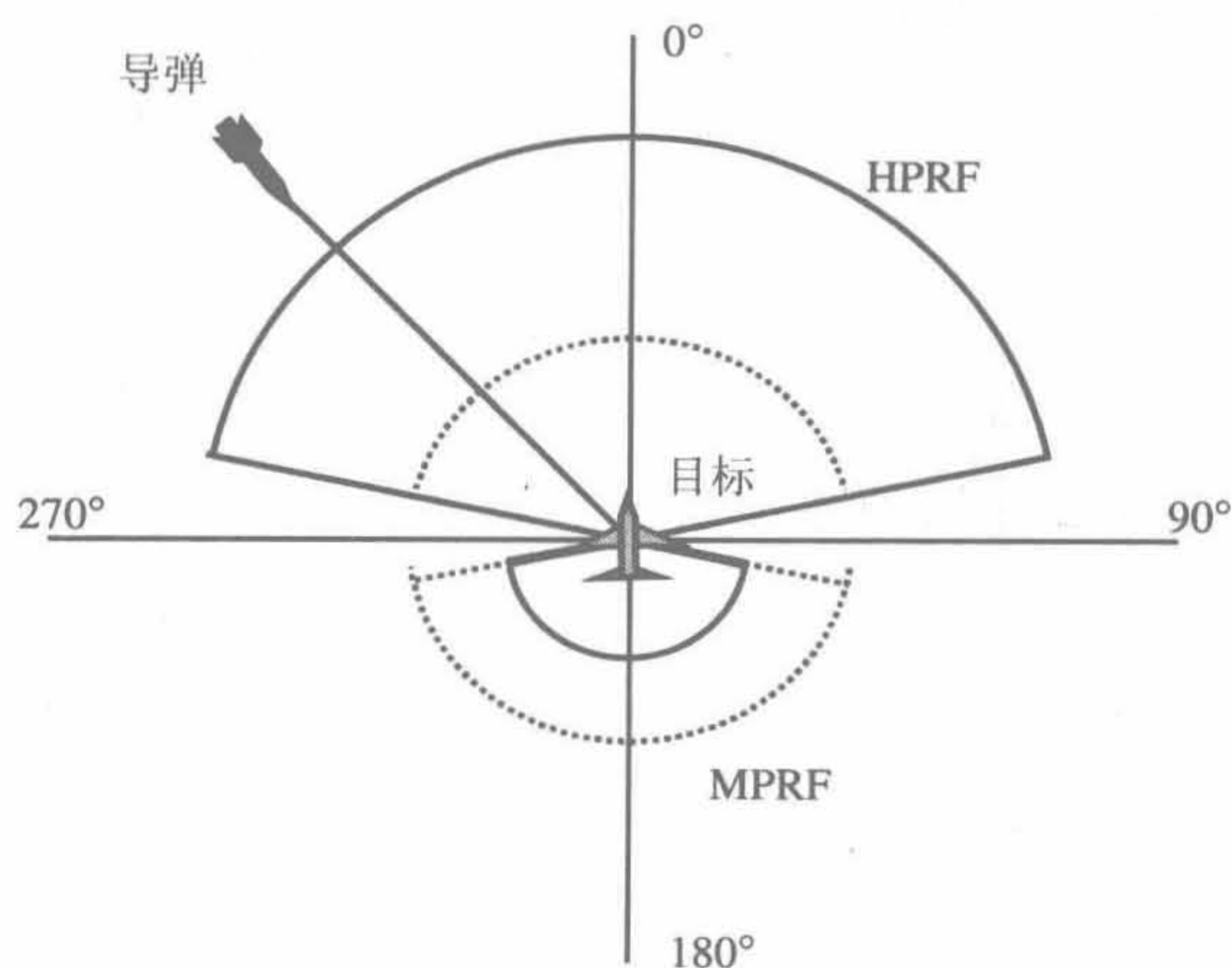
项目		损耗		
		LPRF	MPRF	HPRF
射频损耗	发射端	2.0	2.0	2.0
	接收端	1.5	2.0	1.5
	天线罩(双程)	1.5	1.5	1.5
信号处理损耗	距离门跨接	0.5	0.5	0.5
	速度门跨接	—	0.3	0.3
	距离折叠	0.0	0.0	0.4
	多普勒旁瓣加权	0.8	0.8	0.8
	检测门限	1.5	2.5	1.5
外部损耗	大气吸收(微波)	0.5	0.5	0.5
	波束形状	3.2	3.5	3.5
	遮挡	0.0	0.5	2.5
累计		11.5	14.1	14.6

比较可靠的系统损耗数据可以通过实测和仿真获取。发射端射频损耗、接收端射频损耗、天线罩损耗等都可以试验测量，信号处理损耗可以仿真确认。在一些设计报告中，武断地将系统损耗定为 (2~3) dB，这是毫无根据的。事实上，在角度预定检测情况下，当预定精度与天线的半波束宽度相当时，天线波束形状损失就达 3 dB。

图 6-28 为 HPRF 模式与 MPRF 模式探测能力示意图。探测距离描述为导弹-目标相对方向的函数。图中，实线对应于 HPRF 模式，点线对应于 MPRF 模式。

图 6-28 中数据的估值条件：目标的飞行方向和接近速度保持恒定；导弹与目标按前置碰撞路径飞行；目标的 RCS 各向均匀。此例说明 HPRF 模式在迎头攻击时具有优良性能，而 MPRF 模式可以提供迎头攻击与尾追攻击的良好性能。但是 PD 雷达

导引头的侧向探测能力很差，这是由于目标的多普勒频率处于主瓣杂波之中。



HPRF 模式、MPRF 模式和 LPRF 模式的应用场合：

- HPRF 模式具有优良的低空下视迎头探测性能，但尾追探测能力较差，高度越低，性能越差；高空时杂波影响大大减小，HPRF 模式也具备很好的迎头或尾追探测能力；
- 在上视情况下，杂波影响较小，高度越高，影响越小，HPRF、MPRF 和 LPRF 模式均具有良好探测性能，由于 HPRF 与 MPRF 模式存在遮挡效应，探测性能不如 LPRF 模式；
- 在下视情况下，除了对地探测，一般不用 LPRF 模式，当导弹-目标距离小于导弹高度时，LPRF 模式可以在时域无杂波区探测目标；
- 对于低空格斗导弹的主动导引头，采用 MPRF 模式可获得迎头或尾追探测能力，但存在距离与速度模糊，导引头信号处理系统比较复杂；
- 交替采用 HPRF、MPRF 与 LPRF 模式，并在 MPRF 与 LPRF 模式中采用脉冲压缩技术，可实现各种条件下的有效探测。

6.4 相控阵导引头

相控阵导引头，特别是共形相控阵导引头，是当今世界上最复杂的雷达导引头之一。美国国防部于 1987 年提出了大气层外轻型射弹（LEAP）计划，发展大气层外使

用的轻型弹头技术。第一代动能拦截弹的研究工作结束后,于1990年提出了大气层内轻型射弹(Endo LEAP)计划,后改称为大气层拦截(AIT)计划^[43,44]。研制用于大气层内防御战术和战略弹道导弹的小型动能拦截杀伤器。在LEAP计划中,配套研制了平面相控阵主动导引头,该导引头采用W波段,天线口径为127 mm,内有368个积木块,每个积木块中设置6个收发模块,共有2208个阵元,4个圆盘状固态发射模块组成发射机,每个圆盘产生7.8 W功率,考虑损耗后的总功率为25 W。导引头采用多模块封装与高密度连接技术,取消了大量引线,结构小而紧凑。美国空军在20世纪90年代实施DRM计划时,配套研制共形天线阵列导引头。天线与弹体共形,声称以创新的低价实现波束控制,波束指向可覆盖从弹轴到140°范围。作用距离的初期指标为25 km,远期指标为60 km。《宇航防务》2003年5月12日报导,英国对X波段电扫描阵列天线进行了成功的闭环试验,试验装置如图6-29所示。

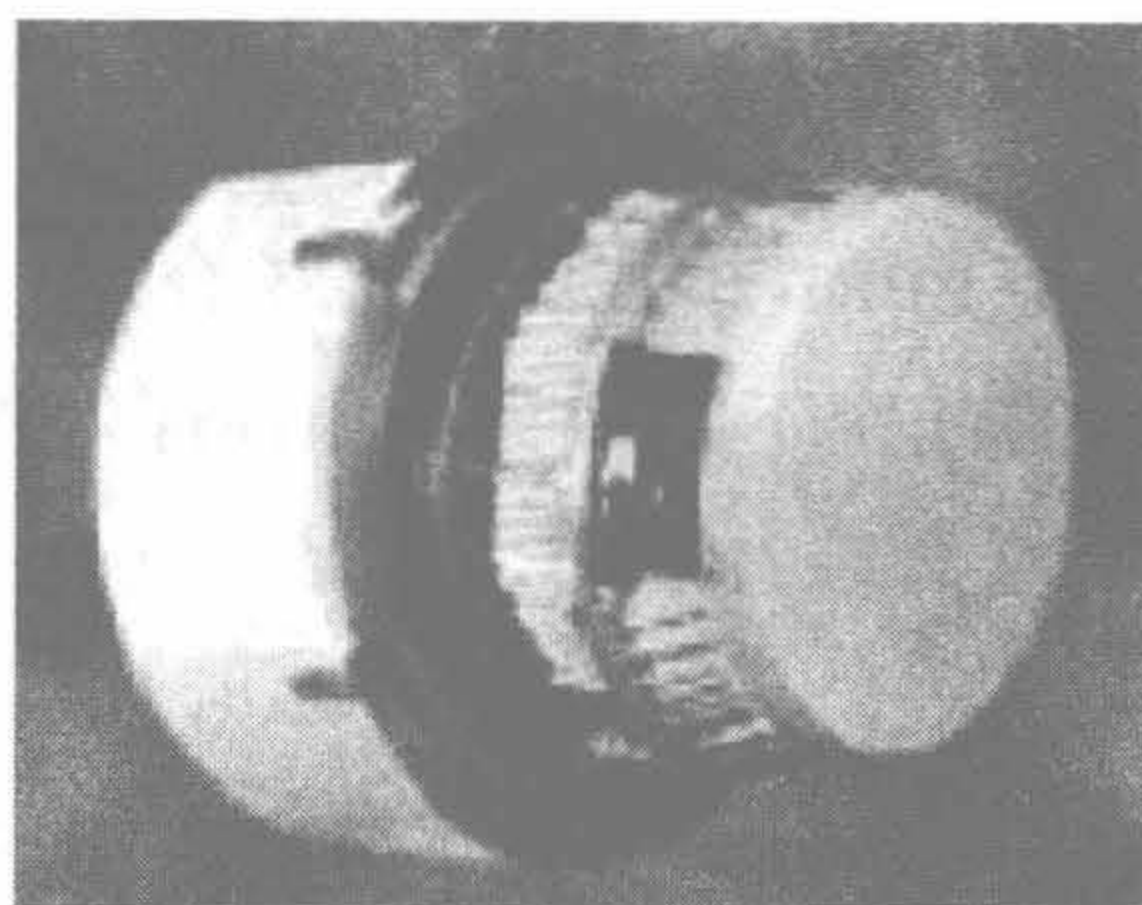


图 6-29 X 波段电扫描阵列天线试验装置

相控阵雷达技术已日趋成熟^[45~47],但是相控阵导引头尚处于探索阶段,这里仅介绍相控阵导引头的主要特点、基本方案和关键技术。

6.4.1 主要特点

相控阵导引头具有常规主动导引头难以具备的许多特点,开发这些特点是研制相控阵导引头的主要目的。

1. 自主性

实现寻的系统的自主性,是科技发展的必然。自主性有狭义自主性与广义自主性之分:狭义自主性是指“射后不管”能力,即在发射导弹之后,制导站可以不管导弹,由导弹实施自主寻的制导;广义自主性是指自适应能力,即在导弹发射之后,导引头

自适应地控制雷达三要素：功率孔径积、天线方向图和信号模糊图，使之与目标-环境图匹配，完成最优制导。

主动寻的系统是实现“射后不管”的优选系统。当然，主动导引头是有源探测系统，为了提高隐蔽性，必须赋予主动导引头充分的自适应功能，使其具备反侦察与抗干扰能力。

常规主动导引头的发射功率与波束形状难以受控，通常是固定不变的。此外，常规主动导引头的天线由伺服机构驱动，无法实现无惰性搜索，通常采用固定的扫描方式，因而波束留驻时间也不能受控。

相控阵导引头具有数字波束形成（DBF）与自适应空域滤波功能，可以实现波束指向控制、空间功率分配和时间资源分配，不仅可以提高搜索-截获-跟踪性能，还可以提取多目标信息，装定子弹头，攻击多目标。

2. 威慑力

导引头的威慑力取决于它的快速性、远距探测能力、精度和多目标能力。

1) 快速性

导引头的快速性有两个含义：一是指探测前的准备时间，如预热、装定、自校等所需的时间；二是指搜索-截获所需的时间，要求目标在空域门、时域门、频域门内的留驻时间均大于截获判读时间。对于宽域搜捕导引头而言，确保留驻检测的全域搜索时间相当可观，不可忽略。

采用伺服机构控制天线的边搜索边跟踪系统，受机构扫描惰性的影响，不具备快速能力。相控阵多目标探测系统采用电扫描与多波束技术，具备快速性。

2) 远距探测能力

隐身是影响主动导引头远距探测性能的重要因素之一。由雷达方程可知，若目标隐身后的 RCS 减小一个数量级，作用距离下降系数约为 0.56。

杂波是影响主动导引头远距探测性能的又一重要因素。相参检测是防空导弹主动导引头抗杂波的最佳体制，它可以获得足够的杂波下可见度（SCV）。相控阵体制可与脉冲多普勒或准连续波体制兼容，对于具有足够速度的迎头目标，完全可以实现频域无杂波检测，对于尾追攻击的目标或悬停直升机，目标回波谱落入副瓣杂波区或主瓣杂波区，检测性能将被恶化。

20 世纪八九十年代，主动导引头作用距离仅为（10~15）km。据外军报导，目前防空导弹主动导引头对于非隐身目标的作用距离可达 40 km 以上，主动寻的系统的距

离劣势已得到解决。

提高工作频段、增加功率孔径积、改善接收机的极限灵敏度、降低检测信噪比和减小系统损耗,是增加探测距离的常规措施。提高工作频段受制于天线、发射机及其他微波器件的工程可实现性;增加功率孔径积受到弹径的制约;改善接收机的极限灵敏度受信道的噪声带宽和噪声系数的限制;降低检测信噪比受发现概率和虚警概率的制约,试图增加积累时间提高信噪比的办法也受到目标机动和处理速度的影响;减小系统损耗是导引头总体设计中的一个重要问题,在相控阵主动导引头中,采用 T/R 模块的有源阵列,不仅可以得到较大的合成功率,还大大降低了发射端的损耗,与无源阵列导引头相比,可获得 10 dB 以上的得益^[45]。

必须指出,为了增加探测距离,相控阵导引头应采用全功率合成-单波束电扫描探测方案。只有在近距离上,方可转化为多波束跟踪体制。

LEAP 相控阵导引头的基本参数:工作频率 94 GHz;天线口径 13 cm;阵元数 2208 个;天线增益 40 dB;波束宽度 1.7°;噪声系数 4 dB;阵元功率 100 mW (峰值功率);合成功率 62 W (峰值功率)。由上述参数可以判断:与常规主动导引头相比,相控阵主动导引头并不具备明显的距离优势。

3) 精度

相控阵主动导引头通常采用毫米波段,尽管弹径较小,仍然可以获得较高的测角精度。此外,电子角跟踪系统的时常数较小,减小了动态误差,对跟踪机动目标是十分有利的。

将目标上的特定部位作为攻击点时,必须进行体目标多散射点的位置分辨与跟踪,在导弹与目标接近-相撞阶段,视线角速度高达 100 (°)/s 以上,采用伺服机构的天线扫描系统很难适应。电扫描天线容易实现高速跟踪,不仅可以改善末段制导性能,而且为导引头与引信的一体化设计奠定了基础。

测角精度取决于信噪比 (S/N),它与发射功率和工作距离有关。据报导,LEAP 相控阵导引头在 7.5 km 处的测角精度可达 2 mrad 左右。

4) 多目标能力

攻击单一目标时,导引头不必具备多目标探测能力。只需按预装参数搜捕特定目标,对其实施跟踪,提取目标信息即可。

同时攻击多目标的子母弹的母弹必须获取多目标信息,并将不同目标的参数赋予各个子弹,各子弹分别攻击被装定的目标。相控阵导引头具有探测多目标的优势。远距离时,可采用边搜索边跟踪方案;近距离时,可采用多波束跟踪方案。

3. 抗干扰

抗干扰的实质是自适应地调整导引头的天线方向图和信号模糊图,使之与干扰环境图匹配。相控阵导引头在抗干扰方面的优势是明显的。

1) 自适应空域滤波

自适应空域滤波是通过天线方向图的自适应综合实现的,主要方法有数字波束形成、低副瓣控制和空域陷波。

2) 自适应时频域滤波

自适应时频域滤波是通过信号波形的自适应综合实现的,主要方法有载波频率捷变、脉冲重复频率捷变和脉内调制捷变等。

干扰与抗干扰,是一对永恒的矛盾,必须针对干扰模型采取相应的抗干扰对策,不能指望以简单的抗干扰措施对抗包罗万象的干扰。

4. 可靠性

相控阵主动导引头与常规主动导引头相比,具有较高的可靠性。

1) 无传动机构

不论是采用液压伺服机构还是电机伺服机构的主动导引头,伺服系统都是机构与电气一体化的机电伺服系统,其可靠性较差。实践表明,在导引头调试、返修归零中出现的不少问题来自伺服系统。

取消伺服机构,以电子扫描代替机械扫描,以数字式稳定平台代替模拟式稳定平台,将大大提高导引头的可靠性。对于视场角不大(如 $-60^{\circ}\sim+60^{\circ}$ 范围)的前视导引头,采用平面相控阵,可以大大简化阵元配置与波控系统的设计。对于视场角很大的格斗弹的雷达导引头,宜采用共形天线阵。由于共形相控阵的阵元配置与波控馈电比较复杂,目前尚无工程应用的先例。

2) 多阵元天线

相控阵导引头的天线阵元较多,少则数百,多则数千。个别阵元失效,不会导致导引头性能的全面恶化,有利于提高可靠性。

3) 低压固态发射机

有源相控阵导引头中,用分立式阵元发射模块取代了单一大功率发射机,单个发射模块的功率较小,仅100 mW左右。相对于常规主动导引头的大功率发射机而言,具有较高的电磁兼容性和可靠性。此外,速调管发射机或行波管发射机的电压高达数千伏至上万伏,而固态发射机采用低压能源,具有较高的高低温、低气压、振动和冲

击环境的适应性。

综上所述，相控阵导引头具有众多优点：

- 相控阵主动导引头具有数字波束形成 (DBF) 与自适应空域滤波功能，可以实现波束指向控制、空间功率分配和时间资源分配，不仅可以提高搜索—截获—跟踪性能，还可以提取多目标信息，装定子弹头，攻击多目标；
- 相控阵导引头不用电子束功放器件和天线伺服机构，采用固态有源阵列、电扫描和多波束技术，具备快速性；
- 减小系统损耗是导引头设计的重要问题，在相控阵主动导引头中，采用 T/R 模块有源阵列，可以得到较大的合成功率，还降低了发射端的损耗；
- 相控阵主动导引头通常工作于毫米波段，尽管弹径较小，仍然可以获得较高的测角精度；此外，电子角跟踪系统的时常数较小，减小了动态误差，有利于跟踪机动目标；
- 取消液压或电机伺服机构，采用电子扫描和数字式稳定平台，将大大提高导引头的可靠性；
- 有源相控阵导引头中，用分立式阵元发射模块取代了单一大功率发射机，单个发射模块的功率较小，具有较好的电磁兼容性和可靠性。

6.4.2 基本方案

图 6-30 是一种典型的相控阵导引头的原理框图，系统采用有源收发天线阵，每个阵元均有相应的收发组件、移相器和功率分配器。功率分配与合成系统馈送发射功率并形成接收波束。除了采用了集中式发射机的相控阵发射系统外，还可以采用分布式发射系统，用多部发射机并行工作获取所需的发射功率。采用分布式发射机，有利于减少发射馈线损耗，降低馈线承受功率，提高发射系统可靠性。固态发射机工作电压低、启动时间短、可靠性高、寿命长、容易实现分布式布局，是相控阵导引头发射机的优选体制。

相控阵导引头的接收体制与测角方式有关。在防空导弹导引头中，通常采用具有瞬时测角能力的单脉冲测角体制。

波束控制器是相控阵导引头的特殊部件，它取代了机械扫描伺服系统。在信息处理机控制下，波束控制器算出每个天线单元的移相器所需的控制代码，并传送到移相器的驱动器。

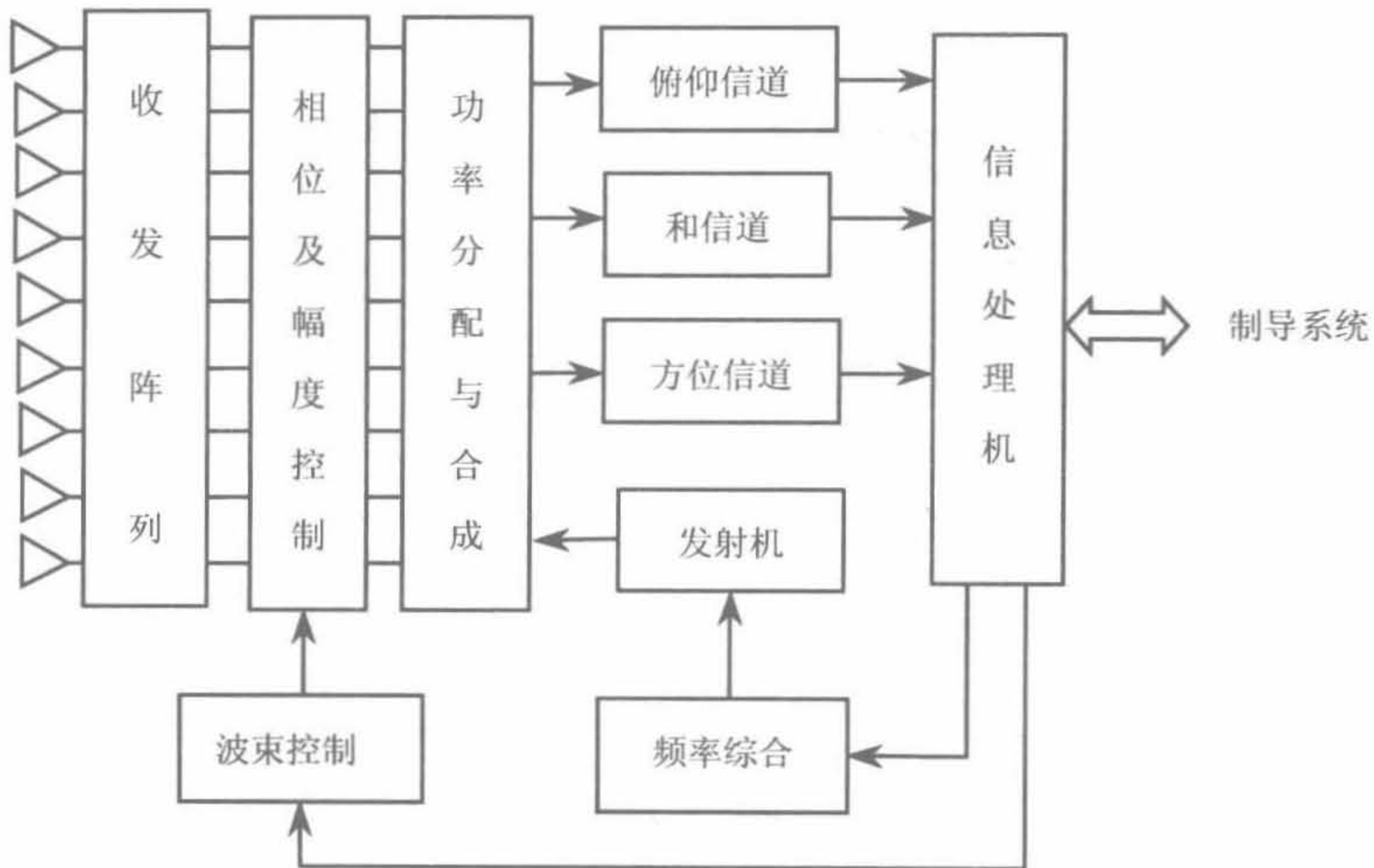


图 6-30 相控阵导引头的原理框图

信息处理机是相控阵导引头的控制中心，负责导引头工作方式管理，控制发射波束和接收波束，实施对预定空域的搜索，完成目标截获—跟踪过程的管理。

6.4.3 关键技术

把相控阵雷达移植到导弹中，使之成为相控阵导引头，将遇到不少技术难题，如阵列配置、T/R 组件、扰动去耦、数字化和微组装等。

1. 阵列配置

阵列配置涉及阵面布局和阵元形式两个方面。

1) 阵面布局

小视角防空导弹的相控阵导引头通常采用平面阵。平面阵的阵元配置比较简单，波束控制容易实现。大视角防空导弹的相控阵导引头应采用共形阵。共形阵具有较大的视角范围，适用于格斗弹。共形阵元配置复杂，波束控制较困难。

2) 阵元形式

相控阵天线有两种基本结构：无源相控阵与有源相控阵。无源相控阵系统结构如图 6-31 所示。减小馈线及移相器中的损耗是设计无源阵列的关键。

有源相控阵系统结构如图 6-32 所示，射频信号经馈电系统加到 T/R 组件，T/R 组件中的发射模块将其放大后通过环行器和收发开关输至辐射天线，发射总功率是所有 T/R 组件输出功率的合成功率。接收和发射共用一个天线，接收信号通过环行器和开关

加至低噪声接收模块。有源阵列还可以灵活地控制发射信号和接收信号的相位与幅度。

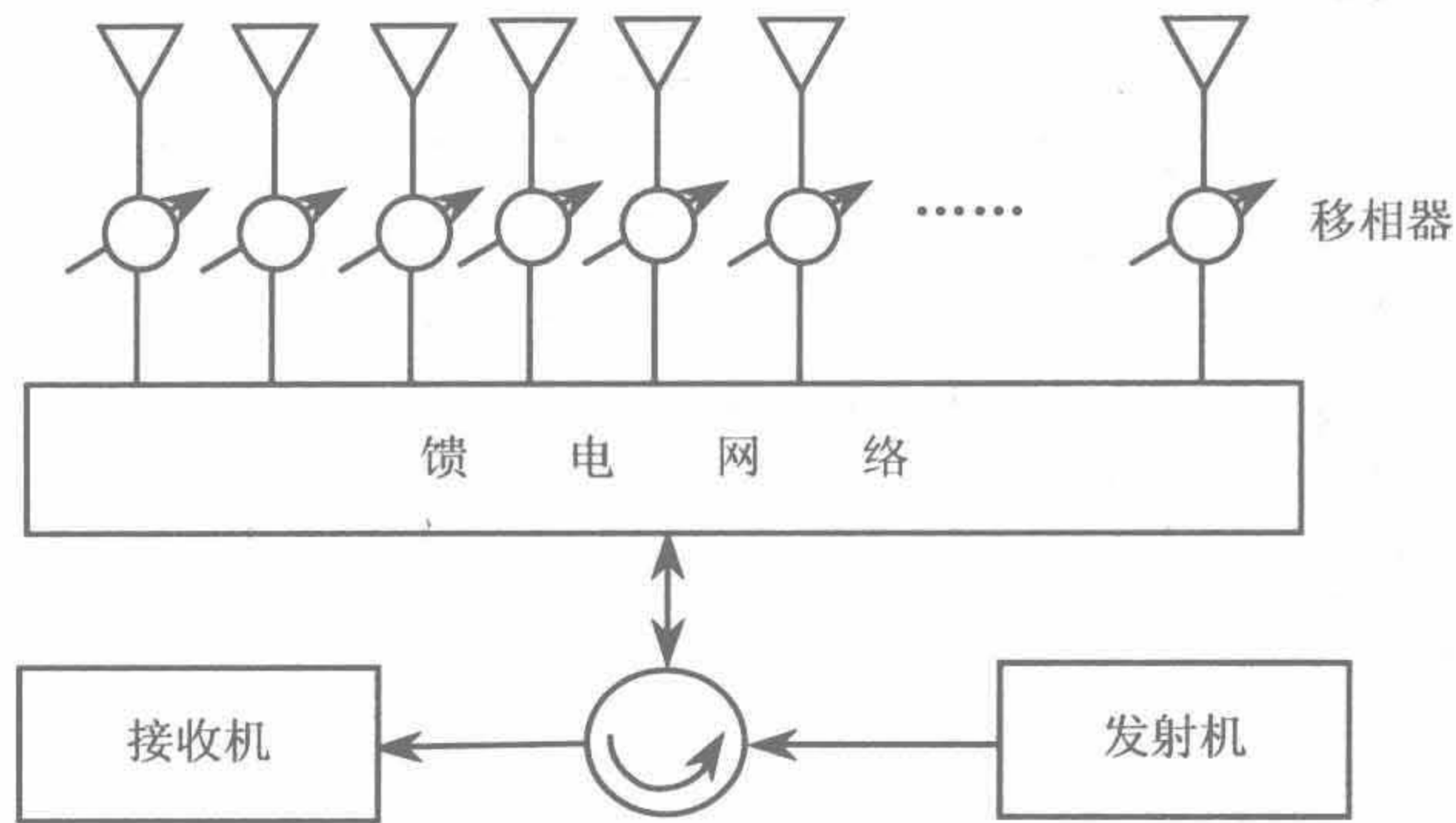


图 6-31 无源相控阵系统结构

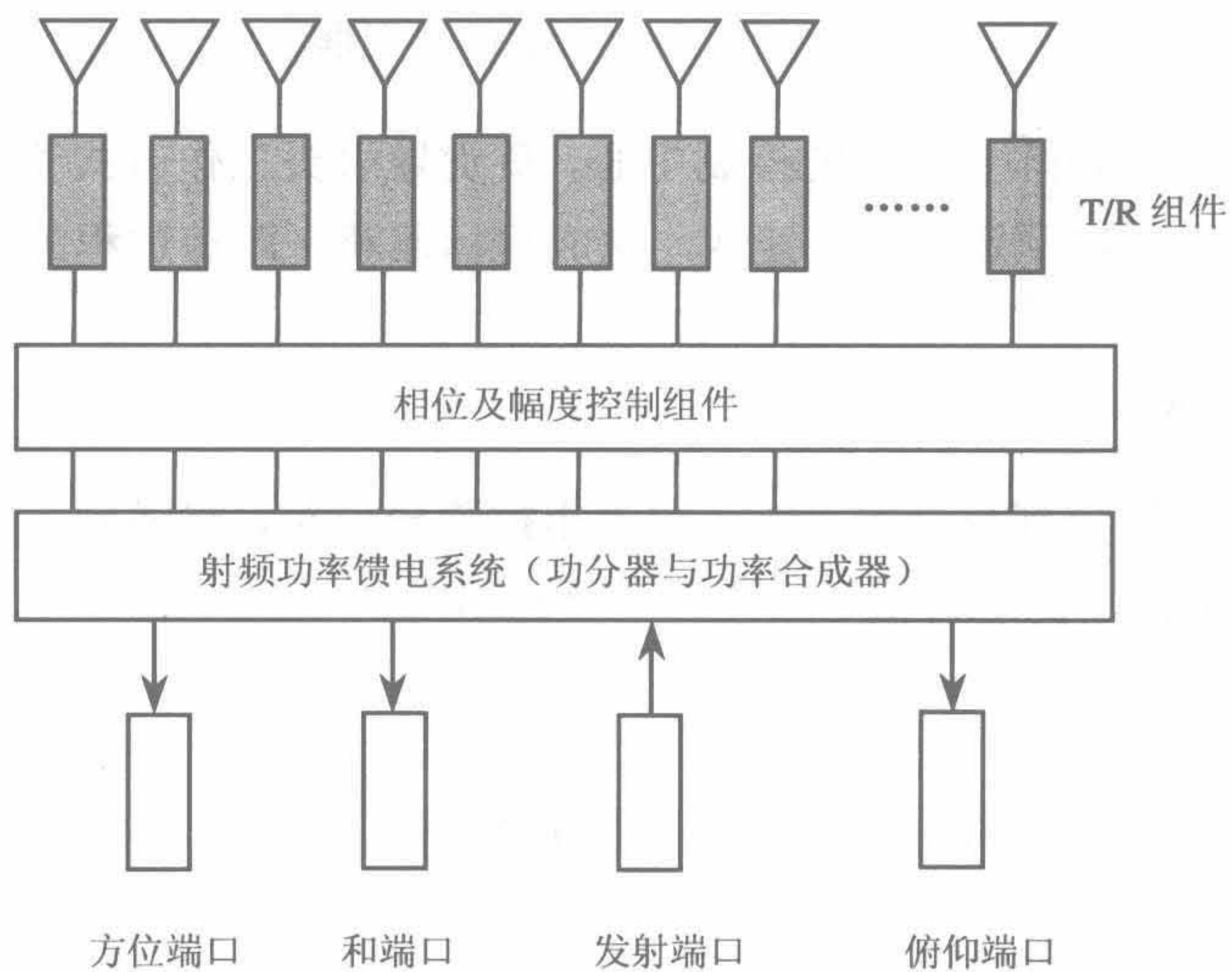


图 6-32 有源相控阵系统结构

有源阵列采用了分布式固态发射机和低噪声接收机，在功率分配、波束控制、探测性能、可靠性等方面具有优越性。

2. T/R 组件

T/R 组件的特点是用分布式功率放大器代替了单一的中心发射机，用分布式接收机代替了传统的单一接收机。有效地减小了发射端和接收端的功率损耗，提高了导引头的功率孔径积和接收灵敏度。图 6-33 为 T/R 组件基本结构示意图。

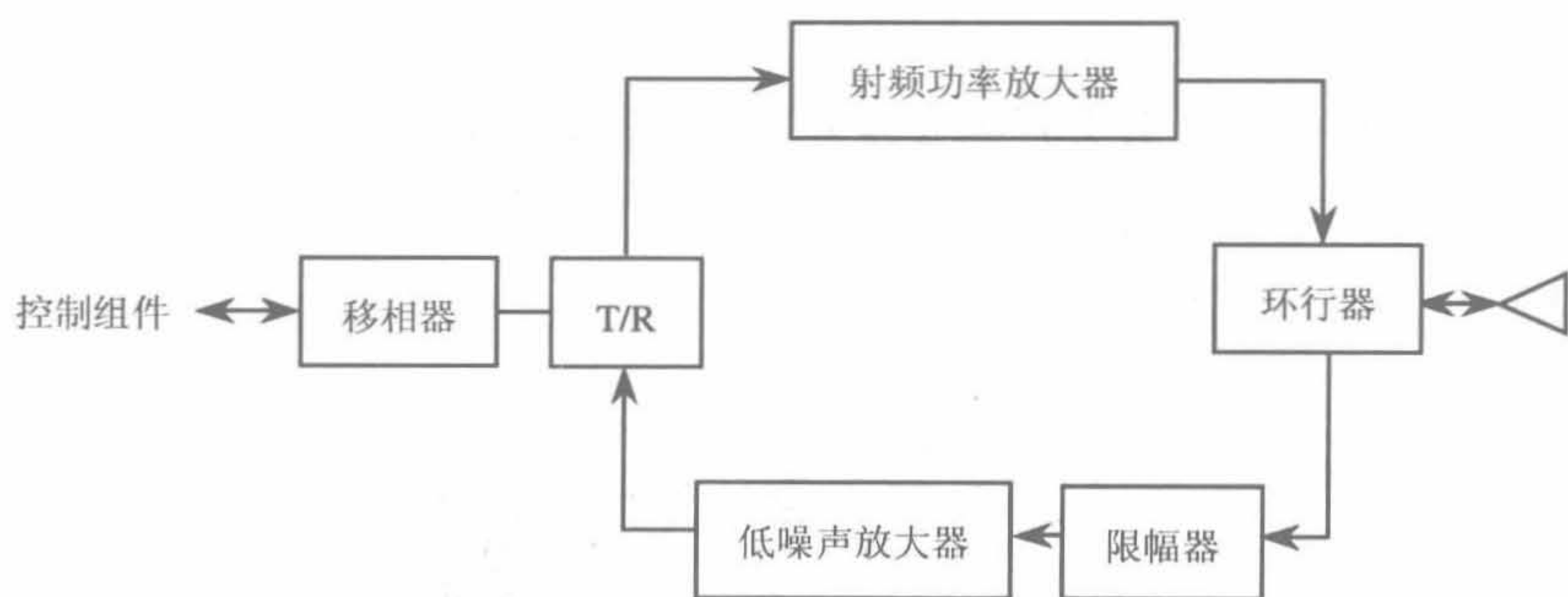


图 6-33 T/R 组件基本结构示意图

T/R 组件的设计要点为发射功率、功率损耗和噪声系数。作为弹载器件，还应重视体积、质量和低成本设计。

导引头相控阵天线中，数百至上千个功率器件组装在一个体积十分有限的空间内，功率耗散将成为棘手的问题。

为了防止天线反射的部分发射功率通过环行器漏入接收机，接收模块应配备保护电路，如高速二极管限幅器等。

3. 扰动去耦

不同于将天线置于稳定平台的常规主动导引头，相控阵导引头的天线阵往往与弹体固联，弹体扰动将导致天线波束的指向偏差。

通常采用数字捷联平台，实现相控阵导引头的扰动去耦，使天线波束在惯性空间保持恒定指向。文献[3]给出了导引头捷联平台工作原理与实施方法，可参阅。

4. 数字化

数字波束形成、数字信号产生、数字信息处理是实现导引头数字化的基础技术。

在常规主动导引头中，虽然可以实现数字信号产生、数字傅里叶变换、数字自动增益控制、数字式速度或距离跟踪等功能，但无法实现真正意义上的数字式角跟踪，称不上真正的数字式导引头。相控阵导引头可实现数字波束形成和自适应空间滤波，为数字化导引头的研制奠定了基础。

5. 微组装

研制弹载有源天线阵列有两项关键技术，一是高可靠高效率功率放大器（PA）和低噪声放大器（LNA）的微波集成电路技术，二是 T/R 模块内部元件的高密度连接

技术。

图 6-34 为 LEAP 导引头有源天线阵列示意图，T/R 组件组成线阵，多条线阵构成有源阵列，它与阵列外壳、电源总线、单脉冲馈源等无线紧密连接。这种组装技术有利于大批量、高精度和低成本生产。

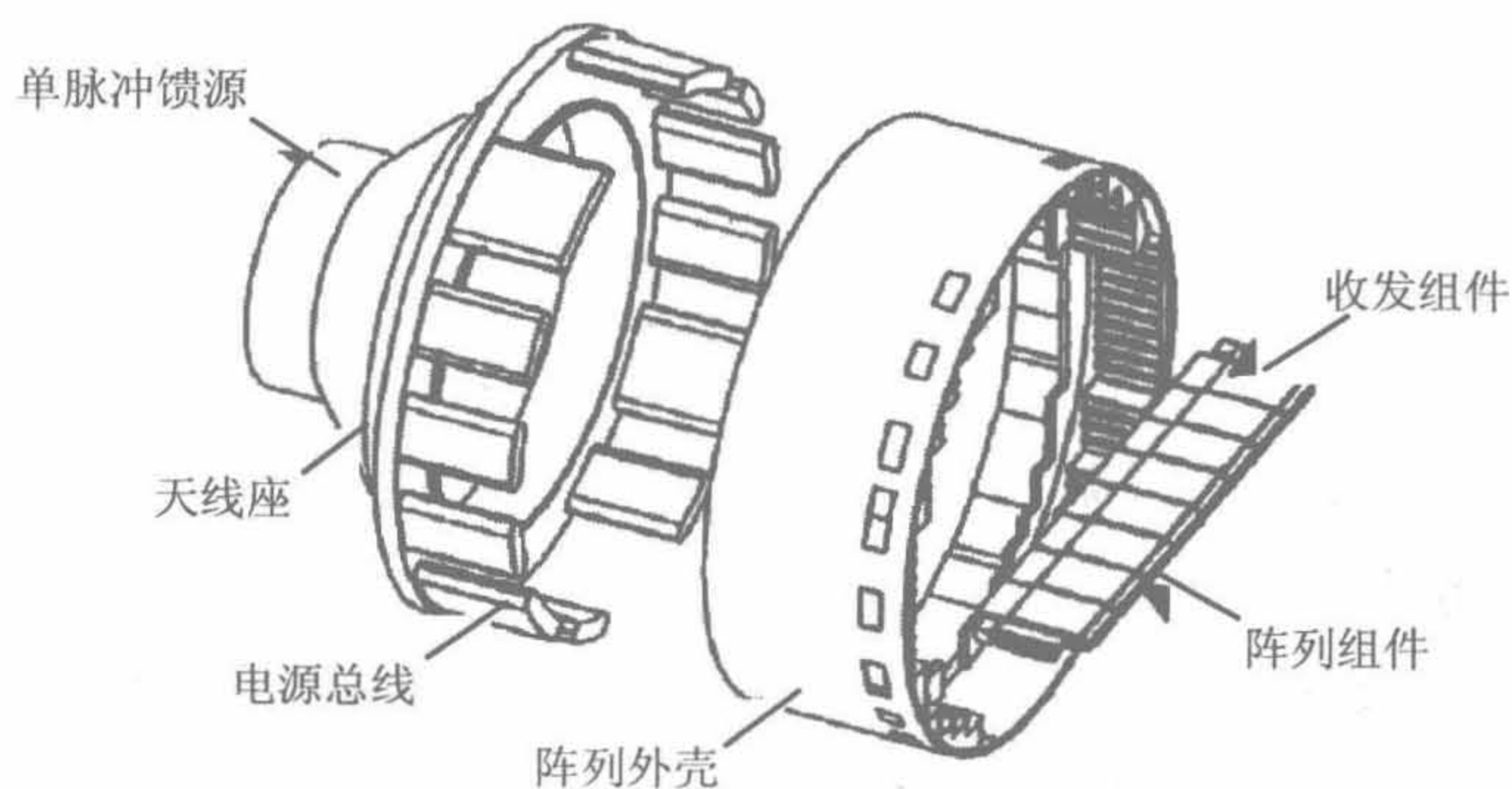


图 6-34 LEAP 导引头有源天线阵列示意图

相控阵导引头具有自主时空信号处理、多目标信息提取、自适应抗干扰和高可靠等特点，对提高防空导弹主动导引头的威慑力、抗干扰和可靠性是十分重要的。工程中，如何解决复杂电磁环境、目标隐身、弹体扰动和弹目机动等问题，是值得深入研究的课题。采用低耗宽带移相器的有源相控阵天线，具有成本低、频带宽、可用功率高、直流功耗小等特点，为研制弹载相控阵主动导引头提供了可行途径。

6.5 合成孔径导引头

合成孔径雷达 (SAR) 具有很高的方位分辨力，它要求按严格的规律积累回波。通常要求载体做直线飞行，且天线指向不变，一般应与航路垂直，否则需要做运动补偿。目前，弹载合成孔径雷达主要用做景象制导系统的探测设备，它并不直接探测目标，制导系统只是按照景象匹配原理，间接地获取目标的位置信息，综合出制导指令。虽然弹载合成孔径雷达不能直接“寻的”，但仍然是一种导引装置，故将其纳入主动导引头范畴。为了改善前侧视方位分辨力，广泛采用了多普勒波束锐化或聚束式成像技术。

1987 年美国雷声公司研制了弹载 SAR 探测装置，图像分辨率为 $15\text{ m}\times 15\text{ m}$ ，可对海面目标群进行分辨、识别。1998—2001 年德国伊兹公司研制了可用于导弹或无

人机的 Ka 或 W 波段两种毫米波雷达导引头，用 SAR 技术对目标实施跟踪，其中 Ka 波段 SPOT-SAR 的图像分辨率为 $1\text{ m} \times 1\text{ m}$ 。美国洛拉尔公司研制的 SAR 探测装置的直径为 0.381 m ，长度为 0.584 m ，质量为 33.6 kg ，功耗为 392 W 。采用平板阵列天线，侧向或前侧向探测，用于中制导，也可以在接近目标时提供高分辨图像。

6.5.1 SAR 工作原理

PD 雷达是从距离、速度和角度（方位和俯仰）三个途径分辨目标的。距离分辨率受脉宽制约，脉冲压缩技术使雷达的距离分辨率克服了发射脉冲宽度的限制。速度分辨率受录取目标回波时间的制约，近代谱估计理论为克服录取时间的限制，提高速度分辨率奠定了基础。角度分辨率受天线波束宽度的制约，合成孔径技术为提高雷达的方位分辨率提供了一条有效途径。

图 6-35 为合成孔径雷达工作原理示意图。

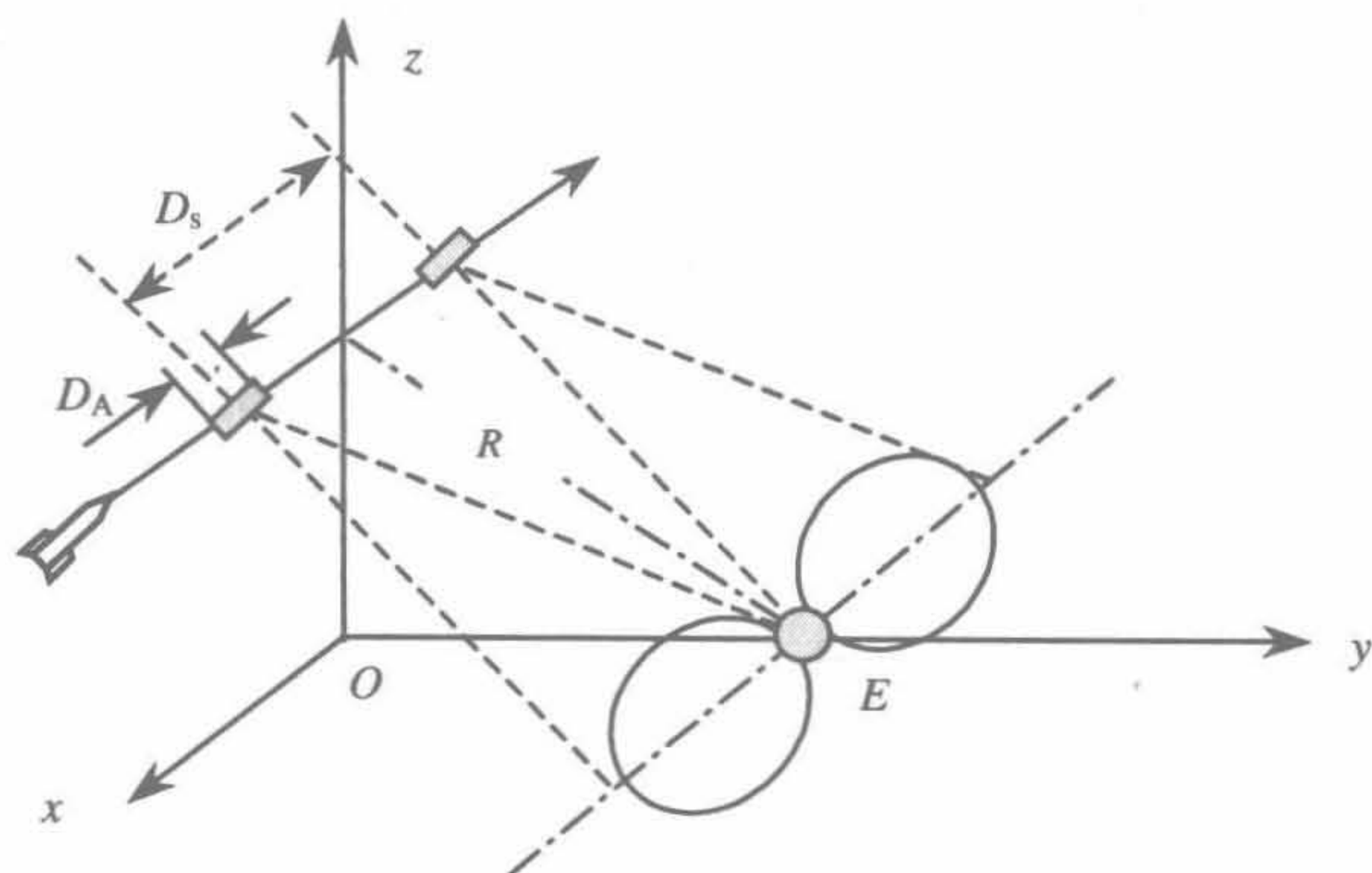


图 6-35 合成孔径雷达工作原理示意图

导弹水平飞行侧视地面上的 E 点处的散射体，从散射体进入波束到离开波束期间，弹上处理设备对回波信号进行积累处理。可以证明：用一个孔径为 D_A 的真实天线的运动来等效地构成一个长天线，若满足一定条件就可以在运动方向上获得一个等效的大天线孔径 D_s （合成孔径）。

合成孔径雷达是高分辨率微波侧视成像雷达^[48~52]，其纵向分辨率（ y 方向，即距离向分辨率）通常采用脉冲压缩技术获取，距离分辨率为

$$\delta_r = \frac{1}{2} c T_{PC} = \frac{1}{2} \left(\frac{c}{B_s} \right) \quad (6-60)$$

式中： c 为光速； T_{PC} 为压缩后的脉冲宽度； B_s 为线性调频信号的带宽。

实际应用中的地距分辨率与入射角的关系为

$$\delta_y = \frac{\rho_r}{\sin \theta} \quad (6-61)$$

式中： θ 为波束的入射角。

合成孔径雷达的横向分辨率（ x 方向，即方位向分辨率）是以探测装置与目标做相对运动时回波信号中出现多普勒频率为基础的。可以证明：方位向信号也是一个线性调频信号，方位信号的持续时间（合成孔径时间）等于探测器飞过合成孔径长度 D_s 的时间，即 $T_s = D_s / v$ ，方位信号的带宽为

$$B_{s,x} = \frac{2v}{D_A} \quad (6-62)$$

式中： v 为合成孔径雷达速度； D_A 为实天线孔径。

方位向脉压后，时间分辨率约为 $1/B_{s,x}$ ，探测器在此时间内的走动即为方位分辨率：

$$\delta_x = \frac{D_A}{2} \quad (6-63)$$

再从另一个途径分析合成孔径雷达的方位分辨率。众所周知，雷达天线的半功率点波束宽度约为

$$\theta_B = \frac{\lambda}{D_A} \quad (6-64)$$

式中： λ 为工作波长。

通常把 θ_B 作为雷达角分辨率的量度，距离 R 处的横向分辨率为

$$\delta = \theta_B R = \left(\frac{\lambda}{D_A} \right) R \quad (6-65)$$

可见，分辨元长度反比于天线孔径，正比于距离。

合成孔径雷达的分辨率为

$$\delta_s = \frac{1}{2} \theta_{B,s} R = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{D_s} \right) R \quad (6-66)$$

式中的因子（1/2）是考虑如下因素后引入的系数：在阵列天线中，所有单元同时辐射，目标受到具有某个特定相位的合成电磁场照射后进行散射。由于返回到每个单元

天线的路程各不相同,各单元回波之间存在相对相位移,相位移的存在限制了同相相加的角度范围,这是阵列天线具有方向性的原因。在合成孔径雷达系统中,发射和接收都是由一副天线完成的,从而进一步锐化了波束。

在聚焦式合成孔径雷达中,合成孔径 D_s 的最大值取决于天线运动过程中所能接收到的来自同一目标单元的回波信号的最大作用范围,它等于真实天线的波束覆盖的最大范围,即

$$D_s = \left(\frac{\lambda}{D_A} \right) R \quad (6-67)$$

将式(6-67)代入式(6-66),可得合成孔径雷达的方位分辨率为

$$\delta_s = \frac{D_A}{2} \quad (6-68)$$

分析结果与式(6-63)一致。

聚焦式合成孔径雷达中,积累时间是从散射体进入实天线波束单程方向图 3 dB 处开始,到离开另一边的 3 dB 处结束,必须对每一位置上的接收信号进行相位调整,使不同位置上的接收信号对同一散射体实现同相积累。顺便指出,在非聚焦式合成孔径雷达中,积累时间是从散射体进入实天线波束单程方向图 3 dB 处之后的一段时间处开始,到离开另一边的 3 dB 处还有一段时间处结束积累,积累时对信号相位不做调整,限制了合成孔径的长度(未充分利用实孔径天线的波束),其理论分辨率为 $\sqrt{\lambda R}/2$ 。

可见,聚焦式合成孔径雷达的方位分辨率有以下特点:

- 最大方位分辨率是恒定的,它等于实孔径天线口径的一半;
- 减小真实天线的孔径可改善方位分辨率,这是由于更宽的真实天线的波束宽度能更长久地将探测点保持在视野之内;
- 方位分辨率与距离无关,这是由于有效合成孔径尺寸随着距离的增大而增加;
- 方位分辨率与波长无关;
- 方位分辨率与侧视角无关。

合成孔径雷达的纵向(距离)和横向(方位)的高分辨特性,是实现成像探测的基础。关于合成孔径雷达的雷达方程、模糊性、成像与校准技术等问题,在文献[48~52]中均有叙述,可参阅。

6.5.2 弹载 SAR 景象匹配制导原理

为了提高中远程攻击武器的精确打击能力，除了采用先进的初始定位系统、提高初段和中段引导精度、赋予导弹足够的机动能力之外，还需要借助末段探测装置提高制导精度。

采用弹载合成孔径雷达景象匹配技术，是提高中远程攻击武器的末段制导精度的有效方法之一。与常规雷达导引头不同，弹载合成孔径雷达通过距离-方位二维高分辨处理实现景象匹配制导。图 6-36 为弹载合成孔径雷达工作原理示意图。在平飞弹道段，弹载合成孔径雷达采用前侧视（设定擦地角和侧视角）聚焦方式工作，天线波束照射区形成的侧视带落在基准图区域之中。基准图区域应覆盖侧视带的可能范围。基准区长度与平飞段弹道的长度相当，基准区宽度取决于实际弹道相对于理论弹道的最大偏移。显然，基准图区域的确定与弹道参数、侧视状态和初、中段制导误差等密切相关。此外，基准图应具有足够高的分辨率，这是实现精确制导的前提。合成孔径雷达探测装置在录取实时图像之后，与基准图进行匹配处理，获取导弹与地表参照物的相对位置关系，从而确定导弹与目标的相对位置，得到精确制导信息，控制导弹沿末段弹道飞向目标。

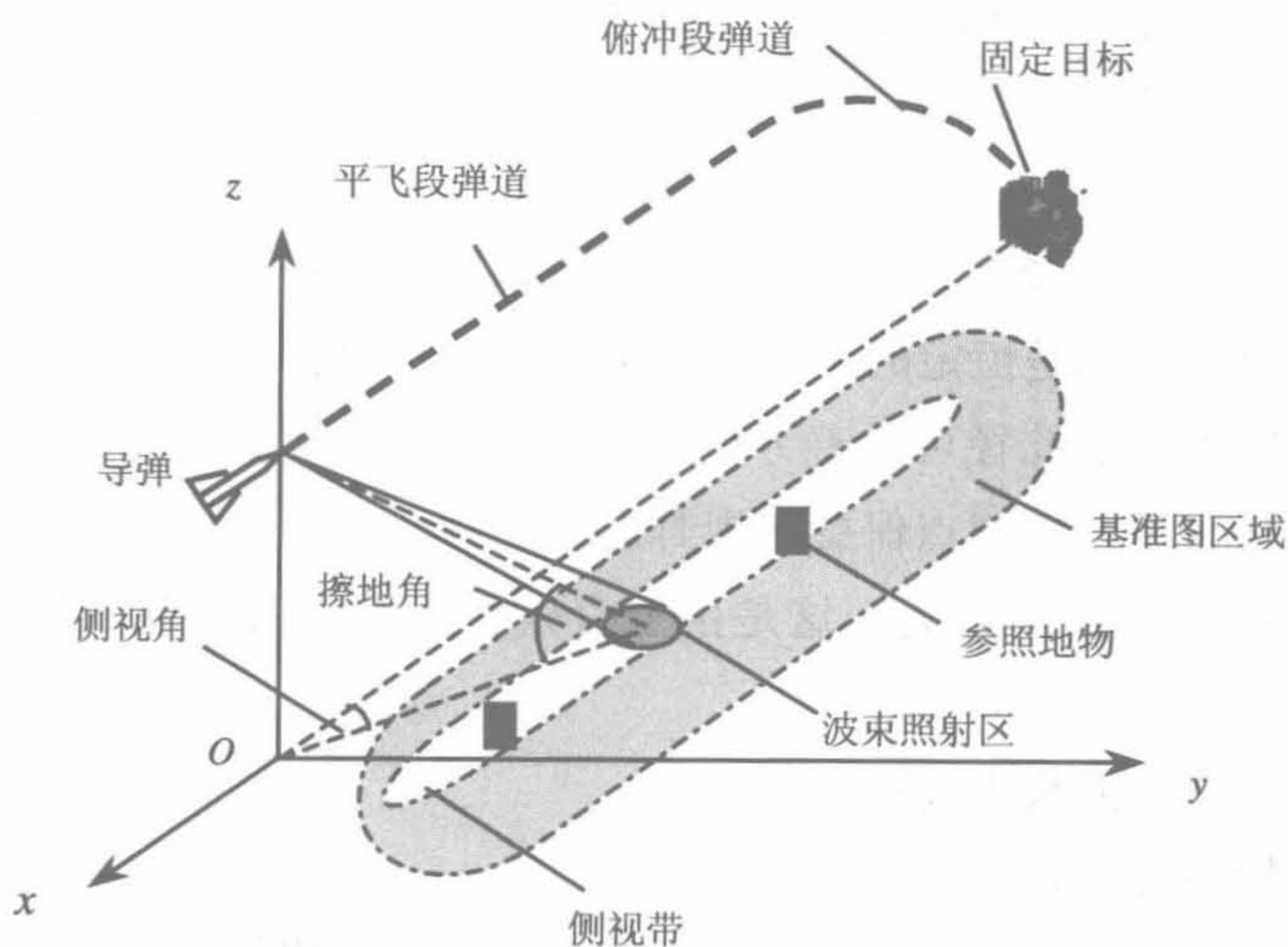


图 6-36 弹载合成孔径雷达工作原理示意图

如前所述，弹载 SAR 并不是一种直接寻的装置，不是常规意义上的导引头。但是

它毕竟是一种通过景象匹配技术确定目标位置的装置，习惯上仍称其为雷达导引头。

6.5.3 弹载 SAR 与机载 SAR 的区别

弹载 SAR 的主要功能、载体特征和实时性要求都不同于机载 SAR，必须在制定弹载 SAR 方案和工程设计过程中予以足够的重视。

1. 功能

机载 SAR 的基本功能是成像，而弹载 SAR 的基本功能是成像、匹配与定位，它不仅要对特定区域成像，还要与基准图进行匹配处理，确定导弹与目标的相对位置。当然，也可以把匹配定位处理放在制导计算机中进行。

对于景象匹配 SAR 而言，必须获取包含 SAR 侧视带在内的区域的地貌景象或特征点位置的基准图，并将其存入弹载 SAR 信息处理机，作为匹配处理的参照模型。对处于茫茫大海、戈壁、草原中的孤立目标，不存在识别参照物，无法用景象匹配制导技术确认导弹的行进途径。

2. 载体

SAR 的载机一般做等高匀速飞行，而弹载 SAR 的载体（导弹）通常做非匀速的复杂运动，弹载 SAR 的信息处理系统必须对速度、航迹、扰动等进行实时补偿。

3. 实时性

机载 SAR 以获取清晰的地表图像为目的，不一定要实时成像，可以采用先录取、后处理的成像方法。

弹载 SAR 必须进行快速成像与匹配处理，以便实施实时制导。弹载 SAR 的数字信息处理机具有信号检测、图像处理、匹配定位、数据提取等多种功能，只有采用高速数字信息处理系统，才能完成制导信息的实时处理。

6.5.4 合成孔径主动寻的技术的可行性

在末前段采用合成孔径探测，实现景象匹配制导的基础上，在末段采用直接寻的技术，进一步提高制导精度。与此相关的有两项技术：一是聚束式成像技术；二是将末前段 SAR 转化为末段实孔径雷达导引头。

1. 聚束式高分辨成像技术

采用聚束式成像模式时，控制天线波束的指向，使其以较长时间照射目标区，增

加回波信号的积累时间，等效地增加合成孔径的长度。图 6-37 为聚束式成像系统示意图，其中图 6-37 (a) 为机载聚束式成像系统，图 6-37 (b) 为弹载聚束式成像系统。

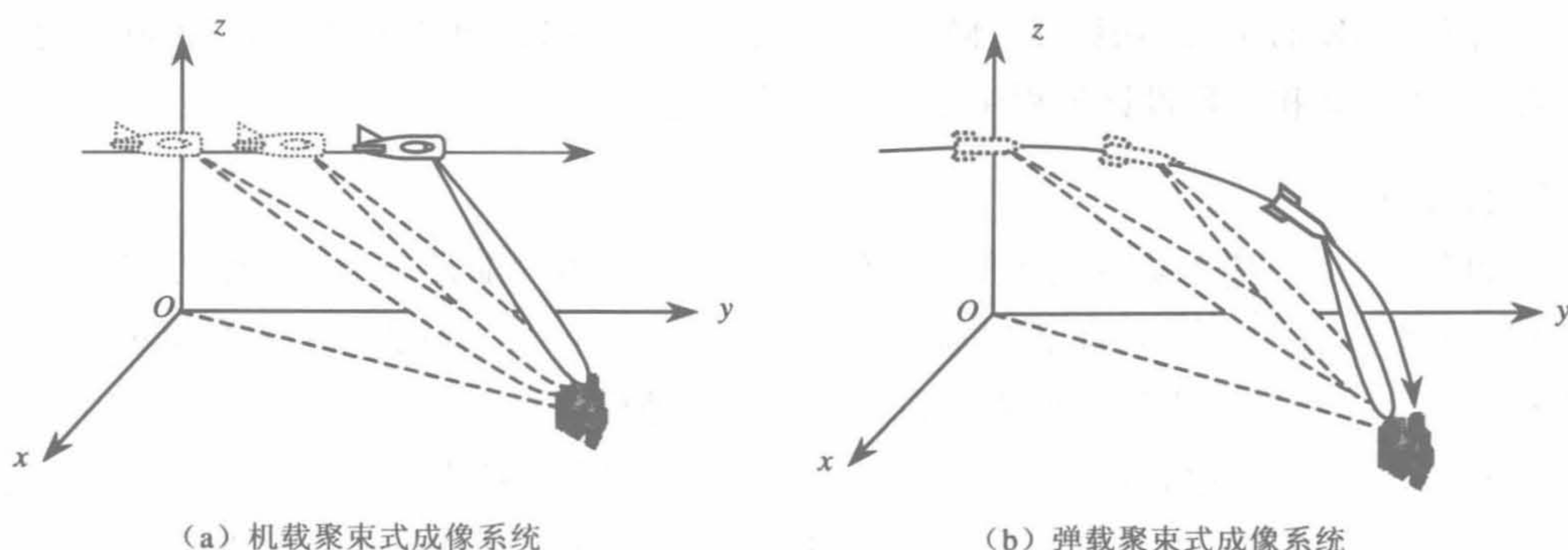


图 6-37 聚束式成像系统示意图

聚束式模式可获得比条带工作模式更高的方位分辨率，具有较好的成像效果。为了确保聚束式成像性能，必须合理设计弹道，使前侧视条件成立，确保速度矢量与视线间有足够的夹角。此外，聚束式成像系统还必须对弹道、航迹、扰动等参数进行实时补偿。

显然，在弹载聚束式成像模式中，回波方位信号的相位变化历程与其所在位置有关，它是一个随空间变化的量，需要考虑多普勒相位历程的空间特性，增加了成像处理的难度。适合于聚束式成像的算法有极坐标格式算法、距离徙动算法、变换调频信号比例尺算法等^[52]。

1) SAR 与聚束式成像雷达的区别

图 6-38 为合成孔径雷达原理示意图，表示 SAR 形成条带状图像的原理。偏航 R 处有一组散射体 x_1, x_2, \dots, x_N ，各点在不同时刻进入和离开实天线的波束，SAR 在散射体从进入到离开期间对回波信号积累和处理。不同散射体回波的多普勒历程是相同的，但各自的起止时刻不同。在相关器的输出端，散射体表示为不同时刻到达的响应值。

图 6-39 为聚束式成像雷达原理示意图，天线前斜视一小块地面。在处理时间内，这一小块地面保持在波束中。所有散射体 x_1, x_2, \dots, x_N 的回波是同时被接收和处理的，各散射体的多普勒历程的起止频率不相等。将多普勒信号与等变化率本振混频，并用滤波器组分辨出各散射体对应频率的信号，从而分辨不同的散射体。

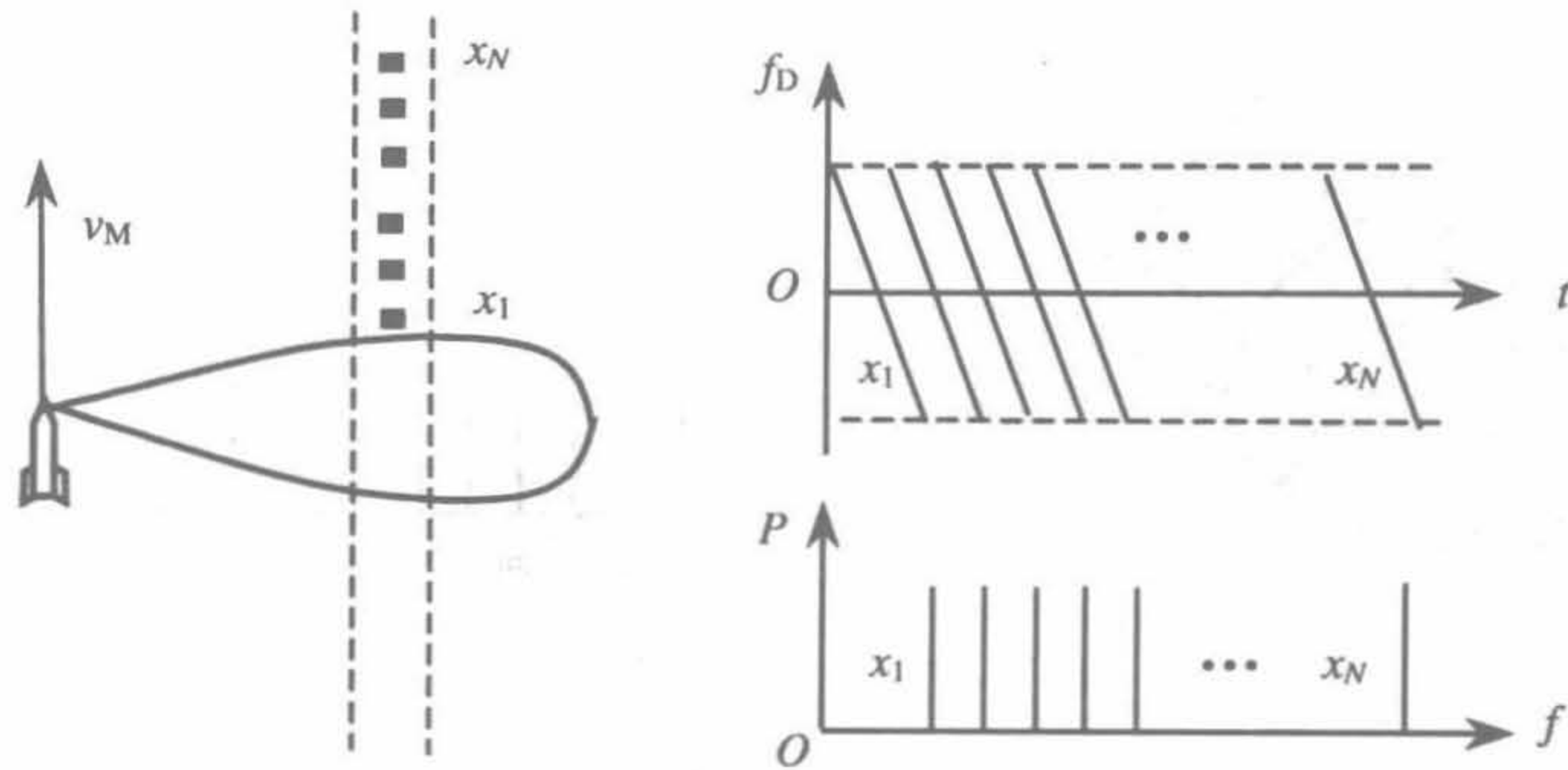


图 6-38 合成孔径雷达原理示意图

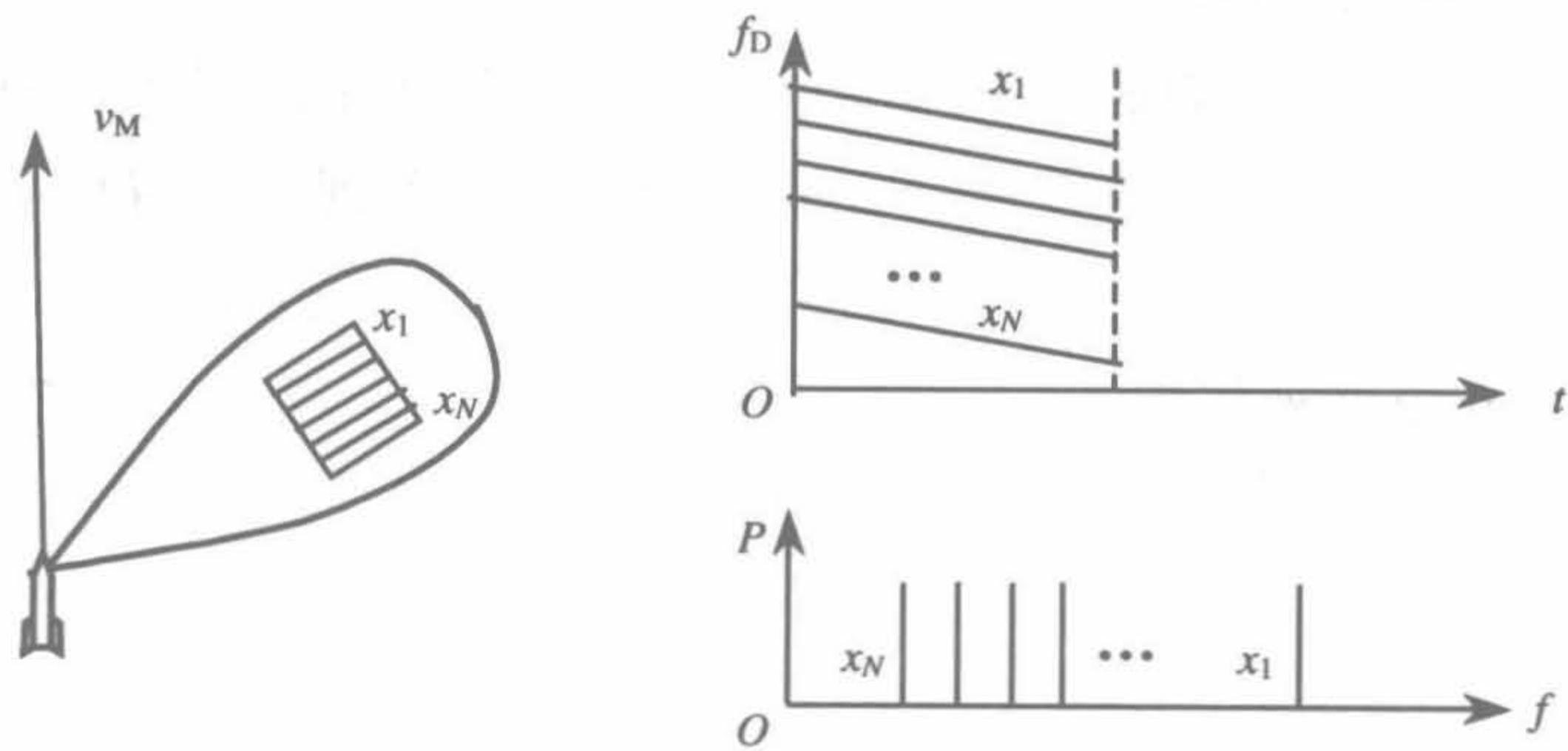


图 6-39 聚束式成像雷达原理示意图

采用聚束式成像雷达的目的是获取更高的方位分辨率，相应的滤波器的带宽更窄，要求积累回波的时间更长，即波束应具有充分的留驻时间。显然，运动补偿是聚束式成像系统的关键技术。

2) 聚束式成像雷达与 DBS 的区别

多普勒波束锐化 (DBS) 是利用回波中的多普勒信息，通过频域高分辨处理，等效地将真实天线波束划分为若干个较窄的子波束。图 6-40 为 DBS 原理示意图，由于每个子波束的中心线与导弹速度矢量的夹角不同，同一距离上的不同子波束内的散射体回波的多普勒频率也不同，在频域内设置一组窄带滤波器组，就可以区分各子波束内的对应回波。

DBS 的积累处理时间很短，在此时间内，散射体的多普勒频率的变化不得超过一个窄带滤波器的带宽^[18]。

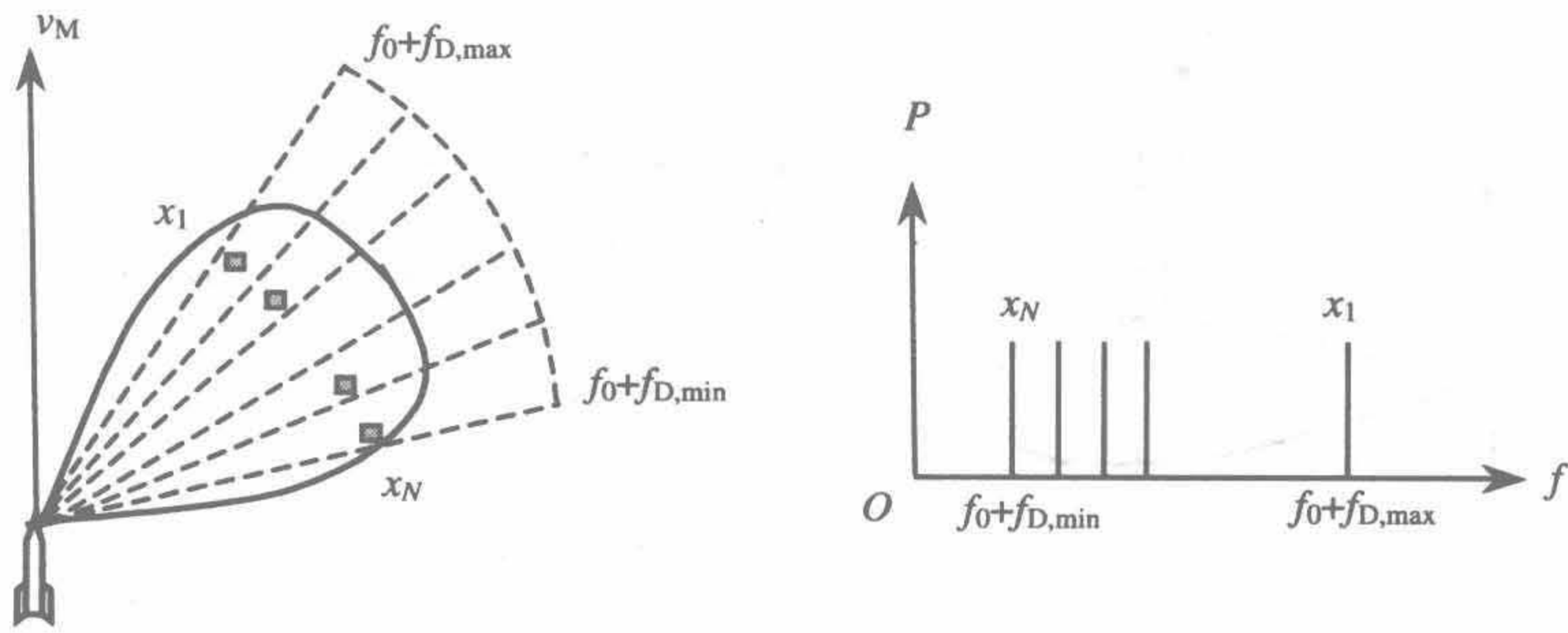


图 6-40 DBS 原理示意图

2. 合成孔径与实孔径转换技术

侧视合成孔径雷达或前侧视聚束式成像雷达都不是严格意义上的具有前视寻的功能的雷达导引头。研制一种兼容侧视合成孔径雷达与前视主动寻的装置的探测装置，该装置在中制导段工作在侧视合成孔径雷达状态，在弹道末段工作在主动寻的状态。本书 9.4 节将介绍这种体制。

第 7 章 半主动导引头

在采用半主动寻的制导的导弹武器系统中，照射雷达、导弹和目标是制导系统的三要素。地面、舰艇或飞行器上的照射雷达向目标发射照射信号，目标散射照射信号，导弹上的导引头接收目标散射信号，从中提取目标信息。本章介绍四种半主动导引头：连续波半主动导引头、间断连续波半主动导引头、无直波半主动导引头和逆单脉冲半主动导引头。

7.1 连续波半主动导引头

连续波半主动导引头是半主动导引头的基本形式，它是一种相参导引头，广泛应用于防空导弹。当导弹迎击低空来袭目标时，无法从时域上检测淹没在地海杂波中的微弱信号。利用多普勒效应，可以在频域上区分地海杂波与目标信号，在实现微弱信号检测的同时，有效地提取制导信息，使防空导弹具备下视攻击能力。历经半个多世纪的发展，连续波半主动导引头技术日趋完善，目前正朝着高精度、数字化与模块化的方向发展。

7.1.1 波形参数

连续波半主动导引头的信号形式已在 4.1.4 节中做了详细介绍。除了单频连续波信号之外，还采用一些调制方式，如用做直波频率识别的调频方式和用做测距的调幅波调频方式等。

1. 相位噪声

半主动导引头的接收信号源于照射器，半主动寻的系统对照射信号的调频调幅噪声有严格的要求。

照射信号载频附近的噪声边带，由载频延伸到数兆赫兹的范围内。噪声边带中的近载频噪声和远载频噪声对导引头截获性能有极大影响。近载频噪声是指能够与目标回波一起进入速度门的噪声边带，其上限值约为 500 Hz，在这个区域内的噪声边带，

特别是电源波纹和振动引起的附加调制的影响尤为严重。寄生谱线不仅会恶化信噪比，而且还会导致截获器的虚假响应。远载频噪声是指照射信号噪声边带中与多普勒值域一致的那部分噪声边带。这部分噪声通过泄漏信号直接进入导引头的速度门内，影响导引头接收机灵敏度和截获性能。

2. 调制频率 f_B

连续波半主动导引头利用调频方式（调制频率为 f_B ）进行直波识别。由式（4-75）表达的调频连续波信号中的调制频率 f_B 不应落入多普勒频率的值域，以免影响回波接收和信息处理系统对多普勒频率的检测，通常取

$$f_B \geq 2f_{D,\max} \quad (7-1)$$

式中： $f_{D,\max}$ 为最大多普勒频率。

调制频率 f_B 的取值不宜过大，因为在弱调制情况下，直波接收系统对调频信号的传输带宽应满足：

$$B \geq 2f_B \quad (7-2)$$

显然， f_B 越大要求直波信道带宽越宽。对 X 波段或 Ku 波段的半主动导引头而言， f_B 一般为数百千赫兹。

3. 调制频率 f_c

连续波半主动导引头利用调幅波（调制频率为 f_c ）调频方式进行测距。由式（4-78）表达的调幅波调频信号中的调制频率 f_c 应落入回波信道速度门之内，为了在大动态范围内维持对调制信号的检测与处理，通常取

$$f_c \leq 0.2B_g \quad (7-3)$$

式中： B_g 为速度门带宽。

为了使距离频差与导弹-目标距离之间具有确定的关系，要求

$$\frac{1}{f_c} \geq \tau \quad (7-4)$$

式中： τ 为回波相对于直波的时延。

$$\tau = \frac{R_{IT} + R_{TM} - R_{IM}}{c} \quad (7-5)$$

式中： R_{IT} 为照射器与目标间的距离； R_{TM} 为目标与导弹间的距离； R_{IM} 为照射器与导弹间的距离； c 为光速。

由于速度门带宽较窄，满足式 (7-3) 的 f_c 通常都满足式 (7-4)。 f_c 一般为数十赫兹。

4. 调制指数

为了实现窄带调制，要求调制指数远小于 1，使调频或调幅信号可忽略除了中心谱线和两根近载频谱线以外的其他谱线。

7.1.2 信号处理

连续波半主动导引头由直波接收机和回波接收机分别处理直波信号和回波信号。直波信号处理通常由宽带 AFC 或 PLL 系统实施，在搜索一截获直波信号的同时，判别是否存在识别频率 f_B ，若存在则锁定直波信号，获得相参基准。回波信号处理无例外地由窄带 AFC 系统实施多普勒频率跟踪，习惯上称多普勒跟踪回路为速度跟踪环路。此外，回路还可以提取频率为 f_c 的测距信号，并与直波系统提取的频率为 f_c 的基准信号进行相位比较，获得距离信息。

1. 基本体制

连续波半主动导引头的基本体制通常指速度跟踪系统的环路模式，它是以环路的结构形式来区分的，有四种基本类型：零中频型、副载波型、准倒置型和倒置型。

1) 零中频型

在采用零中频型速度跟踪系统的连续波半主动导引头中，直波和回波信号在微波和中频实现相参，在视频上对直波与回波的相对频差进行跟踪滤波，如图 7-1 所示。

为了便于理解，在图 7-1 中的相应节点处标出了信号的频率值，且在混频器输入端口处标明了“+”、“-”符号，以明确频率变换关系。本节中的其他类似框图也做了同样处理。

在图 7-1 中，导引头的直波天线和回波天线分别接收直波信号和回波信号，它们的频率分别为 $(f_0 + f_{D,r})$ 和 $(f_0 + f_{D,f})$ ，其中 f_0 为载波频率， $f_{D,r}$ 为直波多普勒频移， $f_{D,f}$ 为回波多普勒频移。直波信号作为相参基准送到直波接收机，直波接收机也是一个 AFC 系统，当其锁定后，压控本振源输出微波基准信号的频率为 $(f_0 - f_I + f_{D,r})$ ，其中 f_I 为中频频率，它由直波 AFC 环路中的鉴频器的中心频率决定。

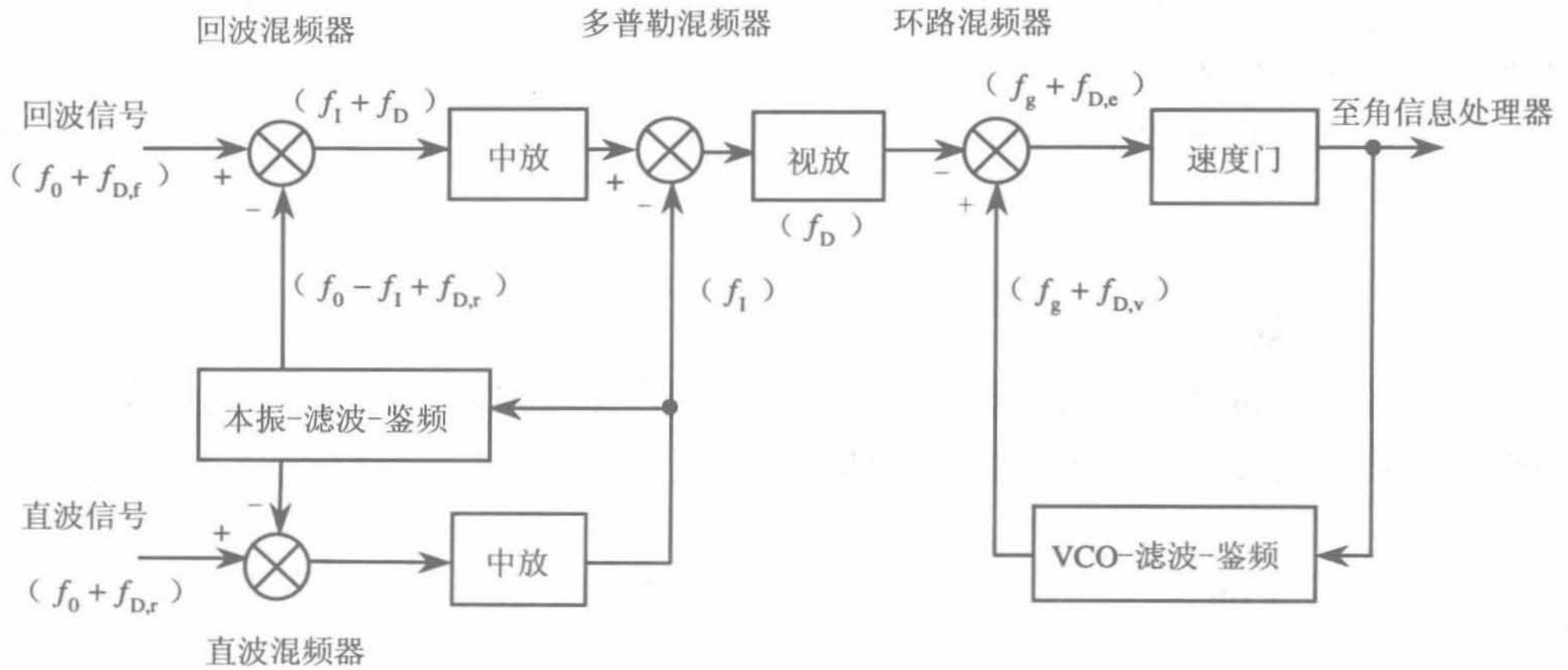


图 7-1 零中频型速度跟踪系统

回波信号和微波基准信号混频后获得中频信号，中频信号的频率为 $f_1 + (f_{D,f} - f_{D,r}) = f_1 + f_D$ ，它与直波中频再混频后得到零中频多普勒频率 f_D ，多普勒信号经多普勒放大器（视放）放大后加到速度跟踪环路，速度跟踪环路的门和鉴频器的中心频率均为 f_g ，当环路压控振荡器（VCO）频率在预置点附近搜索到适当位置时，被测多普勒频率进入速度门，经检测确认后转入跟踪状态，此时 VCO 的多普勒频移 $f_{D,v}$ 与 f_D 近似相等，其差值即为环路的动态误差 $f_{D,e}$ 。

零中频型速度跟踪系统是早期的半主动导引头的相参处理组态，它有两个明显缺点：一是速度跟踪环路之前的电路是宽带系统，抗杂波和抗干扰能力较差；二是在零中频检测多普勒频率时，存在噪声边带折叠效应。这是由于回波中放不可能具有覆盖 $(f_1 + f_D)$ 范围的理想矩形幅频特性，实际幅频特性往往还覆盖镜频域 $(f_1 - f_D)$ ，镜频域噪声通过多普勒混频器落入视放中，使信噪比恶化。

2) 副载波型

解决零中频型速度跟踪系统的噪声折叠效应，除了采用镜频抑制混频器和提高回波中放幅频特性的矩形系数外，还可以采用如图 7-2 所示的副载波型速度跟踪系统，该系统的多普勒放大器（视放）的工作频率为 $f_{IL} + f_D$ ，其中 f_{IL} 是由副载波振荡器产生的辅助中频信号的频率。

为了消除镜频噪声的影响，要求 $f_{IL} \gg f_{D,max}$ ，确保回波中放的幅频特性对镜频噪声具有充分的抑制度。

副载波型速度跟踪系统虽然解决了镜频折叠问题，但在速度跟踪环路之前设置了

较多的混频和宽带系统，不利于抑制杂波和干扰，容易产生虚假响应。

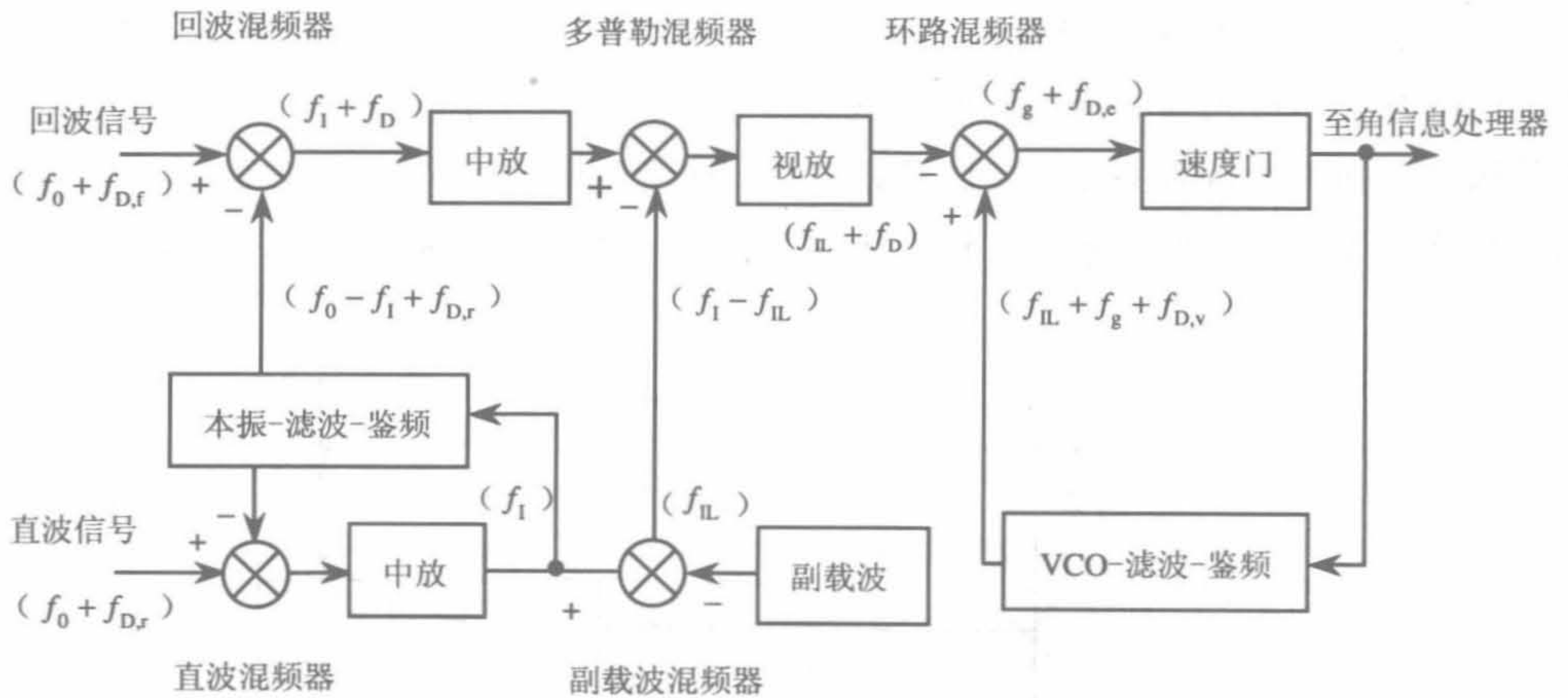


图 7-2 副载波型速度跟踪系统

3) 准倒置型

采用如图 7-3 所示的准倒置型速度跟踪系统，在中频实现速度跟踪。这种处理系统减少了混频和宽带放大环节，有利于抗杂波和抑制虚假响应。

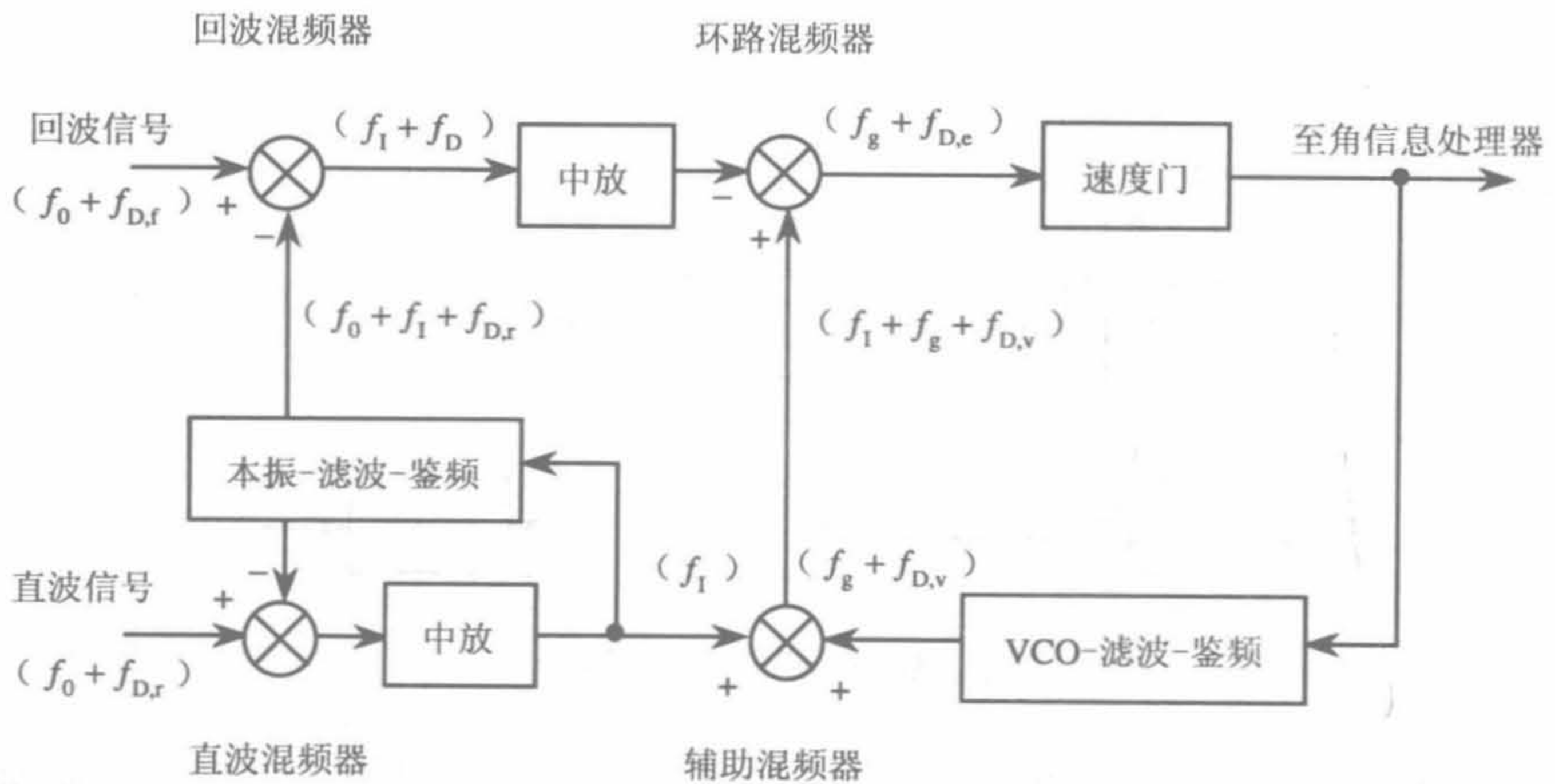


图 7-3 准倒置型速度跟踪系统

在零中频型速度跟踪系统中，速度门配置于信道的后端。准倒置型的速度门滤波器在信道中的位置相对前移，在一定程度上具备倒置型半主动导引头的特点，故称其

为准倒置型。

4) 倒置型

为了进一步减少速度门前的混频和宽带放大环节，可以采用倒置型速度跟踪系统，在微波上实现相参处理的同时完成速度跟踪，如图 7-4 所示。不同于置宽带系统于前端的其他相参处理系统，在这种系统中，速度门滤波器可以置于回波信道的最前端，故称其为倒置型处理系统。这种系统中，第一中频即为速度门中心频率。

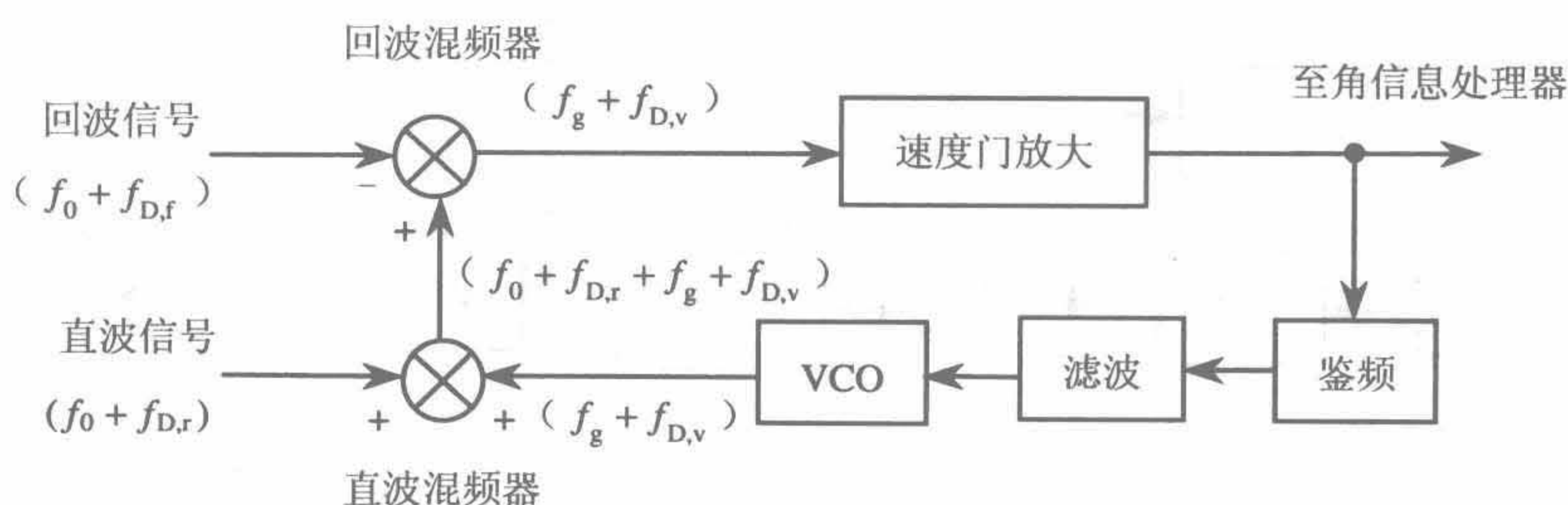


图 7-4 倒置型速度跟踪系统

采用倒置型体制时，速度跟踪环路和导引头接收机融为一体。但是，图 7-4 中的直波混频器较难实现，因为很难从两根十分靠近的谱线 ($f_0 + f_{D,r}$) 和 ($f_0 + f_{D,r} + f_g + f_{D,v}$) 之中分选出后者。通常采用微波锁相移频环来完成混频功能，如图 7-5 所示。

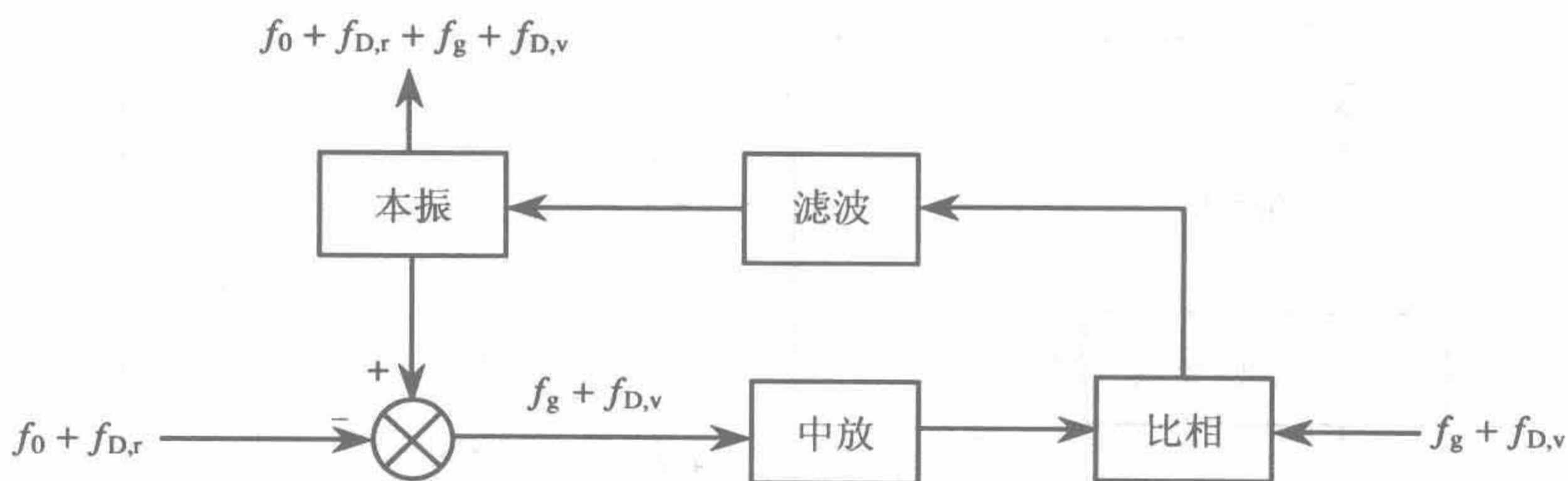


图 7-5 微波锁相移频环

从如图 7-5 所示的锁相环的三个端口的频率关系看，其基本功能等同于微波混频器。

2. 速度跟踪环路的模式演变和通用模型

从数学变换角度揭示零中频型、副载波型、准倒置型和倒置型四种速度跟踪环

路的模式演变过程，对认识半主动导引头的速度跟踪系统的发展过程是有意义的。

1) 零中频型速度跟踪环路

由图 7-1 可画出如图 7-6 所示的零中频型速度跟踪环路的频率关系。

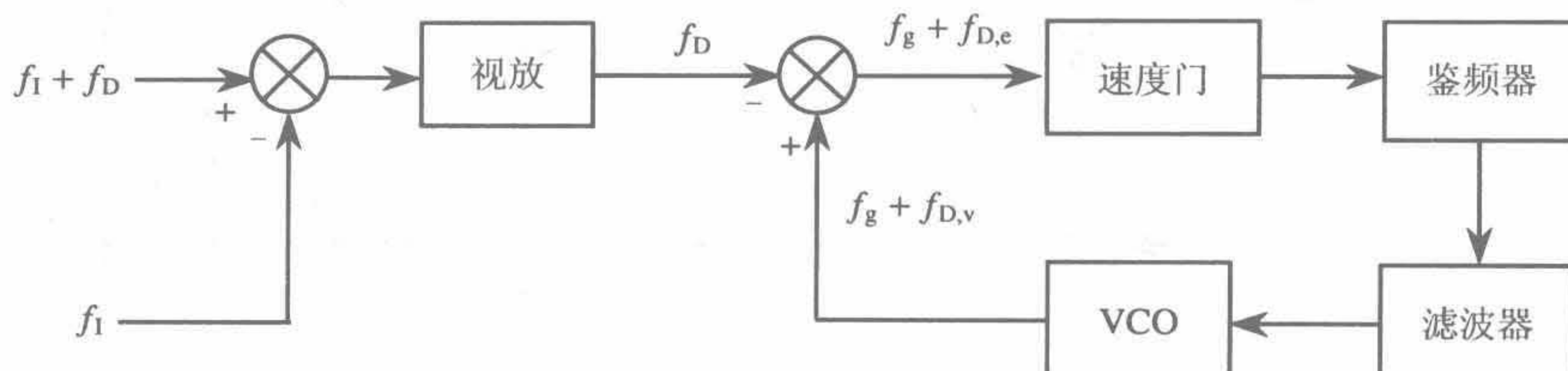


图 7-6 零中频型速度跟踪环路的频率关系

零中频型速度跟踪环路的频率关系为

$$f_g + f_{D,e} = (f_g + f_{D,v}) - [(f_I + f_D) - f_I] \quad (7-6)$$

对式 (7-6) 做不同形式的代数变换，可得其他类型的速度跟踪环路模型。

2) 副载波型速度跟踪环路

将式 (7-6) 做如下代数变换：

$$f_g + f_{D,e} = (f_{IL} + f_g + f_{D,v}) - [(f_I + f_D) - (f_I - f_{IL})] \quad (7-7)$$

式中：\$f_{IL}\$ 为副载波频率。由此式可画出如图 7-7 所示的副载波型速度跟踪环路的频率关系。

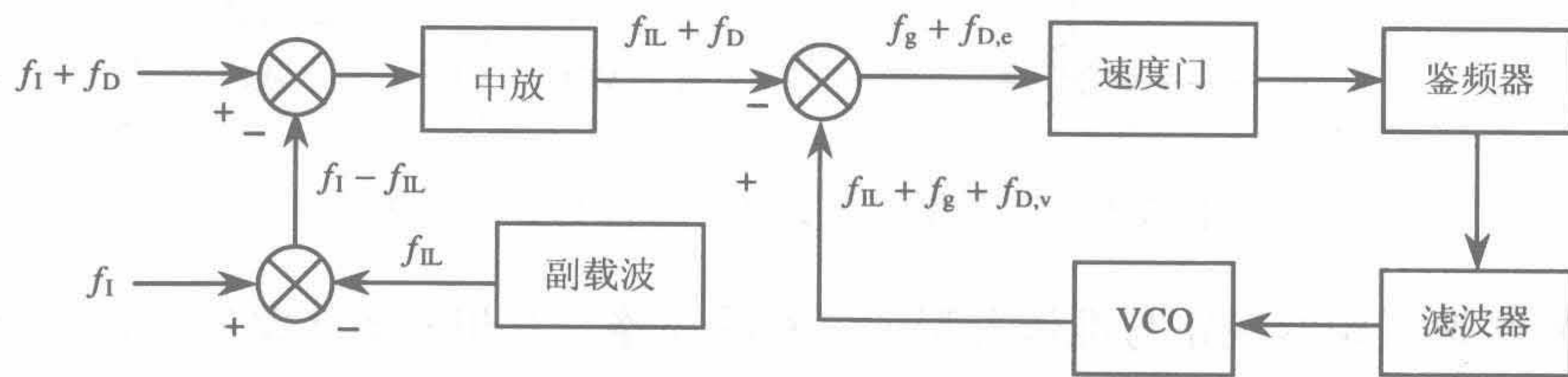


图 7-7 副载波型速度跟踪环路的频率关系

这种速度跟踪环路对应于图 7-2 所示副载波型速度跟踪系统。

3) 准倒置型速度跟踪环路

将式 (7-6) 做另一种代数变换：

$$f_g + f_{D,e} = [f_I + (f_g + f_{D,v})] - (f_I + f_D) \quad (7-8)$$

利用上式可得如图 7-8 所示的准倒置型速度跟踪环路的频率关系，图中未画出环路之前的框图。

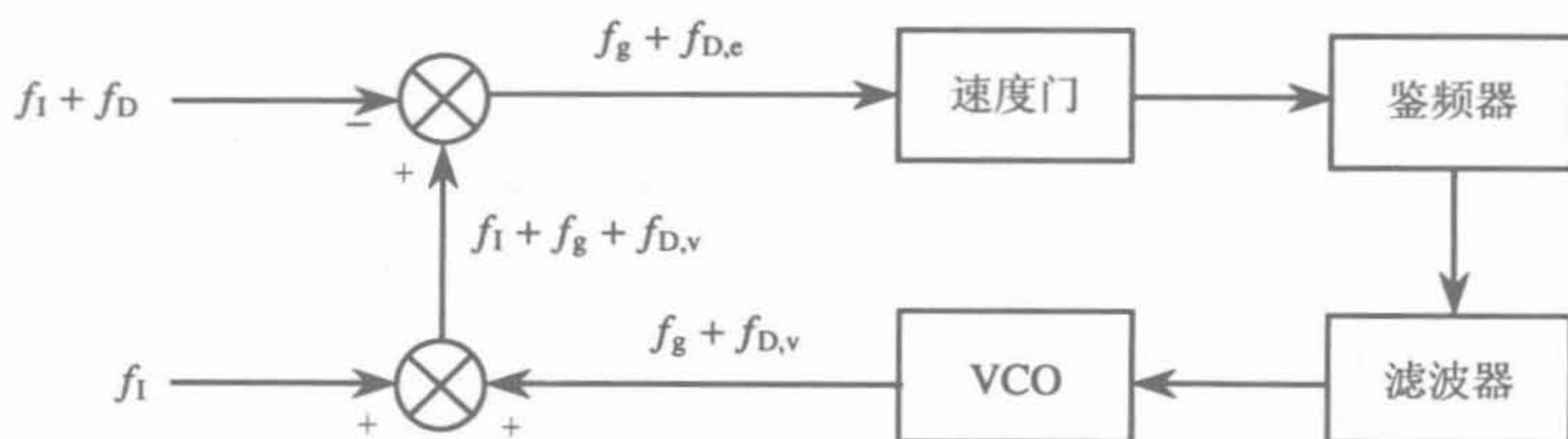


图 7-8 准倒置型速度跟踪环路的频率关系

这种速度跟踪环路对应于图 7-3 所示的准倒置型速度跟踪系统。

4) 倒置型速度跟踪环路

在式 (7-8) 中令 $f_1 = f_0 + f_{D,r}$ ，则有

$$\begin{aligned} f_g + f_{D,e} &= [(f_0 + f_{D,r}) + (f_g + f_{D,v})] - (f_0 + f_{D,r} + f_D) \\ &= [(f_0 + f_{D,r}) + (f_g + f_{D,v})] - (f_0 + f_{D,f}) \end{aligned} \quad (7-9)$$

式中： $f_D = f_{D,f} - f_{D,r}$ 。

于是可得到如图 7-9 所示的倒置型速度跟踪环路的频率关系。

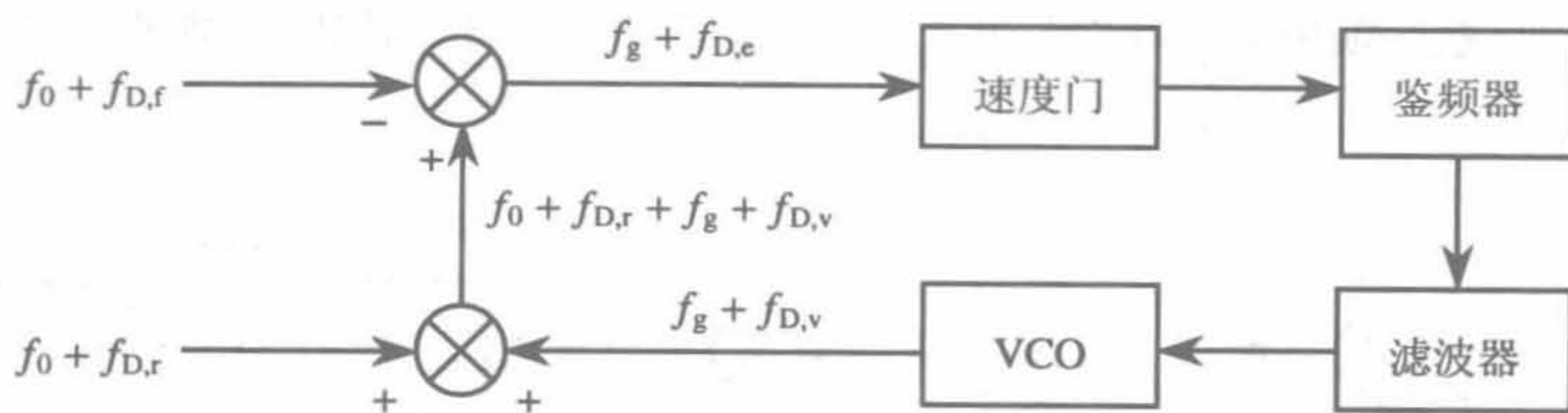


图 7-9 倒置型速度跟踪环路的频率关系

倒置型速度跟踪环路与准倒置型速度跟踪环路具有相同的环路形式。区别仅仅在于准倒置型速度跟踪环路在中频上闭合，而倒置型速度跟踪环路是在微波上闭合。倒置型环路中的移频器可以由混频器实现，也可以由锁相环实现。

5) 速度跟踪环路的通用模型

揭示四种速度跟踪环路的演变规律的最终目的是寻求一种通用模型用及其等效条件，使各种不同类型的速度跟踪环路的分析与设计统一到同一模型中。

模拟式速度跟踪环路的基本形式如图 7-10 所示，其输入信号频率为 $f_i(t)$ ，反馈

信号频率为 $f_o(t)$ 。

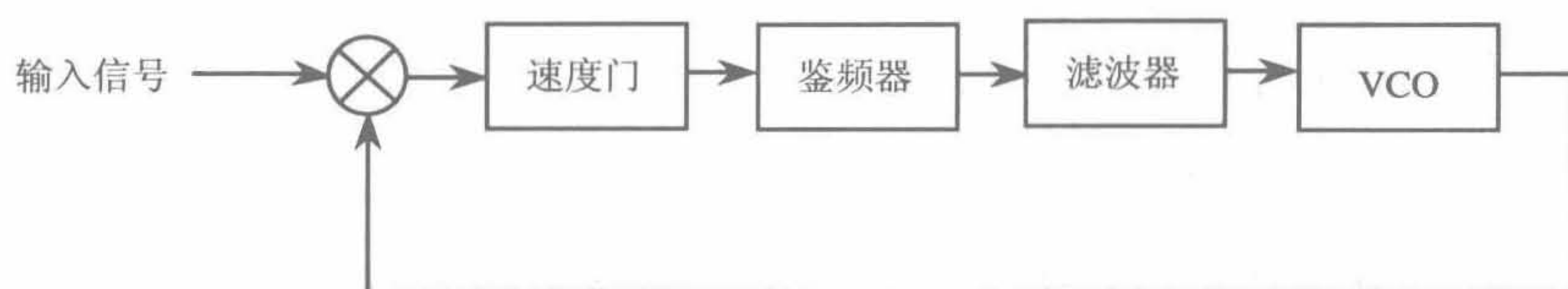


图 7-10 模拟式速度跟踪环路的基本形式

若不计速度门相频特性起伏、鉴频器鉴频特性非线性、VCO 压控特性非线性的影响，模拟式速度跟踪环路的复频域模型如图 7-11 所示。

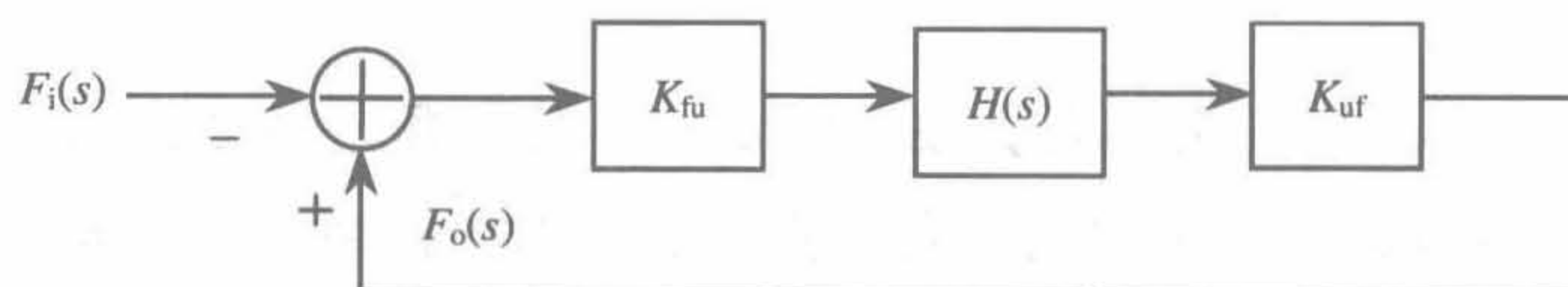


图 7-11 模拟式速度跟踪环路的复频域模型

图中： K_{fu} 为鉴频特性斜率； $H(s)$ 为低通滤波器传递函数； K_{uf} 为压控特性斜率。

图 7-11 不仅适用于零中频型和副载波型速度跟踪环路，也适用于准倒置型和倒置型速度跟踪环路。对于零中频型和副载波型速度跟踪环路，采用图 7-11 所示的等效环路是直观的。对于准倒置型和倒置型，考虑到直波移频环的频率变换关系，也可以用图 7-11 等效。

对于零中频型速度跟踪环路，等效关系为

$$\begin{cases} f_i = f_D \\ f_o = f_g + f_{D,v} \\ f_o - f_i = f_g + f_{D,v} - f_D = f_g + f_{D,e} \end{cases} \quad (7-10)$$

对于副载波型速度跟踪环路，等效关系为

$$\begin{cases} f_i = f_{IL} + f_D \\ f_o = f_{IL} + f_g + f_{D,v} \\ f_o - f_i = f_g + f_{D,v} - f_D = f_g + f_{D,e} \end{cases} \quad (7-11)$$

对于准倒置型速度跟踪环路，等效关系为

$$\begin{cases} f_i = f_I + f_D \\ f_o = f_I + f_g + f_{D,v} \\ f_o - f_i = f_g + f_{D,v} - f_D = f_g + f_{D,e} \end{cases} \quad (7-12)$$

对于倒置型速度跟踪环路，等效关系为

$$\begin{cases} f_i = f_0 + f_{D,f} \\ f_o = f_0 + f_g + f_{D,r} + f_{D,v} \\ f_o - f_i = f_g + f_{D,v} + (f_{D,r} - f_{D,f}) = f_g + f_{D,v} - f_D = f_g + f_{D,e} \end{cases} \quad (7-13)$$

可见，不计速度门中心频率 f_g ，只考虑微变量 $f_{D,e}$ 时，图 7-11 的雷达导引头速度跟踪环路的频率模型是一个通用模型，它是多普勒雷达导引头速度跟踪环路分析和设计的基本模型。

7.1.3 探测技术

在 X、Ku 波段，导引头的天线波束较宽，而且角预定精度较高，一般可将目标预装在导引头天线波束中，无须进行角度搜索。导引头按照多普勒预定信息，在预定值附近的频域搜捕目标。

当天线口径较大且工作波段较高时，天线波束较窄。若角预定精度不足以将目标预装在导引头的天线波束中，则必须进行角度-多普勒二维搜捕。角度搜索时，天线波束在每一个波位的留驻时间必须大于频域检测所需的时间。当搜索空域较大时，需要花费较长的搜捕时间。

7.1.4 原理框图

现代多普勒导引头多数采用倒置型处理方案，且与单脉冲测角体制兼容。图 7-12 是三通道形式的连续波-单脉冲半主动导引头简化框图。应该指出，“连续波-单脉冲”是一个约定俗成的专用术语，“连续波”是指信号形式，“单脉冲”是指测角体制。

单脉冲测角信道可以是经典的方位通道、俯仰通道、和通道并列的三通道形式，也可以是正交调制-共道复用-同步解调式的单通道形式^[3]。

半主动导引头中，一般有七种自动控制回路：

- 直波锁定回路，用来提取直波相参基准；在倒置型半主动导引头中，采用直波锁相环（PLL）锁定直波信号；在非倒置型半主动导引头中，采用自动频率控制（AFC）回路锁定直波信号；
- 速度跟踪回路，用来提取导弹-目标相对速度，通常采用多普勒频率跟踪回路（亦称 AFC 回路）获取比例于相对速度的多普勒信息；

- 自动增益控制回路，用来控制回波信道的增益，并实施并行测角信道增益归一化；
- 相位校正回路，用来校正并行测角信道的固有相位差，通常采用射前校正或间隙期校正技术实现相位补偿；
- 角预定回路，用来设置天线的初始指向；
- 角稳定回路，用来消除弹体扰动的影响，使天线在惯性空间具有稳定的指向；
- 角跟踪回路，用来控制天线，使其轴线与弹目视线趋于一致。

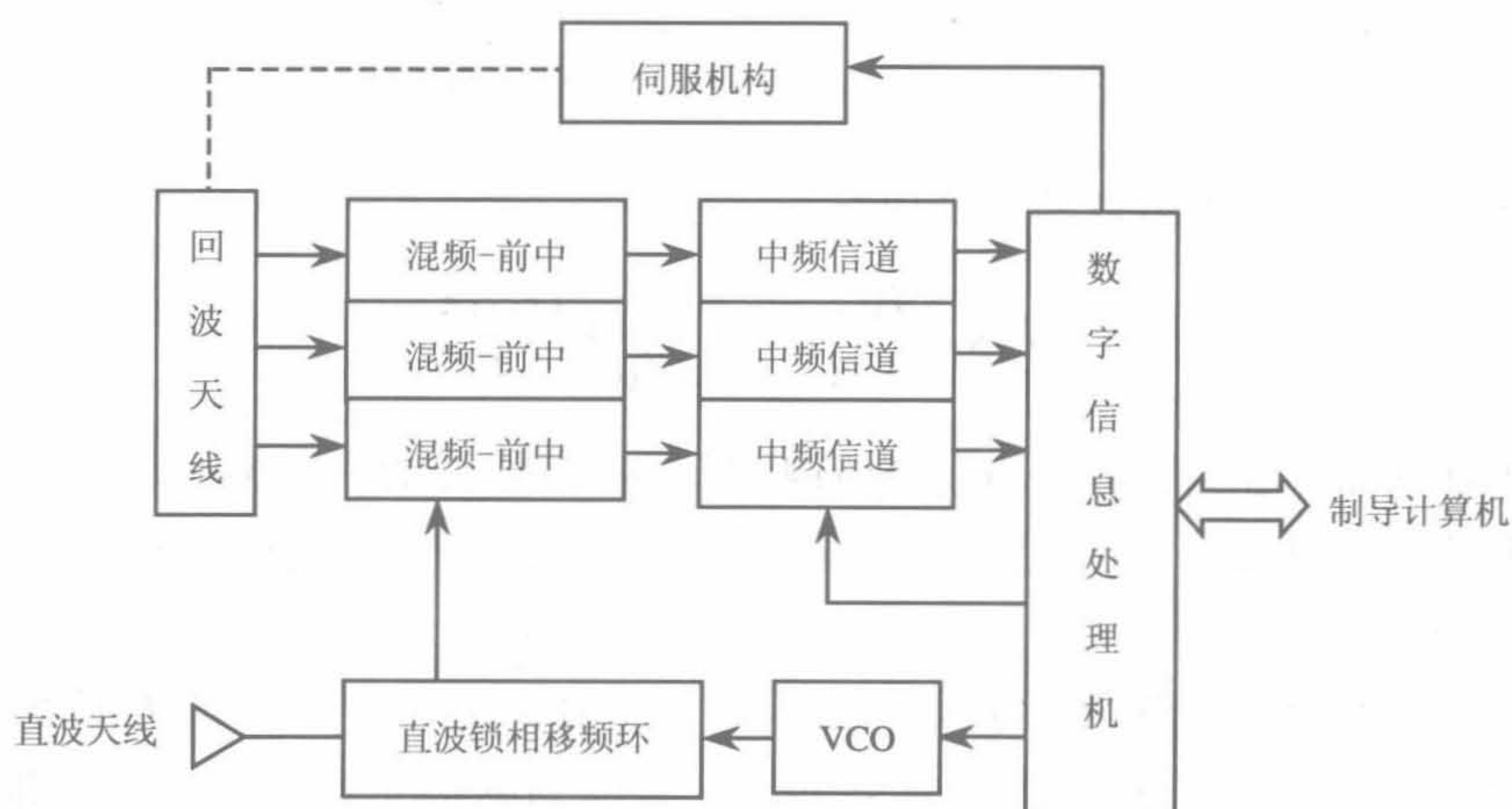


图 7-12 三通道形式的连续波-单脉冲半主动导引头简化框图

正确选取各种自动控制回路参数，使其具有良好的暂态与稳态特性，是确保导引头技术性能的关键^[3]。

7.1.5 探测能力

主动导引头是兼备收发系统的雷达装置，半主动寻的系统是收发分离配置的双站雷达系统，两者有共性，也有差异。本节介绍半主动导引头的探测距离、泄漏下可见度（SFV）、杂波下可见度（SCV）等基本概念。

1. 探测距离

图 7-13 是半主动系统作用距离示意图，将照射雷达-目标距离 R_{RT} 和目标-导弹距离 R_{TM} 之积作为半主动寻的系统的探测能力的度量。

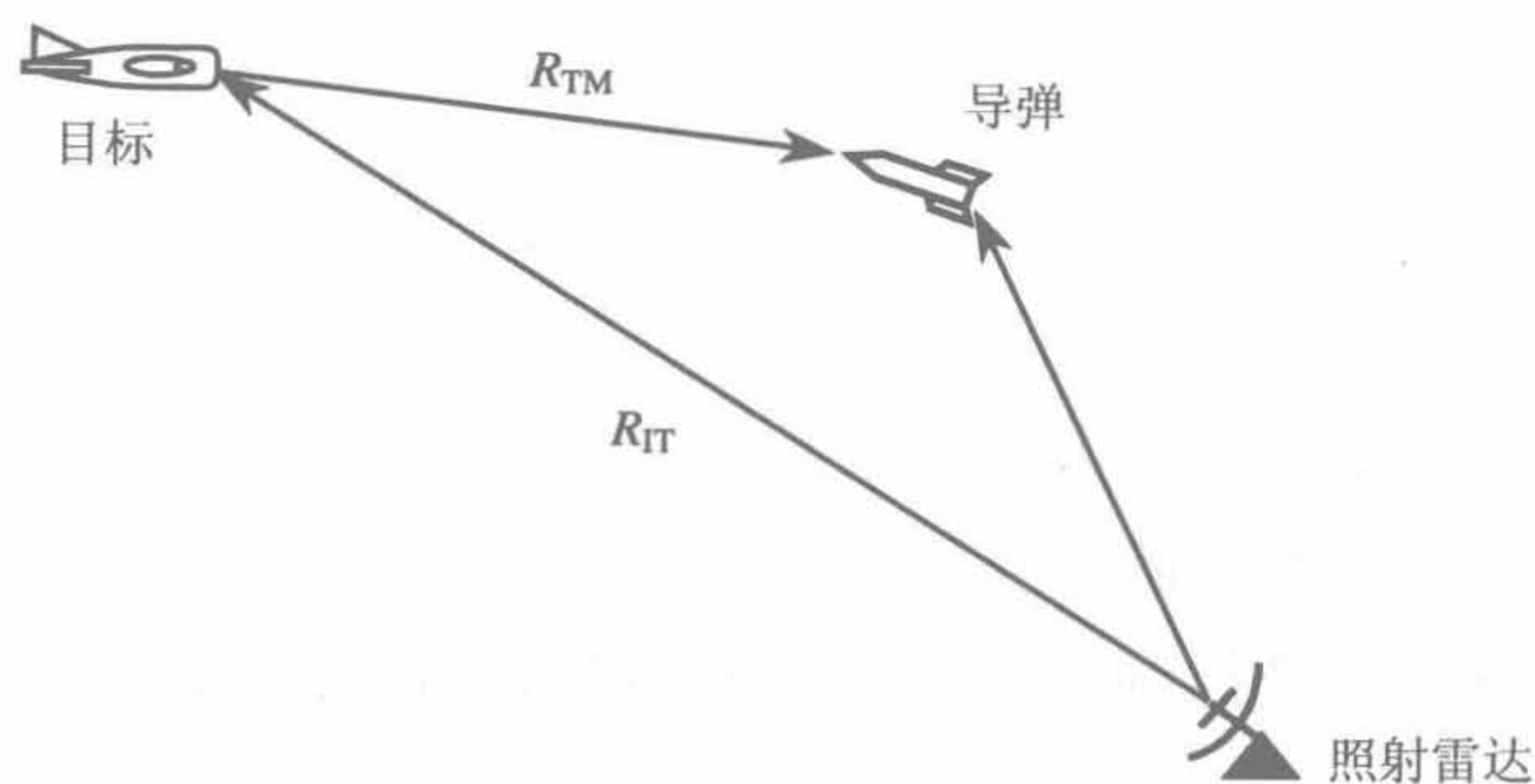


图 7-13 半主动系统作用距离示意图

半主动导引头回波天线的接收功率为

$$P_{R,S} = \frac{P_I G_{A,I}}{4\pi R_{IT}^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R_{TM}^2} \times \frac{G_{A,M} \lambda^2}{4\pi} \quad (7-14)$$

式中： P_I 为照射雷达发射功率； $G_{A,I}$ 为照射雷达天线增益； R_{IT} 为照射雷达-目标距离； σ 为目标有效雷达截面； R_{TM} 为目标-导弹距离； $G_{A,M}$ 为导引头前向天线（回波天线）增益； λ 为工作波长。

式（7-14）的物理意义：第一个因子表示照射雷达在目标处建立的功率密度；前两个因子之积表示目标以一个等效面积 σ 俘获照射能量，并各向同性地辐射的功率密度；第三个因子为导引头回波天线的等效孔径面积，三个因子之积表示天线俘获的目标二次辐射的功率。

当 $P_{R,S} = P_{m,S} = P_{m,m,S} D_d$ ，且考虑系统损耗 L 后，可导出半主动寻的系统的探测距离积为

$$R_{IT} R_{TM} = \left[\frac{P_I G_{A,I} G_{A,M} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{m,S} L} \right]^{1/2} \quad (7-15)$$

式中： $P_{m,S}$ 为半主动导引头接收机的工作灵敏度。

应该指出，距离积不同于距离。距离积是半主动寻的系统的技术指标，这个指标不是由半主动导引头唯一确定的。采用全程半主动寻的系统时，检测阶段导弹离照射雷达较近，即 $R_{IT} \approx R_{TM}$ ，于是

$$R_{TM} \approx \left[\frac{P_I G_{A,I} G_{A,M} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{m,S} L} \right]^{1/4} \quad (7-16)$$

地面对空探测跟踪试验时, 导引头配置在照射雷达附近, 常用式(7-16)核算半主动寻的系统的探测能力。

2. 抗泄漏探测

连续波半主动寻的系统的泄漏, 又称直波泄漏, 它是指导引头回波天线直接收到的照射源的直达波的能量。即使是高稳定的照射源, 也不可避免地存在相噪边带, 它必定影响对回波信号的检测性能。当回波信号完全淹没在噪声边带中时, 将无法检测目标。

1) 泄漏下可见度

泄漏中探测能力由泄漏下可见度(SFV)表征。它表示在泄漏影响下, 导引头尚未出现非线性效应导致检测能力下降时的最大可承受泄漏功率与最小可检测目标回波功率之比, 即

$$SFV = \frac{P_{FT,max}}{P_m D_{oc}} \quad (7-17)$$

式中: $P_{FT,max}$ 为不影响检测灵敏度时的最大可承受泄漏功率; P_m 为接收机工作灵敏度, $P_m = kTB_n F_n (S/N)$; D_{oc} 为识别系数。

应该注意: “SFV” 是“泄漏下可见度”的英文缩写, 不是物理量符号, 不能写成斜体字母。可以用“ V_{SF} ”作为“SFV”的物理量符号, 式(7-17)可写成

$$V_{SF} = \frac{P_{FT,max}}{P_m D_{oc}}$$

识别系数表示获得与无泄漏时同样的检测性能所需要增加的信号能量的比例系数。识别系数由速度门内噪声功率电平的恶化系数 δ_{FT} 决定, 计算式为

$$\delta_{FT} = \frac{P_{n,FT}}{P_n} \quad (7-18)$$

式中: $P_{n,FT}$ 为泄漏引起的速度门内的噪声功率电平; P_n 为热噪声引起的速度门内的噪声功率。

泄漏情况下速度门内的总噪声功率为

$$P_n + P_{n,FT} = (1 + \delta_{FT})P_n \quad (7-19)$$

为了确保泄漏情况下检测性能不变, 必须维持泄漏时的信道输出信噪比与无泄漏

时的信噪比 (P_s / P_n) 相等, 即

$$\frac{P_s D_{oc}}{(1 + \delta_{FT}) P_n} = \frac{P_s}{P_n} \quad (7-20)$$

故有

$$D_{oc} = 1 + \delta_{FT} \quad (7-21)$$

显然, 不恶化检测性能是以提高信号电平为条件的。为了使泄漏引起的灵敏度损失小于 0.5 dB, 通常选 $D_{oc} \leq 1.1$ (0.4 dB), 此时 $\delta_{FT} \leq 0.1$, 即要求速度门内的泄漏边带噪声功率低于热噪声功率 10 dB。

2) 抗泄漏设计

抗泄漏设计涉及半主动寻的系统的总体设计, 如照射源的低相噪设计和回避主波束的弹道设计等。这里仅介绍导引头信号处理系统抗泄漏设计的要点:

- 对于以直波为基准的半主动寻的系统, 采用低噪声宽带直波锁相环可实现直波相参, 使导引头本振复现照射信号的噪声边带, 并且在混频过程中, 对泄漏信号的噪声边带实现相干对消;
- 抗泄漏设计的着眼点是使进入速度门的泄漏噪声功率比热噪声功率低 10 dB, 为此选择识别系数 $D_{oc} \leq 1.1$ 是必要的, 此时灵敏度损失小于 0.5 dB;
- 减小速度门带宽, 有利于提高 SFV 值;
- 提高速度门之前信道的动态范围, 防止在泄漏情况下产生交调和互调, 可减少泄漏条件下的虚假响应。

3. 抗杂波探测

尽管 CW 半主动导引头和 PD 主动导引头可以在频域进行相参处理, 从杂波中区分出迎头目标的回波信号, 完成检测和跟踪。然而, 当导弹下视迎击低空来袭的低速目标时, 地海杂波的相噪边带仍有可能淹没微弱的回波信号。抗杂波设计仍然是多普勒雷达导引头设计中的一个重要课题。

1) 杂波谱分布

由寻的系统的多普勒效应可导出半主动寻的系统的频域杂波分布域, 如表 7-1 所示^[3]。

表 7-1 半主动寻的系统的频域杂波分布域

制导方式		杂波分布范围
空空半主动寻的系统	有直波系统	$f_{DC} \in \left[-\frac{2v_I}{\lambda}, +\frac{2v_M}{\lambda} \right]$
	无直波系统	$f_{DC} \in \left[-\frac{v_M + v_I}{\lambda}, +\frac{v_M + v_I}{\lambda} \right]$
地空半主动寻的系统	有直波系统	$f_{DC} \in \left[0, +\frac{2v_M}{\lambda} \right]$
	无直波系统	$f_{DC} \in \left[-\frac{v_M}{\lambda}, +\frac{v_M}{\lambda} \right]$

2) 杂波下可见度

杂波中探测能力由杂波下可见度 (SCV) 表征。杂波下可见度的定义: 在重叠杂波淹没下, 仍可按给定检测概率和虚警概率检测目标时的最大可承受杂波功率与最小可检测目标回波功率之比, 即

$$SCV = \frac{P_{c,max}}{P_m D_{oc}} \quad (7-22)$$

式中: $P_{c,max}$ 为不影响检测灵敏度时的可承受最大杂波功率; P_m 为接收机最小可检测信号功率; D_{oc} 为识别系数。

注意: “SCV” 是“杂波下可见度”的英文缩写, 不是物理量符号, 不能写成斜体字母。可以用“ V_{sc} ”作为“SCV”的物理量符号, 式 (7-22) 可写成

$$V_{sc} = \frac{P_{c,max}}{P_m D_{oc}}$$

P_m 的计算式为

$$P_m = kTB_n F_n (S/N) = N_0 B_n (S/N) \quad (7-23)$$

式中: B_n 为接收机的噪声带宽; F_n 为接收机噪声系数; S/N 为检测信噪比; N_0 为噪声谱密度。

必须指出: SCV 定义中的“重叠杂波淹没”是指时域杂波情况, 而 SCV 表征的

是频域无杂波区检测和跟踪目标谱线的能力。另外, SCV 仅表达导引头在杂波下工作时, 接收机的杂波动态范围, 并不表达制导系统的抗杂波能力, 因为抗杂波问题与多种因素有关, 如照射功率、天线性能、杂波特征等。

识别系数表征检测系统在杂波引起信噪比恶化之后, 为了确保检测性能需要追加的信号能量, 应满足:

$$D_{oc} = 1 + \delta_c \quad (7-24)$$

$$\delta_c = \frac{P_{nc}}{P_n} \quad (7-25)$$

式中: δ_c 为杂波相位噪声引起速度门内的噪声恶化系数。

选用 $\delta_c \leq 0.1$ 时的 SCV 值为杂波下可见度指标, 此时落入速度门内的杂波噪声功率低于热噪声功率 10 dB。相应有 $D_{oc} \leq 1.1$, 杂波引起的检测灵敏度损失不到 0.5 dB, 于是近似地有

$$V_{sc} \approx \frac{P_{c,max}}{P_m} \quad (7-26)$$

3) SCV 的制约因素

SCV 的主要制约因素:

- 照射信号和本振信号的稳定度有限, 其相位噪声影响 SCV 值;
- 减小速度门带宽可有效地提高 SCV 值, 然而速度门带宽受回波信号的谱宽、速度跟踪环路的动态误差、搜捕过门时间等的限制, 不能取得太窄;
- 降低导引头天线的副瓣电平可以减小副瓣杂波, 由于导弹的天线直径受弹径的制约, 天线的副瓣电平较高, 副瓣杂波是不可避免的;
- SCV 值还受接收信道前端电路的动态范围的制约, 只有当线性动态范围充分大时, 才能有效防止杂波谱间的互调效应。

4) 抗杂波设计

半主动导引头抗杂波的基本措施:

- 信号模糊图与目标环境图的匹配, 连续波半主动导引头下视迎头目标时, 目标处于无杂波区, 便于检测;
- 采用窄波束低副瓣天线, 获得图钉型空间模糊函数, 有利于减小主、副瓣杂波的视在杂波能量;
- 采用最佳接收体制, 将窄带速度门置于信道的最前端, 提高接收机的倒置度,

减小前端电路的增益,使前端电路处于小信号和低杂波工作状态,减小非线性效应,从而抑制虚假响应;

- 当导弹下视攻击目标时,特别是在尾追或侧攻情况下,雷达导引头不可避免地要与强杂波抗争,可采用恒虚警技术确保恒定的虚警概率;
- 赋予雷达导引头杂波识别和自适应能力,在时域、频域、幅度域联合识别干扰;采用全景谱分析、主瓣杂波跟踪、自适应搜捕等技术,回避地杂波;采用速率记忆或附加机动技术穿越主瓣杂波区等。

尽管专家系统和人工智能技术在导引头中的应用还有待开发,智能化导引头尚未问世,但是,只要充分发挥导引头数字式信息处理机的潜在优势,设计具有抑制杂波能力的导引头已成为可能。

7.2 间断连续波半主动导引头

采用间断照射方式的半主动寻的系统,不仅可以实现对多目标的时分照射和跟踪,使武器系统具备攻击多目标的能力,而且还可以实现照射雷达和跟踪雷达时分合一,简化制导站。

7.2.1 波形参数

间断连续波信号的时域参数,不仅要保证照射雷达对目标的检测和跟踪性能,还应确保对多目标的有效照射。对 n 个目标等间隔均衡照射时,间断连续波的时域波形如图 4-9 所示。

式(4-68)表明,导引头速度门的建立时间应远小于照射持续期,即 $\tau \ll T_1$ 。通常 $B_g = (0.5 \sim 1.0)$ kHz,即 $\tau = (2 \sim 1)$ ms,若取 $T_1 = 25$ ms,则照射信号的持续期远大于速度门的暂态建立时间。

7.2.2 信号处理

如前所述,如果间断连续波的脉间具有相参性,其时域表达式与相参脉冲串信号相同,只是由于脉宽大、周期长,故谱线十分密集,主谱线分布范围仅几十赫兹,相应的匹配滤波器的梳齿密度太高,很难实现。此外,实现匹配滤波的物理可实现时间太长,即需要足够长的观测时间才能实现梳齿滤波,在雷达导引头中无法实现。

应该对间断连续波信号的单个间断脉冲进行匹配处理。相关滤波器也适用于间断

连续波信号，选通门实际上是回波脉冲的同步选通信号，窄带滤波器带宽必须与长度为 T_1 的等幅振荡的谱宽相匹配。

连续波信号、HPRF 相参脉冲串信号和间断连续波信号在窄带滤波器前后的时域波形和信息分别列于表 7-2 和表 7-3 中。

表 7-2 窄带滤波器前后的时域波形

信号类型	窄带滤波器前的波形	窄带滤波器后的波形
连续波信号	连续波	连续波
HPRF 相参脉冲串信号	脉冲	连续波
间断连续波信号	宽脉冲	宽脉冲

表 7-3 窄带滤波器前后的信息

信号类型	窄带滤波器前的信息	窄带滤波器后的信息
连续波信号	速度	速度
HPRF 相参脉冲串信号	速度/距离	速度
间断连续波信号	速度/距离	速度/距离

对 HPRF 相参脉冲串信号而言，窄带滤波器只选通中心谱线，其输出为连续波。对间断照射信号而言，窄带滤波器是一个无失真传输系统，不失去信号携带的速度与距离信息。

7.2.3 探测技术

间断连续波半主动导引头的探测体制与连续波半主动导引头的探测方法有较大差别：一是跟踪照射雷达必须借助直波通道或指令传输通道上传识别编码、同步指令和预装信息；二是采用适应间断照射方式的搜索-截获系统；三是必须在照射间隙期采用外推滤波技术，确保对目标的有效跟踪。

1. 直波接收机

间断连续波半主动导引头的直波接收机除了锁定直波信号提供频率基准外，还应提取来自跟踪照射雷达的识别编码、同步指令和预装信息。当弹上设置专用指令接收机接收上传指令时，直波接收机不必兼备指令接收与解码功能。

2. 回波搜捕系统

常用的多普勒预定搜捕方法有三种：线性扫描、逗留扫描和窄带滤波器组。

图 7-14 为采用线性扫描或逗留扫描的间断回波搜捕示意图。线性扫描不适用于探测间断连续波信号，因为很有可能在无信号的间隙期扫掠过多普勒频率的实际值，丢失目标。逗留扫描只在照射期进行线性扫描，而在间隙期停止扫描。逗留扫描可以避免在间隙期丢失多普勒频率的实际值，但搜索时间太长，也不适用于间断照射探测系统。

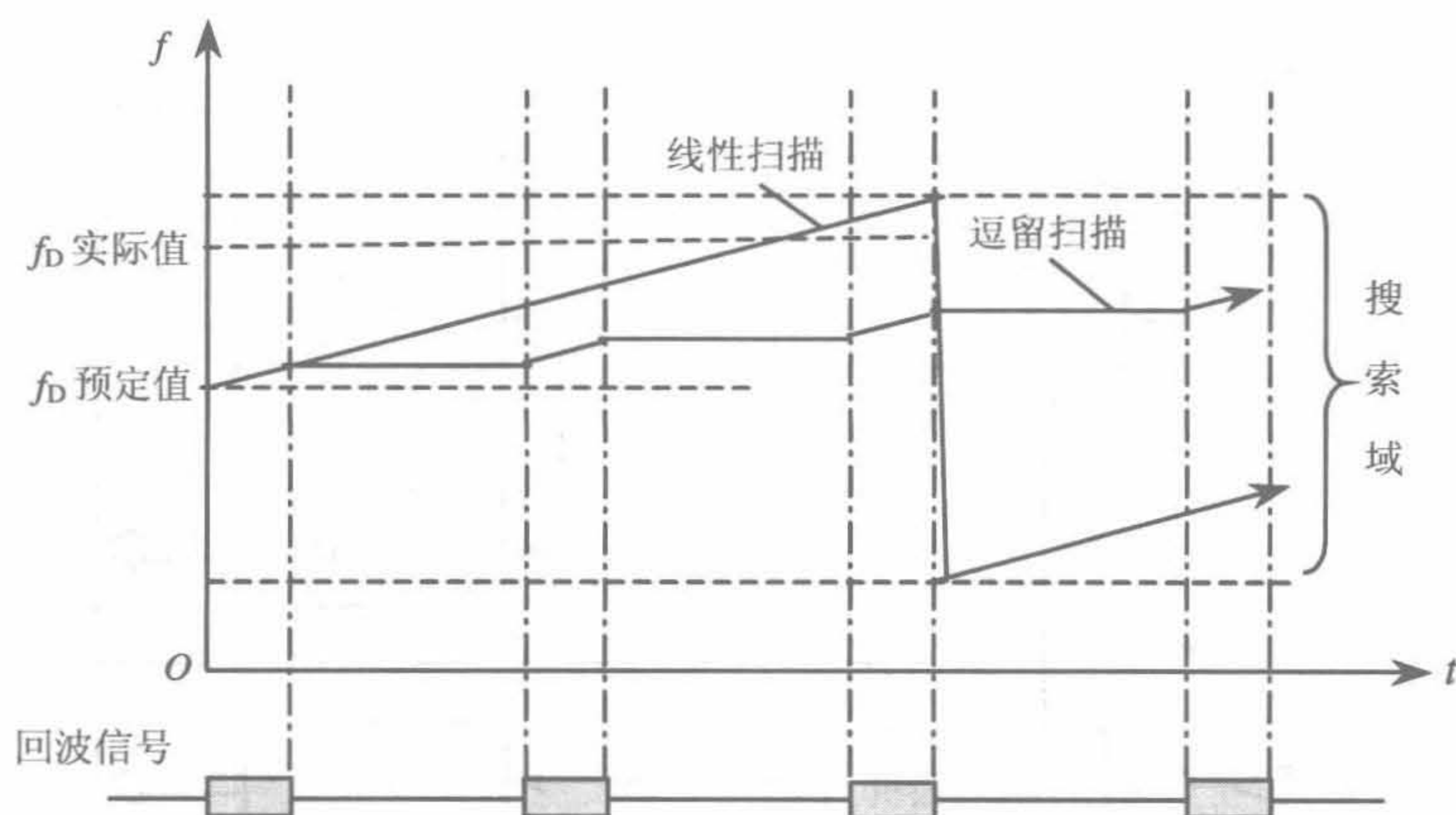


图 7-14 间断回波搜捕示意图

用窄带滤波器组覆盖搜索域，是一种适用于探测间断照射回波的搜捕方式。可以用 FFT 组件的等效滤波器组覆盖整个搜索域，也可以用数个窄带模拟滤波器覆盖搜索域，且在每个窄带滤波器之后配置高分辨的 FFT 组件。

3. 外推跟踪滤波

间断照射信号的照射期较短，间隙期较长，照射工作频率很低。以两发导弹攻击两个目标的简单情况为例，采用跟踪与照射等间隔分配，取每个照射和跟踪单元均为 50 ms，则 1 s 内共有 20 个照射和跟踪单元。每个目标在 1 s 内被照射五次，即工作频率为 5 Hz。工作频率越低，数据率也随之降低，制导精度难以保证。为了提高制导精度，可适当提高工作频率。

在每个照射单元的 50 ms 时间中，还包含给两发导弹发送识别编码与修正指令的时间，实际用于目标回波跟踪-滤波的时间约为 45 ms，而间隙期长达 150 ms。为了防止在间隙期丢失目标，导引头的各种控制回路都应采用外推跟踪技术，确保对目标的稳定跟踪。

7.2.4 原理框图

间断连续波半主动导引头原理框图如图 7-15 所示。

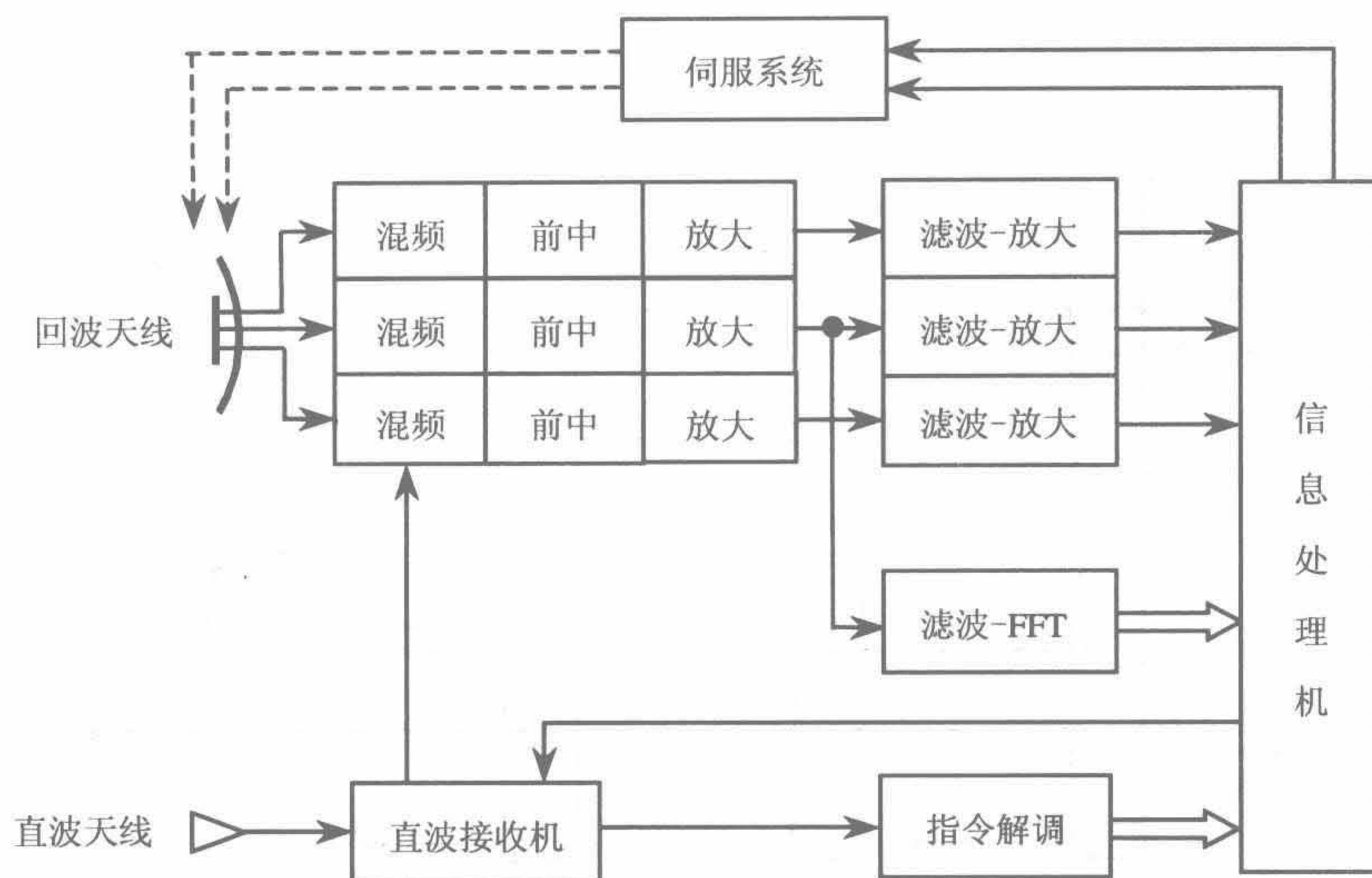


图 7-15 间断连续波半主动导引头原理框图

在间断半主动寻的系统，制导站在照射期间按照一定程序给每发导弹发送识别编码与修正指令，导引头直波接收机从直波信号中提取约定的识别编码与指令信息。直波接收机还从照射信号中提取频率基准，这是制导末段间断连续波半主动导引头截获目标的基础。

回波接收机采用典型三通道单脉冲体制，并配置了滤波-FFT 搜捕通道。

7.2.5 探测能力

当回波接收机速度门带宽大于回波信号频谱的主瓣宽度，即 $B_g \geq 2/T_1$ 时，探测状态与有限长连续波信号半主动导引头并无本质差别。例如，当 $T_1 = 45 \text{ ms}$ 时， $2/T_1 = 44 \text{ Hz}$ ，若 $B_g = (200 \sim 500) \text{ Hz}$ ，目标谱完全处于速度门之内。可见，间断照射半主动寻的系统的探测能力与连续波半主动寻的系统的探测能力基本相同，可由式 (7-15) 计算。

7.3 无直波半主动导引头

当半主动系统的制导站照射信号频率与导引头本振信号频率的稳定度足够高时，

可用弹载基准取代直波基准, 形成无直波半主动系统。无直波半主动导引头可简化半主动寻的系统, 有利于提高半主动导引头的技术性能与可靠性。

应该指出, 相参是指两信号之间有着明确的相位关系, 即两信号的相位由某一确定的函数关联。在无直波半主动寻的系统中, 制导站照射微波源与导引头本振源是两个相互独立的微波源, 它们的相位关系是不存在相参性的。仅当制导站照射微波源与导引头本振源都具有足够高的稳定度时, 才能够在频域精确地提取运动目标的多普勒信息, 此时, 导引头是以本振频率为基准进行信号处理的, 本振频率即为导引头的频率基准。

7.3.1 波形参数

理论上, 无直波半主动寻的系统可以采用连续波信号, 也可以采用脉冲信号。有限长连续波信号、间断连续波信号和 HPRF 相参脉冲串信号等都可以应用在无直波半主动寻的系统中。

工程中, 为了便于校准发射信号载频与导引头本振之间的频差, 并使导弹具有俯视图攻击低空运动目标的能力, 无直波半主动寻的系统通常采用单谱线信号。

7.3.2 信号处理

图 7-16 为无直波空空半主动寻的系统示意图。

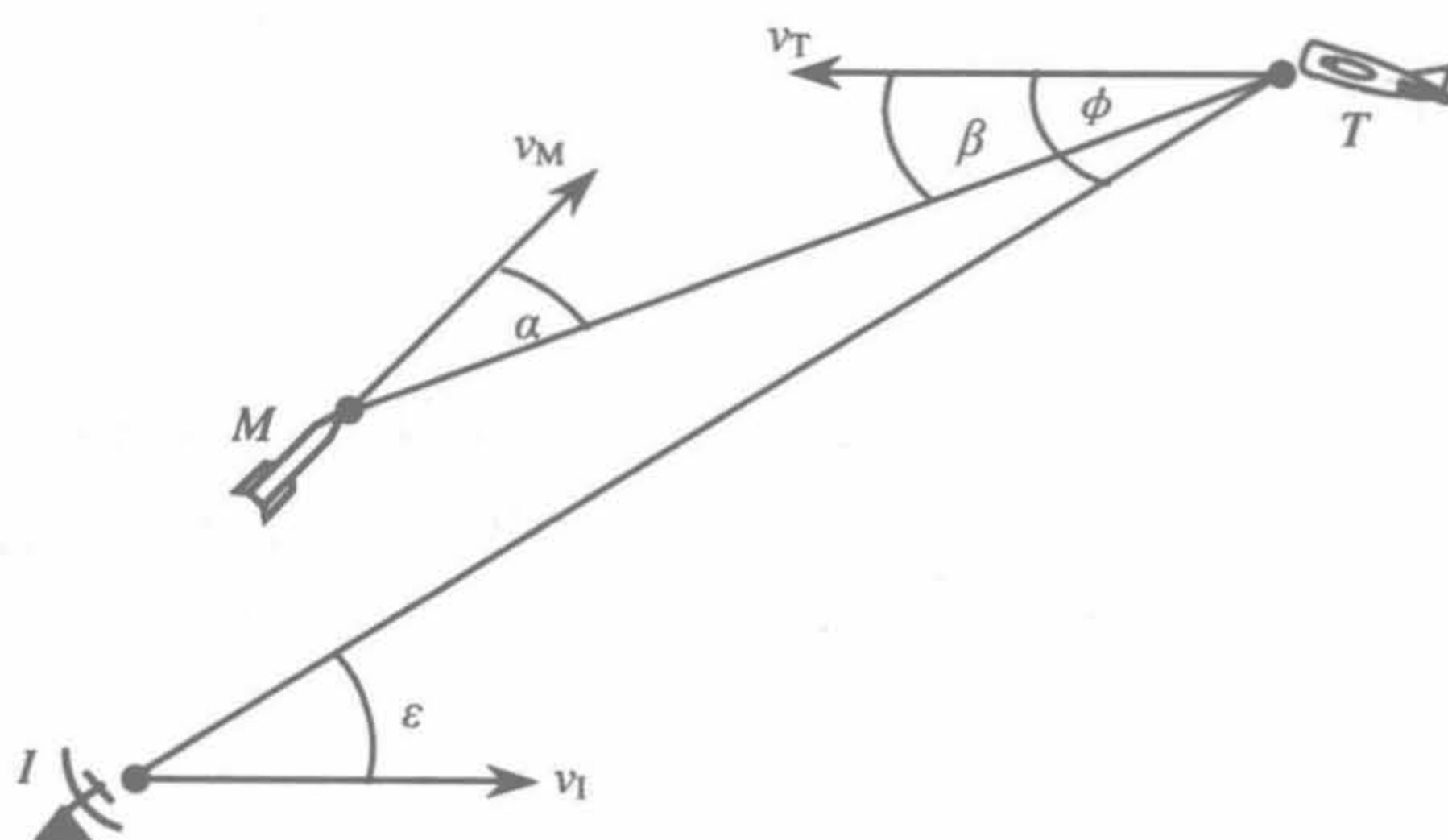


图 7-16 无直波空空半主动寻的系统示意图

设照射信号载波频率为 $f_{0,I}$, 导引头本振信号频率为 $f_{0,M}$, 回波信号频率与导引头本振频率比较后可得频差:

$$f_e(t) = [f_{0,I} + f_{D,f}(t)] - f_{0,M} = (f_{0,I} - f_{0,M}) + \frac{v_I(t)}{\lambda} \cos \varepsilon(t) + \frac{v_T(t)}{\lambda} [\cos \phi(t) + \cos \beta(t)] + \frac{v_M(t)}{\lambda} \cos \alpha(t) \quad (7-27)$$

式 (7-27) 所示的频差中包含了照射信号与本振信号的频差, 也包含了多普勒频移。

在图 7-16 中, 令 $v_I=0$, 即为地空半主动寻的系统, 式 (7-27) 变为

$$f_e(t) = (f_{0,I} - f_{0,M}) + \frac{v_T(t)}{\lambda} [\cos \phi(t) + \cos \beta(t)] + \frac{v_M(t)}{\lambda} \cos \alpha(t) \quad (7-28)$$

记照射信号与本振信号的频差为 f_{I-M} , 即

$$f_{I-M} = f_{0,I} - f_{0,M} \quad (7-29)$$

当照射信号与本振信号都具有足够高的稳定度时, f_{I-M} 是一个固定频率成分, 这个频率值可作为导引头接收信道的中频频率, 并通过射前校准加以确认。

无直波半主动导引头的信号处理系统也具有频率预定搜索、速度跟踪等功能, 其原理与连续波半主动导引头的信息处理系统类似, 不再详述。

7.3.3 探测技术

如前所述, 稳定的照射信号载波频率 $f_{0,I}$ 和导引头本振信号频率 $f_{0,M}$, 是实现无直波半主动探测的基础。

1. 射前校准

通过射前校准, 可以确认照射信号与本振信号的频差 f_{I-M} 。在进行射前校正之前, 为了避免微波源开机时的暂态频漂, 照射雷达微波源和导引头微波源均应提前开机。射前校正时, 导引头接收照射雷达的泄漏信号, 并通过导引头的频率自动控制系统, 调节导引头微波源频率, 使频差 f_{I-M} 等于额定值, 作为接收信道的额定中频。

2. 宽域搜索

无直波半主动导引头的最大搜索范围为

$$B_{f,s} = f_{D,max} + \Delta f_D + \Delta f_{0,I} + \Delta f_{0,M} \quad (7-30)$$

式中： $f_{D,max}$ 为最大多普勒频率； Δf_D 为多普勒频率的预定偏差； $\Delta f_{0,I}$ 为照射雷达载波额定频率的最大偏差； $\Delta f_{0,M}$ 为导引头微波源额定频率的最大偏差。

可见，无直波半主动导引头的微波源应具备更大的压控范围，更快的搜捕速率。

3. 宽带跟踪

对于有直波半主动导引头而言，以低噪声照射信号为基准，利用自动频率控制和锁相技术将导引头本振锁定在照射信号上。环路以不同的机理对照射信号噪声和本振信号噪声产生抑制作用。照射信号噪声是环外噪声，环路的闭环传递函数决定了对环外噪声的抑制能力，噪声带宽是抑制性能的定量描述。本振信号噪声属于环内噪声，环路通过负反馈作用对其进行抑制。

无直波半主动导引头是非相参处理系统，不具备噪声边带对消功能。多普勒跟踪环路不仅要支付对消微波源长期频率漂移所需的频移，还要适应微波源瞬间频率不稳定的影响。适当增大跟踪系统的带宽是有益的。

7.3.4 原理框图

原理上，无直波半主动导引头也可以构成零中频型、副载波型、准倒置型和倒置型组态。如图 7-17 所示的倒置型无直波半主动导引头组态是一种较理想的处理系统。

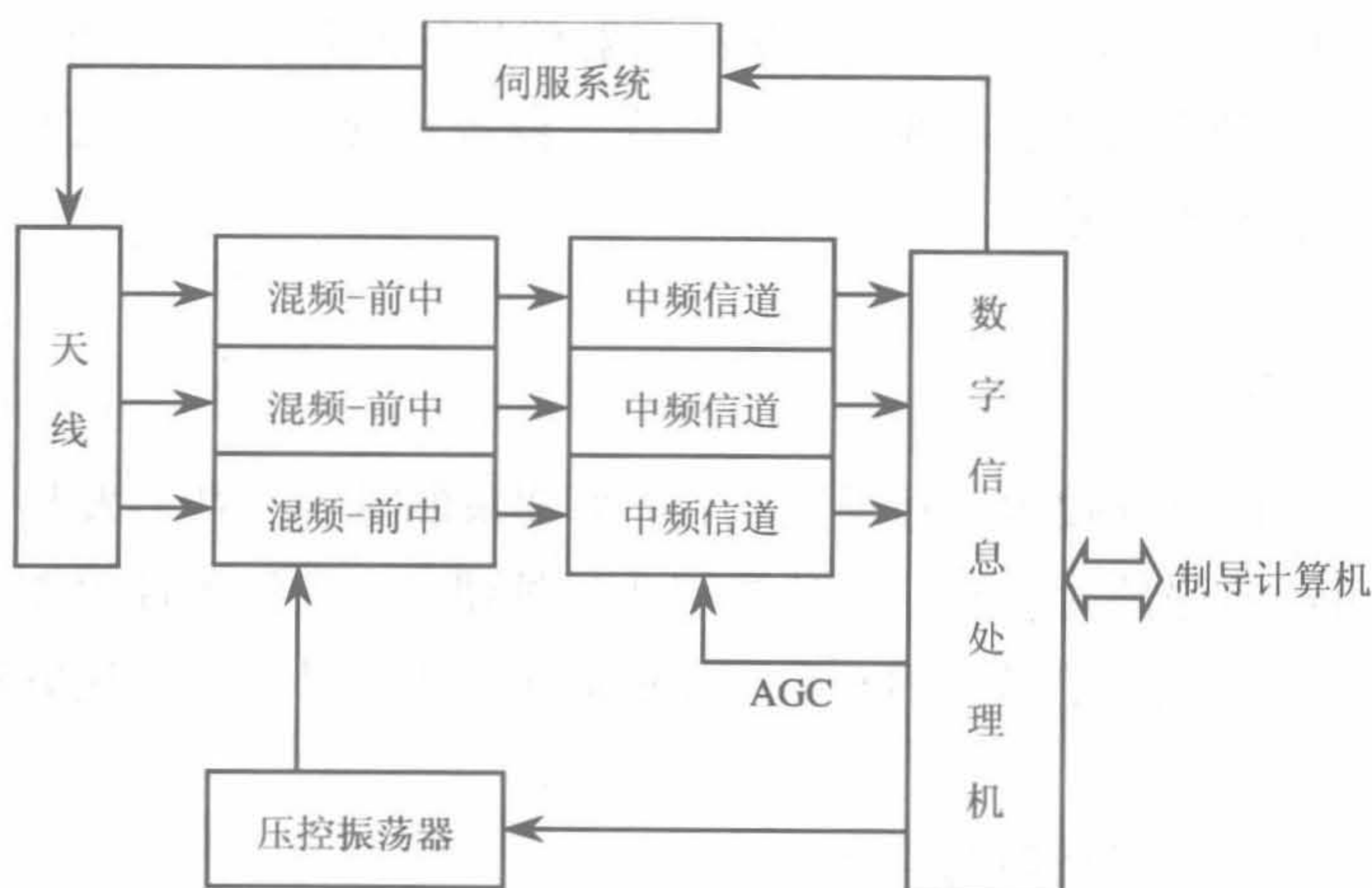


图 7-17 倒置型无直波半主动导引头组态

一旦解决了高稳定微波源的工程应用问题，无直波半主动导引头将是半主动导引头中的一种简易体制，其优越性是十分明显的。

7.3.5 探测能力

当照射雷达载波频率与导引头本振频率都具有足够的稳定度时,无直波半主动探测系统的探测能力与有直波半主动探测系统相当。

当照射雷达载波频率与导引头本振信号频率不具备足够的稳定度时,无直波半主动寻的制导系统虽然也能探测目标,但探测性能将降低。

7.4 逆单脉冲半主动导引头

逆单脉冲制导系统是一种正在开发中的全天候精确制导系统,可用于打击舰艇及地面目标,其准确度接近晴朗天气下工作的激光制导武器^[53]。

在介绍逆单脉冲制导系统之前,不妨回顾一下防空导弹导引头发展历史。在防空导弹导引头发展的初期,设计师们的初衷是将雷达移植到导弹上作为雷达导引头,无奈发射机难以小型化,不得不将其从导引头中分离出来,应运而生的是半主动寻的系统。直到解决了发射机小型化与收发隔离问题,防空导弹主动导引头才得以问世,实现了“射后不管”。无独有偶,在采用合成孔径雷达(SAR)技术的空地导弹中,出现了与防空导弹类似的发展过程。由于研制前视SAR导引头的难度极大,出现了将SAR置于载机,由机载前侧视SAR寻找攻击点,并由载机上的单脉冲照射器精确照射被攻击点,弹上装置接收攻击点对单脉冲照射信号的散射信号,引导导弹攻击目标,其工作原理与半主动系统极其相似。一旦解决了微波前视成像技术之后,出现空地成像雷达导引头也就顺理成章。

7.4.1 主要特点

实战中,传统的制导技术往往受到制约,如驾束制导不支持多发导弹同时攻击多个目标;目标附近的强散射点导致雷达导引头误捕错锁;天气条件限制了激光制导武器的有效性等。待开发的合成孔径-逆单脉冲制导系统可以突破上述制约,具备下列特点:

- 具有空地、空舰精确制导能力;
- 具有全天候作战能力;
- 可回避目标附近的强散点的干扰,避免误捕错锁;
- 具备多发导弹攻击同一目标,或者多发导弹攻击不同目标的能力;

- 具有攻击移动目标的能力；
- 简化导引头天馈系统与接收机设计，成本低，可靠性高。

7.4.2 系统组成

逆单脉冲制导适用于空地或空舰导弹武器系统，它由机载合成孔径雷达、机载单脉冲照射装置和弹载非相参导引头构成，制导系统如图 7-18 所示。载机上的合成孔径雷达产生目标区域的合成孔径单脉冲地图，可获取三维地面数据，即可获取每个像素的视线距离以及相对于天线电轴的俯仰和方位角误差。对于每一个指定的目标都可以获得三维数据。在确知目标信息后，可将单脉冲照射的方位-俯仰零点位置非常准确地瞄准目标中心。载机发射导弹后，为了减少载机位移造成的瞄准误差，合成孔径单脉冲地图测绘雷达不断更新单脉冲地图，对特定目标进行跟踪和照射，从而消除了引导误差。单脉冲照射装置向既定目标进行单脉冲照射，在空间形成和信号、方位误差信号和俯仰误差信号。导弹接收机和信号跟踪目标区，并锁定在方位、俯仰误差信号的零值上，然后产生制导指令，使导弹按最佳弹道飞向目标。

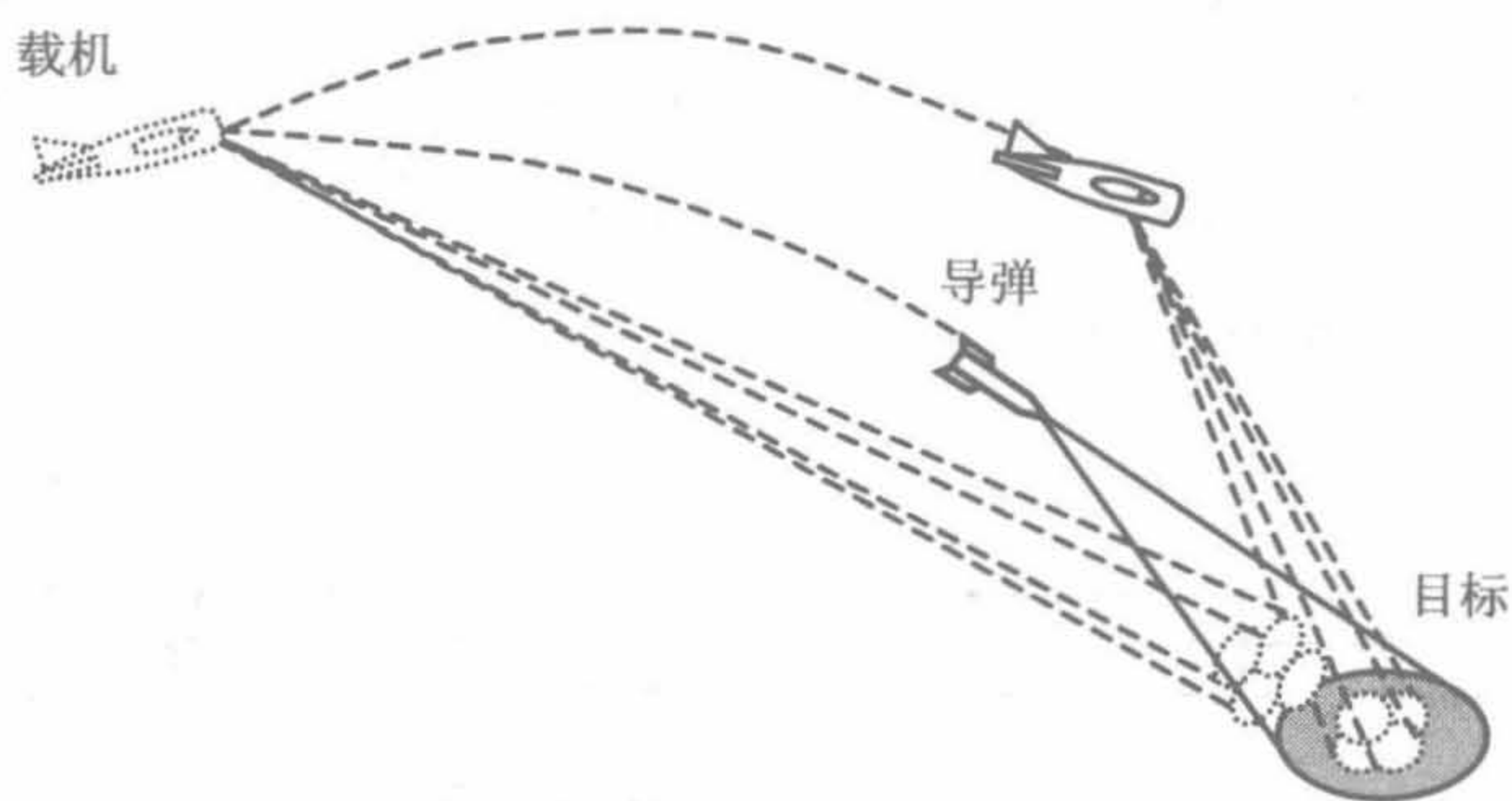


图 7-18 逆单脉冲制导系统

显然，导引头是利用机载雷达给出的目标单脉冲信息获取目标信息的，这与常规的单脉冲导引头的工作原理正好相反，故称其为逆单脉冲系统。利用和模型照射，导引头可获得对目标的粗略定位。利用方位-俯仰差模型的零值，导引头可以获取精确的制导信息。

7.4.3 空间和差方向图合成

机载单脉冲照射装置发射的和模型与俯仰-方位差模型是由四个同步波形合成的，

它们由雷达天线的四个象限同步辐射，图 7-19 是差方向图产生原理示意图。天线的四个象限，上下、左右成对布局，只要确保相邻象限具有 90° 的相对相移，就可以生成相应的方位零点和俯仰零点。俯仰误差模型由 1、3 象限的发射波形合成，方位误差模型由 2、4 象限的发射波形合成。对于每个待攻击目标都应产生相应的三维模型。

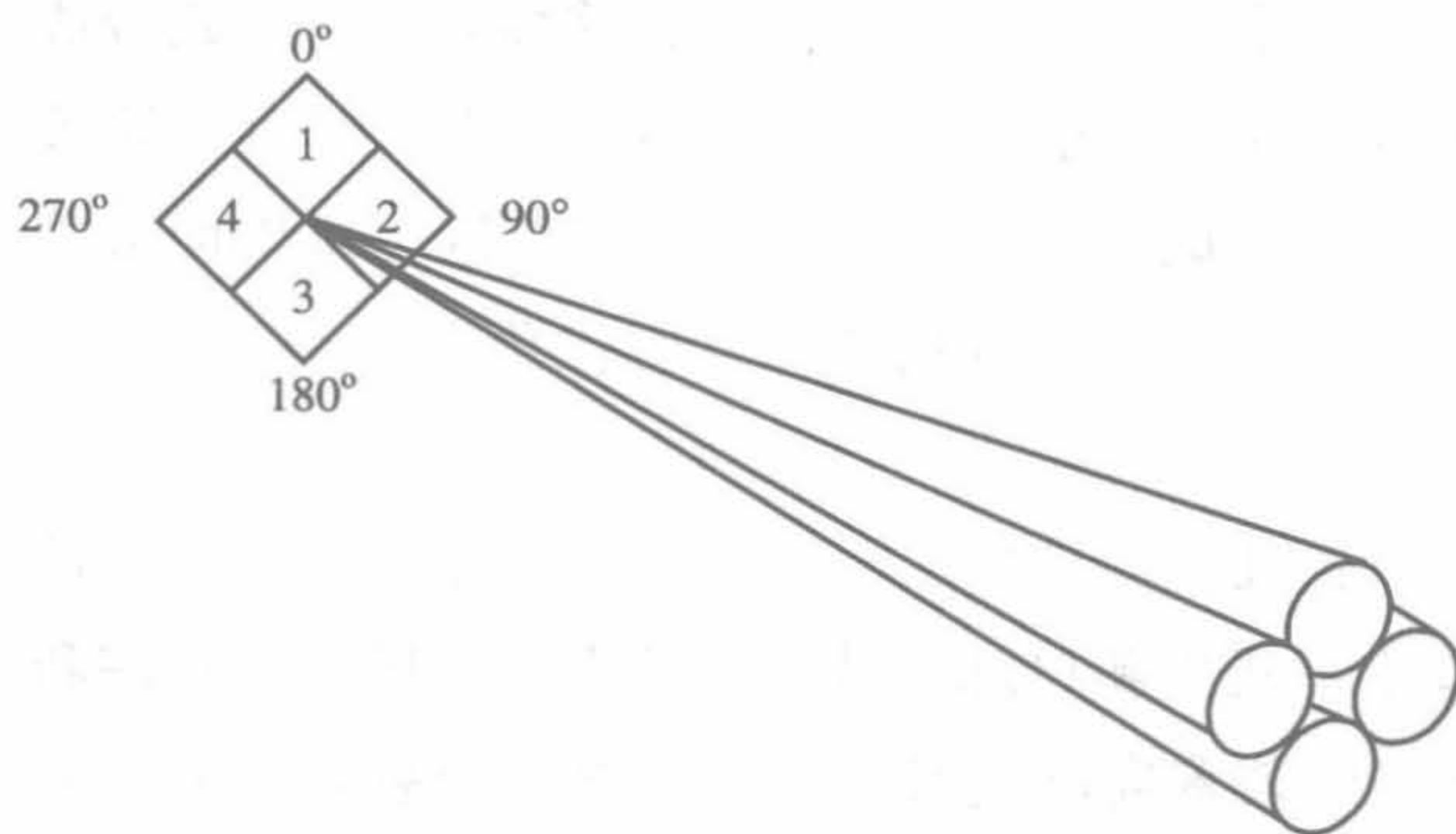


图 7-19 差方向图产生原理示意图

工程中，往往采用时分波瓣法产生空间和差信号。单脉冲照射雷达天线 1、2、3、4 同时辐射同相信号，在空间形成和信号。俯仰与方位时分辐射，天线 1、3 辐射反相信号，在空间形成俯仰差信号；天线 2、4 辐射反相信号，在空间形成方位差信号。时分波瓣法辐射时序如图 7-20 所示。



图 7-20 时分波瓣法辐射时序

在导引头接收机中，分别提取俯仰误差和方位误差，控制导引头天线对准目标，并给出制导信息，控制导弹飞向目标。

7.4.4 制导系统工作流程

图 7-21 表示逆单脉冲制导的实现方法。

导弹上的雷达导引头接收目标散射的和模型与俯仰-方位误差模型信号，导引头利用这些信号确定目标相对导弹的角度位置。弹上制导系统依据目标角度信息给出合适的舵偏指令，使导弹沿最佳弹道飞行。

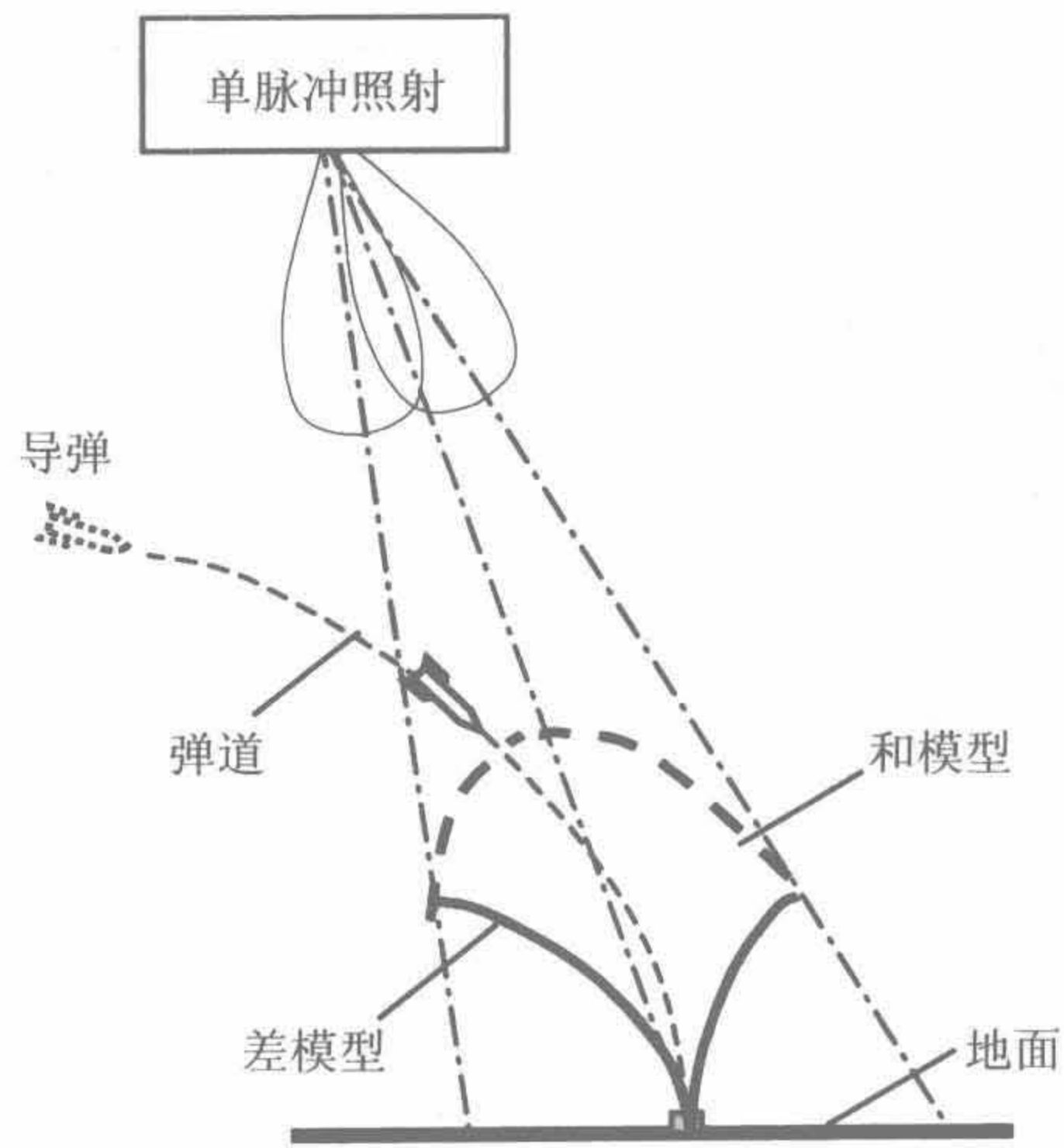


图 7-21 逆单脉冲制导的实现方法

逆单脉冲制导系统的工作流程如图 7-22 所示。

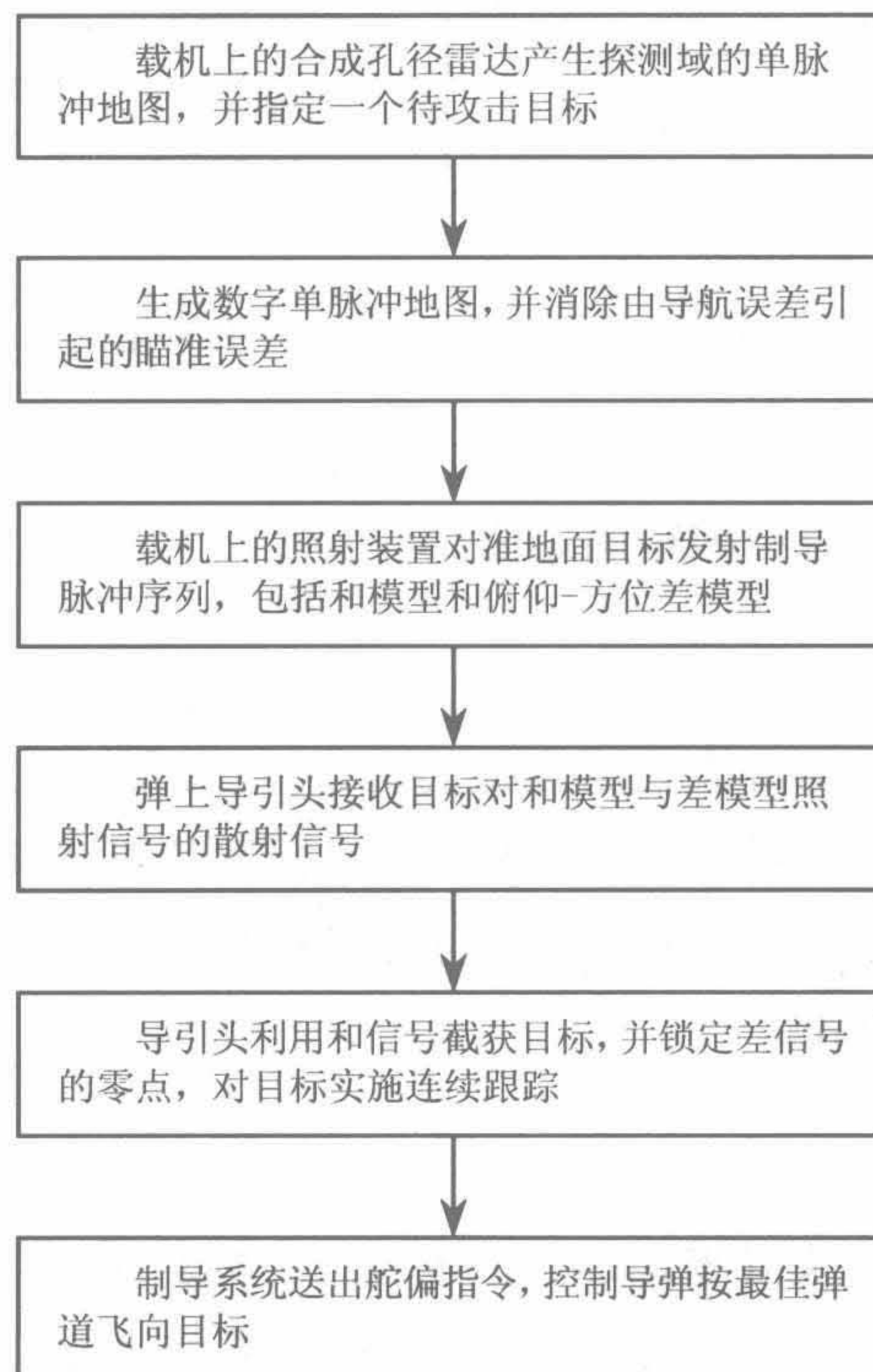


图 7-22 逆单脉冲制导系统的工作流程

由工作流程可知，逆单脉冲制导系统的工作性能主要由机载雷达和照射器决定，从而简化了导弹武器特别是导引头设计，提高了武器系统的可靠性。

7.4.5 逆单脉冲半主动导引头

逆单脉冲制导系统是一个半主动寻的制导系统。机载单脉冲照射装置照射目标是弹载非相参接收机探测目标的前提，故把弹载非相参接收装置归入半主动导引头的范畴。图 7-23 为逆单脉冲半主动导引头简化框图，它由接收机、信息处理机和伺服系统组成。

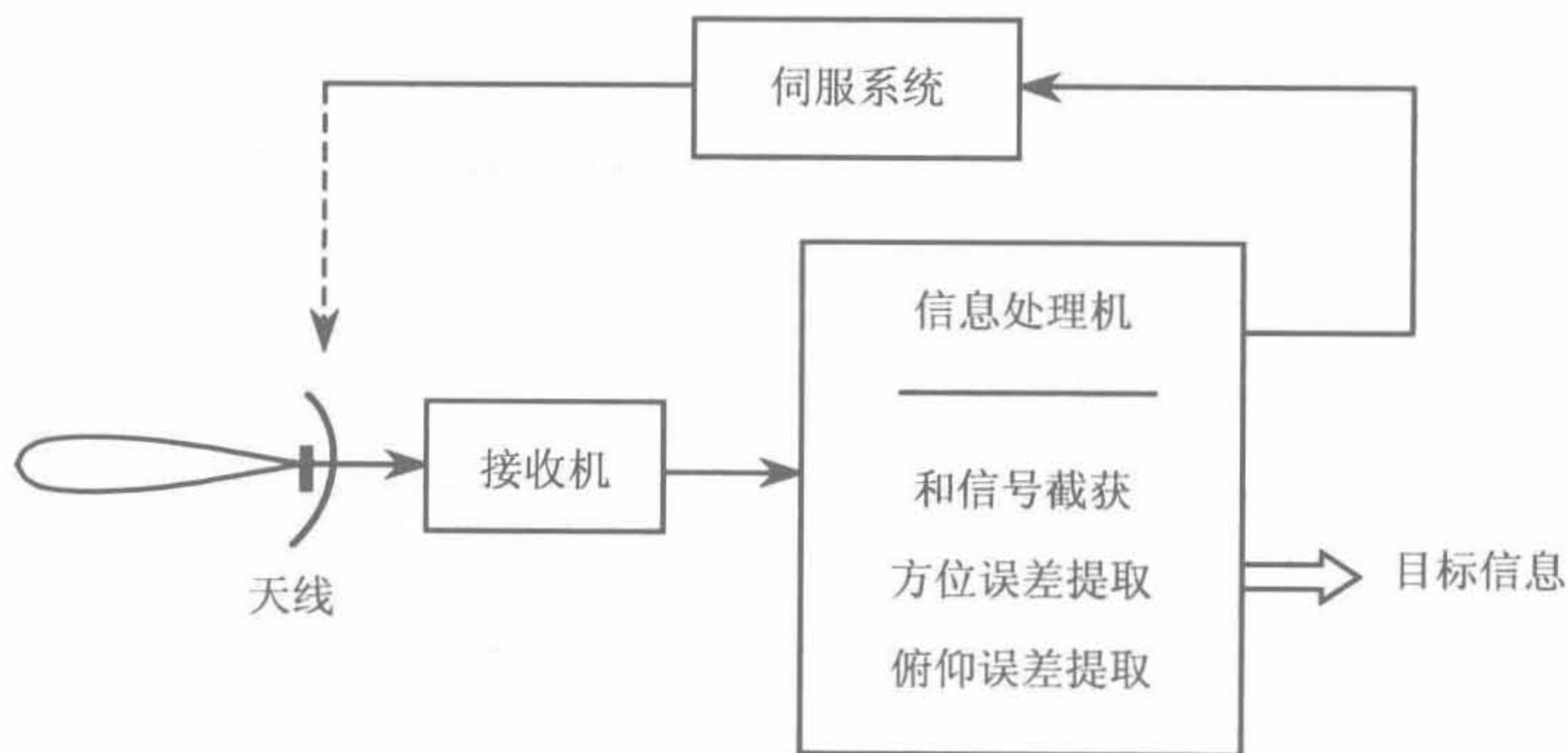


图 7-23 逆单脉冲半主动导引头简化框图

逆单脉冲半主动导引头在截获和信号，对目标进行粗略定位的基础上，利用差信号实施寻零跟踪，完成对目标的精确定位。

1. 截获目标

载机发射控制系统将导弹发射至设定的窗口中，使导引头天线的主波束覆盖目标区域，导引头接收由单脉冲照射雷达发射并由目标及其邻域反射的和信号，经识别后锁定该信号。截获和信号后，锁定其相位与时间基准，作为解读方位差信号和俯仰差信号的参考相位与同步基准。

2. 寻零跟踪

逆单脉冲半主动导引头寻零跟踪的基本原理：判读目标对应的零值位置，给出弹体坐标系中目标位置的方位角与俯仰角，作为控制导弹飞行的制导信息。

第 8 章 被动导引头

被动导引头是被动无线电测向原理在导弹中的应用。测量弹体坐标系中的目标角位置与角速率信息，是被动导引头的主要功能。显然，选择测向体制是设计被动导引头的基本内容。在侦察接收系统中，有两种基本测向体制：一是搜索式测向，借助扫描天线对稳定电磁辐射源进行探测，扫描过程中天线方向图因子对被测信号进行幅度加权，从幅度变化的信号序列中提取目标角信息；二是瞬时测向，借助天线阵获取多路接收信号，通过实时信息处理，提取目标角信息。考虑到导弹-目标相对机动和被测信号捷变等因素，被动导引头采用瞬时测向体制是合适的。文献[54]中介绍了各种被动测向体制。本章仅介绍比相式、比幅式、时差式、全息式和旋转天线式测向的基本原理及其主要特点。

8.1 比相测向

辐射源到天线阵各子天线的波程差，可由相位差表征，它与目标的角位置有关。天线阵相干测向系统可以从对应于波程差的相位差中提取目标的角信息^[54,55]。天线阵相干测向系统可实现单脉冲测向，故又称相位单脉冲测向系统。

8.1.1 相干测向原理

单平面相干测向系统如图 8-1 所示。远场辐射源的辐射信号到达天线 I 与天线 II 的波程差为

$$d = D \cos \alpha = D \sin q \quad (8-1)$$

式中： D 为天线 I 与天线 II 的间距； α 为电波到达角，即视线（导弹与目标连线）与天线基线的夹角； q 为天线的视角，即视线与天线法线的夹角。 α 与 q 互为余角。

波程差对应的相位差为

$$\varphi = \omega \left(\frac{d}{c} \right) = \frac{2\pi}{\lambda} D \sin q \quad (8-2)$$

式中： ω 与 λ 分别为辐射信号的角频率和波长； c 为光速。

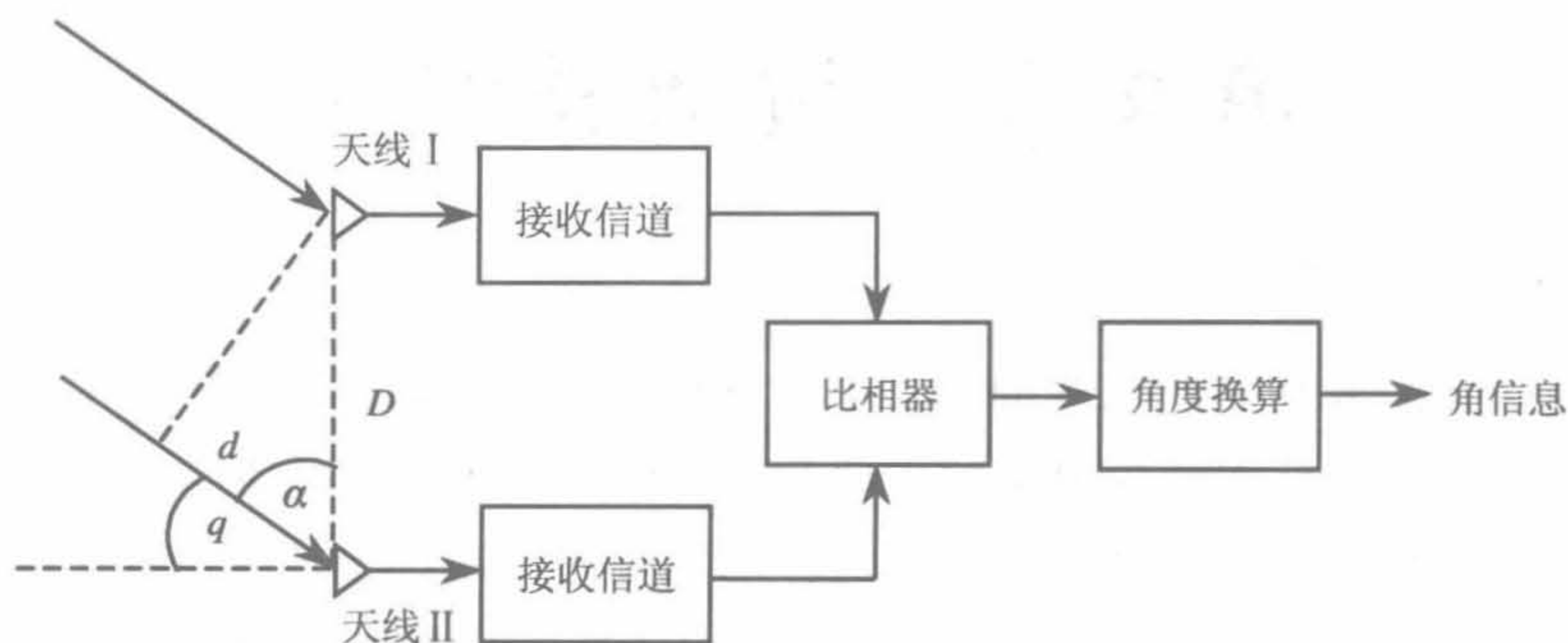


图 8-1 单平面相干测向系统

只要两个接收通道的幅相特性具有良好的一致性，比相器可提取两路信号的相位差 φ ，经过换算，可得 q 值。

导弹测向系统应具备高精度测角能力。相干测向系统的测角精度可由式(8-2)的全微分表达：

$$d\varphi = \frac{\delta\varphi}{\delta q} dq + \frac{\delta\varphi}{\delta\lambda} d\lambda + \frac{\delta\varphi}{\delta D} dD \quad (8-3)$$

对于固定安装的两个天线，可不计间距 D 的不稳定因素，忽略上式中的第三项，则有

$$d\varphi = \frac{2\pi D \cos q}{\lambda} dq - \frac{2\pi D \sin q}{\lambda^2} d\lambda \quad (8-4)$$

整理上式，并用增量表示，可得

$$\Delta q = \frac{\Delta\varphi}{2\pi D \cos q} \lambda + \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \tan q \quad (8-5)$$

可见，测向误差由多种因素决定：

- 测向误差与波长相对变化量 $(\Delta\lambda/\lambda)$ 有关，它由辐射源和测向系统本振源的频率稳定度决定，当频率稳定度很高时，可忽略式(8-5)中的第二项；
- 测向误差与天线间距 D 有关，间距越大，测角精度越高；
- 测向误差与相位测量误差 $\Delta\varphi$ 有关，它由天线罩、天线、馈线、信道等的相位平衡度决定；

——测向误差与视线角 q 有关，当 q 趋向 0° 时，测角误差最小，对于具有伺服跟踪平台的测向系统，在稳定跟踪时， $q \approx 0^\circ$ ，对测向精度的影响较小；当 q 接近 90° 时，测向误差急剧增加，对于与弹体固联的测向系统，必须限制视角范围，以免测向误差过大。

8.1.2 相干测向系统

相干测向系统中，当相位差 φ 超过 2π 时，将导致测角模糊，不能确定辐射源的真实方向。相干测向系统以天线阵中心处的法线为对称轴，法线方向的相位差为零，法线两侧的最大相位差分别为 π 与 $-\pi$ ，最大不模糊视场角为

$$q_m = \pm \arcsin\left(\frac{\lambda}{2D}\right) \quad (8-6)$$

为了扩大不模糊视场角，必须采用小间距天线阵。对于图 8-1 所示的测向系统，在小视角范围内，式 (8-2) 可写成 $\varphi \approx (2\pi D/\lambda)q$ ，可见 q 的无模糊区间为 $[-\lambda/(2D), +\lambda/(2D)]$ 。若将天线间距增大四倍，即达到 $4D$ ，则 q 的无模糊区间仅为 $[-\lambda/(8D), +\lambda/(8D)]$ ，不模糊区间缩小到四分之一。图 8-2 中给出了上述两种长短基线测向系统的 φ 曲线，实线是长度为 D 的短基线测向系统的 φ 曲线，虚线是长度为 $4D$ 的长基线测向系统的 φ 曲线。

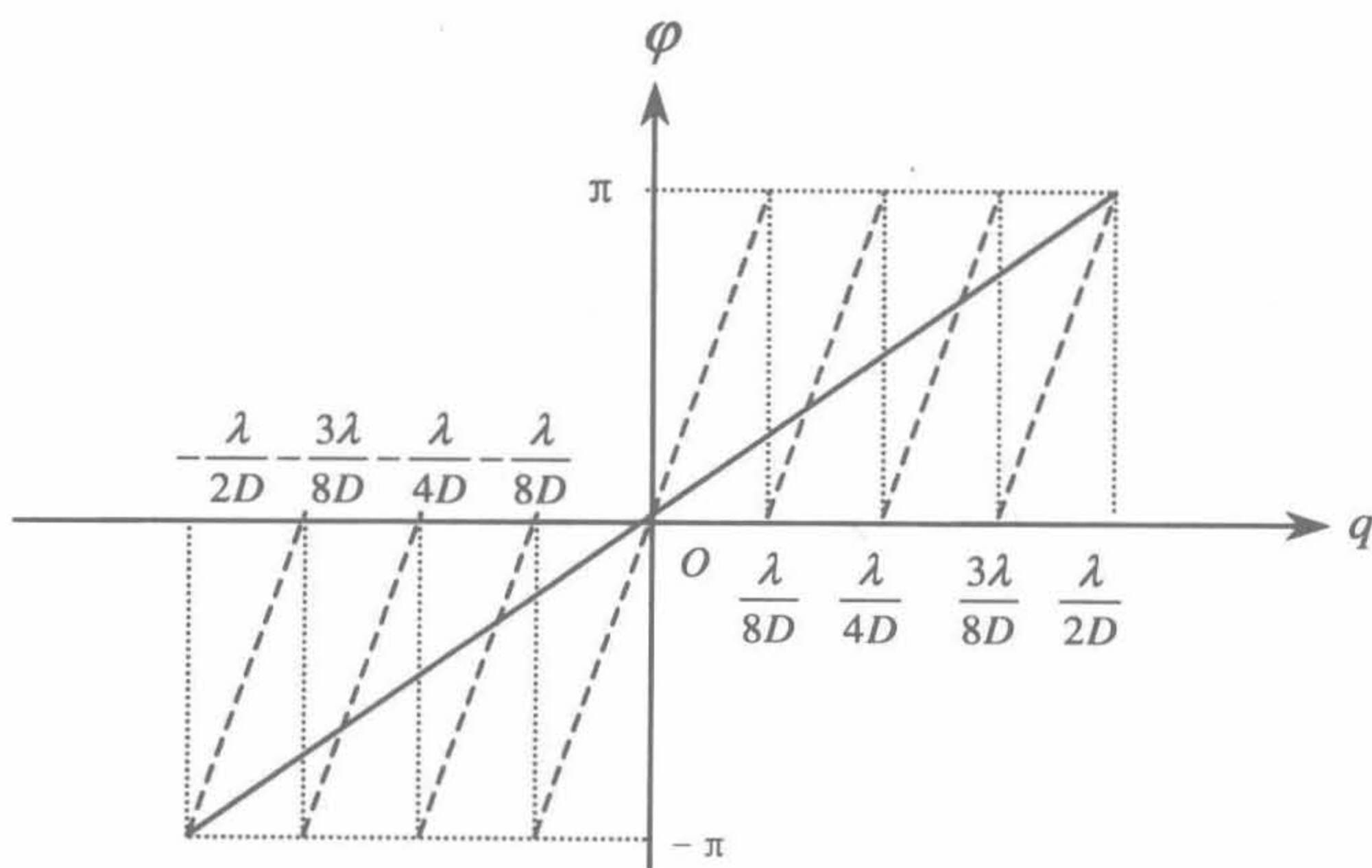


图 8-2 长、短基线测向系统的 φ 曲线

由图 8-2 可见， φ 曲线的斜率与基线长度成正比，长基线测向系统有助于提高测角精度。

为了解决测角模糊问题，往往需要更多天线组成复杂的天线阵。采用长短基线复合天线阵的相干测向系统可解决大视角与高精度的矛盾，短基线天线阵可获得足够大的不模糊视角，而长基线天线阵可获得足够高的测向精度。图 8-3 为单平面双基线天线阵相干测向系统示意图。

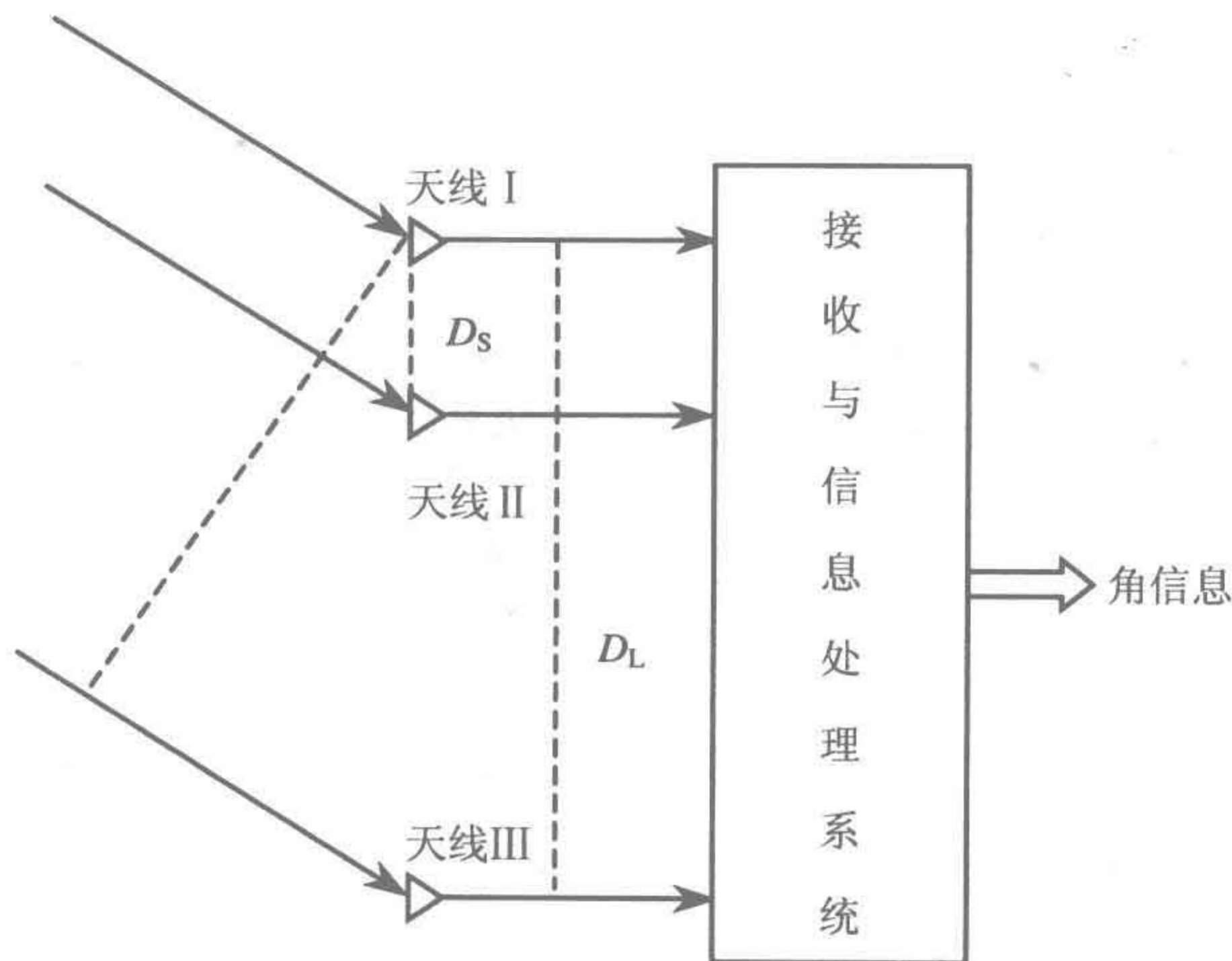


图 8-3 单平面双基线天线阵相干测向系统示意图

图 8-3 中，天线 I 和天线 II 组成短基线天线阵，为确保无模糊，最大视角的相位差不得超过 2π ，短基线长度 D_S 应小于波长。天线 I 和天线 III 组成长基线天线阵，为确保系统的测向精度，长基线的长度 D_L 应数倍于短基线的长度。

天线阵 I - II、天线阵 I - III 接收信号的相位差分别为

$$\varphi_{12} = \frac{2\pi}{\lambda} D_S \sin q \tag{8-7}$$

$$\varphi_{13} = \frac{2\pi}{\lambda} D_L \sin q = N2\pi + \psi \tag{8-8}$$

式中： N 为正整数； ψ 为小于 2π 的角度。

ψ 可由比相器测得。解模糊就是要正确计算出 N 值。由式 (8-7) 与式 (8-8) 可得 $D_L / D_S = \varphi_{13} / \varphi_{12}$ ，即 $\varphi_{13} = (D_L / D_S) \varphi_{12}$ ，用 2π 去除 $(D_L / D_S) \varphi_{12}$ 得到最接近 $(D_L / D_S) \varphi_{12}$ 而又小于它的那个整数，此整数就是对应于不模糊 φ_{13} 的 N 值。

应该指出，在二维测向阵列中，五元均匀圆阵干涉仪是均匀阵中阵元最少的一种无模糊测向技术。这种天线阵的五个阵元等间隔地分布在一个圆上，其天线阵布局如

图 8-4 所示。

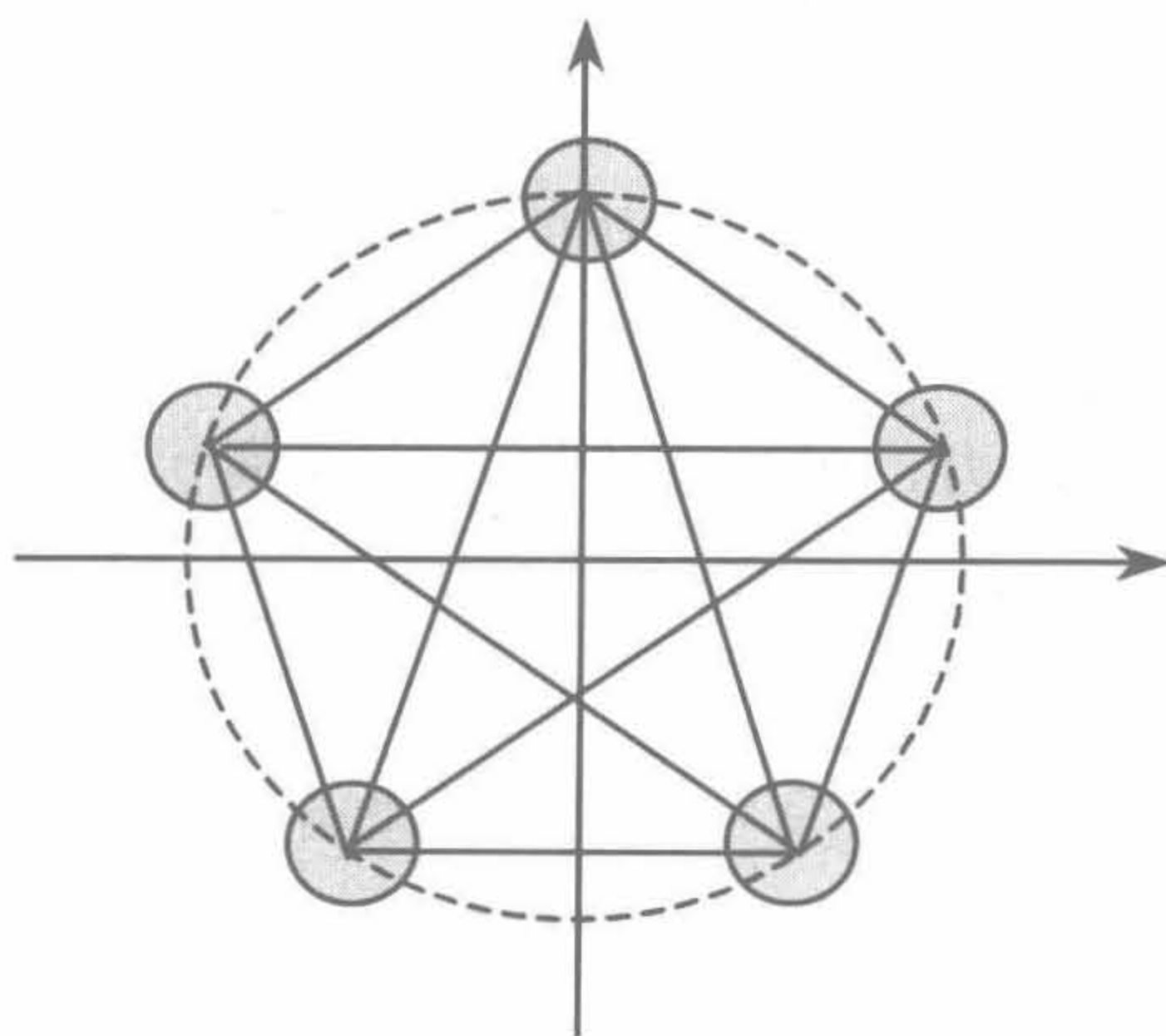


图 8-4 五元均匀圆阵干涉仪天线阵布局

五元阵的五条对角线作为低频段测向基线，五条边线作为高频段测向基线。这种方法与全频段采用单一基线的测向系统相比，解模糊运算量和测向精度比较均衡。文献[56]介绍了五元均匀圆阵干涉仪的测向原理，可参阅。

当小口径导引头不能容纳多基线天线阵时，为了解决大视角与高精度的矛盾，往往采用比幅-比相测向系统。通过倾斜安装的天线，形成交叉波束，信息处理系统对交叉波束天线的接收信号进行比幅处理，无模糊地获取角误差信息，通过导引头随动系统控制天线跟踪目标，当进入相干测角系统的线性区域时，实施单基线相干处理，实现精确测角与跟踪。

应该指出，尽管相干测向系统存在测角模糊，但可以无模糊地提取角速率信息。

8.1.3 探测能力

信号分选识别与高灵敏度探测是被动导引头的两项关键技术。探测距离是被动寻的系统的总体指标，它由辐射源特性、环境状态、导引头工作灵敏度等因素共同决定。

1. 信号分选识别

信号分选是从密集的信号环境中正确选择和跟踪具有先验特征（或称雷达指纹）的雷达信号。信号分选涉及空域（信号入射角）分选、频域（载频）分选和时域（脉冲重复周期、脉冲宽度）分选。被动导引头信号分选系统的基本功能：

——适应密集信号环境；