

译者的话

由于空中目标飞行速度和高度的进一步增加，防御措施的不断发展，对防空导弹的精度和命中率要求更加提高，致使防空导弹飞行控制问题变得越来越复杂，而飞行控制设备的性能和质量又直接影响导弹的战斗能力。

本书不是对飞行控制理论的抽象探讨，而是侧重于阐述防空导弹飞行控制系统的工作原理和各导引阶段的物理特性，特别注意分析防空导弹控制系统设备的技术参数和论证对参数数值的要求。本书对发展地空导弹飞行控制技术有一定参考价值。

对原文中有错误和误印的地方凡已发现的均作了更正，并加注了说明。鉴于我们水平有限，译文中定有不少错误之处，盼读者批评指正。

绪 言

防空导弹飞行控制是个棘手的技术问题，解决这个问题需要获取、处理和传送大量信息。随着空中目标飞行速度和高度的进一步增加和广泛地采用各种防御措施，随着对防空导弹武器精度和概率特性的要求不断提高，防空导弹飞行控制问题变得越来越复杂了。

因此，防空导弹控制系统里应包含各种设备，这些设备的作用原理和制造技术要以电子学、火箭和计算技术最新成就为基础。在确定防空导弹武器战斗性能时，这些设备中的每一个都表现有自己的特性。应用防空导弹技术的人们对于这些特性及其对战斗性能的影响是很感兴趣的。

国内外有关防空导弹控制问题的文献大多数偏重于理论方面的阐述，对防空导弹飞行控制系统各种元件的组合方案及其物理过程的描述，因难于综合周全而未予以足够的重视。

另外，在研制新型防空导弹武器时，有必要运用那些揭示防空导弹飞行控制原理及其仪器情况的新知识。在许多场合下，人们不仅对解决防空导弹飞行控制问题的抽象概念感兴趣，而且经常对各导引阶段的物理实质、它们的仪器和结构方案感兴趣。

上述各种理由就基本上确定了本书论述的方向和方法、规模和内容。在采用国内外技术文献时，作者力图综合那些在防空导弹飞行控制设备元件中得到应用的技术方案，同时，对一些方案适用于某些已知的设备的情况作了分析，对另一些方案指出了原则上的可行性。

书中特别注重分析防空导弹控制系统设备的技术参数和论证对这些参数数值的要求。据作者所见，这就可以确有实据地在设

备的参数和战术性能之间建立联系。

防空导弹飞行控制设备是以各种科学技术领域中所阐述的各种各样的原理为基础,而每一科学技术领域都规定了自己的定义、术语和符号,因此,在研究相应问题时,作者力求保持所用术语、符号的继承性。

本书根据国内外公开文献而著。

书中,一、二、五、七、八章为 B. П. 德米道夫所著,三、四章为 H. И. 库得耶夫所著。

Г. В. 阿凡纳谢夫工程师积极参加了许多问题的讨论,为此,作者对他深表感谢。

作者

目 录

第一章	防空导弹的导引方法及控制系统	1
§ 1-1	防空导弹的导引方法	1
§ 1-2	防空导弹控制系统的特性	7
§ 1-3	遥控系统	12
§ 1-4	自导引系统	19
第二章	雷达瞄准器的无线电系统设备	26
§ 2-1	雷达信号	26
§ 2-2	雷达瞄准器的发射装置	36
§ 2-3	天线馈电线装置	42
§ 2-4	雷达瞄准器接收装置	64
第三章	目标与导弹的光学瞄准器	75
§ 3-1	光学瞄准器的一般特性	75
§ 3-2	手控跟踪飞行器的电视-光学瞄准器	76
§ 3-3	自动跟踪导弹的有源电视-光学瞄准器	82
§ 3-4	国外武器系统中的激光瞄准器	85
第四章	雷达瞄准器中目标与导弹运动坐标及速度的测量装置	94
§ 4-1	坐标测量装置的一般特性	94
§ 4-2	飞行器距离跟踪系统	98
§ 4-3	目标(导弹)角坐标跟踪系统	102
§ 4-4	目标速度自动跟踪系统	121
第五章	显示装置	129
§ 5-1	显示装置的功用及其技术特性	129
§ 5-2	一维显示器	133
§ 5-3	二维显示器	136
第六章	国外防空导弹的坐标方位仪	153
§ 6-1	防空导弹坐标方位仪的用途与分类	153

§ 6-2	对坐标方位仪的基本要求	162
§ 6-3	光学坐标方位仪	165
§ 6-4	无线电坐标方位仪	185
第七章	指令形成装置	196
§ 7-1	指令形成装置所解决的问题	196
§ 7-2	实现两点导引法时控制指令的形成	204
§ 7-3	实现三点导引法时控制指令的形成	208
§ 7-4	模拟型指令形成装置的元件	211
§ 7-5	数字电子计算机的指令形成装置	231
第八章	防空导弹无线电指令控制线路	234
§ 8-1	无线电指令控制线路的基本特征	234
§ 8-2	指令变换方法	242
参考文献		261

第一章 防空导弹的导引方法及控制系统

§ 1-1 防空导弹的导引方法

把导弹引向目标是控制导弹飞行的连续过程。解决导引任务的是闭合式自动控制（自动调节）导引系统。由于控制的结果，导弹沿着预定的弹道运动，弹道的特性则由目标运动规律和防空导弹导引方法确定。

使导弹接近目标的预定规律叫做导引方法。导引方法把导弹在接近目标过程中应完成的一些条件加给导弹运动特性。导引方法有多种多样。例如，在一些方法中，在导引过程中导弹应位于或前置于目标瞄准线上。在另一些方法中，导弹运动时应使导弹-目标连线在空中自相平行地移动等等。

导弹按预定条件（如接近规律）飞行的弹道叫运动学弹道（或叫计算弹道）。对于不同的导引方法和不同的目标运动规律，运动学弹道的数目是无限多的。这些弹道将具有各种不同的曲率，因而就会影响防空导弹的射程和导引精度以及防空导弹武器的其他性能。

运动学弹道曲率最小、仪表实现最简单的导引方法是最合理的方法。在飞行过程中，使导弹运动偏离给定弹道的各种因素作用于导弹，结果由导引方法所决定的条件受到破坏，致使导弹偏离运动学轨道。给定条件的破坏程度称作失调参数 $\Delta(t)$ 。失调参数的形式取决于所采用的导引方法。它可能是描述导弹偏离目标瞄准线的角度或长度。在另外一些情况下，失调参数可能是导弹-目标连线的转动角速度。

失调参数的瞬时值由地面或弹上的仪器进行测量，结果就形

成与 $\Delta(t)$ 成比例的失调电压

$$u_p(t) = K_{\Delta} \Delta(t) \quad (1-1)$$

式中 K_{Δ} ——比例系数。

电压 $u_p(t)$ 是控制导弹指令的依据。在控制指令作用下，导弹舵面改变方向，于是产生控制力矩，结果就能使导弹沿着给定的弹道运动。

必须指出，只有在给定导引方法的要求能完全满足的情况下，导弹才有可能沿运动学弹道运动，实际上这是不可能的。事实上，导弹是沿着所谓动力学弹道运动的。这些弹道的相应点之间的线性距离就是导引误差。

在防空导弹导引系统中采用了两点导引法和三点导引法。

用来确定导弹和目标两点在空间相互位置的导引方法叫做**两点法**。这种方法在自导引系统中得到了应用。属于这类导引方法的有直线导引法、追踪法、平行与比例接近法等。

在导引时，使导弹以其纵轴 Ox_1 朝向目标的方式运动，这样的方法是直线导引法（图 1-1 a）。不难看出，在垂直平面内控制导弹时，这个条件是：

$$\theta = \varepsilon \quad (1-2)$$

式中 θ ——导弹俯仰角，
 ε ——导弹-目标连线倾角。

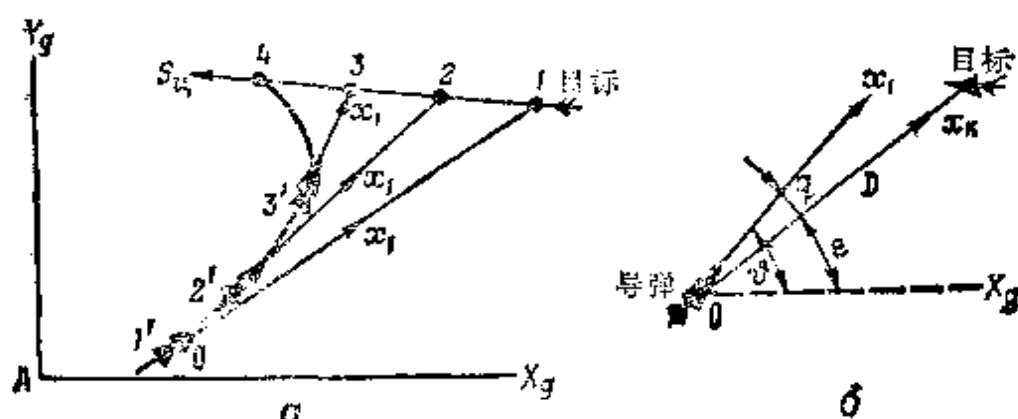


图1-1 直线导引时的导弹运动弹道和失调参数
 a —导弹运动弹道， δ —失调参数。

破坏这个条件便出现失调参数:

$$\Delta_q = \theta - \varepsilon = q \quad (1-3)$$

角度瞬时值 $q(t)$ 可用弹上坐标方位仪 (图 1-16) 简单地测得, 该仪器可产生与 $q(t)$ 成比例的失调电压。

直线导引法会使弹道的曲率很大, 从而降低了导引精度和减少了射程。因此, 这种纯粹的直线导引法得不到应用。经常使用的是有固定前置角的直线导引法, 这时, 导弹运动方式是其纵轴 Ox_1 与导弹-目标连线之间提前一个固定角度 q_0 。在这个条件下, 失调参数

$$\Delta_q(t) = q(t) - q_0 \quad (1-4)$$

式中 $q(t)$ ——导弹纵轴和导弹-目标连线之间夹角的瞬时值。

对于用直线导引法引导导弹来说, 既可使用跟踪坐标方位仪, 也可使用非跟踪坐标方位仪。在跟踪式坐标方位仪里, 轴 ox_x 总是朝向导弹-目标连线方向。因此, 为了测量角 q , 可以采用产生失调电压的电位计式传感器。

在导弹接近目标的导引过程中, 应使导弹速度矢量与导弹-目标连线相重合, 这样的导引方法是跟踪法。因此, 跟踪法应满足下述条件

$$\theta = \varepsilon \quad (1-5)$$

式中 θ ——导弹速度矢量倾角。

跟踪法失调参数等于角度 θ 和 ε 的差值, 即

$$\Delta_q = \theta - \varepsilon = q_n \quad (1-6)$$

式中 q_n ——导弹速度矢量方向和导弹-目标连线之间的夹角。

为了测量这种导引方法的失调参数, 采用一些活动的非跟踪式坐标方位仪, 坐标方位仪的轴 ox_x 根据导弹速度矢量定向。这类坐标方位仪直接测量角度 q_n 或其分量, 并输出失调电压。

在用追踪法导引时, 导弹弹道曲率很大, 因此, 纯粹采用这种方法便受到限制。同时, 还会发生由于坐标方位仪定向装置 (动力风向仪) 引起相当大的脉动导引误差。

含固定前置角的跟踪法有时得到应用, 在这种方法里, 在导弹运动过程中其速度矢量比导弹-目标连线要提前一个给定的角度常量 q_0 。

平行接近法要求实现下述条件: 在导弹运动时, 应使导弹-目标连线与初始位置相平行地移动 (图 1-2)。即如果在导弹发射

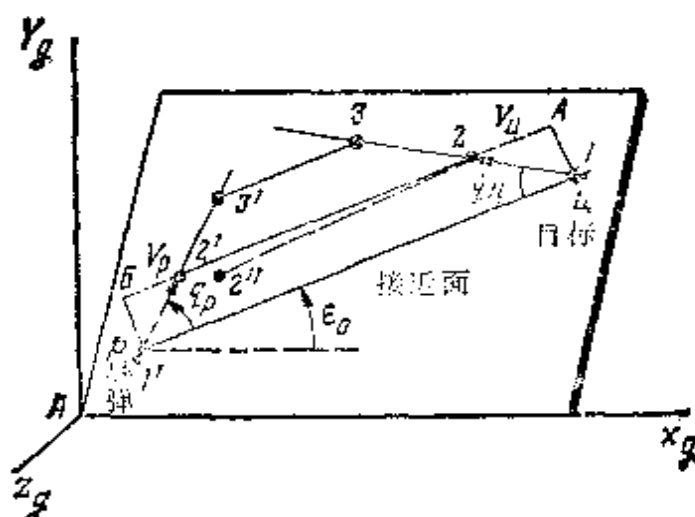


图1-2 用平行接近法导引导弹

时刻导弹-目标连线($P1I$)倾角为 ϵ_0 , 则当导弹接近目标时, 导弹-目标连线 ($P1I$) 应总为固定倾角, 即连线不应有转动角速度 $\dot{\epsilon}$ 。与此相对应, 我们可以写出该方法赋予导弹运动特性的条件式

$$\dot{\epsilon} = 0 \quad (1-7)$$

不满足这一条件就要出现与导弹-目标连线转动角速度相等的失调参数, 即

$$\Delta i(t) = \dot{\epsilon}(t) \quad (1-8)$$

$\dot{\epsilon}(t)$ 的瞬时值可用活动的跟踪式坐标方位仪测量, 它产生与转动角速度值成比例的电压

$$u_p(t) = a\dot{\epsilon}(t) \quad (1-9)$$

得到的失调电压用于构成控制防空导弹飞行的指令。

由图 1-2 可以看出, 为了满足由导引方法赋予导弹运动规律的要求, 必须这样来控制导弹飞行: 当目标位于点 1 时, 导弹位

于点 $1'$ ，当目标位于点 2 时，导弹位于点 $2'$ ，等等。为此，直线 PII 两端经过的路程应该相等，即 $PE = IIA$ 。

角 q_p 是前置角。在导弹沿运动学弹道运动时，前置角量值为，

$$q_p = \arcsin \frac{V_a}{V_p} \sin q_a \quad (1-10)$$

从 (1-10) 表达式得出：这种方法就是前置点法。用这种方法时，运动学弹道曲率比前面所研究的各种方法的曲率大大地减小，这是这种方法的优点。然而该方法有一个重要的缺点，即当目标机动飞行时防空导弹过载相当大。

比例接近法（比例导航）是这样的：当按此种方法导引时，导弹速度矢量转动角速度 $\dot{\theta}$ 与导弹-目标线转动角速度 $\dot{\epsilon}$ 成正比。这个方法的方程为，

$$\dot{\theta} = K \dot{\epsilon} \quad (1-11)$$

式中 K ——比例系数。

由此可见，当 $K = \infty$ 时，比例接近法就变为平行接近法，而当 $K = 1$ 时，便是跟踪法。

从图 1-2 得出，用这种方法导引导弹时，要求对导弹速度矢量的空间位置进行控制，使它保持在接近平面内。这就有必要按偏航角来控制导弹。

实现这个方法就要测量 $\dot{\epsilon}(t)$ 和 $\dot{\theta}(t)$ 的瞬时值。其中第一个变量可用防空导弹活动的跟踪式坐标方位仪测量，第二个变量可用装在导弹上的线加速度传感器测量。

这个导引法的失调参数是：

$$\Delta \dot{\theta} = K \dot{\epsilon} - \dot{\theta} \quad (1-12)$$

从 (1-12) 式可见，当导弹-目标连线出现角速度时，导弹应该改变自己的运动方向，使得失调参数等于零。

国外制造的许多防空导弹系统（“红眼睛”、“霍克”等等）均采用比例接近法。

在导引防空导弹时，确定控制站、导弹与目标三点在空间相互位置所用的方法叫三点法。因为控制站是不动的（位于地面），则导弹与目标相对于控制站定点的相互位置就确定了。国外遥控系统便采用这种方法。² 三点法和前置点法都属于这种方法。

三点法是这样的：当用这种方法导引时，导弹被保持在目标瞄准线上（即保持在目标与控制站连线上，图 1-3）。在两个相互

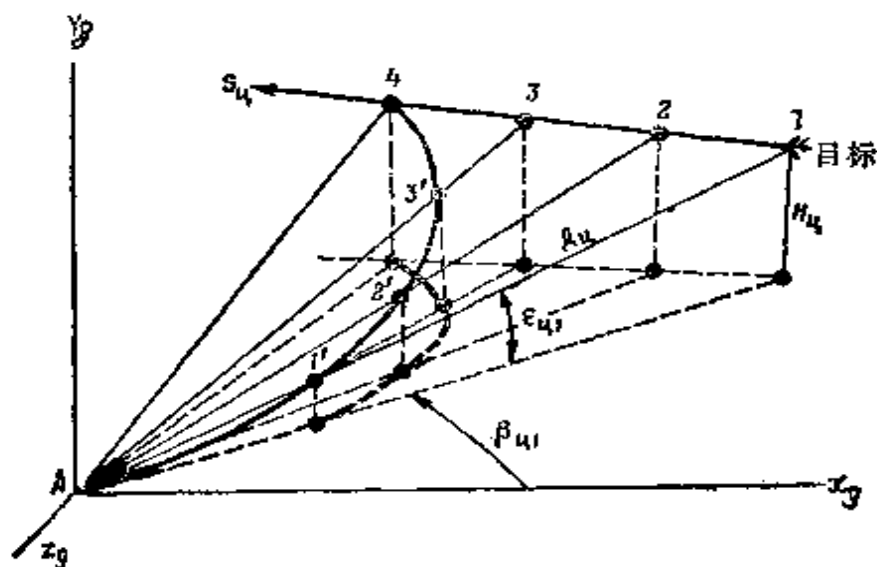


图1-3 用三点法导引导弹

垂直的平面内控制导弹时，三点法的方程是：

$$\varepsilon_x = \varepsilon_u \quad (1-13)$$

$$\beta_x = \beta_u$$

式中 ε_x , β_x ——运动学弹道各点的仰角和方位角；

ε_u , β_u ——目标的仰角和方位角。

当导弹偏离目标瞄准线时产生失调参数：

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_x - \varepsilon_p = \varepsilon_u - \varepsilon_p \quad (1-14)$$

$$\Delta\beta = \beta_x - \beta_p = \beta_u - \beta_p$$

从 (1-14) 式得出：用这种方法导引导弹时，必须测量目标与导弹的角坐标。这样所得到的 $\Delta\varepsilon$ 、 $\Delta\beta$ 值可用来获得形成控制指令时所必须的失调信号。为了在所有射程内获得相同的导引精

度，把导弹对目标瞄准线的线性偏移作为失调参数，关于这个问题将在第七章详细说明。

三点导引法不必测量目标距离是它最明显的优点。当射击高速目标时导弹运动学弹道曲率相当大则是这个方法的缺点。在“长剑”、“吹管”等导弹中采用三点法导引。

前置点法是这样的：在用这类方法导引时，导弹前置于目标瞄准线。这类方法计有弹道全程取直法和半程取直法，固定前置系数法和可变前置系数法。前置法控制的通式为：

$$\begin{aligned}\varepsilon_u &= \varepsilon_u + \varepsilon_{ynp} \\ \beta_u &= \beta_u + \beta_{ynp}\end{aligned}\quad (1-15)$$

式中 ε_{ynp} 、 β_{ynp} ——前置角数值。

前置角数值与目标角坐标变化速度、导弹-目标距离成比例。由此得出，对于用前置点法导引导弹，不仅要测量角坐标，而且要测量导弹和目标的距离，因此使控制站的设备复杂了。

在用前置点导引法时，导弹飞行弹道更接近于直线，因而提高了导引精度和射程。

§ 1-2 防空导弹控制系统的特性

用各种控制系统实现对无人驾驶飞行器的控制。在一般情况下，这些控制系统可按下述方法分类：即按解决任务的数量，按同时受控物体的数量，按控制站数量，按级数（单级、多级），按在控制过程中操作员参加操作的程度（自动式、非自动式、通用式），按有无反馈（闭路式与开路式），以及按对外界条件的适应性。

控制系统一般可能是信息-测量装置、控制装置、指令传输线与控制物体的综合体。

信息-测量装置收集、处理来自外界的信息。信息的范围可能是很不相同的，它包含目标与导弹运动参数信息以及目标与干扰

物体特性的信息。在闭合系统里，沿反馈电路把控制物体的状态数据送进信息-测量装置。

信息-测量装置的任务包括分出有用的信息和过滤伪信息(干扰信息)。这个任务可以通过使用各类识别装置来解决，其中有些识别装置是根据形象识别原理和最佳滤波原理等等而制造的。

因而信息-测量装置产生表征导弹运动参数偏离所要求数值的失调信号。

失调信号被送进控制器，与此同时将表征控制过程预定状态的先验数据与实际状态的瞬时数据也送入控制器。输入先验信息可以获得所要求的控制质量。

在分析输入数据的基础上，控制器形成控制导弹的指令，这些指令通过指令传输线送进执行机构。

根据防空导弹控制系统的类型，信息-测量装置可以包括获取信息的装置，也可以包括传输信息的装置。

将控制指令、瞬时信息及初始信息联系在一起的总和关系叫做控制法则。由于这些关系可能是必然的和偶然的(随机的)，因此控制的运算方法可能是必然的或者是随机的。由于难以预言操作员对完全确定的作用有何种反映，所以在手控时采用随机运算方法。

根据对外界条件的适应程度，控制系统可分为普通的(非自适应性的)和自适应性的(适应的)。同样地，自适应性系统分为自动调节的和自动组合的。在控制导弹飞行过程中一些参数发生变化(调节)，而系统结构仍然不变的系统叫做自动调节系统。属于这些参数的可以是控制系统的放大系数、通带和其它参数。

在自动组合控制系统里，系统的参数和结构有可能改变。

控制可以是连续的、准连续的、脉冲式的和脉冲-修正式的。根据控制回路里随时间变化的过程特性来把控制归入确定的形式。

把导弹引向目标需要测量失调参数的瞬时值并形成失调信号

和控制指令。正如已经提到过的，导引系统解决这些问题，而该系统是控制系统的一部分，它也是保证将导弹引向目标的各种装置之总合。由此不难看出，导引系统里包含了下列部分：失调参数测量装置，指令产生器，指令传送器（在遥控系统里），自动驾驶仪以及作为受控物体的导弹。

除了必须控制导弹发射准备过程用的一些仪器外，在控制系统里还包括形成地面、弹上设备工作状态的控制信号的仪器以及控制发射装置位置的仪器等等。

这类控制系统广泛地用于控制“地-地”、“地-空”、“空-空”、“空-地”等各类导弹武器。

国外根据获取信息和控制的方法分为自主式、非自主式和综合式控制系统（图 1-4）。

在导弹起飞后不用得到外界信息而实现对导弹飞行控制的一些系统叫作自主式控制系统。系统工作所必要的一切信息都编入了弹上程序。根据目标位置、控制方法和导弹飞行特性预先制定控制程序。当然，这样的系统仅适用于引导导弹飞向那些坐标可以事先知道的固定目标。用这些方法把导弹引向活动目标实际上是不可能的，这是因为在导引过程中需要改变飞行控制程序。

自主式控制系统广泛地用于控制“地-地”类型的导弹。为了控制其它类型的导弹，自主式控制系统要与其它系统结合一起使用。此外，这类系统经常用来稳定导弹质心运动参数。

自主式控制系统可以是非无线电式的和无线电式的。非无线电控制系统有惯性式、陀螺式、天文导航式与按地标控制式。

用加速度积分法实现飞行控制的系统叫惯性系统。为此，可采用加速度计（线加速度传感器）和积分器。第一次积分可以得到导弹质心运动速度，第二次积分则可得到导弹经过的路长。为了控制导弹在空间的位置，必须具备三个测量仪器，其轴要互相垂直。测量仪器的各轴在起飞时定好方向，并在飞行中借助于陀螺稳定仪保持住自己的方向。

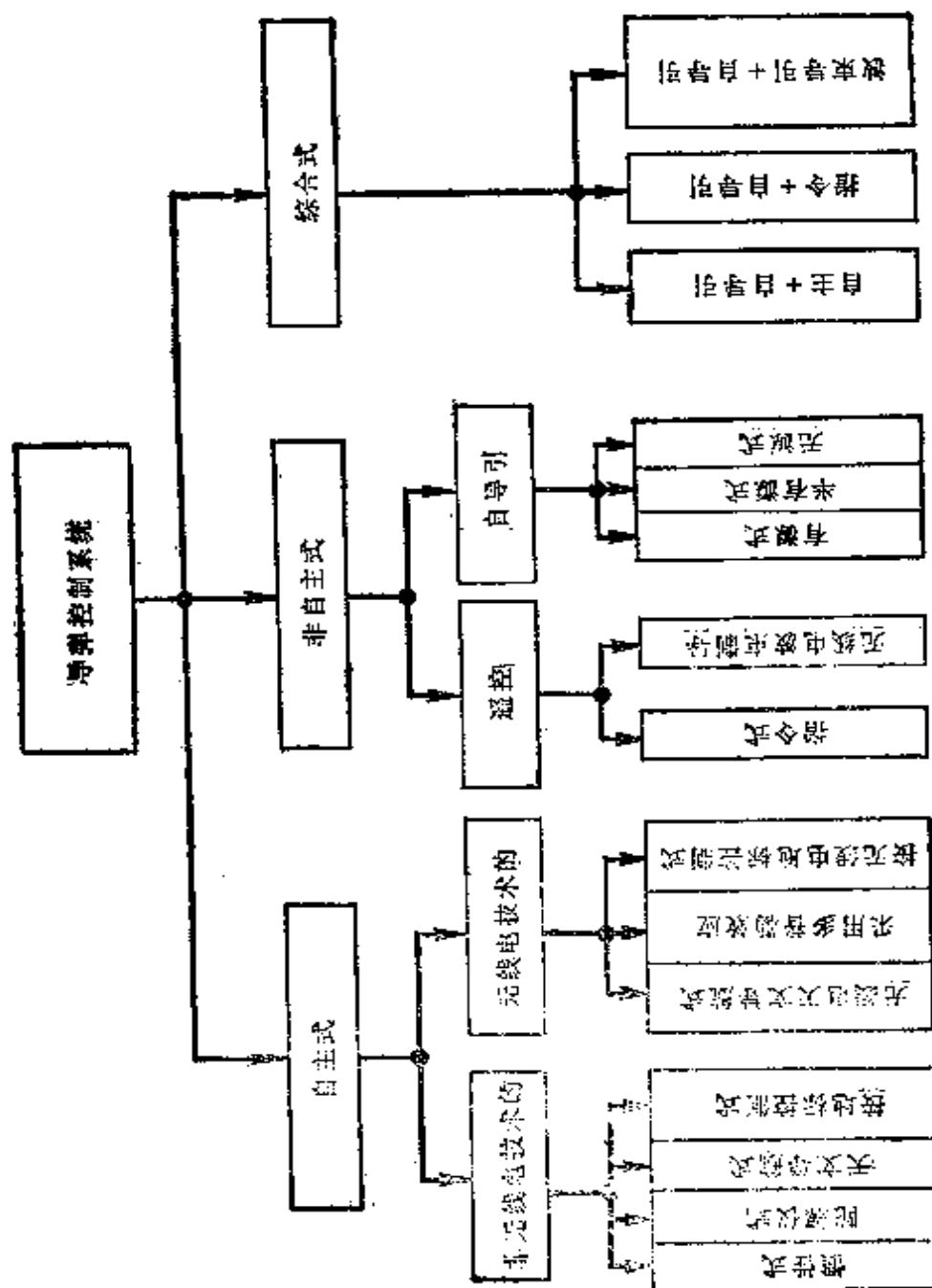


图1-4 国外导弹控制系统分类

积分后得到的导弹偏离设计飞行弹道的线性误差用于修正导弹弹道。

在陀螺控制系统里陀螺是测量元件，这些陀螺建立控制导弹的基准坐标系统。在形成弹道修正信号时要使用导弹各参数的测量数值。按程序实现飞行控制。陀螺系统广泛地用于导弹倾斜、俯仰和航向稳定控制。该系统与其他控制系统相结合可用于非自主式控制系统。

天文导航系统可以用天体来确定导弹质心位置。为此在弹上装有一些六分仪，它们测量两个星体的角度（高度），即确定星体方向和星体在水平面投影之间的夹角。用计算机将高度换算为导弹质心坐标，从而确定质心位置并计算出导弹偏离给定程序飞行弹道的误差值。

为了建立基准坐标系统，这些六分仪安装在陀螺稳定平台上。在导弹起飞之前，该平台以一定方式确定了方向。

地标控制系统工作原理是：把程序中确定的特征地形（地标）与在给定时刻导弹运动飞过的实际地形图进行比较。为此，在程序装置里可以装有设计飞行弹道所经地区的地形图照片。照片上地标位置与导弹质心对应的实际地形地标位置的偏差是修正飞行弹道用的失调参数。

最近，国外在研究把地形的全息照片用作地形程序的可能性。

在某些系统里，采用对环境物理参数（地球的磁场与电场、重力、大气特性等等）变化作出反应的一些仪器作为敏感元件。

属于自主式无线电系统的有无线电天文导航系统、采用多普勒效应的工作系统以及地标控制系统。

无线电天文导航系统工作原理与天文导航系统工作原理相类似。为了获得导弹质心在空间位置的信息，该系统采用无线电技术手段，对运动规律已知的天体实行射电定位。测得的高度用于表示失调参数。在这些系统中基准坐标系统由陀螺稳定仪组成。在陀螺稳定仪上安装无线电定向仪。

采用多普勒效应的控制系统（多普勒系统）用地面反射的信号频谱测量导弹质心运动的地面飞行速度。地面飞行速度是导弹质心相对于地面运动速度的水平投影。在导弹飞行过程中，辐射源以与水平面呈一定夹角辐照地面。结果是，从地面反射的接收信号将含有与地面飞行速度值成比例的多普勒频谱增量。这些系统中用前述方法使地面飞行速度值发生变化。在这些系统中，采用多波束无线电技术装置来达到高精度测量。

地面飞行速度测量值用于确定失调参数。

在导引过程中采用来自目标的信息的导弹控制系统称为**非自主式的**控制系统。它可以把导弹引向运动目标。在这样一些系统中，控制导弹飞行可以从导引站或借助于弹上仪器来实现。不过，在任何情况下都必须确定目标运动参数，并将这些参数送入形成控制指令的计算机里去。

属于自主式系统的有遥控系统和自导引系统。由于这些系统广泛地用于导引防空导弹，因此要较详细地予以论述。

§ 1-3 遥 控 系 统

国外防空导弹系统（“奈克”、“长剑”、“厄利康”等等）广泛采用遥控系统。同时应用指令遥控系统和指令遥导系统。

根据获取目标运动参数信息的方法，指令遥控系统分为第一类和第二类系统。

组成第一类遥控系统的装置包括：确定目标和导弹运动参数的被称为目标和导弹瞄准器的地面装置、指令产生装置（计算装置）、将指令从导引站传给导弹的发射机和导弹发射装置（图1-5）。作为瞄准器，既可以使用无线电技术设备，也可以使用光学仪器或红外仪器。在图1-5上表示了无线电技术瞄准器——多个雷达。图中有两个瞄准器：目标瞄准器和导弹瞄准器。不过，也有用一个雷达来测量目标和导弹参数的这样一些指令遥控系统。

从图1-5和指令遥控系统功能图（图1-6）可以看出，在跟

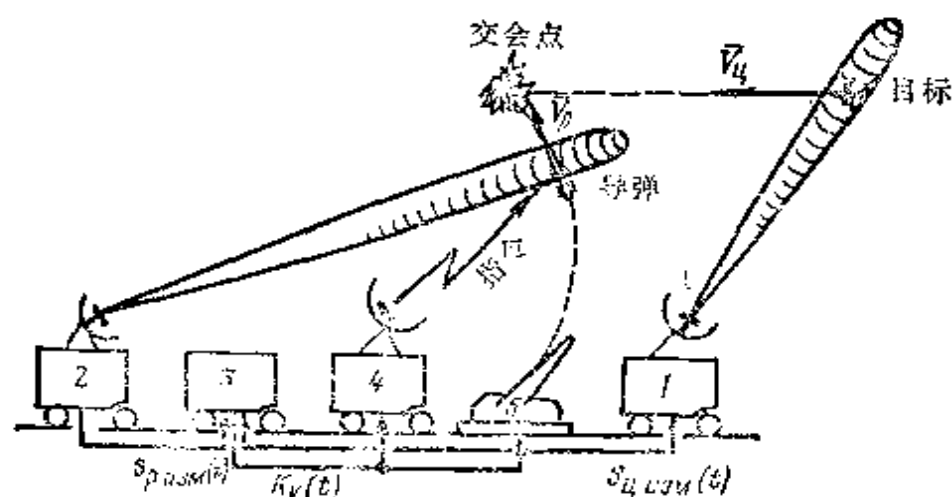


图1-5 第一类指令遥控系统作用原理(“奈克-赫克里斯”防空导弹)

1—雷达目标瞄准器；2—雷达导弹瞄准器；3—计算机；4—指令发射机；5—发射装置。

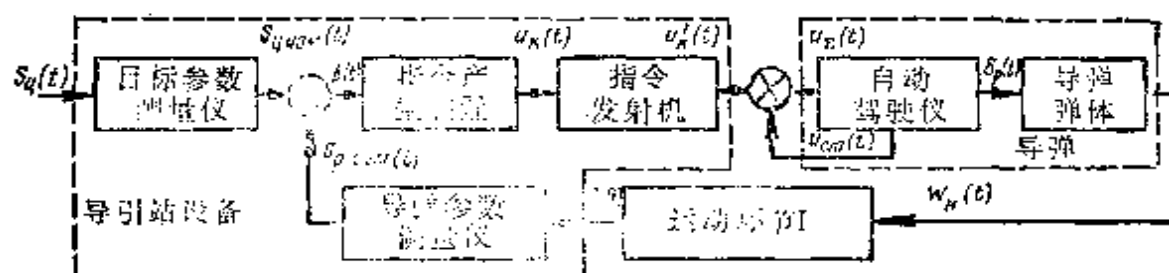


图1-6 指令遥控系统功能图

踪目标的过程中目标运动参数测量仪测量瞬时坐标 $S_{T \text{ 瞄准}}(t)$ ，它多半是方位角 $\beta_T(t)$ ，高低角 $\varepsilon_T(t)$ 和距离 $D_T(t)$ 。而这些被测量的、确定失调参数所必须的坐标则取决于所用的导引方法。

如果在系统里采用三点法，则只要测量目标与导弹的角坐标就足够了。若采用前置点法，就必须测量距离。这也就确定了测量仪器中应包含的各个组成部分。

导弹参数测量仪测量运动参数 $S_p(t)$ 的瞬时值，例如 $\beta_p(t)$ ， $\varepsilon_p(t)$ ， $D_p(t)$ 等。

● 往后，在参数符号里，关于所研究的时间关系式的说明将略去。

在采用三点导引法时，导弹与目标角坐标的差值或者导弹对于目标瞄准线的线性偏差是失调参数。因此，目标与导弹坐标测量值被送入失调参数测量仪，在比较这些测量值的基础上，该仪器产生与失调参数成比例的失调信号：

$$u_p = K_{\Delta} \Delta(t) = K_{\Delta} (S_{\pi \text{ нзм}} - S_{p \text{ нзм}}) \quad (1-16)$$

当用三点法引导时，失调参数有两种形式：

在角偏差下

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\pi \text{ нзм}} - \varepsilon_{p \text{ нзм}}, \quad \Delta\beta = \beta_{\pi \text{ нзм}} - \beta_{p \text{ нзм}}$$

在线偏差下

$$\begin{aligned} h_{\Delta\varepsilon} &\approx (\varepsilon_{\pi \text{ нзм}} - \varepsilon_{p \text{ нзм}}) D_p \\ h_{\Delta\beta} &\approx (\beta_{\pi \text{ нзм}} - \beta_{p \text{ нзм}}) D_p \end{aligned} \quad (1-17)$$

得到的失调参数值以某种模拟形式(电压、电流或时间间隔)或者以数字形式被送入指令发生装置。

指令发生装置产生控制导弹飞行和控制控制系统仪器工作状态的指令。在国外防空导弹里，指令发生装置由模拟或数字电子计算机来完成。第一种叫模拟式指令发生装置，第二种叫数字式指令发生装置。

形成导弹飞行控制指令归结为求解失调参数与各类导引误差补偿分量之间的数学关系式。根据这些关系式的计算结果，指令发生装置产生模拟或数字形式的控制指令。由于国外大多数系统在两个互相垂直平面里进行导弹飞行控制，则指令发生装置形成两种控制指令： $K_1(K_{\varepsilon})$ 和 $K_2(K_{\beta})$ 。这些指令中的每一个指令一般由下列关系式确定

$$K_{\varepsilon} = a_{\varepsilon} h_{\Delta\varepsilon} + h_{\varepsilon \text{ комп}} \quad (1-18)$$

$$K_{\beta} = a_{\beta} h_{\Delta\beta} + h_{\beta \text{ комп}}$$

式中 $h_{\varepsilon \text{ комп}}$ 、 $h_{\beta \text{ комп}}$ ——导引误差补偿值分量；

a_{ε} 、 a_{β} ——比例系数。

这种跟踪系统的导弹导引误差取决于失调参数测量误差、导

弹质量影响以及控制系统灵敏度和惯性的终值。

在指令发生装置中得到的控制指令 $u_x(t)$ 必须传送到导弹上以便控制舵机。为达到这一目的便使用通信线路，多半使用指令控制无线电路。用这种线路传送指令就要求预先把指令变换为无线电信号。为此，在引导站设有发送设备来解决这一问题。在发送设备中具有把指令变换为副载波频率信号的装置和无线电控制指令发射机。

变为无线电信号形式的指令由配置在弹上的指令无线电路接收系统的天线接收。在弹上进行逆变换，将指令信号变成缓变电压。随后，将电压送入自动驾驶仪来控制舵的位置。

自动驾驶仪是导弹滚动、俯仰、航向稳定系统的元件，也是导引系统的元件。在自动驾驶仪输入端装有加法器，控制指令电压 u_x 和导弹航向（俯仰）稳定信号 u_{cr} 送入加法器里。结果在装置的输出端产生总指令：

$$u_{\Sigma} = u_x + u_{cr} \quad (1-19)$$

总的控制指令，例如航向控制指令，进入自动驾驶仪舵机系统，从而使航向舵转动一个相应的角度 δ_p 。结果导弹获得侧滑角，并在该平面内增加了法向（横向）加速度 W_n 。这样，在这种情况下法向加速度 W_n 就是控制系统输出参数。

既然导弹参数测量装置测量导弹坐标，那么，为了把法向加速度换算为坐标（如 β_p 、 ε_p ），在功能图中画出了运动环节 I。显然，这个环节不是设备，而是有条件地反映了导弹法向加速度及导弹坐标之间的数学关系。

研究遥控指令系统功能图后可知：该系统是个闭环自动控制系统，它具有直接耦合与反馈回路，具有表征这类系统的全部特性。

在第二类遥控系统中，目标运动参数测量装置配置在导弹上。目标信息从弹上沿监控通道送到导引站。导弹坐标由地面瞄准器测量。目标和导弹的数据信息送入产生控制指令的计算机（图

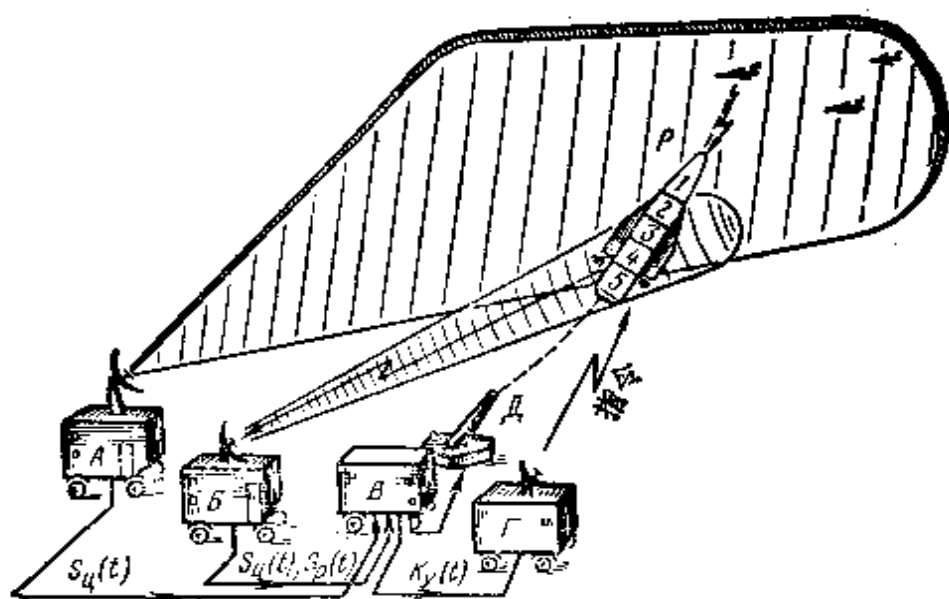


图1-7 第二类指令遥控系统作用原理

A—目标搜索雷达；B—跟踪导弹与接收目标运动参数信息的雷达；B—指令发生装置；Г—指令发射站；П—发射装置；P—导弹。

1-7)。控制指令由无线电控制线路传送到导弹上。

在第二类遥控系统中目标参数信息可以利用电视摄像机、无线电技术设备或其它设备来获取。因为确定目标位置的精度随着接近目标而提高，所以将电视瞄准器装在导弹上既可能保证高精度的自动导引，又可能保证高精度的手控导引。美国防空导弹系统 SAM-D 可能是采用第二类遥控系统的实例。

指令遥控系统广泛用于各种防空导弹系统。但是，导引导弹的精度随着射程的增加而降低，从而限制了该系统在远程导弹系统上的应用。

遥导系统（无线电波束导引系统）是用导弹上产生的指令来实现导弹飞行控制的系统。形成指令所必须的信息由弹上坐标方位仪产生，它确定导弹与导引雷达波束产生的等强信号方向之间的偏差。无线电波束导引系统可具有一部或两部雷达。这些系统对应地叫做单波束式和双波束式。

在单波束系统里（图 1-8 a）有一部跟踪目标并将导弹引向目标的雷达。在某一时刻导弹与波束交会。弹上坐标方位仪确定

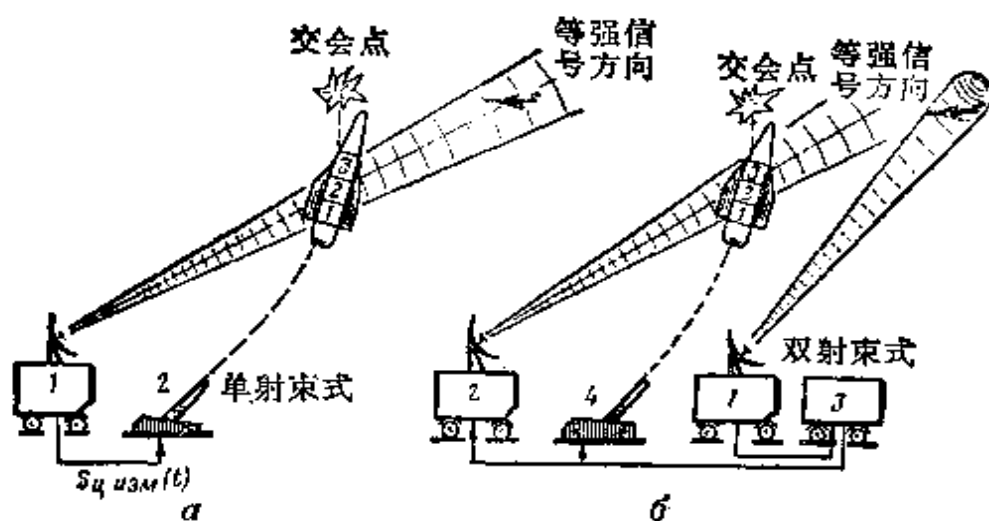


图1-8 无线电波束导引系统作用原理(“厄利康”导弹)

a—单波束系统：1—目标跟踪与导弹导引雷达；2—发射装置；b—双波束系统：1—目标跟踪雷达；2—导弹导引雷达；3—计算机；4—导弹发射装置；导弹：1—弹上坐标方位仪；2—变换-放大环节；3—自动驾驶仪。

导弹相对于等强信号方向的位置，并在计算机里产生失调信号，这里产生的控制指令传送到自动驾驶仪以控制舵面。

从单波束导引系统功能图（图 1-9）可以看出：在跟踪目标过程中，测量装置测出目标的坐标以控制跟踪雷达波束。在精确跟踪时，跟踪误差

$$\Delta S = S_{\alpha} - S_{\alpha \text{ 期望}}$$

接近于零。结果，目标保持在等强信号方向上。

当在波束中寻找导弹时，弹上坐标方位仪确定导弹偏离等强

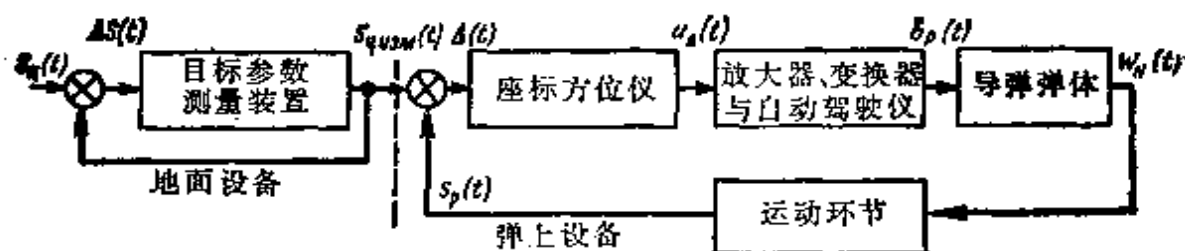


图1-9 波束导引系统功能图

信号方向的大小与符号, 并产生失调信号 u_{Δ} , 然后 u_{Δ} 进入转换-放大器。在这里, 把导引误差补偿分量包括在控制信号之内。

在控制信号的作用下, 导弹舵面沿中线调整某一个角度 δ_p , 则导弹得到法向加速度 W_n 。有了法向加速度, 导弹就保持在等强信号的方向上。因为等强信号方向是目标瞄准线, 则在这种系统中采用三点法。在这种情况下, 失调参数一般地用下式表示

$$\Delta(t) = S_{u_{\text{нзх}}} - S_{p_{\text{нзх}}} \quad (1-20)$$

由此不难看出, 包含在 $S_{u_{\text{нзх}}}$ 值中的跟踪目标误差将完全换算成导引误差。

双波束导引系统有目标跟踪雷达和导弹导引雷达。目标跟踪雷达 1 (图1-86) 测量目标坐标瞬时量并将其送入计算机 3。在某一时刻进行发射, 导弹就被引进导引雷达 2 的波束。为了确有把握地交会, 在把导弹引入运动学弹道阶段, 其波束宽度增加。将导弹引入波束后, 控制导弹飞行的导引系统开始工作。

用计算机 3 产生的信号实现对导引雷达波束位置的控制。

双波束系统可以用前置点法来导引导弹。为此, 计算机形成按高低角和方位角控制波束的并与瞬时量 ε_n 、 β_n 成正比的信号:

$$\begin{aligned} \varepsilon_n &= \varepsilon_n + \varepsilon_{y_{\text{нп}}} \\ \beta_n &= \beta_n + \beta_{y_{\text{нп}}} \end{aligned} \quad (1-21)$$

式中 ε_n 、 β_n ——目标角坐标瞬时值;

$\varepsilon_{y_{\text{нп}}}$ 、 $\beta_{y_{\text{нп}}}$ ——波束沿高低角和方位角的前置量。

在导弹飞行距离变化时, 角度前置量不保证线性前置量不变。因此在计算机里可以形成线性前置量信号并可进一步地将线性前置量信号变为前置角。

与瞬时量 ε_n 、 β_n 相应的信号送入导弹导引雷达波束控制装置。

前置点法导引导弹的能力是可以进攻快速飞行目标, 这是双波束导引系统明显的优点。

必须指出, 在跟踪目标的波束系统里还有可能采用非无线电瞄准器。其中, 确保目标运动参数测量高精度的光学装置就可能被采用。为导引导弹, 经常采用可得到各种必备尺寸波束的雷达。

§ 1-4 自导引系统

用导弹上形成的指令实现导弹导引所用的系统叫自导引系统。弹上坐标方位仪获得形成指令所必需的目标运动参数的信息。这样, 在导引过程中导弹自行导引飞向目标。在这一过程中导引站不参与工作。

按照获取目标运动参数信息所用的能量形式分为有源式、半有源式和无源式导引系统。

利用目标反射信号的能量来获取信息的自导引系统叫有源式导引系统, 在这种情况下目标照射源装在导弹上 (图 1-10 a)。

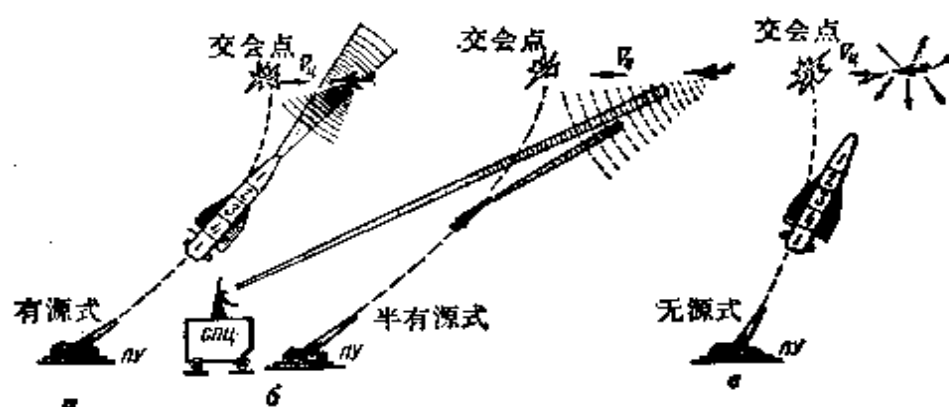


图1-10 自导引系统(“霍克”、“企鹅”导弹)

СИЛ—目标照射站; ПВ—发射装置;

1—弹上坐标方位仪; 2—战斗部; 3—指令发生装置; 4—自动驾驶仪。

坐标方位仪 1 用于测量失调参数, 将失调信号送入形成控制指令的指令发生装置 3。控制指令电压送入自动驾驶仪以及舵系。在弹上装有非触发引信及战斗部 2。

在这类导弹系统的导引站里, 放置发射装置和发射前使导弹瞄准目标的预先导引设备。

当导弹进入与目标交会的区域时, 引信开始工作, 产生战斗部起爆信号。

用地面辅助设备对导弹导引进行监控, 为此, 可能采用各种类型的观察站。

在半有源式自导引系统中 (图 1-10 6) 为了获取目标信息, 使用从目标反射信号的能量。在这些系统中目标照射源位于导引站。为此, 经常使用称作目标照射站的雷达站。

在导引导弹的过程中目标照射站跟踪目标, 并使目标保持在波束中。目标照射站接收从目标反射的信号并用于自动跟踪目标。同时, 反射信号也被具有相应接收装置的弹上坐标方位仪接收。处理坐标方位仪接收的信号就可以得到控制导弹飞行所必须的失调信号。

在无源式自导引系统里 (图 1-10 e), 从目标本身辐射的能量中获取目标运动参数的信息。它可能是从目标反射的光波能、辐射能与电磁能。

弹上坐标方位仪接受目标辐射的信号, 测量失调参数。随后, 该系统的工作情况与前述系统的相类似, 并用与其它自导引系统中相同的设备来执行自导引监控。

图 1-11 表示自动导引系统功能图, 由图可见, 在这里目标与

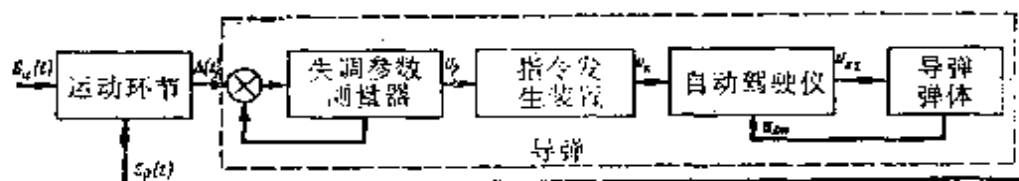


图1-11 自导引系统功能图

导弹相对运动的运动学由运动环节表示, 经由运动环节使控制系统闭合。

由于导引方法赋予导弹运动规律的关系发生变化, 结果产生失调参数 $\Delta(t)$ 。其特性取决于所用的导引方法, 正象早已指出

的, 失调参数可能是角量、线性值或者是导弹-目标连线的旋转角速度。

失调参数测量器(坐标方位仪)产生失调信号, 指令发生装置使用失调信号以便形成控制防空导弹飞行的指令。

在失调参数测量器方块图中标出了反馈, 它表示在跟踪目标时坐标方位仪修正可能的失调情况。当测量失调参数 $\Delta(t)$ 有误差时, 便产生导引误差。导弹弹体与自动驾驶仪间的反馈作用是根据导弹的一些基本参数使之稳定。

比较各种自导引系统后可以得出下列结论。在有源式导引系统里, 弹体上装备了导引导弹所必须的一切设备。它使得导引过程与控制站无关。因此几个导弹可以同时导向一个目标。但是, 导弹上的目标照射源装置(例如发射机)增加了导弹质量, 因而使导弹的飞行-战术性能变坏。若减少这个设备的质量与尺寸, 则限制了坐标方位仪的潜力, 从而影响到全系统获得更高射程的可能性。

在半有源式自导引系统里, 照射源配置在导引站(地面)。因此, 在提高辐射功率时其质量与尺寸不受限制。有源式与半有源式无线电坐标方位仪的作用距离 $D_{a/c}$ 、 $D_{n/c}$ 由雷达基本公式来确定:

$$D_{a/c} = \sqrt[4]{\frac{P_{a/c} G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_a}{(4\pi)^3 P_{np, \text{最小}}}} \quad (1-22)$$

$$D_{n/c} = \sqrt[4]{\frac{P_{n/c} G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^3 P_{np, \text{最小}}}} \quad (1-23)$$

式中 $P_{a/c}$ 、 $P_{n/c}$ ——有源系统(a/c)与半有源系统(n/c)发射机辐射功率;

G_1 、 G_2 ——分别为坐标方位仪发射机天线与接收机天

● 原文公式误为: $D_{n/c} = \sqrt[4]{\frac{P_{n/c} G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^3 P_{np, \text{最小}}}}$ 。——译者

线方向作用系数。这时假定在有源式坐标方位仪里用同一天线进行发射与接收,

$P_{np \cdot \text{最小}}$ ——弹上坐标方位仪接收机的灵敏度,

λ ——工作波长,

σ_n ——目标反射面系数。

在 λ 、 $P_{np \cdot \text{最小}}$ 、 σ_n 等值的情况下自导引系统作用距离的比值则为

$$\frac{D_{n/c}}{D_{a/c}} = \sqrt[4]{\frac{P_{n/c} \cdot G_1}{P_{a/c} \cdot G_2}} \quad (1-24)$$

如果取 $P_{n/c} = 3P_{a/c}$, 抛物面天线口径半有源系统的为 $d_{pn/c} = 3$ 米, 有源系统的为 $d_{pa/c} = 1$ 米, 则得到

$$D_{n/c} = 2.3 D_{a/c} \quad (1-25)$$

这样, 半有源式导引系统作用距离可为有源式的二倍多。随着导弹内径减少, 在坐标方位仪里设置的天线直径也减少, 从而使系统作用距离也减少。

由于在导弹上没有那种当导弹爆炸时就被破坏的照射源, 因此导弹价格比较低, 这是半有源式系统的优点。

半有源式自动导引系统最重要的特性是目标照射站-目标和导弹-目标 (图 1-12) 的距离乘积为一常数。

目标照射站 (图 1-12) 信号功率通量密度 (Π_{cu}) 在目标附近为

$$\Pi_{cu} = \frac{P_{cnn} \cdot G_n}{4\pi D_n^2} \quad (1-26)$$

式中 P_{cnn} ——目标照射站辐射功率;

G_n ——天线方向作用系数。

在导弹所在点上, 目标反射

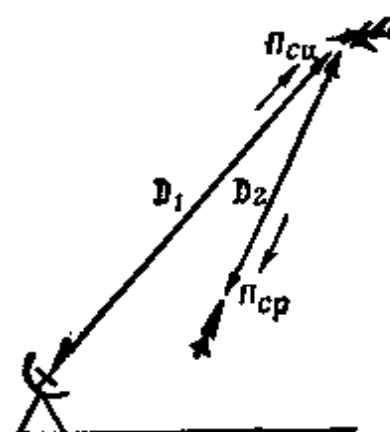


图1-12 确定半有源式自导引系统的距离

信号的功率通量密度 (Π_{cp}) 可由下式确定

$$\Pi_{cp} = \Pi_{cu} \frac{\sigma_n}{4\pi D_p^2} = \frac{P_{cuu} G_n \cdot \sigma_n}{(4\pi)^2 D_n^2 D_p^2} \quad (1-27)$$

在坐标方位仪接收装置输入端, 信号的功率 P_{cp} :

$$P_{cp} = \Pi_{cp} S_{\text{эф. нр}} = \frac{P_{cuu} G_n G_{np} \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^2 D_n^2 D_p^2}$$

$$G_{np} = \frac{4\pi S_{\text{эф. нр}}}{\lambda^2} \quad (1-28)$$

式中 $S_{\text{эф. нр}}$ ——接收天线 (坐标方位仪天线) 有效面积;

G_{np} ——天线方向作用系数。

取 $P_{cp} = P_{cp\text{最小}}$, 即坐标方位仪为等灵敏度, 则

$$D_n D_p = \sqrt{\frac{P_{cuu} G_n G_{np} \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^2 P_{cp\text{最小}}}} \quad (1-29)$$

在给定目标照射站和坐标方位仪参数时, 可用从 (1-29) 式得出的下述方法来增加防空导弹系统的射程, 即使发射位置接近于出现目标的可能区域。

无源式自导引系统的特点是弹上设备较简单, 重量轻、尺寸小。在便携式防空导弹系统里 (如《红眼睛》导弹) 可以使用这类系统。在大多数情况下在无源式系统中采用使防空导弹系统作用距离达几公里的光学坐标方位仪。导弹作用距离取决于目标性质和气象条件是这些无源式系统的缺点。

让我们来评价自导引系统导引防空导弹的精度。同时, 我们将注意到: 在导弹离目标为某一距离 $D_{\text{最小}}$ 时, 由于大功率目标信号使坐标方位仪变盲, 或者由于目标位移角速度大时引起自动跟踪中断这类原因, 导引系统工作就要受到破坏。

从 $D_{\text{最小}}$ 开始, 导弹沿无控飞行弹道运动。如果导弹速度等于

● 原文公式误为: $G_{np} = \frac{4\pi S_{\text{эф. нр}}}{\lambda^2}$ ——译者

● 原文公式误为: $D_n D_p = \sqrt{\frac{P_{cuu} G_n G_{np} \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^2 P_{np\text{最小}}}}$ ——译者

V_p , 目标运动速度为 V_u , 则相对接近速度 V_{OTM} 由下式确定:

$$\bar{V}_{OTM} = \bar{V}_p - \bar{V}_u$$

从图 1-13 可见, 这时导弹脱靶误差 (h_v) 可用下式确定:

$$h_v = D_{\text{最小}} \cdot \sin \mu \quad (1-30)$$

式中 μ —— 相对接近速度 V_{OTM}

矢量与导弹-目标

连线间的夹角。

速度 V_u 与 V_p 决定了导弹-目标连线转动角速度 (对于纵向平面)

$$\dot{\epsilon} = \omega_y = \frac{V_{OTM} \cdot \sin \mu}{D_{\text{最小}}} \quad (1-31)$$

注意到角 μ 很小, 于是可以得出:

$$h_v = \bar{V}_{OTM}^{\dot{\epsilon}} D_{\text{最小}}^2 \quad (1-32)$$

国外一些导弹 $D_{\text{最小}}$ 值在几十米和几百米的范围内。

在导弹接近目标的时间 $\Delta t = D_{\text{最小}} / V_{OTM}$ 内, 当导弹法向加速度为 W_p 时, 出现脱靶误差分量

$$h_w = \frac{W_p \Delta t^2}{2} \quad \text{或} \quad h_w = \frac{W_p D_{\text{最小}}^2}{2 V_{OTM}^2} \quad (1-33)$$

导弹脱靶总误差为

$$h_z = h_v + h_w \quad (1-34)$$

从 (1-34) 式可见, 导弹飞行控制发生中断时, 导弹-目标距离是确定自导引防空导弹脱靶误差的重要因素。

我们知道, 以脉冲发射方式工作的无线电技术坐标方位仪的自导引系统最小作用距离受发射机脉冲宽度限制。当脉冲宽度为 τ_x 时, 最小作用距离由下式确定:

$$D_{\text{最小}} \geq \frac{c \tau_x}{2} \quad (1-35)$$

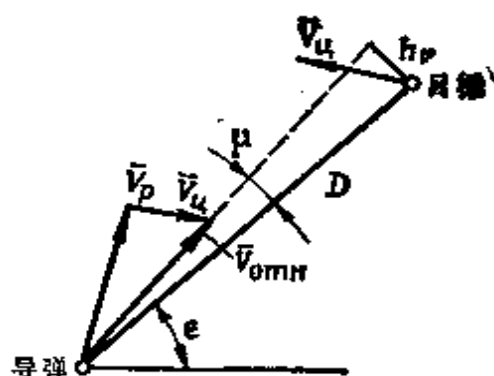


图1-13 确定瞬时脱靶误差

式中 $c = 3 \times 10^8$ 米/秒——光速。

综合导引系统 在综合系统里，由一些导引系统依次参与工作来实现导弹的导引。原则上，大多数防空导弹系统是综合式导引系统，在飞行初始阶段用自主式控制系统（按程序）控制导弹，以后用自导引系统来控制。但是，这也不是一定的。

自主式+自导引、指令+自导引，波束+自导引等方式被应用是屡见不鲜的。

采用综合式导引系统可以合理地利用一些单个系统具有的良好特性。例如：无线电波束与自导引的综合导引系统有可能以比较简单的方法把导弹导引向距发射位置相当远的某一个空间，然后过渡到自导引并保证高精度的导引。

采用综合系统从一种控制方法过渡到另一种时存在着与弹道结合有关的一系列技术问题。例如，在采用上述无线电波束和自导引相结合的导引系统时，就会产生不仅弹道必须一致、而且导弹在空间的方位也必须一致的问题。当后一条件不满足时，坐标方位仪要捕捉到目标是不可能的。如果考虑到弹上坐标方位仪视界角以度为单位，则解决这个问题的复杂性将是很明显的。

其他综合式导引系统都有自己的特殊性，由于解决这些问题的复杂性，便限制了这些综合式导引系统在防空导弹系统中的广泛应用。

第二章 雷达瞄准器的无线电系统设备

§ 2-1 雷 达 信 号

选择探测信号的形式是确定无线电瞄准设备结构的占首位的原则问题。根据探测信号的形式，设备可以以连续发射或脉冲发射方式工作。在选择雷达信号的形式时须遵循的条件是：发现目标与跟踪目标（或导弹）的距离、分辨能力、飞行器给定的运动参数的可测性、精度特性值和概率特性值等都应满足一定的要求。鉴于上述问题的重要性，我们将详细地论述。

众所周知，发现与跟踪目标的距离取决于探测信号的功率，而探测信号的功率由发射机使用的高频振荡器类型、工作方式和天线馈线系统的结构特点来确定。

当对功率和频率的稳定性数值要求很高时，下列形式的连续单色探测信号（ u_{sv} ）是最好的。

$$u_{sv} = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2-1)$$

这时，以不大的发射功率就可得到远的作用距离，从而简化了发射机结构和从发射机到天线的高频能量波道。

连续单色信号可以用从前研究过的任意一种方法来确定目标（导弹）的方向以及目标的径向分速度。但是它不能保证测量目标的距离，尤其是不能根据距离来确定目标。其根本缺点就在于此。

下式脉冲信号具有一系列特点：

$$\begin{aligned} u_{sv} &= U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi) & \text{当 } 0 \leq t \leq \tau_r \\ u_{sv} &= 0 & \text{当 } 0 > t > \tau_r \end{aligned} \quad (2-2)$$

利用脉冲探测信号时，欲使瞄准器作用距离长就需要脉冲发射功率大，而这在技术上不一定总能实现。首先，能量波道的困难是一个限制因素。其次，在制造高频振荡器时，结构方案的复杂性是另一个限制因素。

能够测量被跟踪目标的角坐标、能测距离、并按距离与方向确定目标，而且测量坐标有足够的精度，这是雷达脉冲信号的优点。难于测量目标速度与难于按速度确定目标是雷达脉冲信号的缺点。综上所述，自然得出使用具有第一、第二种优点的雷达信号的结论。这种信号可能是连续的、按任一参数预先调制好的。雷达信号的形式如图 2-1 所示。

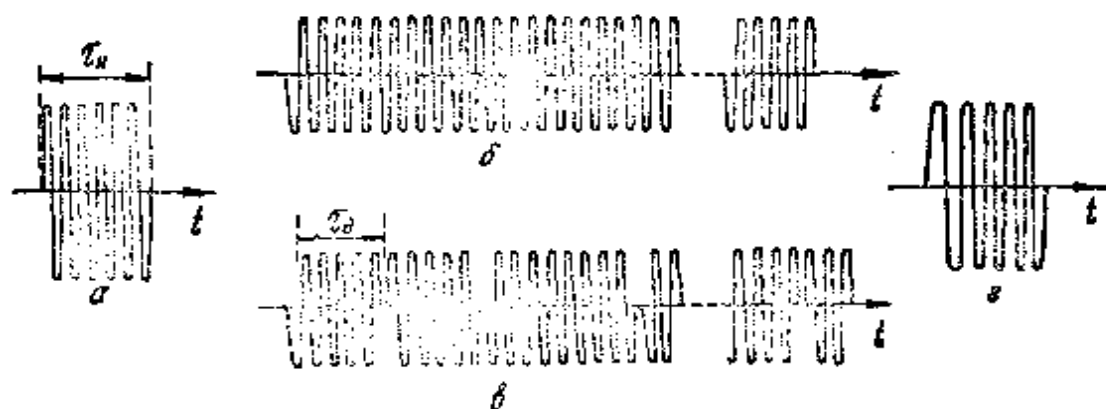


图2-1 雷达信号

a—脉冲式；b—单色连续式；c—相位编码键控连续式；
d—线性频率调制式。

雷达信号处理装置的统计分析综合理论的发展，才得以用科学方法选择探测信号的形式与参数。发射信号与接收信号的结构分析是这一理论的基础。这些信号随时间的相似程度用自相关函数 $\rho(\tau)$ 来评定，根据它来理解下式：

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) dt \quad (2-3)$$

式中 τ ——雷达信号延迟的真实时间与预期时间的差值。

此时认为：发射与接收信号频率差值等于零。

让我们来研究自相关函数的基本特性。自相关函数是一种能

够显示具有噪音信号的时间特性。为此，从(2-3)式可见，将一个信号与另一个信号相乘，并将其乘积积分。如果这两个信号之间无相似性，则其乘积等于零；当具有相似性时，其乘积等于某一个数值。

当把一个信号与其复制信号相比较时，自相关函数值将随信号间时差的变化而变化。当 $\tau = 0$ 时，自相关函数值为最大，并等于信号的能量：

$$\rho(0) = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = E \quad (2-4)$$

如果被比较的信号具有有限持续时间 τ_n ，则当 $\tau \geq \tau_n$ 时，自相关函数等于零。

让我们举例研究矩形脉冲的自相关函数(图2-2a)。由图可见，随着脉冲之间时间误差的变化，自相关函数按线性规律变化。此时，相对于另一个信号向右和向左移动一个信号，不影响自相关函数的形式。自相关函数图形底边长等于 $2\tau_n$ 。函数是 τ 的偶数倍。

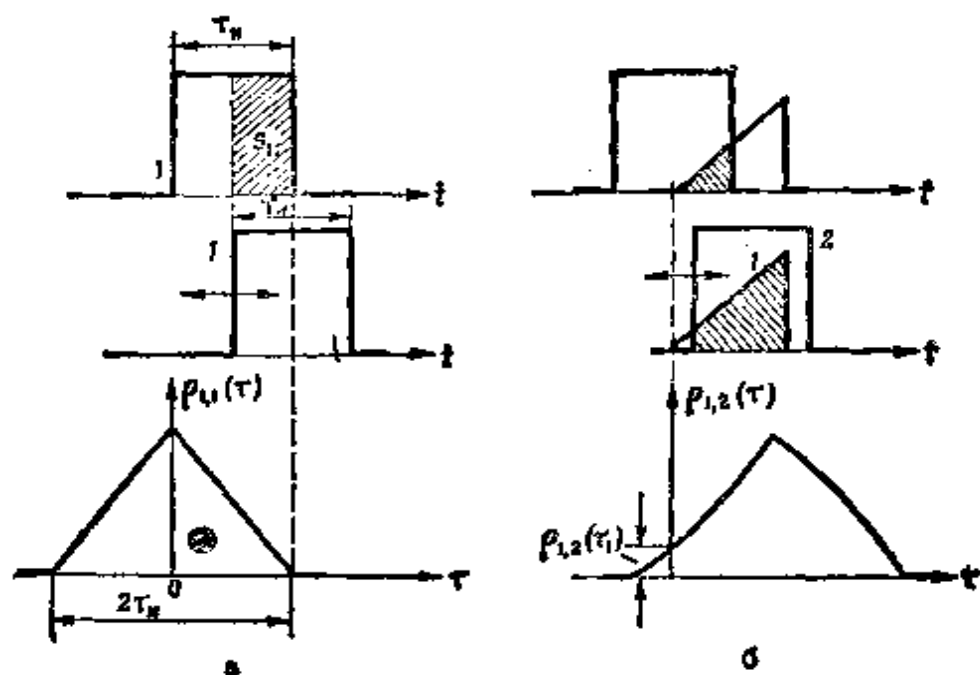


图2-2 信号及其相关函数

在比较两个不同结构（形式）信号以显示相似性程度时，采用互相关函数 $\rho_{1,2}(\tau)$ 。

图 2-26 提供了三角形与矩形两种信号。矩形脉冲持续时间为 τ_{np} ，三角形脉冲持续时间为 τ_{rp} 。将矩形脉冲的中点作为判读时间 τ 的起点。既然相关函数与信号 u_1 、 u_2 的乘积成比例，则它将与一个脉冲对另一个脉冲的重迭面积成比例。当 $\tau = 0$ 时， $\rho_{1,2}(\tau) = \rho_{1,2}(0)$ 。当矩形脉冲向右移时， $\rho_{1,2}(\tau)$ 随着 τ 的增加而增加，一直到 $\tau = \tau_1$ 时为止，然后开始减少。我们看出，这种信号的互相关函数最大值不出现在 $\tau = 0$ 的时刻。

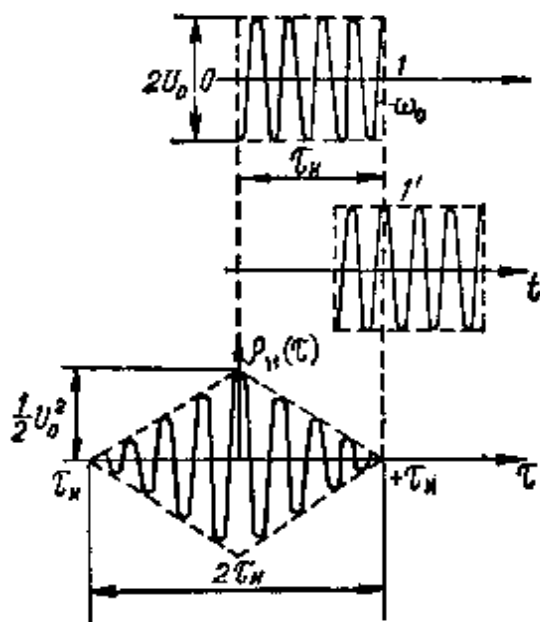


图2-3 无线电脉冲的自相关函数

1—无线电脉冲；1'—复制脉冲。

下面推导射频信号的自相关函数表达式。设信号表示一个持续时间为 τ_N 、填充频率为 ω_0 的矩形脉冲（图 2-3）。当信号 1 与其复制信号 1' 有时间误差时，相关函数按下式变化：

$$\begin{aligned} \rho^{xx}(\tau) = & \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) \cos \omega_0 t \\ & \times \cos[\omega_0(t - \tau)] dt \end{aligned} \quad (2-5)$$

当一个信号相对于另一个信号移动时，无论按信号形式的重合或按信号相位的重合都将受到破坏。

将(2-5)式变换为：

$$\begin{aligned} \rho^{xx}(\tau) = & \frac{1}{2} \cos \omega_0 \tau \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) dt \\ & + \frac{1}{2} \cos \omega_0 t \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) \cos 2\omega_0 t \cdot dt \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{2} \sin \omega_0 t \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) \sin 2\omega_0 t dt \quad (2-6)$$

在第二和第三个积分表达式里, 包含慢速变化函数 $u(t)$ (包络信号) 与快速变化因子 $\cos 2\omega_0 t$ 或 $\sin 2\omega_0 t$ 的乘积。由于函数 $u(t)$ 与快速变化函数正半周面积的乘积等于该函数与快速变化函数负半周面积的乘积, 则上述乘积的积分近似为零。

那么

$$\rho(\tau) \approx \frac{1}{2} \cos \omega_0 \tau \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) dt \quad (2-7)$$

这个表达式的积分就是无线电脉冲 $\rho(t)$ 包络线的自相关函数。即无线电脉冲的自相关函数用下式表达:

$$\rho^{av}(\tau) = \frac{1}{2} \rho_0(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (2-8)$$

由 (2-8) 式得出: 已调幅信号的自相关函数等于包络线的自相关函数与高频填充的乘积。自相关函数的最大值等于:

$$\rho^{av}(0) = \frac{1}{2} u^2(t) \quad (2-9)$$

相关性分析用于在杂波中识别信号或测量反射信号的延迟时间, 在研究接收机相关检波器时, 将较详细地论述。

活动目标的反射信号不仅有时间延迟, 而且有多卜勒频移。当研究这些信号的相似性时, 使用两种自变数——延迟时间 τ 与频率 $F = F_x - F_{x0}$ (F_x 、 F_{x0} ——实际的多卜勒频移) 的自相关函数。

$$\rho(\tau, F) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) \exp[j2\pi Ft] dt \quad (2-10)$$

函数 $\rho(\tau, F)$ 叫做二元相关调制函数或模糊函数。

人们经常使用自相关标准函数, 该函数是二元相关调制函数瞬时值与对应于 $\tau = 0$ 、 $F = 0$ 时的最大值之比,

$$\rho_0(\tau, F) = \frac{\rho(\tau, F)}{\rho(0, 0)}$$

$$= \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) \exp[j2\pi Ft] dt \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt} \quad (2-11)$$

使用自相关函数就有可能从目标分辨率与目标参数测量精度的概念出发来评定雷达信号。

二元自相关函数可以设想为立体形式 (图 2-4)。这里, 水平轴表示信号与频率 F 间的时间误差。这样一来, 如果一个信号表示另一信号的完全复制品, 当 $\tau = 0$ 、 $F = 0$ 时, 标准自相关函数值最大, 并等于 1。时间信号的差别或频率信号的差别使得 $\rho_0(\tau, F)$ 的值减小。

从图 2-4 可以看出高相关和低相关范围。高相关范围图可以判断雷达信号基本特性——按距离、按速度分辨的可能性, 还可以判断测量这些参数的精度。水平面切割的 $\rho_0(\tau, F)$ 体积图形的截面面积叫做模糊度曲线图。

二元相关函数空间形状由雷达信号的形式来决定。如果雷达信号为矩形脉冲形式, 则如前面指出的那样, 体积图形的母线为直线。对比之下, 当为三角形脉冲时, 其体积图形的母线为曲线。因此, 在 $\rho_0(\tau, F) = 0.5$ 时, 相关函数水平截面面积对于不同的信号将有不同的数值。

如果两个信号的参数 τ 或 F 超过 $\rho_0(\tau, F) = 0.5$ 水平截面面积所限制的数值时, 则认为它们是能分辨的。根据它们的参数

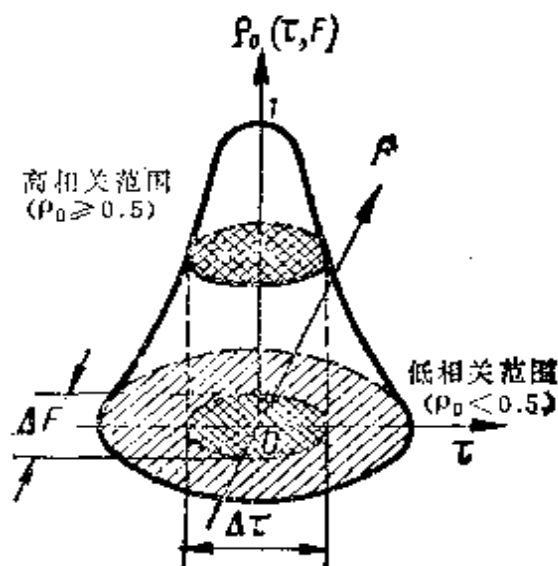


图2-4 雷达信号的二元自相关函数

数值，这些信号是弱相关（关联）的。

由此可以得出，在高相关范围内，其自相关函数截面面积为最小值的那些信号具有较高的距离与速度分辨率。对于单值测距来说，必须选择这样的雷达信号，使其自相关函数具有一个峰值或具有一个含若干低电平峰值的主峰值。这时信号频谱宽度应不少于 $\Delta f_{\text{on}} = 1/\tau_{\text{a}}$ 。属于这种宽频谱信号的有含宽频带调角的连续脉冲编码序列和噪音相似信号。

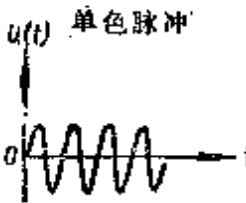
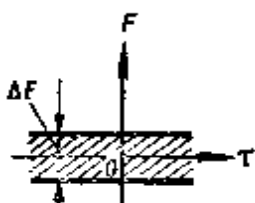
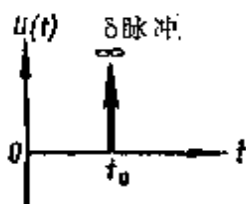
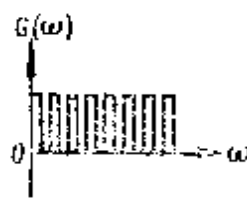
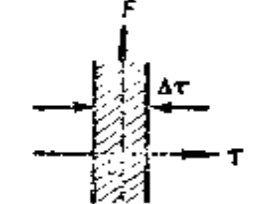
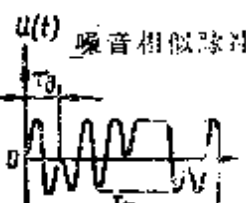
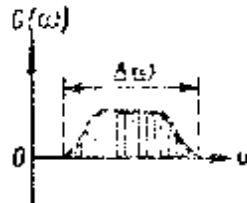
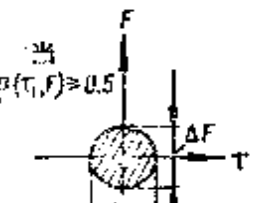
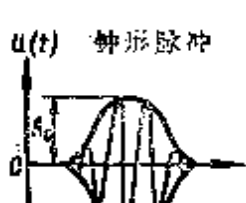
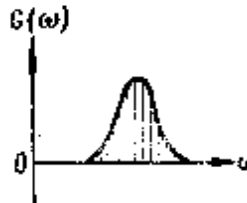
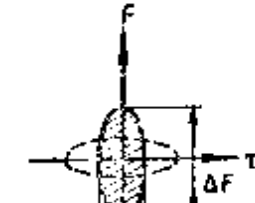
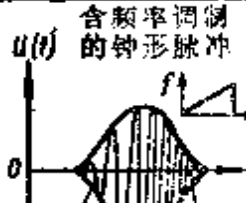
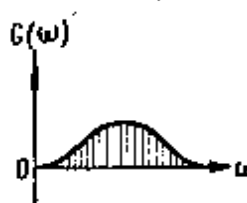
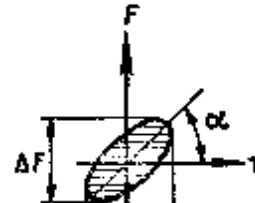
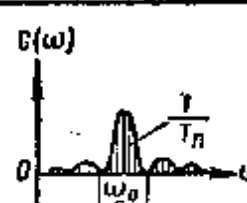
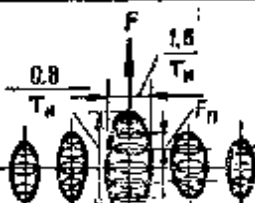
作为上述问题的总结，我们引进参考文献〔10〕中采用的雷达信号及其基本特性表（表 2-1）。下面研究其中几个。

具有谐波分量形式频谱的连续单色信号的特征是一种沿 τ 轴方向延伸，在 F 轴方向很窄的模糊函数。这就是说：该信号保证目标径向运动速度的高分辨率而不保证距离分辨率。物理意义是：目标反射的大多数高频振荡可能为多卜勒频率信息。由于不可能测定信号发射与接收的时刻，所以没有距离分辨率。单色信号可以以高精度来测量目标径向分速度。

宽度无限小的脉冲（ δ 脉冲）的雷达信号具有无限宽的频谱。它的方向图沿 F 轴延伸。由此得出：这种信号可按距离分辨目标而不能按速度分辨目标。后面这个情况的解释是：当区分信号用的滤波器作任一频率分隔时，两个目标均将相互重新覆盖，因此，在技术上不可能区分它们的信号频谱。鉴于此，我们着重强调：速度分辨率首先取决于雷达信号的形式，其次取决于滤波器频带带宽。如果滤波器带宽相应于信号频谱宽度，则速度分辨率为最优。

噪音相似信号（其中包括连续相位编码键控信号）具有保证按距离与速度分辨目标的最优可能性。这些信号的频谱宽度受 $\Delta\omega$ 的限制。这些信号相关函数的中心峰值窄，旁瓣（补助的）电平小，它由高频信号调制参数变化规律而定。这些信号的距离分辨率与采样持续时间 τ_{a} 成比例，速度分辨率与发射全部编码组信号经过的时间间隔 T_{a} 成反比。

表 2-1

信号式样	信号频谱	模糊函数图	基本关系式
1  $u(t)$ 单色脉冲	 $G(\omega)$		$\Delta F = \rho(0)$ $(\Delta \tau) \rightarrow \infty$
2  $u(t)$ δ脉冲	 $G(\omega)$		$(\Delta F) \rightarrow \infty$ $\Delta \tau \approx \rho(0)$
3  $u(t)$ 噪音相似脉冲	 $G(\omega)$	当 $\rho(\tau, F) \geq 0.5$ 	$\Delta F = \frac{1}{T_K}$ $\Delta \tau = \tau_K$
4  $u(t)$ 钟形脉冲	 $G(\omega)$		$\Delta F = \frac{4}{T_H}$ $\Delta \tau = 2\tau_H$
5  $u(t)$ 含频率调制的钟形脉冲	 $G(\omega)$		$\Delta F = 2\Delta F_A$ $\Delta \tau = 2\tau_H$ $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta F}{\Delta \tau}$
6  $u(t)$ 脉冲顺序	 $G(\omega)$		$\Delta \tau = 2NT_n$

噪声相似相位编码键控信号乃是这类信号之一, 该信号的相位经过一定的时间间隔接近似于随机性的规律变化。

相位控制一般应按照某种数字顺序进行。二序列 (数字 $q = 0, 1$), 三序列 (数字 $q = 0, 1, 2$), p 序列 (数字 $q = 0, 1, 2, \dots, p-1$) 可能被用作这样的顺序。

我们举例研究 $p = 2$ ($q = 0, 1$) 的数字顺序。这时, 让数字 0 对应于 0 的相位移, 数字 1 对应于 π 的相位移。

如果数字 0 和 1 有一定的交替规律 (编码), 则连续雷达探测信号的相位变换也与此相应地将发生交替。

如果按任一给定的 m 数字顺序元素, 可以借助于所采用的某种规律找到下一个 ($m+1$) 元素时, 称为递推式数字顺序。

非重复数字顺序最大位数可按式确定:

$$N_k = p^m - 1 \quad (2-12)$$

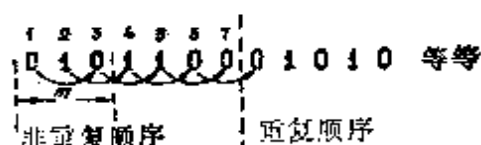
式中 m ——为给定的顺序元素。

如果取 $p = 2$, $m = 2, 3, 4, 5$ 等等, 则 $N_k = 3, 7, 15, 31$ 等等。当 $p = 2$, $m = 3$ 时, 非重复顺序元素数等于 7。这样, 如果采用下式:

$$a_n = a_{n-1} + a_{n-m} \quad (2-13)$$

作为获得编码的规律, 则当 m 为 010 时, 便得到 010.1100 形式的非重复顺序。

利用 (2-13) 式和 $0 + 1 = 0$; $1 + 1 = 1$; $0 + 0 = 1$; $1 + 0 = 0$ 形式的模数加法, 我们得到:



为了改善在脉冲信号时目标的距离分辨率 D_d 和速率分辨率 V_v , 采用按线性规律作内脉冲频率调制的方法 (表 2-1 之图 5)。这种信号的模糊函数为一个其长轴相对于 τ 轴有些偏斜的椭圆。倾角 α 的值取决于脉冲宽度和频移。

表 2-1 之图 6 表示的高频矩形脉冲顺序的特征是：它具有几个频谱峰值。频谱宽度与脉冲宽度成反比，相邻谐波频率时间间隔与重复脉冲周期 T_r 成反比。由于模糊度曲线图具有几个峰值，于是可导致目标距离、速度测量的非单值性。

在雷达信号研究理论中，除了自相关函数外，还采用 $\rho_0^2(\tau, F)$ 这种形式的函数。这个函数具有很重要的特性：不论雷达信号是什么形式，由表示这种函数的空间图形表面和变量 τ 、 F 的平面所围住的物体体积 V_{ρ^2} 永远等于 1。即：

$$V_{\rho^2} = \iint_{-\infty}^{\infty} |\rho_0(\tau, F)|^2 d\tau dF = 1 \quad (2-14)$$

从上式得出：对于各种形式的雷达信号来说，其 $\Delta\tau$ 和 ΔF 值发生了变化，而称之为模糊度物体的体积仍是等于 1 的常量，但其形状有些变化。

这意味着：欲使用距离分辨率及其测量精度高的雷达信号，就可能使速度分辨率及其测量精度变坏，反之亦然。如果雷达信号保证目标的速度分辨率高，则它不可能足够准确地测量距离，因而距离分辨率有可能较差。雷达信号的这一特性被称为雷达的模糊度。呈模糊度物体形式的雷达噪声相似信号具有最优特性（图 2-5）。在某一时间间隔相位变化为 π 的相位编码键控信号便属于此类信号。相位随时间的变化规律应接近随机性的。这个条件越是充分地得到满足，自相关函数具有的另外几个峰值量级就越小，则主峰的体积 V_I 也越小。这就证明有可能得到高的目标距离、目标速度分辨率及其好的测量精度。

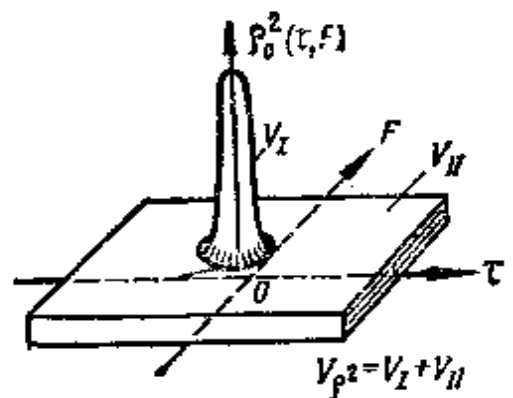


图2-5 噪声相似信号的模糊度物体

用噪声调制载频在原理上是可能的。这时，自相关函数峰值将对应于接收信号及期望信号的瞬时精确重合。由于噪声干扰的持续时间 $\tau_{\text{ш}}$ 极限为 10^{-18} 秒，则信号的重合实际上与获得理想精度相结合。这时，将按距离来分辨目标，其距离之间的间隔以几百微米测量。

知道雷达信号的特性，不仅可以从中选出一些比较合理的信号，而且可以确定一些可能的处理方法，根据这些方法，这些信号的能量利用率最高，从而导致信噪比的显著增益。

§ 2-2 雷达瞄准器的发射装置

现在有大量的各种类型的发射装置，有按工作波段分类的（米波、分米波、厘米波、毫米波），有按工作状态分类的（按载波调制方法），有按线路结构分类的（含自激式与他激式一路或多路的），有按超高频振荡器的形式分类的（电子管式、磁控管式与速调管式的）。事实上，这里不可能研究全部发射装置的结构方案。

一般认为，各类发射装置的工作原理和结构是相类似的。但是存在着由战术要求或其实施方法决定的一些差别。

脉冲型发射装置 探测脉冲形成的过程可分为两个基本阶段——形成调制脉冲（其脉冲宽度与振幅应为定值）和形成高频脉冲。因此，发射装置应由在功能上必备的两种元件——调制器与高频振荡器所组成。此外，还有一些确保各发射机设备给定性能的必要元件。它们是电源、控制电路、联锁装置、信号设备以及其它设备。

我们来研究发射装置的工作原理（图 2-6 与图 2-7）。为了形成探测脉冲，由同步器产生的尖头同步脉冲移至发射装置出口。同步脉冲重复频率 F_n 为：

$$F_c = F_n \leq \frac{c}{2D_{\text{ш.最大}}} \quad (2-15)$$

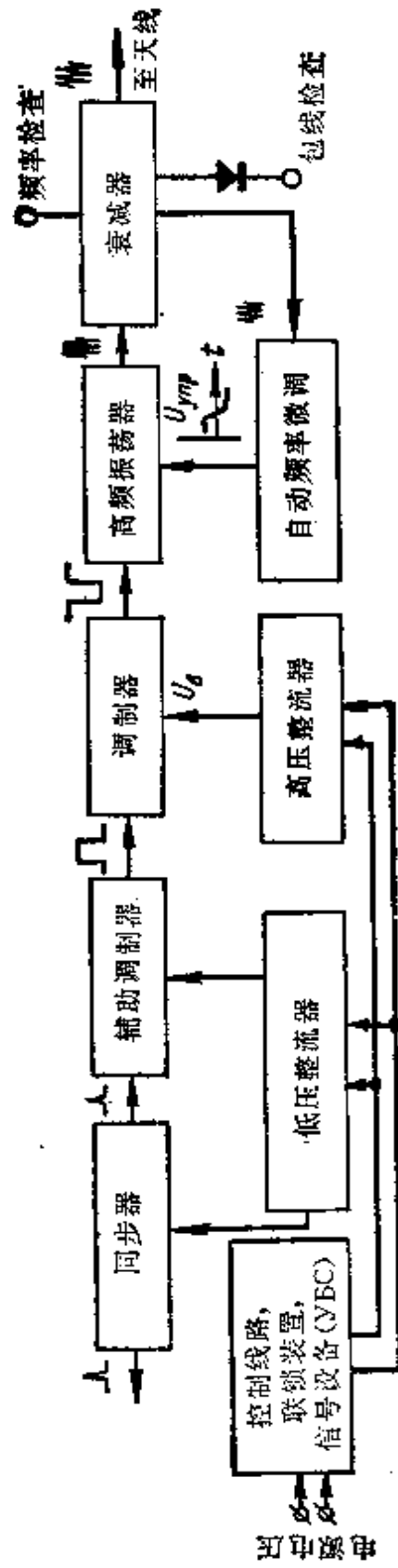


图 2-6 单级发射装置标准方块图

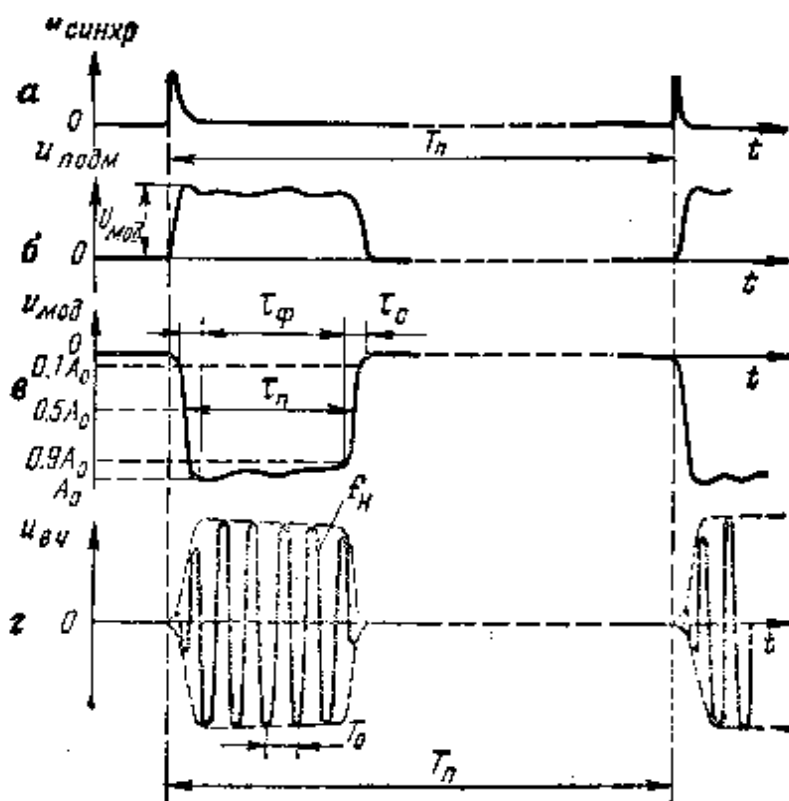


图2-7 探测脉冲形成图诸要素中的电平时间图

а—同步脉冲；б—辅助调制器输出端的脉冲；в—调制器脉冲；г—探测脉冲。

与此同时，同步脉冲送入距离坐标测量装置与指示器上，并被当作零距离脉冲。在调制器里，随着同步脉冲的进入，便形成了调制脉冲б、в。在大功率发射机里，预先按脉冲宽度，然后按振幅来形成脉冲。因此，在发射机里包括辅助调制器和调制器。

形状、振幅与极性符合要求的调制脉冲从调制器输出端送入高频振荡器。作为振荡器的有磁控管、特高频功率放大管、速调管、三极管振荡器等等。

随着调制脉冲的进入，高频振荡器转入振荡状态，结果形成高频探测脉冲г。高频脉冲经过一些含天线馈电系统的振荡器去耦元件（例如经过定向衰减器）进入天线并向空中发射。

为了稳定发射振荡频率，大多数脉冲型发射机使用高频振荡器频率自动重调器。进入重调器输入端的高频脉冲用于显示发射机频率偏离额定值的大小与符号。从而产生控制电压。此控制电

压一旦作用于高频振荡器的振荡系统参数变化器上, 就能使频率恢复到额定值。

这样一来, 随着每一同步脉冲的输入, 发射机就产生射向空中的高频探测脉冲。探测脉冲参数见上面所引用的图表。它包括用 $0.5A_0$ 最大电平值所测得的探测脉冲宽度 τ_n , 以及用 $0.1A_0$ 与 $0.9A_0$ 最大电平值测得的生长脉冲宽度 τ_0 和下降脉冲宽度 τ_c 。事实上, 在脉冲形成图中, 发生了各种过渡过程, 因此脉冲图形不是理想的矩形。

在连续发射状态下工作的一些发射装置 可以获得单色的、频率调制的与相位调制的高频振荡。这些发射装置具有调制器与高频振荡器线路结构的某些特性。在国外最新系统中采用磁控管、速调管、特高频功率放大管及其它仪器, 来达到所要求的输出功率数值。

在测量目标方向及其速度的雷达瞄准器中使用含单色辐射的发射装置。这种装置设计的实际方案如图 2-8 所示。该装置中有用晶体管稳定的振荡器、倍增器、功率放大器、电源等。对类似这种发射机提出的基本要求是辐射振荡频率的稳定性应高。其量值由多卜勒频率增量测量精度的已知数值来决定 (即由目标速度径向分量测量的已知精度来决定)。

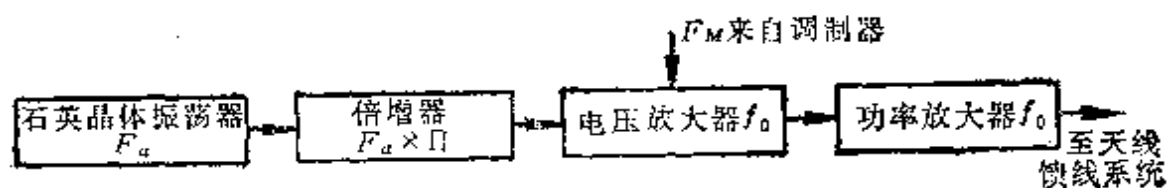


图2-8 连续发射的发射装置示意图

可以用一些非线性检波器作为倍增器, 从倍增器的阳极电流中分离出 n 个谐波。采用速调管倍增器也可以完成这一功能。

类似的方块图可以用于获得高频相位编码键控信号(图2-9)。在这种线路中, 调制器产生调制电压。在给定的时间间隔 T_0 内, 调制电压的相位按一定的规律变化。在调制器里, 装上矩形脉冲

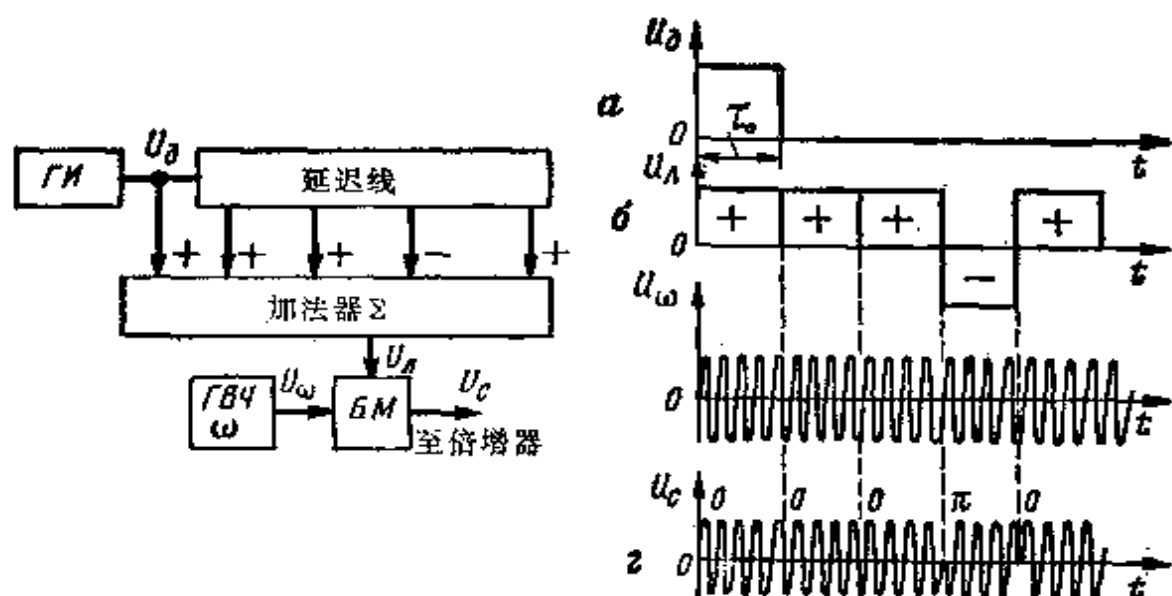


图2-9 相位编码键控信号电压的形成电路与曲线图

振荡器 (ГН)、延迟线、加法器、平衡调制器 (БМ)、高频 (或调频) 振荡器 (ГБЧ), 采用这种调制器可以获得所需形式的调制电压。

脉冲振荡器形成矩形电压脉冲, 其脉冲宽度与给定离散脉冲宽度相等 (图 2-9 a)。这些脉冲的跟踪周期用节拍周期 T_0 来确定。在顺序节拍之初, 矩形脉冲输入延迟线, 该延迟线有 $N_x - 2$ 个分接头 (N_x ——节拍间隔中的离散脉冲数)。延迟线输出端通过反相器 (改变矩形脉冲极性, 使之与采用的代码相一致) 与加法器相联。在引证的方案里, 代码顺序为 000 π 0, 它与在 0 时保持振荡相位以及 π 时使其改变 180° 相符合。改变脉冲极性的反相器与延迟线的第三个输出端相联。

在由五个离散脉冲组成的节拍间隔时间内, 在加法器的输出端可以得到其极性变化顺序为 $+++ - +$ 的五个脉冲 (曲线图 6)。

编码脉冲经过加法器后进入平衡调制器。与此同时, 来自高频振荡器的高频振荡信号也输进平衡调制器中。当在平衡调制器上作用一个正极性脉冲时, 高频振荡相位不变, 当作用一个负极性脉冲时, 高频振荡相位就突变 180° 。这样一来, 在平衡调制器输出

端便有相位编码键控振荡,其相位变化规律与给定的规律相符合。

在国外的系统中采用大(频带)宽度代码(例如巴凯尔代码、M顺序代码)。这些代码在一个节拍间隔里包含大量的离散脉冲。

来自平衡调制器的相位编码键控高频振荡信号进入功率放大器的输入回路,而直通速调管可被用作功率放大器。相位编码键控信号作用于电子流时就会在输出共振器中产生同一形式的强振荡信号。

米波与分米波段雷达瞄准器发射装置 米波与分米波发射装置用于目标与导弹瞄准器无线电系统。采用它们的必要性是由技术与战术的考虑所决定的。但是,由于体积和重量大米波与分米波发射装置的推广受到了限制。这是由振荡系统、天线馈电装置及其它装置等与高频振荡范围之间的相互关系来决定的。这里用自激式与他激式电子管振荡器作为高频振荡的振荡器。

大多数米波振荡器的方案可以归纳为三类(图2-10)。根据

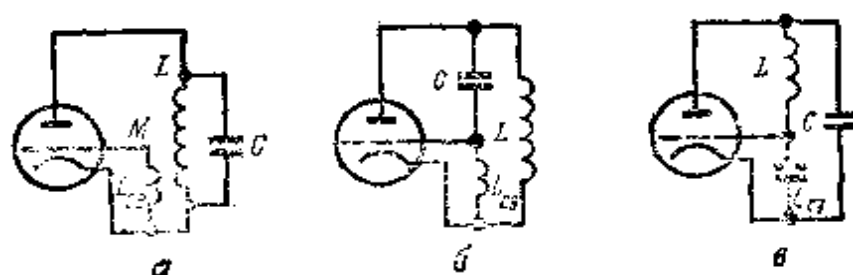


图2-10 自激式振荡器方案

a—变压器耦合式, b—自耦变压器耦合式, c—电容耦合式。

反馈的形式,它们分别称为变压器耦合,自耦变压器耦合与电容耦合。由于振荡系统的电路以三个接点与电子管相联,因此所有这些方案均是三点式的。

这些振荡器中产生与存在连续振荡的原因如下。图2-10所示的每一种方案中都有与正反馈相连的阳极电路与栅极电路。这意味着,控制栅极的电压变化导致阳极电流的变化,它同样地使得在栅极上出现一种与初始电压相位一致的电压。有了正反馈,就可以补偿在每一高频振荡周期内振荡系统的能量损失。

当具有正反馈时，例如，当具有由电感 L_g 形成的与控制栅极电路相连的正反馈时，在电路中产生振荡将引起控制栅极的电压变化。应该这样联接电感 L_g 以及耦合电感 L_g 与 L ，使之满足连续振荡存在的条件：相位平衡与振幅平衡。

相位平衡条件是：电压 u_g 比 LC 回路中的电流 I_L 提前 90° 。振幅平衡的条件是要求周期的瞬时电压 u_g 与前一周的相等。

在米波振荡器原理图中，经常使用长线推挽式振荡器作为振荡系统。众所周知，长线的分布电容与电感量值与其线长成比例，线长的使用以必须得到最小值的回路电容和电感为先决条件，而实际上，在集中的 L 与 C 线路连接时，这是不可能的。

在分米波振荡器里，振荡系统经常由同轴长线与空腔共振器来实现。振荡管极间电容与输入端电感对振荡系统各参数的影响是这类振荡器线路结构的特点。为了减少这一影响，实际上采用有共栅极与共阴极的线路。选择这种或那种线路既由结构要求来决定。同时，也要由电子管与振荡系统的最简单匹配来决定。

§ 2-3 天线馈电线装置

雷达瞄准器天线馈电线装置保证雷达信号的发射与接收。它包括电磁波从发射装置到天线和从天线到接收装置波导用的天线与馈电线。

馈 电 线

根据工作波段范围、发射功率大小以及其它一系列因素，馈电线可有各种结构。不过，它们都必须满足下列基本要求：具有所要求的宽频带性和低损耗；保证所需功率的传输；结构简单和使用方便。这些要求不一定能全部满足，因此实际上存在着大量的不同结构方案。全部馈电线可以分为两类：开路的与闭路的。

在开路传输线中（图2-11）电磁能在环绕传输线周围的介质中传播。属于这些线路的有二路与多路金属线、表面波线与带状

线。在闭路传输线中,电磁能在与外界绝缘的介质中传播。闭路线包括无线电频率同轴电缆,二路屏蔽线路,波导管(金属管)等。

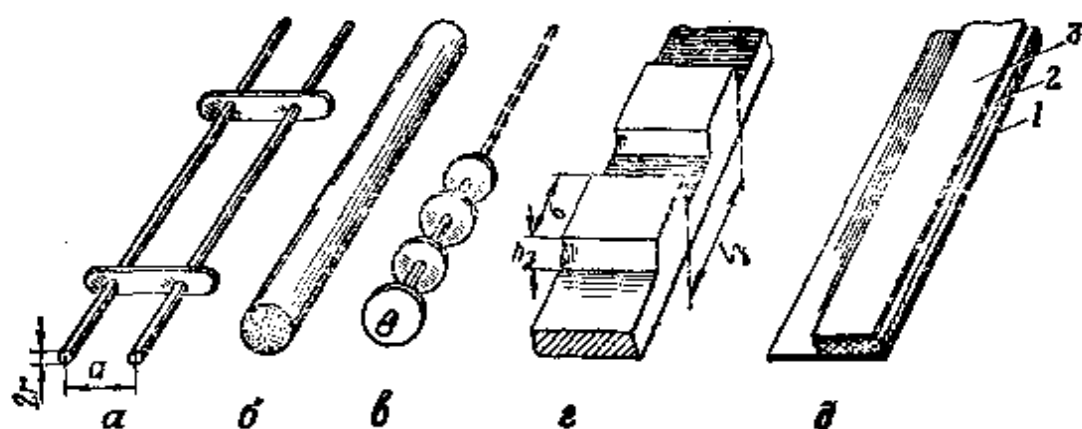


图2-11 开路传输线

a —二路架空线; b —介质波导管; c 、 d —人工延缓结构(含肋形结构的导线,肋形面); d —条形(带状)线;
1与3—传导表面; 2—电介质。

传输线建立了电磁能的定向传播,因此经常称这种传输线为定向系统。由此可知,传输线不是用于能量的直接传输,而是用于集中与建立电磁场的定向运动。

二线开路式传输线是结构最简单、历史较久的线(图2-11 a)。它是两根固定在绝缘体上的平行金属导线。导线间距应为 $d \ll \lambda$ 并为常量。其值由获得应有的导线特性的条件来选择。这些条件是发射功率电平、容许损耗量以及特性阻抗。这些传输线用于长波、中波和短波的范围。从电磁能量在发射中损失的观点来看,这些传输线用于特高频是不合理的。

二路传输线由下列各项来表征,它们是:单位长度的电感与电容、特性阻抗、衰减系数、一米导线的有效电阻以及驻波与行波系数。

表面波传输线呈介质波导与人工延缓系统(图2-11 b 、 c 、 d)的形式。以单路传输线定向的慢波叫表面波。

众所周知,在介电系数为 ϵ 的介质中传播的波速比在自由空

间中传播的波速小 $\sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}}$ 倍。在 $\epsilon < \epsilon_0$ 的介质中传播时小波速由延缓性来鉴定:

$$\gamma_s = \frac{c}{v_\phi} = \frac{k_1}{k} > 1 \quad (2-16)$$

式中 v_ϕ ——慢波相位速度;

k_1 、 k ——慢波在介质中的传播常数与波在自由空间的传播常数;

c ——电磁波在自由空间的传播速度。

慢波的特性是可在自由空间与单路传输线的界面处定位及传播。在界面消除时,场电压振幅按指数规律减少。

处于自由空间的电介质层(电介质棒,电介质覆盖的金属表面及其它)、人工延缓系统可作为慢波传播的导向装置。

电磁能从电介质入射到电介质边界(空气介质或金属介质)的完全内反射是表面波在电介质层上传播的物理基础。

人工延缓系统可作成平面或圆柱肋形面形式、肋状波导管形式、圆柱螺旋形式和销接延缓系统形式。为了获得表面波,必须满足 $\lambda/l_s \geq 10$ (l_s ——肋形结构的周期)的条件。

在传播的行程上因碰到一些物体而可能引起能量损失及场畸变是表面波传输线的缺点。此外,在制造弯管及其他元件时,还存在着结构工艺方面的困难。

带状传输线是二路与同轴线的变化型。这种传输线的结构由两个或三个导电表面(条带或带)及各表面之间的电介质层所组成。它分为对称传输线与非对称传输线。

图2-12所示的**闭路传输线**(同轴电缆、矩形与圆形波道)用于厘米与毫米波段各种功率电平的波导系统。

具有两个圆柱形导体、其中一个导体置于另一个导体之内的电缆叫同轴电缆(图2-12a)。各导体由电介质隔开。内导体由完整的导体或一些绞合线导体所组成。外导体可以制成刚性圆柱体形式或制成细导线编织层的形式。可以用聚苯乙烯、苯乙烯膜、

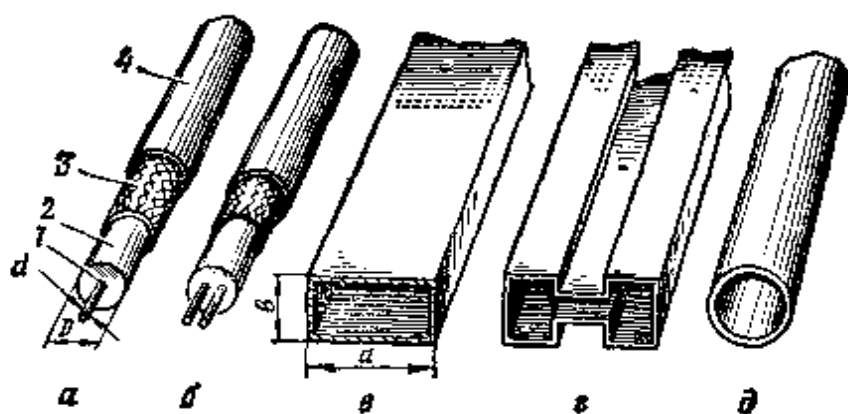


图2-12 闭路传输线

a —同轴电缆；1—内导线；2—电介质；3—屏蔽；4—保护外壳； b —二路屏蔽式； c —矩形波导； d —复杂表面形状波导； e —圆形波导。

聚丙烯、氟塑料以及其他材料作为电介质。内、外圆柱体(导体)间的空间可以是整体填充或是局部填充。在局部填充中要制成固定内导体用的电介质垫圈。

同轴电缆应满足的条件是： $2.6(D-d) < \lambda$ (D 、 d ——内、外导体直径)。

同轴电缆既可用于无线电频率的传输，又可用于视频信号的传输。要无畸变地传输信号，就必须使电缆的波阻抗与负载阻抗相一致。

由振荡器的接线柱间的线路所产生的阻抗即输入阻抗是双线线路与同轴线(图2-12 b)的特性参数。对于导线的任一截面来说，在该截面的输入阻抗为：

$$Z'_{\text{输入}} = U'_x / I'_x \quad (2-17)$$

式中 U'_x 、 I'_x ——导线该截面的电压与电流。

如果导线给同特性电阻相等的有效电阻加负载，则其输入电阻 $Z_{\text{输入}}$ 等于特性电阻 Z_0 ， $Z_{\text{输入}} = Z_0$ ，这与行波状态相符合。

对于在端点断路的导线来说：

$$Z_{\text{输入}, \text{p}} = j Z_0 \operatorname{ctg} \alpha x \quad (2-18)$$

式中 $\alpha = 2\pi / \lambda$ ——相位常数；

x ——从所研究的截面至端点的线长。

当 $x = 0, \lambda/2, \lambda, (3/2)\lambda, \dots$ 时 $\operatorname{ctg}\alpha x = \infty$, 则输入阻抗无穷大。

如果 $x = \lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ 时 $\operatorname{ctg}\alpha x = 0$, 则导线输入阻抗接近于零。

对于在端点短路的导线来说

$$Z_{\text{入},x} = jZ_0 \operatorname{tg}\alpha x \quad (2-19)$$

在这种情况下, 当 $x = 0, \lambda/2, \lambda, 3\lambda/2, \dots$ 时 $\operatorname{tg}\alpha x = 0$, 则导线的输入阻抗接近于零。

当导线长度等于 $x = \lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ 时 $\operatorname{tg}\alpha x = \infty$ 时, 则输入阻抗趋于无限大。

导线的这些重要特性广泛地用于馈电线装置, 以便使阻抗一致和解决一些结构问题。

波导线由一段波导管及一些波导装置所组成。

传导电磁能所用的、有一定截面形状的金属导管叫做波导管。

矩形波导管、圆形波导管及复杂截面形状的波导管 (图2-12 a、b、c) 已被实际采用。

矩形波导管的横截面是边长为 a 、 b 的矩形。波导管材料为铜。为减少损失, 有时在波导管内壁镀一层薄银。

在矩形波导中, 当与电磁能电源接通时, 激励电磁波, 产生高频电磁场。电流沿波导管内壁流动, 对于一定的横截面, 在每一时刻, 电流的方向都与电磁场结构一致。

电场 E 的电力线方向与波导管壁垂直。波导管壁表面的场强接近于零。

磁场磁力线与电场电力线垂直, 并在波导管壁上密度最大, 在这种情况下, 磁力线既可以在横截面平面内定向, 又可在纵截面平面内定向, 即磁力线具有横向与纵向分量。

矩形波导中的电磁场结构取决于由激励器产生的相对于波导管壁的磁场的方向, 还取决于横截面的尺寸与形状。据此, 在波导中可以传播各种类型的波。首先要指出, 在波导中不能存在那

种在自由空间与二路传输线中所具有的横向电磁波 (TEM)。在波导管中可以传播横向电波 TE (或磁波 H) 和横向磁波 TM (或电波 E)。根据电、磁力线在波导横截平面的方向, 上述这些波便有了各自的名称。

当在波导管中存在 TE (H) 波时, 电场完全分布在横截面内, 磁场也具有与波传播方向相重合的分量。对于 TM (E) 波, 磁场只有横向分量, 即磁场完全分布在波导横截平面内。电场具有横向分量与纵向分量。后者与电磁能传播方向相重合。

波导管中传播的波具有多次管壁反射。对于给定的波导尺寸及不同的波导来说, 波对于管壁的入射角与反射角各不相同。这些角随着波缩而变大, 随着波伸而减小。在某些波长条件下, 入射与反射角等于零, 波的传播便停止。这种波长叫做临界波长 λ_{cp} 。它由振荡器的波长而定, 在这种波长的情况下, 沿波导管不发生波的传播。

大多数横向电波 TE_{mn} (H_{mn}) 和横向磁波 TM_{mn} (E_{mn}) 可在矩形波导管中传播。正如早已指出的, 这种或那种类型波的激励取决于波导管的尺寸、振荡器的频率与激励的方法。脚注 mn 表示配置在宽边为 a 、窄边为 b 的波导管横截面管壁上的半驻波数。这些脚注可以采用从零到某一单位数值。据此, 这些波可以写成 H_{10} 、 H_{11} 、 H_{01} 、 E_{01} 、 E_{11} 等等形式。因此, 对于 H_{10} 波 (横向电波或者磁波) 来说, 沿波导管宽边管壁的电场强度最大, 沿波导管窄边管壁的电场强度为零。 H_{11} 波沿波导管壁宽边、窄边具有同一最大电场 E 。由于给定的波是横向电波, 则波导横截面中电磁场图如图 2-13 a 所示。

对于 H_{10} 波来说, 临界波长值 λ_{cp} 由下式确定:

$$\lambda_{cp} = 2a \quad (2-20)$$

波长大于临界值的波在给定波导管中不进行传播。

借助销棒、缝隙、孔径实现了矩形波导的激励。当在波导管中激励 H_{10} 波时, 放置与宽壁垂直的销棒。为了得到 H_{20} 波, 可以

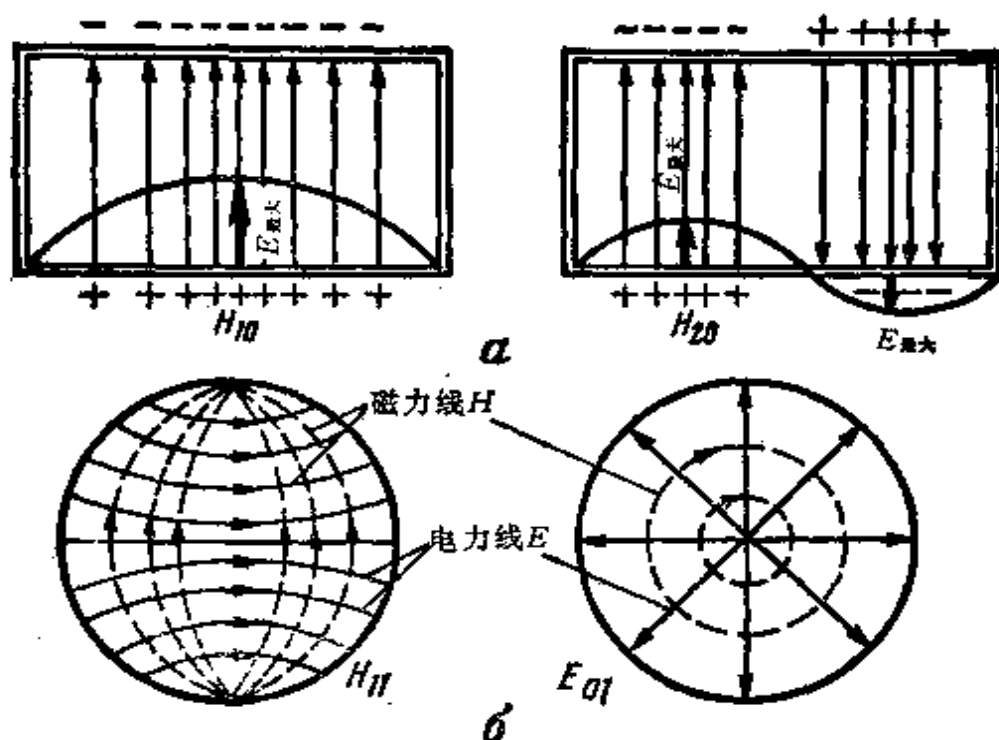


图2-13 在矩形与圆形波导中电磁场的结构
a—矩形波导；b—圆形波导。

使用两个与宽壁边垂直、间距为 $\lambda/2$ 的销棒。

圆形波导是呈圆形截面的金属管。如同矩形波导一样，在圆形波导管中，可以存在许多类型的波：横向电波 H_{mn} 与横向磁波 E_{mn} 。圆形波导的脚注 m 表示沿波导圆周分布的最大半波数，脚注 n 表示在半径 R 上的半波数。

圆形波导的临界波长取决于半径 R 并等于，

$$\lambda_{cp} = 3.413 R \quad (2-21)$$

沿圆周及半径具有同一最大磁场（图 2-13 b）的横向电波，即 H_{11} 电波是圆形波导的基本波型。

在圆形波导管中经常使用 E_{01} 波，其电场为轴对称型。由此， E_{01} 波在各类旋回波导截面中得到应用。

天 线

天线解决两个基本任务：形成所要求的方向图和按给定规律

实现波束扫描。第一个任务由反射器、透镜及其他辐射器完成。第二个任务由包括天线阵在内的机电装置来完成。

根据波束形成的结构与原理，天线分为振子式天线、反射式天线、透镜式天线、喇叭形天线、槽式（或缝式）天线、螺旋形天线与介质天线等。

振子式天线经常用于米波段与分米波段，其他天线主要用于厘米波段与亚毫米波段。但是，在有些情况下，在分米波段尤其是在其短波波段部分可以使用反射天线。选择这种形式或那种形式的天线是根据在不大的天线尺寸及不复杂的结构条件下获得给定形状的方向图的要求来决定。

在大多数情况下，天线可分为两组基本元件：照射器（辐射部件）和反射器（反射部件）。同时，还采用无反射器的天线。

由于天线具有交互特性，因此，每种天线可用于发射与接收。在这种情况下，天线的全阻抗、有效面积及方向特性与它的工作状态无关。但是，这不意味着用于接受弱信号的天线可以发射大功率的信号。各种天线部件都有一定的发射功率。

在目标瞄准器里，同一个天线经常用于发射探测信号及接收反射信号。这类天线叫接收-发射天线。对这些天线来说，下式成立：

$$R_{\pi}(\psi) = R_{np}(\psi) \quad (2-22)$$

式中 $R_{\pi}(\psi)$ 、 $R_{np}(\psi)$ ——发射（П）天线与接收（ПР）天线

对应于同一平面的方向图；

ψ ——从最大发射方向算起的角度。

上式与要研究的场强或功率无关。

反射式天线 用反射器将天线原辐射器辐射方向改为相反方向的这类天线叫做反射式天线（镜式天线）。反射器可以采用抛物面、抛物线圆柱体或半抛物线圆柱体及其他形状（图2-14）。半波振子、喇叭形辐射器与螺旋形辐射器可当作原辐射器。

抛物面是抛物线绕其轴旋转而形成的表面。有时把这种形状

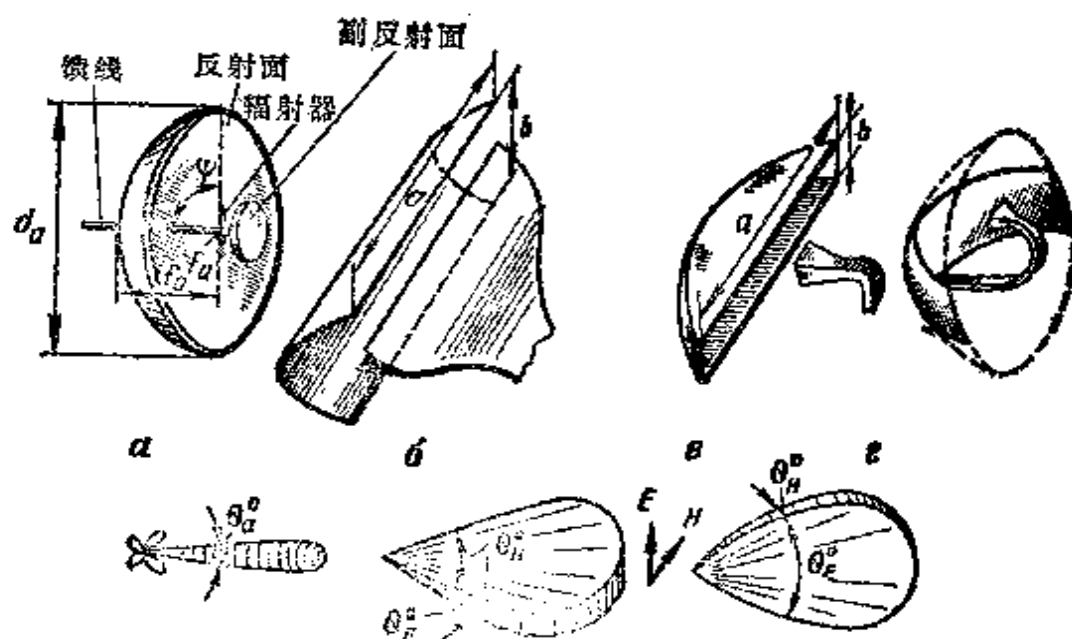


图2-14 反射天线及其辐射线形式的可能方案

a —旋转抛物面形式的反射体； b —抛物面圆柱体； c —扇形体；
 d —一部分旋转抛物面。

叫做旋转抛物面（图 2-14 a ）。用焦距 f_a 及天线口径 d_a 来表征抛物反射面，焦距是从抛物面表面到抛物线焦点 F_a 的最短距离。这些量值可以确定天线有效面积及天线方向系数。

抛物面天线照射器安装在焦点上或在焦面上（与抛物线轴垂直并通过焦点的平面称为焦面）。

借助于抛物反射面，就可形成针形射束（方向图）。该天线方向图的宽度取决于辐射振荡的波长与抛物面口径的比值：

$$\theta_a^0 = \kappa \frac{\lambda}{d_a} \quad (2-23)$$

式中 κ ——与反射器张角值 ψ 有关的系数。

κ 随张角的增大而增加。通常孔径角接近于 70° （最优角 $\psi_0 = 70^\circ$ ）。这时，系数 κ 值为 $65 \sim 70$ 。

事实上，由抛物面形成针状波束与众所周知的由探照灯形成光束相类似。

由于抛物面天线相当轻，就可以获得所需要的波束扫描——

圆锥形扫描、螺旋形扫描和横向扫描。

为了得到圆锥形扫描，采用从抛物面焦点移到焦面上的旋转半波振子（图 2-15 6）。当照射器旋转时，天线波束也相对于抛物线轴旋转，该抛物线轴是天线的电轴并是等强信号的方向。在某一时刻某一位置的波束与前一波束位置重迭时，便产生了等强信号区。波束重迭角取决于照射器相对于焦点位移的数值。重迭量随着位移的增加而增加。

在螺旋扫描时照射器以可变圆周半径完成旋转运动，结果是最大波束的方向在空间呈螺旋线。这种扫描用于空间监视。

为得到横向扫描，波束应在两个互相垂直的平面内完成往复运动。这种往复运动通常用在其中一个方向上改变辐射器在焦面内的位置、在另一个方向上移动天线的方法来达到（图 2-15 a）。

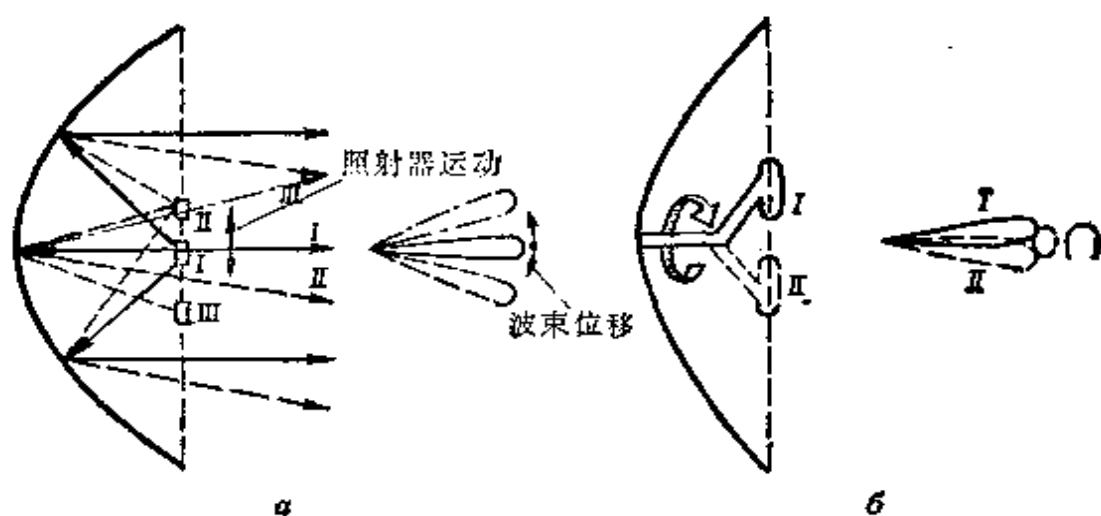


图 2-15 波束扫描方案示意图

a — 线性的，b — 圆锥形的。

抛物线反射面天线具有尖形方向性。天线的方向系数 $G_{\text{нар}}$ 由下式确定：

$$G_{\text{нар}} = \frac{4\pi S_{\text{нар}}}{\lambda^2} \quad (2-24)$$

式中 $S_{\text{нар}} = \kappa_{\text{а}} S_{\text{а геом}}$ ($\kappa_{\text{а}}$ —— 天线孔径利用系数)。

有时使用下述近似公式:

$$G_{\text{max}} = \frac{35 \times 10^3}{\theta_a^E \theta_a^H} \quad (2-25)$$

式中 θ_a^E, θ_a^H ——在两个互相垂直平面内的方向图的宽度。

当方向图的宽度小于 1° 时, 这类天线的方向系数值达到数万。

为了形成刀形波束, 采用抛物线圆柱体形式的反射器。

置于焦线上的半波振子及线性喇叭照射器可能作为抛物线圆柱体的照射器。抛物线圆柱体方向图取决于它的尺寸及照射器的方向图。例如, 如果照射器波具有垂直偏振, 则在电场矢量平面内的方向图将按下式确定:

$$\theta_a^E = (56 - 70) \lambda / b \quad (2-26)$$

在磁场矢量平面内方向图很宽。为了获得所要求的形状与宽度, 采用照射器的定向特性及其他一些手段。其中有时使用装在照射器供电系统中的金属空气透镜。在这种情况下, 进入反射器表面的波将呈圆柱形 (在电场矢量平面中为球形, 在磁场矢量平面中为平面形)。

获得圆柱形波的原理可以用图2-16来阐明, 在该图上描绘了装置在照射器前面的金属空气透镜。它是由两个金属皱折表面组成的结构。皱折的高度沿其宽度方向不一致, 中间部分高, 两边低。由于沿 OAA' 、 OEB' 、 OBB' 方向传播的波具有相等行程, 结果便将球面波变为磁场矢量方向的平面波。在矢量 $\vec{E}$ 的平面不发生波的转换, 因此其波前为圆弧。这样一来, 同类透镜首先形成照射器方向图, 然后, 在磁场矢量平面内形成整个天线的方向图。如前所述, 在垂直于方向图的平面内, 即在矢量 $\vec{E}$ 的平面内, 通过抛物线圆柱体来形成方向图。

以抛物线段形式或以切割旋转抛物面形式形成的反射器 (图2-146、e) 可以用于雷达瞄准器。

最近在国外采用具有两个或三个反射镜 (双反射镜式与三反

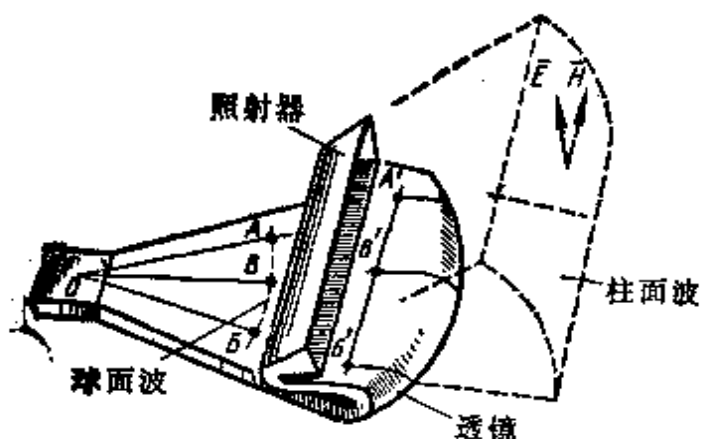


图2-16 利用金属空气透镜与反射器形成刀形波束

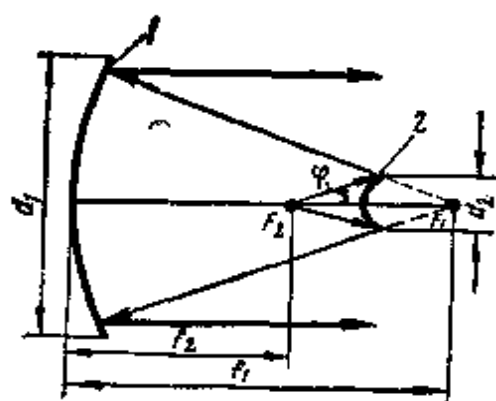


图2-17 双反射镜天线装置

1—大反射镜；2—小反射镜。

射镜式）的多镜天线。这类天线有很强的方向性，在波束微小畸变时，它可保证波束较大的角位移。这类天线的优点是尺寸较小，馈线系统噪音级较低以及较有效地使用天线孔径面积。

双反射镜天线，顾名思义，它有两个反射镜（反射器）和一个照射器。其中一个镜是主镜。第二个镜较小，安装在离主镜有一定距离的焦轴上（图2-17）。这种反射镜系统有两个焦点 F_1 与 F_2 。照射器装置在 F_2 点处。小镜可以是旋转双曲面或是其他表面形状，这根据主镜表面形状与小镜相对于主镜焦点的安装位置来确定。

当天线在辐射状态工作时，发射机的电磁能进入照射器，照射器便照射小镜表面。从它表面反射的球形波进入大镜表面，并将其变为平面波。由于波前导直，结果成功地获得了窄的针状波束，其宽度取决于大镜的镜径 d_1 。这时，方向图宽度可用下列公式确定，

$$\theta_{\frac{1}{2}} = 70 \lambda / d_1 \quad (2-27)$$

在一些类似的天线方案中，焦距等于 $(0.35 \sim 0.5)d_1$ 。

根据小镜装置相对于大镜焦点的位置可以分为焦点前与焦点后两种方案。这样的分类是根据光学原理，在光学中广泛应用这

类反射镜装置方案。

三镜式天线有三个分布在天线焦轴上的反射镜。照射器照射第一个小镜。该镜的反射波送到第二个小镜上，反射后进入大反射镜的表面。在三次反射后，平面波便进入空间。这些方案可用于不同波段的多用途天线中。此外，利用三镜天线相当简易地解决了大尺寸主镜的均匀照射问题。

通过照射器在小镜焦点平面的位移或通过小镜相对于天线轴的倾斜的方法，可以实现多镜天线的波束摆动。这种方案的结构比较简单，并在小畸变大间隔条件下保证波束的线性位移。

在有些天线中，为了得到大的波束摆动角，使用了小平面镜。这时，波束转角等于反射镜转角的二倍。

透镜天线 在厘米波段与分米波段中为了把球面波前变为平面波前，为了形成所需要的方向图形式，便采用了透镜天线。这类天线的作用原理以进入透镜的电磁波传播速度的变化为基础。这些透镜与光学系统类似，它们具有一定的曲率，朝向照射器的一面。透镜孔径由垂直于透镜轴的平面所组成，其形状呈矩形或圆形。

透镜的照射器装在焦点处。经常用喇叭形辐射器作为照射器。

已知有片状金属的、电介质的和含人工电介质的这几种透镜天线结构。根据薄片的分布与形状的特点，片状金属透镜天线又有各种类型。

球形波变为平面波与透镜的结构无关，它是靠改变经过透镜的波的相位速度来达到的。由于透镜有不同的截面尺寸（不同的厚度），与透镜轴平行的波可得到与这些尺寸成比例的相位变换。

波在有些透镜中的传播速度 v 比它在自由空间的传播速度 c 要快，在另一些透镜中的传播速度则较慢。与光学类似，这些透镜的性能用折射系数来评定，

$$n = \frac{c}{v} \quad (2-28)$$

$n \geq 1$ 的透镜叫做延滞透镜, $n < 1$ 的透镜叫做加速透镜。

以图2-18所示延滞透镜为例, 来研究透镜的作用原理。如上所述, 在这种透镜里波的传播速度小于在自由空间中波的运动速度。设透镜天线在辐射状态工作, 在这种情况下, 装在焦点 F 的照射器具有小的方向性并辐射球形波。由图可见, 在透镜轴方向传播的波比其它方向传播的波要早到达边界线上的 B 点。为了形成窄波束, 必须减小沿透镜轴或透镜轴附近传播的波速。沿不同方向通过 A 、 B 、 Γ 、 Δ 各点的波应为等相位, 即这些波前应是平面的。为此, 就必须使通过距离 $A''A$ 、 $B''B$ 的时间相等。于是, 从 A'' 点到 A 点与从 B'' 点到 B 点波的传播时间为:

$$t_A = \frac{L_{A''A}}{c}$$

$$t_B = \frac{L_{B''B}}{v}$$

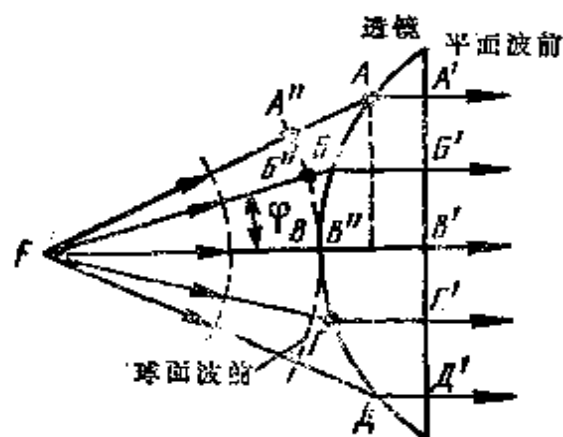


图2-18 用透镜天线形成波束

按条件要求 t_A 应等于 t_B 。那么, 将等式右边的两部分列一等式, 得到,

$$\frac{L_{A''A}}{c} = \frac{L_{B''B}}{v} \quad \text{和} \quad v = c \frac{L_{B''B}}{L_{A''A}}$$

即波在透镜的传播速度应比在自由空间的传播速度小 $L_{B''B}/L_{A''A}$ 倍。

对于在 FBB' 方向传播的波可以写为 $v = c \cdot L_{B''B}/L_{B''B}$ 等等。

这样一来, 如果成功地造出了有可变无线电传播速度值的透镜时, 则这种透镜呈矩形形式。但是制作这种透镜有很大的困难。因此, 制造了波在透镜中的传播速度为常量并与波的运动无关的一类透镜。由此得出, 为了导直波前, 透镜应有一定的曲

率。在透镜的中间部分波的传播路程长度应大于边界部分的波的传播路程长度。

由于采用了不同的结构,从而使波在透镜中的传播速度与在空气中的传播速度不一致。

在瞄准器中使用有金属薄板透镜、金属空气透镜、电介质透镜以及其他各种透镜天线。

折射率按一定规律变化的球形与圆柱体式不均匀透镜具有很多有趣的特性。

在球形透镜中,折射率按下列规律变化

$$n = n_K \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2} \quad (2-29)$$

式中 r ——从中心至所研究点的距离,

R ——球半径,

n_K ——折射率。

当 $r = R$ 时这种透镜叫楞勃透镜(图 2-19)。在点照射器装置上,在球面上任一点发生了相位波前导直,结果在透镜输出端成为同相的。为了减少由不均匀性(空气介质具有不均匀性)

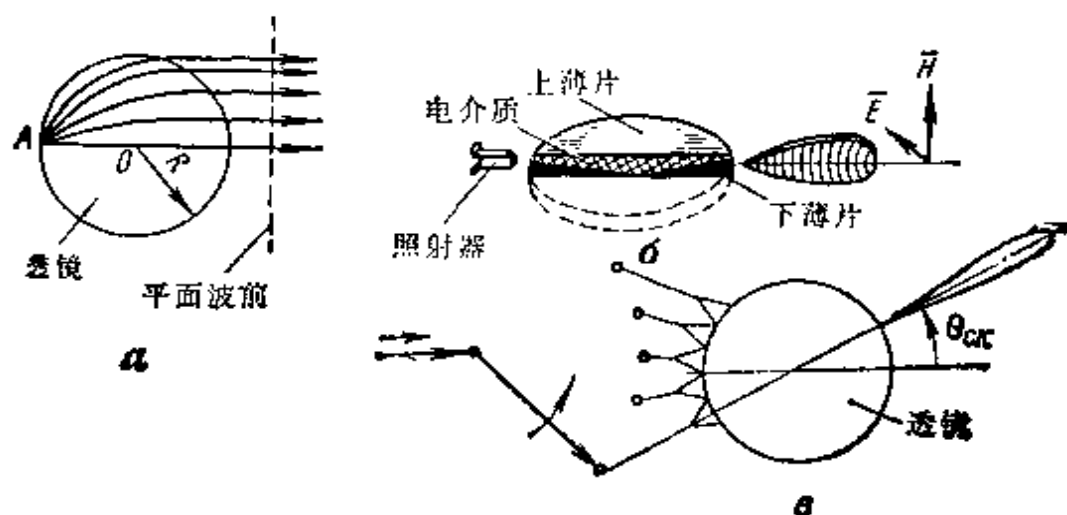


图2-19 可变折射率的不均匀透镜

a—球形的; b—圆柱形的; c—波束摆动示意图。

引起的反射波，系数 n_R 应等于 1。这种透镜可用变密度的泡沫聚苯乙烯材料制成，从而产生变化的折射率。

不难看出，透镜照射点的变化不影响波束的畸变。楞勃透镜的这一重要特性就有可能在 360° 范围内摆动波束。为此，可以使用装在圆（或球）弧上经由转换开关馈电的喇叭形照射器（图2-19）。用这类透镜就成功地形成了狭窄的针形波束。

用相互间有一定距离的两种圆形金属薄片制成楞勃圆柱形透镜。它们之间的空间用电介质填充。照射器安装时应使电场矢量与薄片平行。结果使波在薄片间的传播与在平面波导管中的传播一样。折射率随薄片间的距离 b 从中心到边缘逐渐减小而发生变化。 b 值的变化规律为：

$$b = \frac{\lambda}{2 \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} - 2 + \frac{r^2}{R^2}}} \quad (2-30)$$

使波导与透镜引入端相结合的变截面波导可作为透镜照射器。不难看出，这种透镜在平行于金属薄片的平面内形成一种狭窄的扇形波束，波束在这个平面的摆动通过照射器在限定圆弧范围内的移动来实现。

透镜折射率等于：

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0} - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2} \quad (2-31)$$

圆柱形透镜的方向图宽度取决于波长与薄片半径的比值。

——在电场矢量平面内 $\theta_a^E \approx 60 \lambda / 2R$ ，

——在磁场矢量平面内 $\theta_a^H \approx 200 \sqrt{\lambda / 2R}$ 。

例如，如果 $\lambda = 10$ 厘米， $R = 1$ 米，则 $\theta_a^E \approx 3^\circ$ 。在矢量 $\vec{H}$ 平面内的方向图 θ_a^H 比 θ_a^E 要宽，其比值为：

$$\frac{\theta_a^H}{\theta_a^E} \approx \frac{3.3}{\sqrt{\frac{\lambda}{2R}}}$$

在上述参数数值条件下 $\theta_a^H \approx 150^\circ$ 。

现在众所周知，楞勃透镜中波束的摆动方法是通过装置在透镜圆弧上的照射器转换法来实现的。可用铁氧体可逆式旋转多路连接器、半导体和气体转换开关作为快速动作转换开关。采用这种波束摆动系统就没有必要使用那些不能保证高速与线性摆动的机械部件^[6]。

螺旋形天线、介质天线与槽式天线 螺旋形天线具有两个重要特性——宽频带性及用比较简单的方法得到波的圆极化。这类天线可以作为反射器的照射器与直接辐射器。

螺旋形天线呈一定直径 d_{cn} 、长度为 l 的螺旋形形式，其螺距为 S_w 。螺旋还包括长度为 L_c 的部分螺圈。螺圈倾角以下式确定：

$$\delta_{cn} = \arctg \frac{S_w}{\pi d_{cn}} \quad (2-32)$$

有单螺旋形天线与多螺旋形天线。采用多螺旋形天线可以得到超环形方向图。同时，螺旋形天线可分为定常螺距与可变螺距的圆柱形与锥形形式。

根据辐射特性，圆柱形螺旋线与一系列同轴平面螺圈等效，并与沿圆柱体母线分布的一系列偶极子等效。在螺线中这种相位关系应满足行波工作状态。

在行波工作状态下，场电磁能以相位速度沿螺旋线运动，而在螺旋线直径相反端点产生了正、负电荷区域。由于电荷沿螺旋线移动，电磁场绕螺旋线轴转动，便产生了圆形极化。场矢量 $\vec{E}$ 的旋转方向由绕圈的方向来确定。

为获得高的定向性，人们采用多螺旋天线，在这种天线里，平行地装着两个或几个同相供电的螺旋线。采用矩形或圆形的平面反射器（屏幕）形式的屏幕装置来减少后辐射。

多头螺旋线天线有四条等螺距和等圈数的螺旋线。这类天线产生环形方向图，方向图的最大辐射与螺旋线的轴垂直。

介质天线由损耗小的介质制成整体式杆或管的形式。例如，相对介电系数为 2.5、损耗角为 $10^{-2} \sim 5 \times 10^{-3}$ 的聚苯乙烯塑料介质具有这种性能。为提高定向性，安装了一些同相馈电棒，其长度应是波长可公约的倍数。在确定馈电棒大小与 λ 的关系时，波在棒中的传播速度变得与在空气中的传播速度相等，而最大辐射与棒轴相重合。

在介质棒中传播的波在其轴向的运动与在圆形波导管中的运动相似。空气与介质的分界面具有相当大的折射率，从而产生波的折射，并使波不能沿垂直于介质棒轴的方向传播。在介质棒中，波的轴向传播呈行波方式，这是轴向辐射的条件。为了得到轴向辐射方式，棒的直径比其长度要小一些。

在这里，选用某一介电常数的棒介质材料，使得波在棒中的传播速度接近于光速。

槽式天线即在波导或空腔谐振器上开有一条或几条槽缝形式的天线。槽缝可呈矩形或更复杂的形式。槽缝的大小及其位置决定辐射强度，穿过最大密度电流线的槽缝具有最大辐射强度。这种槽缝应与磁场磁力线平行。通常选择槽缝长度约等于半波长。

相控阵 为满足对空快速扫描、获取完备的目标信息、提高无线电瞄准器及其他雷达设备的精度及概率等项合理要求，就须采用波束无机械摆动、方向性极强的天线。所谓相控阵天线便属于此例。

在辐射器系统中，在由辐射器发射或接收的各种信号之间，通过引进定常相移或可变相移的方法来实现波束在空间的形成与移动，这种辐射器系统便叫做相控阵。

除上述各项任务外，相控阵天线还可用于各种雷达信号处理法，从而能够进行自调谐及方向再辐射，能借助于装置在各单个辐射器波道上的放大器（振荡器）提高辐射功率电平。

相控阵由安装在同一平面或曲面的大量弱方向性辐射器所组成。辐射器可以采用振子、喇叭、螺旋、槽式及其他形式。用并

联或串联馈电线的方法来实现辐射器的激励。

平面阵呈正方形或矩形，在其周期性结构部件中安装有由一个激励器或一些自主式激励器激励的辐射器。辐射元件产生波，波的干涉结果便形成辐射特性。辐射元件数可达成千上万个单位。

众所周知，为得到窄方向图，就必须把球形波前变为平面波前。为此，正如早已提出的，就要改变离照射器沿不同方向传播的各个波的相位关系。在一些情况下，它可通过改变一些波（在镜式天线或某些类透镜式天线中）通过的行程长度来实现。在另一些情况下，靠改变波（在透镜式天线与介质天线中）的传播速度来实现。结果是：这种与那种方法便造成波相位的正向或反向迭加。

通过辐射器馈电线路中各相位变换元件（移相器）来改变在辐射器的不同方向传播的各个波的相位关系看来是可能的。这些元件之中的每一个都引起所要求的相移。结果，在天线口径处的波前是同相的。在这种情况下，天线形成窄波束。

如果波的相位关系按一定规律变化，则可以得到波束在空间移动的特定规律。

用图 2-20 来研究相控阵方向图的形成原理。假定在同一平

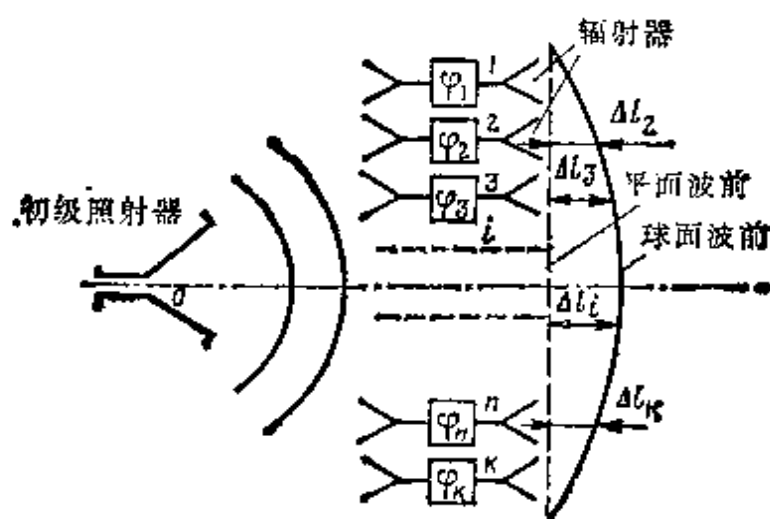


图2-20 在相控阵中射束形成的原理（“霍克”导弹）

面内有 k 个辐射器。能引起相移 φ_1 、 φ_2 等等的一些移相器都与每一电源电路接通。设全部辐射器被喇叭形初级照射器所激励。从照射器发出的球面波激励辐射器中的场。假如 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \dots = \varphi_k$ ，则辐射器就会产生球面波。结果，天线方向图就宽。为了把球面波变为平面波，就必须使第 2、3……、 $(k-1)$ 个辐射器辐射波的相位滞后。相位滞后量值应对应地与 Δl_2 、 Δl_3 ……、 Δl_{k-1} 的量值成比例。将移相器接通第 2 个辐射器波经过的电路，便引起相位滞后 $\varphi_2 = (2\pi/\lambda)\Delta l_2$ 。接通第 3 个辐射器波经过的电路，引起相位滞后为 $\varphi_3 = (2\pi/\lambda)\Delta l_3$ ，等等。在天线口径处便可得到平面波前。最大波束系沿与天线口径平面垂直的天线电轴方向。

如果辐射器相移值按某一规律变化，就可以控制方向图的宽度或可摆动天线在空间的波束。控制波的相位关系的问题可根据给定的程序或者规定的逻辑用数字电子计算机来解算，从而使空间程序扫描成为可能。

现在研究种类繁多的相控阵，它们可以按天线阵元件在空间配置的几何形状分类、按辐射器激励的方法分类、也可按元件在本天线阵的配置特性来分类。

对应于第一种分类特性，分为一维、二维和三维相控阵。辐射元件按直线、按圆弧配置的天线阵属于一维相控阵（直线、圆弧及环形天线阵）。辐射元件配置在一个平面（平面系统）或者配置在球体、圆锥体、圆柱体表面（球形、圆锥形、圆柱形）上的天线阵叫做二维相控阵（面形）。它与一维相控阵的区别是：波束的形成及其在空间位置的控制是靠其辐射器装置在两个互相垂直方向上的两个线性天线阵来实现的。

在三维（体积式）天线阵中辐射器配置于三个平面内。这样一些天线阵也许用二个平面式的结合来表示。显然，多维天线阵具有控制波束的最大可能性。

相控阵辐射元件的激励可借助于馈线系统元件或用喇叭形照

射器来实现。鉴于在第一种方案里，辐射器串联或并联地与馈电线路接通，便区别出含串联与并联馈电的天线阵。此外，或许有综合式联接电路（串联-串联式，并联-串联式，串联-并联式）。

在天线阵本身，辐射元件可能按相互间等距离 d 来配置。这样的天线阵叫等距天线阵。在这种情况下，辐射器间的距离应小于 λ 。如果 $d > \lambda$ ，由于相邻辐射器波（其波程差为 2π ）的干涉结果，产生最大次生波。

在天线阵中辐射器元件之间的距离不相等时叫不等距天线阵。在同样一些特性的天线阵中，辐射元件的这种配置可以减少元件的总数。

根据配置方案分为兼用（接收-发射）或单用（接收和发射）相控阵。由于在雷达信号的发射与接收工作状态中使用同样一些元件，则兼用天线阵就比较紧凑。接收与发射系统的分离（去耦）的困难是兼用天线阵的实质性缺点。而单用相控阵就没有这一缺点。此外，在单用型天线阵里，无论在发射时还是在接收时，可能对天线波束进行独立的控制。

在天线阵里，既可采用无源辐射器，也可采用有源辐射器。由此，研究了三种可能的相控阵配置方式：含无源元件的方案、含有源元件的方案及矩阵型方案。

含无源辐射器元件的相控阵方案是彼此间用移相器连接接收天线与发射天线的合成体。高频振荡器（对发射天线阵而言）或者辐射这些振荡信号的目标（对接收天线而言）作为电磁能源。

含无源辐射器元件的相控阵可能以在“行进波”工作的折射方式或以在“回波”工作的反射方式来实现。在第一种情况下，初级照射器安装在天线阵的一面，而诸辐射器安装在另一面（见图 2-20）。这样，天线阵的两面都是工作面，从而给天线结构样式造成困难。

在反射方式中，来自初始照射器的电磁波进入各辐射器，通过这些辐射器及移相器，从短路馈线系统反射，再经过移相器，

经由各辐射器进入空间。在这种方案中，天线的一个面是工作面，第二个面（非工作面）可用于固定辐射器及馈线系统。

在相控阵中，信号放大器与每个元件的电源电路接通的做法含有源元件的相控阵。这一方案的优点是：在振荡器的功率不大的情况下，有可能获得较大的辐射振荡功率。原理上，在每一辐射器的电源电路中，可以装置一些振荡器，但是，保证高频振荡同相性所需的各振荡器严格同步性就发生了困难。在这一方案中，大功率电平信号电缆系统的问题相当简单地得到解决。

在二维相控阵中，波束的摆动通过相位-频率与相位-相位两种方法的组合来实现。把一维天线阵中采用的装置进行组合，便可实现这两种方法。从相控阵工作原理得出：二维天线阵比一维天线阵的可能性较大。

用在一个平面内改变频率，在另一个平面内改变辐射器波的相位来实现波束摆动的方法叫频率相位法。

在相位-相位法中，通过控制移相器的方法（它与每一辐射器信号传输电路接通）在两个平面内得到波束摆动。不难看出，如果在第一种情况下使用并联-串联电源电路，则在第二种情况下使用并联电源电路。

由于各辐射器波的相位关系按一定规律变化，就可以得到所要求的波束在空间的移动规律。波束摆动扇面宽度决定于相控阵辐射器元件数量。线性天线阵最少必须元件数 $N_{\text{最小}}$ 由下式确定：

$$N_{\text{最小}} = (\theta_0^\circ / \theta_a^\circ) + 1 \quad (2-33)$$

式中 θ_0° ——波束扇面宽度；

θ_a° ——天线方向图宽度。

对于二维天线阵来说，辐射器数目由水平平面与垂直平面确定的辐射器数量的乘积而定。即：

$$N_{\text{最小}} \cdot M_{\text{最小}} = [(\theta_{0h}^\circ / \theta_{ah}^\circ) + 1][(\theta_{0v}^\circ / \theta_{av}^\circ) + 1] \quad (2-34)$$

式中 θ_{0h}° 、 θ_{0v}° ——对应于垂直平面与水平平面波束摆动扇面的宽度；

θ_{as}° 、 θ_{ar}° ——在垂直平面与水平平面方向图宽度。

考虑到已知关系式：

$$G \approx 4\pi / (\theta_{as}^\circ \cdot \theta_{ar}^\circ),$$

我们得到：

$$N_{\text{最小}} \cdot M_{\text{最小}} = \frac{\Omega}{4\pi} G \quad (2-35)$$

式中 Ω ——天线波束立体扫描角。

例如，当 $\theta_{as}^\circ = \theta_{ar}^\circ = 20^\circ$ 及 $\theta_{as}^\circ = \theta_{ar}^\circ = 0.5^\circ$ 时天线阵元件数等于 1681。

§ 2-4 雷达瞄准器接收装置

雷达信号的预处理问题由瞄准器接收装置来解决。这个问题可分解为由下列形式表达的一些局部问题：

从接收装置输入端具有干扰信号及杂波的混合信号中分出雷达信号；

放大“有用”信号，使之达到保证终端设备稳定工作的水平；

把一些信号改变成对鉴别目标与导弹运动参数有用的信息形式；

按照接通瞄准器终端设备的既定方案分配雷达信号。

为解决所列举的问题，接收装置应具有一定的表征其特性的参数。

直接放大式及超外差式接收机在无线电瞄准中得到了应用。

在直接放大接收机中，接收信号经过高频放大器，进入检波器，然后进入低频放大器并送入终端设备。在这些接收机中，频率选择由输入装置及高频谐振放大器的通带来确定。

主信号放大发生在中频（已降低频率）的这种接收装置叫超外差接收装置。为此，采用中频信号变频器及信号谐振放大器。

由于采用这些设备，便能使接收机得到高的放大系数及良好的选择性。

我们来研究图 2-21 所示的超外差式接收装置的方块图。其组成部分有：保证接收机与天线联系的并实现接收信号预先选择的输入装置，高频放大器，差频振荡器，混频器，中频放大器，检波器，低频放大器，信号分配电路，瞬时增益自动控制，增益自动控制及电源等。

天线接收信号送入由波导及馈线元件执行的输入装置。在某些设备里实现信号频率选择，为此，可能采用空腔谐振系统。通常输入装置具有相当大的通带，从而在辐射振荡频率偏离额定值的情况下能保证接收信号。

按照保证足够的功率放大及具有小的固有噪声级的方案，制成高频放大器。根据波段及采用的接收技术，就可能是采用三极管、行波管、参量放大器及其它元件的放大器。

在高频放大器后，信号进入混频器，而来自差频振荡器（本身是小功率振荡器）的高频振荡也同时到达这里。为使其频率保持在给定的范围，可能采用频率稳定系统、频率自动微调系统。在图 2-21 中给出了频率稳定系统。

混频器经常由位于波导管或同轴软管中的晶体二极管组成。当频率为 f_c 及 f_r 的信号作用于混频器时，产生合成频率，从而可以把一个频率从它们中分出来。通常，分离出叫做中频的差频 $f_{\text{中}} = f_c - f_r$ 。为分离出差频，采用谐振系统。

中频信号经过由一些电子管或半导体管谐振放大器组成的中频信号放大器。由于中频信号放大器具有良好的选择性，因此它实现了信号基频选择。随着振幅-频率特性急剧下降，该放大器具有比较小的通带宽度。在中频放大器中，照例实现增益自动控制与瞬时增益自动控制，从而使输出信号振幅保持在定常水平。在大功率信号作用的情况下也属此例。如果在中频放大器输出端信号振幅超过额定值，增益自动控制系统便向一些中频放大器输

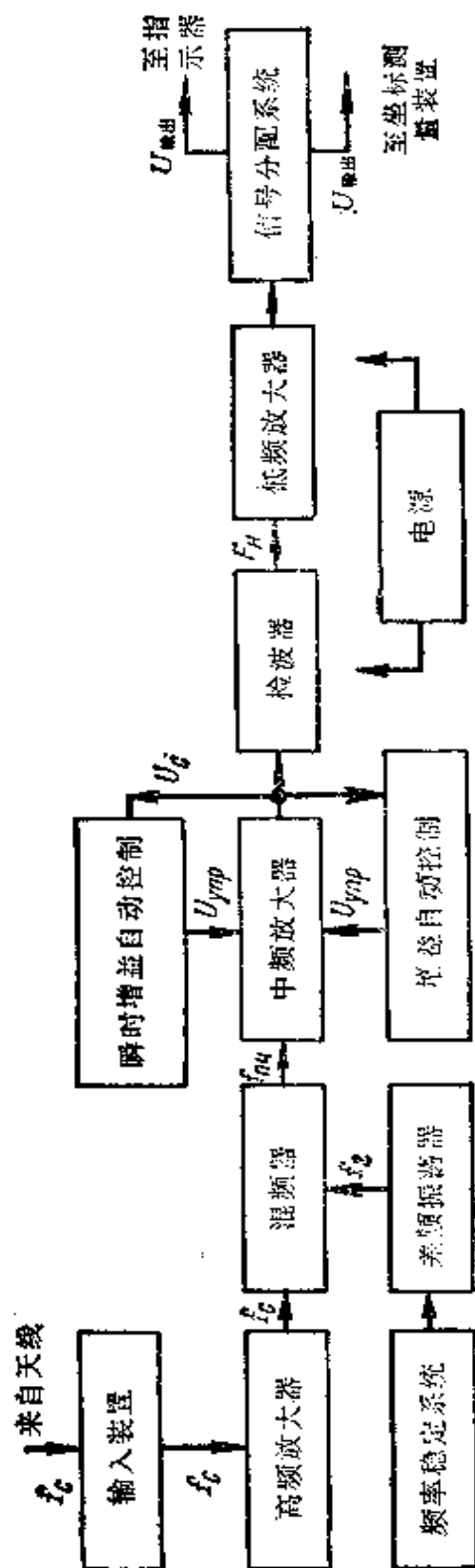


图2-21 接收装置标准方块图

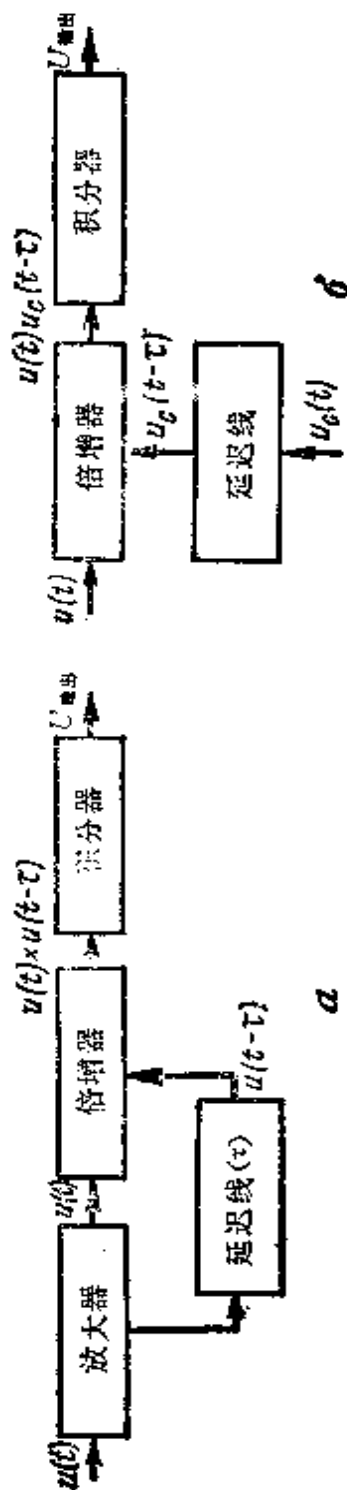


图2-22 采用自相关函数与采用外差（基准）电压的相关性接收机标准方块图

a ——采用自相关函数的； δ ——采用外差（基准）电压的。

送控制电压，减少中频放大器的放大能力，使输出信号的振幅不超过所要求的量值。瞬时增益自动控制系统工作也与此类似，不过它的反应更快。

信号经过中频放大器后进入将它们变为低频信号(视频信号)的检波器系统。检波器由半导体二极管或电子管二极管组成，在某些情况下，还可能使用其它线路。

低频信号经过低频放大器及信号分配系统进入终端设备(指示器)元件，运动目标(或导弹)参数测量装置。信号分配系统由转换开关元件组成，各类继电器、阴极重复器等等元件可用作转换开关元件。

应当看到，还有一些无高频放大器的超外差接收机系统。在这些系统中，从天线接收的信号进入混频器，进而送入中频放大器。这类接收机在早期的无线电瞄准器中曾采用过。如在高射炮兵武器瞄准站中便是如此。

有一系列超外差接收机方案，如含改装的输入装置、含改装的高频放大器、含双电路高频装置及其它装置的接收机都属于这一类。

根据接收信号的形式无线电瞄准器接收机可能是脉冲式或连续式。在第一种情况下，输入信号是矩形(或其它形状)高频脉冲，其脉冲宽度通常较小。在第二种情况，输入信号是连续单色振荡或是按任一参数(频率、相位、振幅)调制形式的信号。

根据雷达信号处理方法，接收机可能是最优的或非最优的。在接收器中，按一种或某几种参数对接收信号作最佳处理的叫做最优接收机。

把接收信号与其复制信号的结构进行比较的相关处理方法是信号最优处理方法之一。

显然，由于已知发射与反射的雷达信号，则在接收机里可能会产生复制信号。在复制信号与接收信号之间产生时延，这种时延是由于雷达信号射向目标及反射回来经过的时间所造成的。因

此, 对 $t - \tau$ 的时间来说 (在给定情况下 τ 等于接收信号的滞后时间), 应能获得复制信号。这时, 接收机输出端的电压可能以电压 $u(t)$ 和 $u_c(t - \tau)$ 乘积的积分来表示 [$u_c(t - \tau)$ ——在信号 (c)-噪声 (ш) 混频中所包含的复制信号],

$$U_{\text{ш}} = K \frac{2}{E_{\text{ш}}} \int_0^{T_{\text{ш}}} u(t) u_c(t - \tau) dt \quad (2-36)$$

式中 K ——比例系数。

如果在电压 $u(t)$ 中无信号, 由于信号与噪声无相关性, 则 $U_{\text{ш}} = 0$ 。当在混频中有信号及混频中的信号与其复制信号有准确的时间重合时 (当 $\tau = 0$ 时) 输出电压最大。这样一来, 在给定情况下信号具有的后验概率是与输入信号及其复制信号的互相关函数成比例的接收机输出电压的量。

处理 (2-36) 式所表述的信号-噪声混频信号的接收机叫相关性接收机。实现这个表达式的仪表配置图如图 2-22 所示。图中包括倍增器、积分器及延迟系统。

在原理上, 可能有两种相关性接收机: 采用自相关函数的系统 (图 2-22 a) 和采用互相关函数 (含基准信号的) 的系统 (图 2-22 b)。

在采用自相关函数的系统中, 进入输入端的混频 $u = u_c + u_{\text{ш}}$ 到达放大器输入端, 随后进入倍增器的输入端和延迟线中。延迟量等于信号延迟时间, 即 $\tau = 2D_{\text{ш}}/c$ 。因此, 来自放大器的在给定重复时间内得到的电压 $u(t)$ 进入倍增器。事实上, 在前一重复周期内所得到的来自延迟线的电压也进入倍增器。

在倍增器上进行电压的倍加:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_c(t) + u_{\text{ш}}(t) \text{ 和} \\ u(t - \tau) &= u_c(t - \tau) + u_{\text{ш}}(t - \tau) \end{aligned} \quad (2-37)$$

对应于式 (2-37), 可以写出:

$$U_{\text{输出}} = K \frac{2}{E_m} \int_0^{T_H} [u_c(t) + u_m(t)] [u_c(t - \tau) + u_m(t - \tau)] dt \quad (2-38)$$

接收机输出电压与信号 $\rho_{cc}(\tau)$ 、信号与噪声 $\rho_{cm}(\tau)$ 、噪声与信号 $\rho_{mc}(\tau)$ 、噪声 $\rho_{mm}(\tau)$ 的相关函数之和成比例。如果考虑到信号与噪声的函数无相关性, 则接收机输出电压显然等于:

$$U_{\text{输出}} = K \frac{2}{E_m} \left[\int_0^{T_H} u_c(t) u_c(t - \tau) dt + \int_0^{T_H} u_m(t) u_m(t - \tau) dt \right] \quad (2-39)$$

即其数值与信号、噪声的自相关函数成比例。由于在给定重复周期时间内得到的起伏噪声的结构与前一重复周期中得到的噪声结构不同, 而噪声扰动持续时间为 $\tau_m = 10^{-13}$ 秒, 实际上相当于 $\tau \approx 0$, 则 $\rho_m(\tau) < \rho_{cc}(\tau)$ 。结果在接收机输出端的信噪比比输入端的要大得多。

在第二个方案里接收的信号-噪声混频经前置放大及变换后进入倍增器系统, 作为倍增器既可以采用高频元件, 也可以采用低频元件。信号经延迟线进入倍增器系统, 该信号与辐射信号及从目标上反射后的接收信号相符合。规定线性延迟量等于 $t_d = \tau$ 。

有时被称为基准电压或外差电压的电压 $u_c(t - \tau)$ 中没有噪声, 因此, 输出信号的表达式写成下列形式:

$$\begin{aligned} U_{\text{输出}} &= K \frac{2}{E_m} \left\{ \int_0^{T_H} [u_c(t) + u_m(t)] u_c(t - \tau) dt \right\} \\ &= K \frac{2}{E_m} \left\{ \int_0^{T_H} u_c(t) u_c(t - \tau) dt + \int_0^{T_H} u_m(t) u_c(t - \tau) dt \right\} \end{aligned}$$

● 原文 $U_{\text{输出}} = K \frac{2}{E_m} \int_0^{T_H} [u_a(t) + u_m(t)] [u_a(t - \tau) u_{mr}(t - \tau)] dt$ 有
误。在 $u_a(t - \tau) u_{mr}(t - \tau)$ 间应添上“+”号。——译者

$$= K \frac{2}{E_m} [\rho_{c.c}(\tau) + \rho_{m.c}(\tau)] \quad (2-40)$$

由于 $\rho_{m.c} \rightarrow 0$, 则

$$U_{\text{输出}} = K \frac{2}{E_m} \int_0^{T_H} u_c(t) u_c(t - \tau) dt \quad (2-41)$$

即输出电压等于信号的自相关函数。

这一方案噪声分量级大大低于前一方案的, 因而它是可取的。不过它还存在一些技术性的困难。

接收机中得到的电压加到比较电路上, 阈电压也送入其间。任一种已知线路(电平比较电路)都可作为这种比较电路。这些电压比较的结果就会得出在混频中是否存在信号的解答。

在所列各方案中, 积分器执行滤波器的作用, 使之形成成比例的电压:

$$U_{\text{积分器输出}} = \int u_c(t) u_c(t - \tau) dt \quad (2-42)$$

根据采用的信号处理线路, 滤波器分为有源式与无源式两种。上面所研究的一些相关性接收机属于有源式滤波器, 这是因为在这些接收机中, 为完成形成互相关函数的作业, 需要有雷达信号(基准信号)的复制信号发生器。

接收的混频也可以用与信号匹配的无源式滤波器实现相关处理。在这种情况下, 滤波器输出端的电压也将与信号及其复制信号的相关函数成比例。为解决这一问题, 可能采用那些振幅-频率特性与输入信号振幅-频谱重合(成比例)的滤波器。

对于信号-频率-调制脉冲来说(图 2-23a), 最优滤波器脉冲特性应呈图 2-23b 所示的无线电脉冲本身镜式反映的形式。当脉冲经过这种滤波器时发生频率群延迟, 延迟量随输入信号振荡频率的增加而增加。由于频率较低的振荡似乎赶上频率较高的振荡, 结果在滤波器输出端形成压缩脉冲。在频率线性调制时, 频率群延迟(Г. П. 3)的关系式应是线性的(图 2-23b), 频率群延

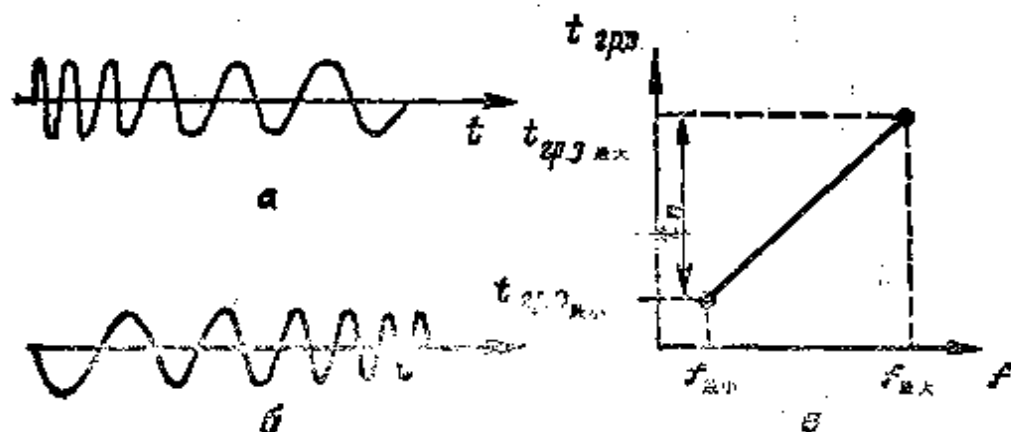


图 2-23

a —频率-调制脉冲； b —最优滤波器的脉冲特性； c —频率群延迟特性。

迟的数值是：

$$t_{\text{гпс}} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \arg K(f) \quad (2-43)$$

压缩脉冲的宽度与其频宽成反比。

经过振幅检波之后压缩脉冲变为宽度小的视频脉冲，从而可以使距离瞄准器得到高分辨能力以及在宽度小的脉冲内得到较大的能量。

相位键控 (ΦM) 脉冲 (其获取原理已在 § 2-1 中阐明过) 是另一形式的宽频带雷达信号。这种脉冲是脉宽为 τ_n 的局部脉冲序列。所有局部脉冲具有同一个振荡频率，而从一种局部脉冲向另一种转换时其相位按一定的规律改变 180° (图 2-24a、b)。按照早先进行的这种信号的最优处理条件，必须具备一种其振幅-频率特性是镜式相位键控脉冲 (图 2-24c) 的滤波器。为得到这一特性，可以采用一种延迟线，其引线数 (图 2-24d) 与相位键控信号中的局部脉冲数相等。在某些引线中可以连接变换系数为 1 的一些倒相级。在通过这些倒相级时，局部脉冲的相位跃变 180° 。全部引线都连接到为总负载的加法器的输入端。对于宽度为 τ_n 的局部脉冲来说最优的终端滤波器始终与加法器相连⁽⁶⁾。

用这种滤波器处理相位键控信号的实质归结如下。当相位为

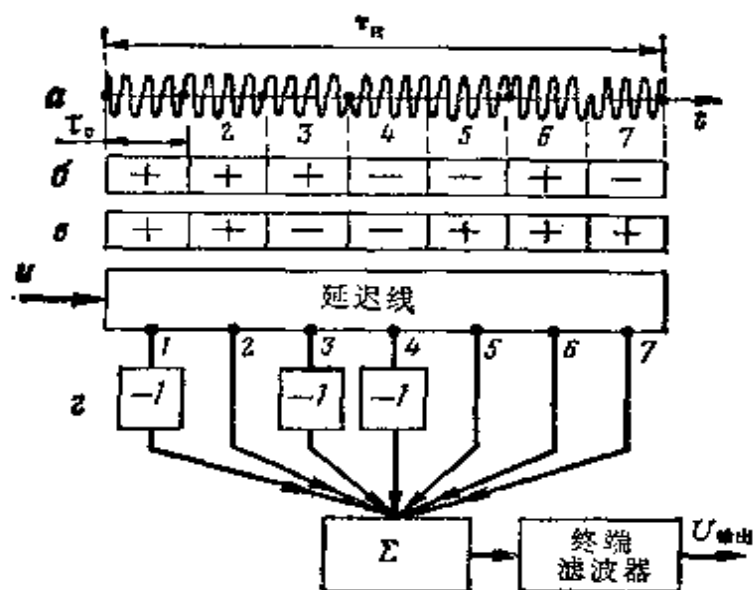


图2-24 相位键控脉冲最优脉冲特性形成的示意图

a —相位键控脉冲； b —相位键控脉冲变化规律； c —最优滤波的脉冲特性； d —脉冲特性形成示意图。

“+”的第一批局部脉冲进入具有图 2-24 b 所示的相位变化规律的相位键控脉冲延迟线的输入端时，该脉冲经过引线 1 并改变 180° 相位。该脉冲进入加法器输入端，其相位为“-”。随后便是第二批局部脉冲，该脉冲在线的输入端也为“+”相位，经过第一个引线倒相级后变为“-”相位等等。这样一来，作用在滤波器输入端的相位键控滤波器的倒相脉冲的局部脉冲从第一个延迟引线送进加法器的输入端（图 2-25 a ）。

由于第二个延迟引线不含倒相器，因此相位键控信号不改变局部脉冲相位（图 2-25 a 的第二行），经第二个延迟引线进入加法器的输入端。来自第二个引线的信号相对于第一个引线的信号其延迟时间值为 $\Delta t_2 = \tau_n / n_0$ (n_0 ——在相位键控信号中局部脉冲数)。

如此类推，可知来自第三、第四及其他延迟引线的信号特性。

在考虑到局部脉冲相位的情况下，将进入加法器的局部脉冲进行相加。如果两个脉冲的相位相差 180° ，则合成脉冲的振幅等于零。当这两个脉冲的相位相等时，进行相位叠加。

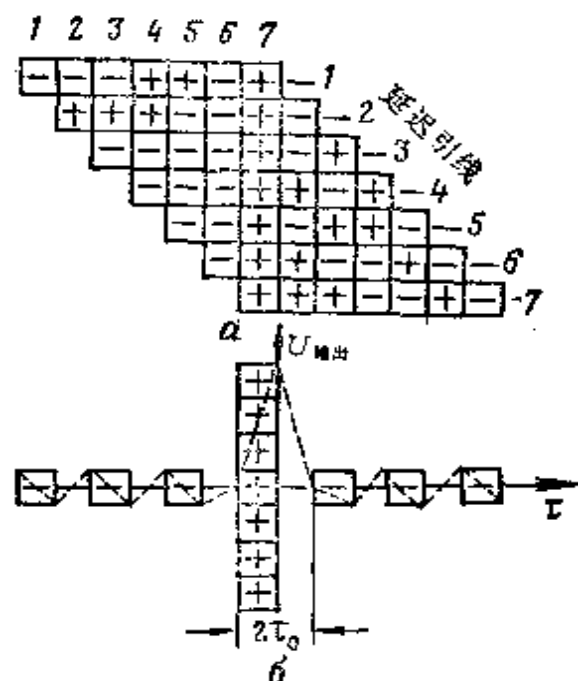


图2-25 相位键控无线电脉冲的最优滤波

在考虑到上述说明的情况下，将全部脉冲相加，便得到如图2-25 6所示的结果。由此可见，加法器输出信号的振幅与局部脉冲数 n_0 成比例。合成脉冲宽度等于 τ_0 。与此同时，边带涌浪电平值很小。

相位键控信号的自相关函数表示在同一虚线图上，该信号的中心波瓣为上述边带波瓣的 n_0 倍，而基频宽度等于 $2\tau_0$ 。

这样，相位键控信号的最优处理可以在距离瞄准器分辨率很高的条件下，在接收装置输出端得到相当大的信号/噪声增益比，这时，其距离等于：

$$\Delta D = c\tau_0 / 2 \quad (2-44)$$

目前，有各种各样的可以实现褶积及可以有把握地从本底噪声中分离信号的信号最优处理方案，正如早已阐明过的，在这种情况下，接收信号的能量损失缩至最小。

根据最新观点需要指出脉冲型雷达接收机的一些缺点，在这些接收机中，借助于差频振荡器的等幅振荡把高频无线电脉冲变为中频脉冲时，脉冲的相当一部分能量在混频器中损失掉了。

最近, 在国外的专门文献中, 越来越多地开始阐明应用全息图象法来提高具有杂波的雷达信号的处理质量问题及改善雷达站的分辨率问题。

用全息图象法处理雷达信号的原理是采用一些借助于光学设备而得到的空间-频率、综合-耦合滤波器。

这些滤波器的基础是全息图。它是信号+噪声混频及一个信号频谱相干图象记录的全息-透明图。这种处理法的实质在原理上与用最优滤波器法处理信号相类似。

用空间-频率滤波器在光学系统输入端处理信号+噪声混频时, 安装了接收混频信号的光谱指示灯, 经过这个灯透射出单色光。经过其全息图后, 便得到信号与噪声的空间-频率谱, 该频谱然后经过全息图象滤波器(它是综合-耦合信号的滤波器)。

滤波器输出端的信号解析表示法与在电子线路中信号相关性处理时的表示法相类似。不仅有频率相关性, 而且有空间相关性, 从而可以较充分地利用信号结构与杂波结构间的区别, 这是这种滤波器的一个特点。

在二维光学系统中信号的光谱变换是提高雷达站(PJIC)分辨能力的诸方法的基础。这些变换可以区分那些具有各种运动参数的目标信号。

采用全息图象处理法, 在产生接收信号的全息图象及处理这些图象的瞬时特性方面还有一定的技术困难。

第三章 目标与导弹的光学瞄准器

§ 3-1 光学瞄准器的一般特性

据国外专家们的意见,在有组织的干扰和地面反射的情况下,为了提高防空导弹系统的效率,不仅需要把雷达瞄准器,而且还需要把工作在光学波段的瞄准器都用于防空导弹系统中(如“长剑”、“Иджис”等导弹)。可用来进行光学瞄准器分类的特征相当多。

让我们来论述光学瞄准器的最一般的特性。光学瞄准器,可按专门用途、波段、辐射源的位置及目标运动参数的测量方法来分类。

根据光学瞄准器的专门用途分为测量目标坐标的瞄准器和测量导弹坐标的瞄准器。

测量飞行器的坐标既可采用可见光谱区,又可采用红外光谱区。由此,瞄准器可能是可见光($\lambda = 0.4 \sim 0.76$ 微米)式的或者是红外光($\lambda = 0.76$ 微米 ~ 1 毫米)式的。

根据辐射源的分布位置,光学瞄准器可以分为无源式、有源式与半有源式。在无源式光学瞄准器中,通常利用飞行器蒙皮加热与发动机燃烧的辐射能或利用从目标反射的太阳辐射光能通量。

在无源光学瞄准器中,通过目镜或用电视屏幕对飞行器进行观察。

在有源光学波段瞄准器中,根据安装在飞行器内的特殊能源(曳光管)来确定飞机(或导弹)的位置。

有源瞄准器可用于确定导弹坐标位置或导弹偏离给定方向的

偏差。

半有源式光学瞄准器的特性是：用光能照射被跟踪目标的光量子振荡器（激光器）配置在地面控制站。因此，半有源式光学瞄准器可称为激光瞄准器。

目标的运动参数和坐标的测量可以借助目镜或指示器用自动跟踪或手控跟踪办法实现。

在第一种情况下，光学瞄准器是一种自动跟踪系统，它根据被跟踪目标的位置控制瞄准器视界的空间位置。有时在跟踪导弹时，跟踪系统自动产生与导弹对瞄准器光轴间的偏差成比例的信号。根据这种信号，进一步形成控制导弹的指令。

在第二种情况下，操作手通过把目标图象与目镜瞄准记号相重合的方法，或者通过将瞄准记号与目标在电视屏幕上的图象相重合的方法来连续跟踪飞行器。

此外，在一些瞄准器中，既可以自动地、又可以手控地进行飞行器跟踪，这种瞄准器是组合式光学瞄准器。

§ 3-2 手控跟踪飞行器的电视-光学瞄准器

图 3-1 中电视-光学瞄准器的组合系统包括：电视摄像发射机、同步器、通信波道、视频控制装置和角坐标测量装置。

电视-光学瞄准器的工作原理是把来自目标的光能（辐射能）变为电信号。这些信号沿通信线路传送，并在视频控制装置中用来再现被跟踪目标瞬时坐标的传送图象。

飞行器光场作为被跟踪目标的坐标信息源。

借助于电视摄像发射机的物镜，飞行器的图象投影到电视发射管的光电阴极上（图3-2）。

在电视发射管里，光学图象变为电象，这时，在光电嵌粒（靶）上产生电位起伏，以电的形式所反映的亮度分布就是图象上任一点坐标的函数。

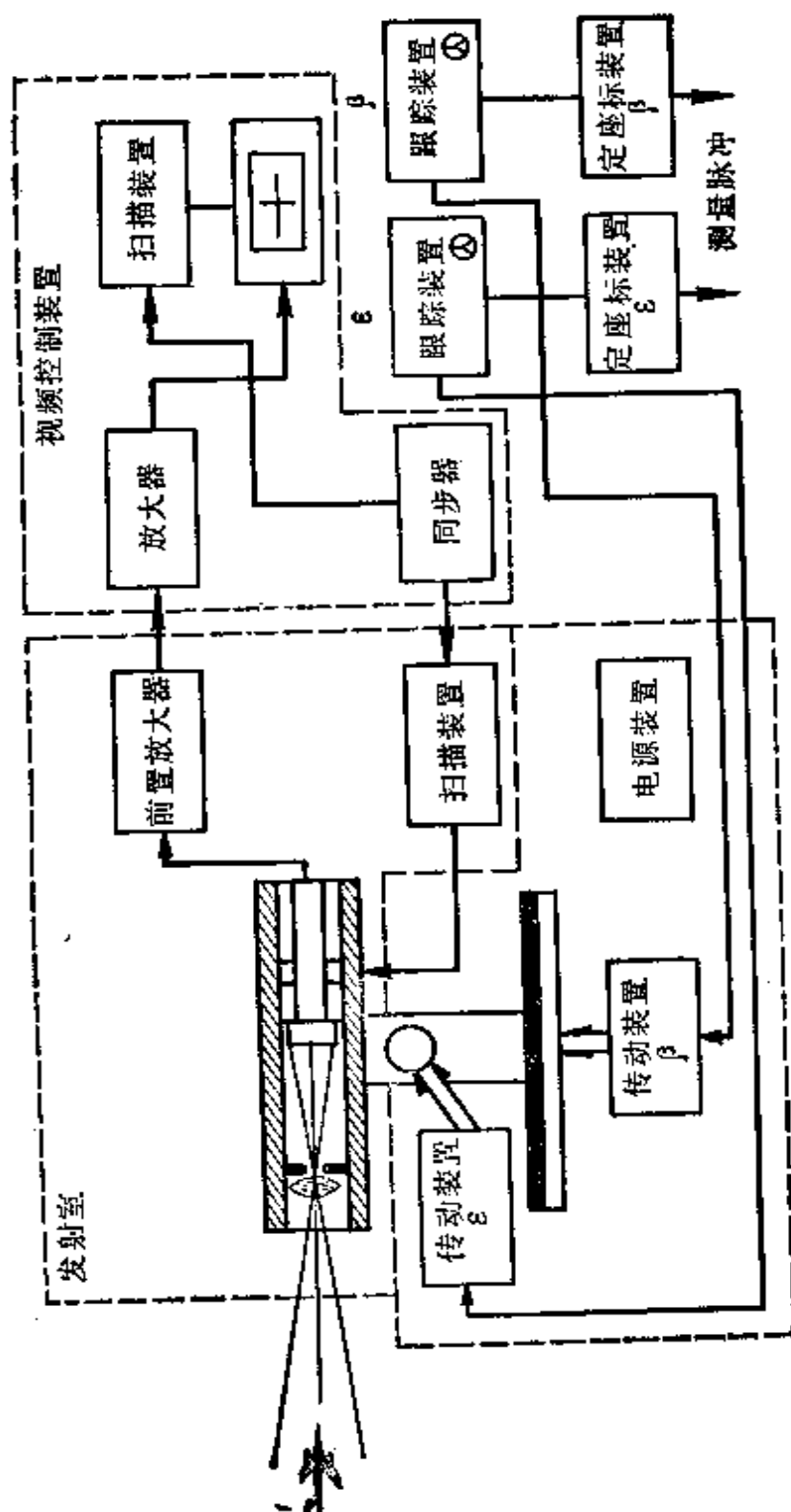


图3-1 手控跟踪目标的电视-光学瞄准器方块图

YOK—确定坐标的装置 (“长剑” 导弹)

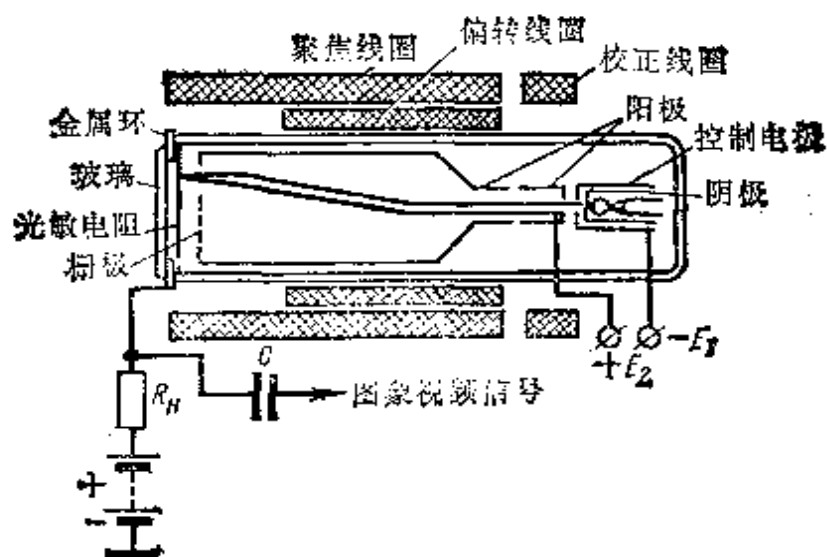


图3-2 光电阻摄像管式电视发射管（“响尾蛇”导弹）

为发射图象，全荧光靶即全图象被分为有限数量的小单元。电子束在偏转线圈磁场作用下依次扫描全部荧光靶单元，结果产生电位起伏的“读出”。这时，在负载电阻 R_H 上产生图象视频信号，该信号由视频放大器放大，并经通讯波道进入视频控制装置。放大后的视频信号进入接收管（电子显象管）的控制电极。

在偏转线圈电磁场的作用下，电子显象管的电子束与发射管射束同步运动并在屏幕上描绘出光栅。到达的视频信号按强度调制电子显象管的电子束，结果在屏幕上产生由不同亮度光点组成的图象。

为实现电视空中发射，必须使电子显象管的电子束与发射管扫描射束严格地同步与同相。只有当接收管与发射管的运动射束保持这种一致性时，在接收管屏幕上光点亮度才与对应嵌镶点的照度相适应。结果在电子显象管屏幕上就重新显示出目标的图象。

采用控制射束行同步与帧频同步的共同脉冲，实现射束运动的同步，在确定行扫描与帧扫描的起点时，这种脉冲同样地控制了发射管与接收管扫描装置的工作状态。行同步与帧频同步脉冲由同步器产生、而同步器可以装在瞄准器发射机上，也可以装在瞄准器接收机上。

电视光学瞄准器与广播电视系统的区别是：同步脉冲不与图象信号混合，这是因为用单独电缆发射同步信号及其他辅助信号看来比较简单可靠。

操作员在显示器屏幕上观测处于瞄准器视界内的目标图象，也观测与电视光学瞄准器光轴方位角 β 与仰角 ε 位置相对应的瞄准标记。

可用那些由发射机光学系统形成的并表征电视光学瞄准器视界角二等分面位置的垂直标记作为瞄准标记。这些瞄准标记在电视显示器屏幕上的交点就确定了电视光学瞄准器光轴的方向。按方位角及高低角跟踪的操作员将被跟踪目标的图象中心与同电视光学瞄准器光轴严格相连的相应标记相重合。

跟踪装置操纵盘的转动经传动装置传给转速表。控制电压输给控制执行电机工作的瞄准器的相应的传动装置。执行电机产生失调信号，改变发射机的位置，使其光轴处于被跟踪目标的方向。

阐明了电视光学瞄准器的作用原理后，再来研究图 3-1 中所示各部件的结构原理。

发射机用于把目标光学图象转换为视频信号。它的组成部分包括物镜、带聚焦与偏转系统的发射管、扫描装置和前置视频放大器。

用叫作物镜的光学装置来获得传送对象的光学图象。物镜通常是一些透镜的组合，用来保证发射管屏幕上被跟踪目标的图象无畸变投影。

为减少物镜的长度，有时采用光轴层折的办法。

发射管用于将光学图象变为视频信号。目前不存在既能在电磁波的可见光波段、又能在电磁波的红外波段用来发现与跟踪目标的统一万能发射管。因此，根据所用光谱，可以采用瞬时作用管（析象管）和电荷积蓄效应发射管。属于后者的带光电阴极的管子有：光电摄像管，超光电摄像管，正摄像管，超正摄像管，还有作为光敏电阻感光表面的发射管（光电阻摄像管、静电摄像

管等等)。

这里不讨论发射管的作用原理及其优缺点, 我们只研究其中一种结构最简单的发射管——光电阻摄像管的工作特性。

这种管的作用原理是以内光电效应为基础的。在圆柱形管内端面上(图 3-2)涂有半透明金属层(信号板)与光敏电阻组成的感光靶。信号板有外抽头。

借助于信号板给光敏电阻馈送其工作所必要的外界电源电压。用来取出图象信号的负载电阻 R_L 也位于信号板电路中。

在管子内装有使射束加速与聚焦的电子枪及两个阳极。为聚焦电子束, 在管颈上套有聚焦线圈。用行扫描线圈与帧扫描线圈实现电子束的行偏转与帧偏转。

如果管靶不被照射, 则其感光层的电阻值在所有部位都一样。由阳极加速的扫描电子束达到管靶表面并使其电势精确地达到阴极电势数值。由于暗导电性使单元电容放电, 则在转换时间间隔内靶电势略微上升。如果光学图象投影到靶子上, 那么被照射的靶子部位的导电性显著增加。电阻随照度的增加而减少的原因是: 在光敏电阻内, 在光的作用下形成一定量的电子, 它们在外加电压作用下能够形成电流。

靶子电路图可以看成是大量的单元电容 C_1 、 C_2 、…… C_n (其分电阻为阻值与照度有关的 R_1 、 R_2 、…… R_n) 按图 3-3 排列的形式。照度越大, R 值就越小。如果图象投影到板上, 则每一种 R C 元件的时间常数都将不同。

RC 在靶子表面的分布将象光学图象底片一样地相对应。在光导体中产生与被发射

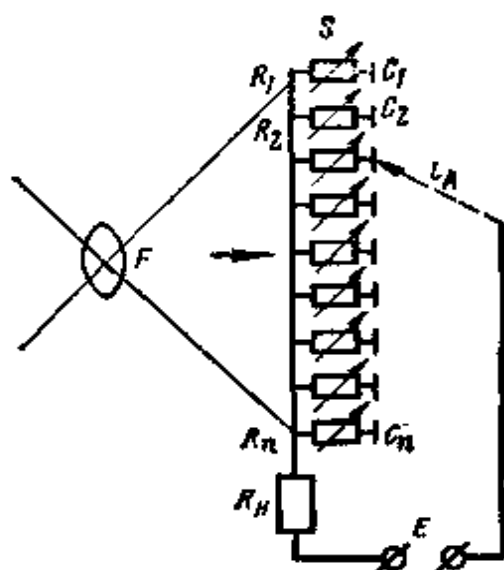


图 3-3 在光电阻摄像管内图象的转换

图象亮度起伏相适应的独特的“电导起伏”。

在帧发射时间内，与照度有关的每一单元电容由于靶子的横向导电性而放电到一定程度。结果，当帧发射结束时，在靶子朝向射束的一面产生与被发射场景光学图象相符合的电势起伏。其值与照度、与靶的电容放电时间有关。

信号板电势保持恒定值 $U_{c.n.}$ 。当读出起伏时，电子束使面向射束的靶子各部件表面的电势升到与阴极电势相等。不过，在平衡各部位电势时，射束“留在”被照射层的电子数量比在被遮光部位的电子数量要多。这样一来，单元电容在扫描时产生的补充充电电流便载有照度在光电阴极上分布的信息。流经负载电阻 R_L 后就产生视频信号电压。

在原理上，光电阻摄像管可在光电阴极照度为5-10勒克司或更多一点的情况下工作。尺寸小是光电阻摄像管的主要优点之一，结果使得发射机既小又轻便。

扫描装置与同步器 依次发射像素的原理是国外所有系统的理论基础。发射像素的过程叫做图象扫描，而单个像素的发射顺序叫做扫描方法。累进扫描是最简单的电视扫描方式，它的形成与“距离-高低角”或“距离-方位角”雷达目标瞄准器显示器的光栅扫描相似。

当设计电视光学瞄准器扫描装置时，为了缩小视频信号频谱带宽，可以转用隔行扫描，其实质是用两个场来传送及再现整帧图象。在第一场中作奇数光栅行扫描（1、3、5行等等），在第二场中为偶数光栅行扫描（2、4、6行等等）。

每一场均为行数减少一半的光栅，并包含半个发射图象的目视信息。

用仪器实现隔行扫描比累进扫描要复杂。但是，采用隔行扫描会使图象清晰度提高，并减少对通信波道发射带宽的要求。

由于来自同步器的行扫描与帧扫描同步信号由单独的电缆发送，从而提高了信号工作的可靠性，并简化了视频控制装置的

结构。

视频信号前置放大器位于电视摄像发射机里。前置放大器输出端与同轴电缆输入端匹配。借助这根同轴电缆摄像机与位于控制站的视频控制装置相连。

视频控制装置用于放大视频信号及再现发射机视域内空中情况的电视图象。它包括含聚焦系统与偏转系统的接收管，扫描装置和视频信号放大器。视频控制装置在结构上可能制成电视显示器的形式。

§ 3-3 自动跟踪导弹的有源电视-光学瞄准器

在电视光学瞄准器里，可以自动地确定目标或导弹的角坐标（无操作员参加）。现已有几种这类系统的构造方案（如《长剑》导弹）。我们来研究作为光电阻摄像管发射管的自动跟踪电视光学瞄准器的结构及工作原理。这时，根据与帧扫描及行扫描方向重合的轴来自动测量飞行器的各个坐标。

假设飞行器（目标）在电视接收机屏幕上的图象在水平轴向的位移量为 h_z ，在垂直轴向的位移为 h_y （图3-4）。如果物镜 O 的焦距为 f ，那么图象位移距离 h_z 将表示被观察的飞行器（目标）在水平面内相对于发射管纵轴移动 β 角。 β 可以从条件 $\operatorname{tg} \beta = h_z/f$ 中求出。

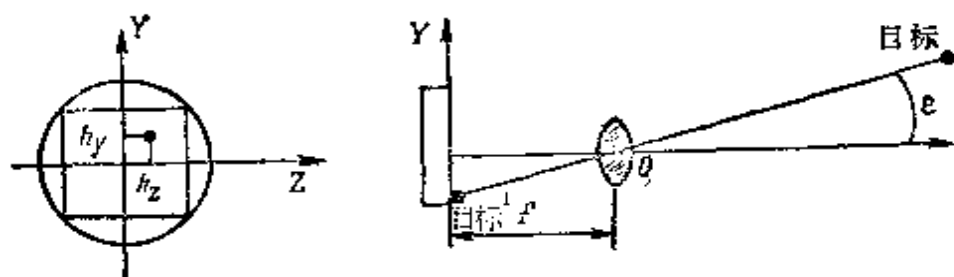


图3-4 飞行器角坐标之间的关系及飞行器图象相对于光轴的位移

飞行器偏离角为 ϵ 时，在垂直平面内图象相对于纵轴也要发生类似的位移，此时 $\epsilon = h_y/f$ （当角 ϵ 很小时）。

因此，若自动地测量目标图象沿 Z 轴及 Y 轴的位移，就可以确定被跟踪飞行器相对于电视光学瞄准器光轴的角偏转。

在一般情况下，电视自动跟踪系统有两种跟踪飞行器的形式。按方位角与按高低角跟踪。在第一种近似法中，可把它们看成是彼此无关的。

自动跟踪导弹的电视-光学瞄准器（图 3-5）包括：发射机、同步器、视频信号处理装置、自动确定坐标装置及视频控制装置。

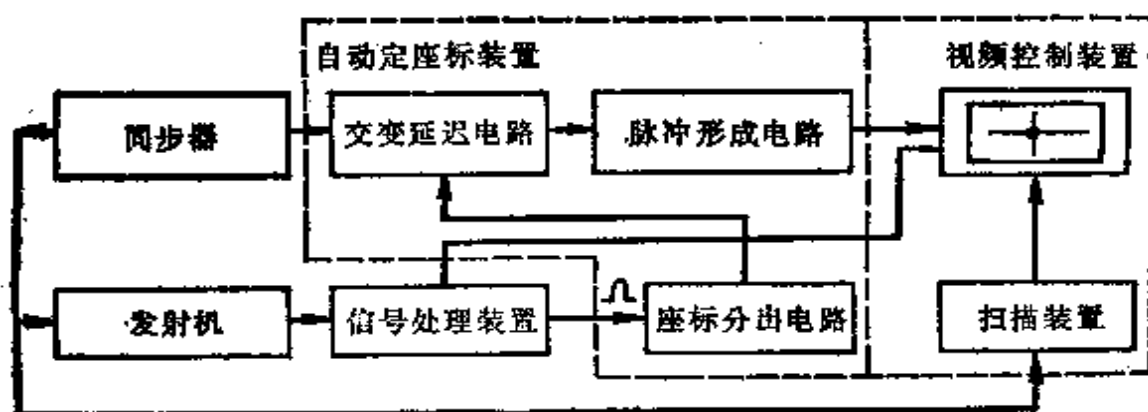


图3-5 自动跟踪导弹的有源电视-光学瞄准器的方块图
(一个通道)

可以采用对红外辐射敏感的特种光电阻摄像管作为发射管。在这种情况下，当红外光电管图象扫描时在发射机输出端将得到相对帧起点有时间移动的短视频脉冲。当目标沿 Y 轴移动时（按高低角 ε ），图象移动量也要变化。这样一来，角坐标的自动测量就归结为连续测量帧频扫描同步脉冲与视频脉冲间的瞬时移动量。

同样，知道行扫描起点与视频脉冲间的瞬时时间间隔，就可以确定导弹的方位。

来自发射机输出端的信号进入视频信号处理装置。在这里，根据视频信号的振幅与背景信号的振幅的差别来分出被跟踪目标的视频信号。这可用截止小振幅脉冲的方法来实现。

为了不使无关目标的视频脉冲来干扰装置的工作，在视频信

号处理装置里可以规定选通电路, 以实现选择 (选通) 被跟踪目标的视频脉冲及截止其它所有干扰信号。

选通电路工作原理如下。一旦被跟踪目标的脉冲通过, 它就对外激式多谐振荡器电路起作用, 从外激式多谐振荡器输出端取出负脉冲, 大约用 0.8 帧扫描周期截止坐标分出电路。同样地, 方位选通电路的作用是在行扫描的大部分周期内关闭 β 角坐标分出电路。所选择的视频脉冲被放大并送入 ε 角坐标分出电路。

触发器电路可用来作为被跟踪飞行器帧扫描脉冲与视频脉冲之间瞬时时间间隔的测量器。同步脉冲 u_x 进入这个电路的一条支路 (图 3-6), 视频脉冲 u_c 进入另一条支路。触发器输出端脉冲 u_{rp} 的宽度将与帧频同步脉冲及视频脉冲间的瞬时时间间隔成比例。接着利用低频滤波器使触发器脉冲平滑。在滤波器输出端形成电压 u_{ynp} , 它与目标在垂直平面内相对于光轴的位移成比例。这个电压送入分压器。

在分压器输出端取出与 ε 成比例的电压, 并作为控制电压进入交变延迟电路。同时, 不断地改变比较脉冲相对于帧扫描同步脉冲的位置, 使得由脉冲电路产生的、表征导弹瞬时坐标

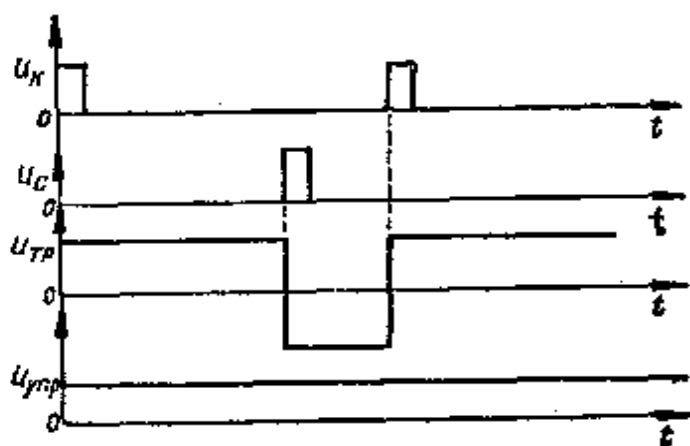


图3-6 坐标分出电路电压波形图

的垂直标记的脉冲位置和测量脉冲的位置跟视频信号的位置相重合, 以此实现飞行器的自动跟踪。

此外, 在目标的电视光学瞄准器里可以实现光轴与指向目标的方向的自动重合。为此, 与目标对光轴的偏差成比例的电压送入对应的传动装置, 传动装置转动发射机, 使被观察的目标图象连续地保持在电视光学瞄准器的光轴上。

§ 3-4 国外武器系统中的激光瞄准器

上述电视光学瞄准器存在的一个缺点是不能测量瞄准器到目标的距离。

虽然雷达瞄准器可测量到目标的距离，但分辨目标的角坐标精度不高，易受地物反射的影响，还暴露了防空导弹系统。然而，激光瞄准器没有这些缺点。

与无源光学（电视光学）瞄准器的区别是，激光瞄准器可以测量到目标的距离。此外，还具有选择性，即具有从其他光学辐射杂波中选出有益信号的能力。

激光瞄准器与雷达瞄准器的区别在于：在天线系统的尺寸比较小时，激光瞄准器的角坐标分辨力高，事实上不受地物反射的影响，从而保证足够高的工作隐蔽性。鉴于有组织的干扰源仅在处于瞄准器射束之中的情况下才能有效，因此，与无线电技术瞄准器相比，激光瞄准器抗干扰性高是其最重要的优点。必须注意，激光束宽度用“分”单位测量，并且干扰源处在瞄准器射束中的概率很小。此外，在采用窄频带滤波器时，干扰影响效率更可以急剧下降。

由于大量光学雷达可以同时工作而不产生相互干扰，因此，应用激光瞄准器事实上就解决了电磁相容性问题。

除了上述优点外，激光瞄准器也有一些缺点。其中之一是在雾天、雨天和雪天时，在光学波段内，能量大大衰减，从而在这些条件下使得激光瞄准器的作用距离急剧减小。激光瞄准器的另一个缺点是，必须给出准确的目标指示（激光束朝向目标的预先导引），在这种情况下，可保证用激光瞄准器快速发现并自动跟踪目标。故此，激光瞄准器通常可与雷达瞄准器结合一起使用。最后，用窄光射束跟踪目标时，例如在云层的影响下，可导致自动跟踪中断。为了消除这个缺点，可以采用组合式系统，在跟踪中断时，该系统自动地过渡到搜索状态，当发现目标时再进一步地

过渡到自动跟踪状态。

作用原理 首先简要地研究一下激光瞄准器的作用原理，然后较详细地研究其各个元件的工作与结构原理。

在结构、构成原理与所起到的作用方面，激光瞄准器几乎完全与雷达瞄准器相似。激光瞄准器可以确定目标的角坐标、距离及速度。

图 3-7 表示激光目标瞄准器的装置示意图。其中包括：发射机（光量子振荡器）、天线装置（望远镜）、接收机、角坐标测量装置、测距装置和同步器。

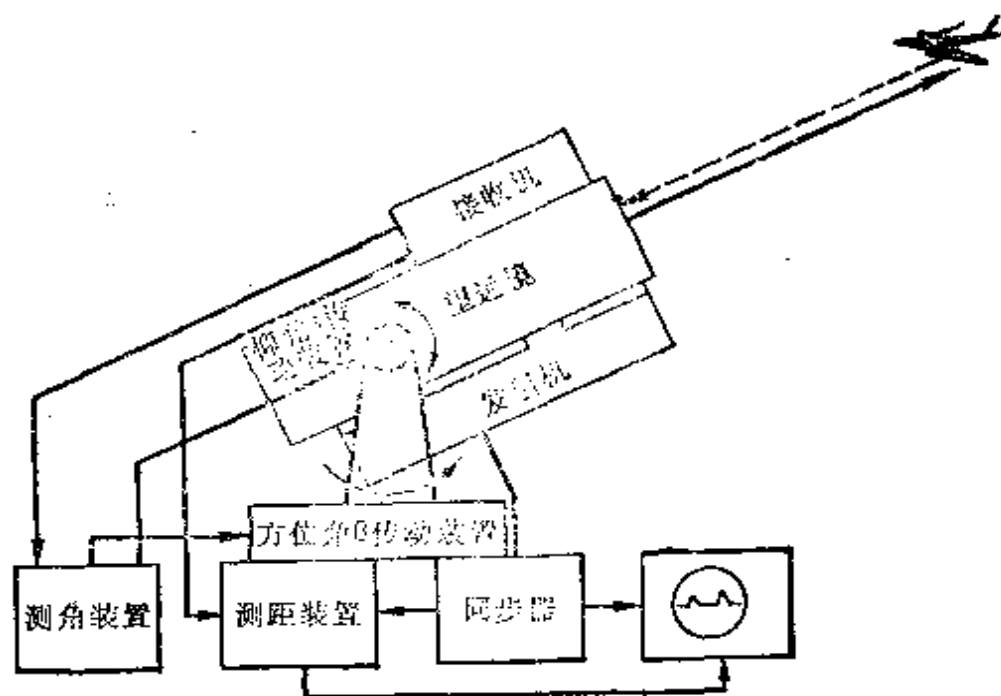


图3-7 (RBS-70) 激光瞄准器方块图

用激光发射机作为光信号源，发射机的发射用同步器的脉冲来实现。激光器的光信号经过光学装置（天线）的反射镜系统，辐射到空间，从飞行目标反射回来（或者当跟踪导弹时，从弹上的反射器上反射回来）并被光装置接收。

位于反射脉冲光路上的窄频带滤波器可以减少无关光源对瞄准器工作的影响。随后，从目标反射的光脉冲进入光敏接收机变成视频信号后，既可以用于测角装置，又可以用于测距装置。

在测角装置里，取出目标角坐标信息并用光学系统传动装置处理控制信号，从而保证既可按角坐标搜索又可按角坐标跟踪目标（光学系统轴与指向目标的方向连续地重合）。如果发射机在脉冲状态工作，则在测距装置中按反射脉冲相对于探测脉冲的延迟时间进行目标距离的测量。这种角坐标信息进而在导弹飞行控制指令的计算机中使用。

为从测距装置输出端目力观察目标，将视频脉冲送入距离指示器的一对偏转板中的一个面。

在概略地研究了激光瞄准器的工作原理后，再来研究其各元件的详细特性。

发射装置 光量子振荡器（激光器）是一种用受激辐射法实现光波段单色电磁波振荡的仪器。激光器包括处于受激状态的原子及位于光学谐振腔内的激活物质和抽运源。最简单的激光器方块图如图3-8所示。

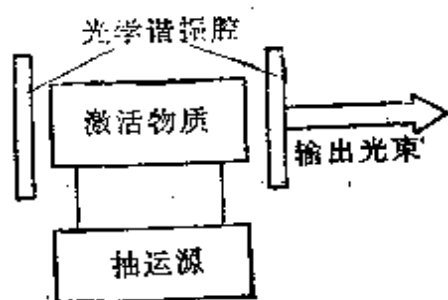


图3-8 激光器方块图

激光发射机（激光器）工作原理基于某些物质的原子或分子与电磁场的相互作用。而这些物质具有在一定条件下其原子（分子）的内能可转变为电磁能的特点。当微粒子从一种能级变到另一种能级时，发生这类能量转换，并伴随着分出一定频率的电磁能量子（电波群）。

在一系列称之为激活物质里，在一定条件下（在照射下），一些原子（分子）吸收了能量量子后，就转变到较高的能级，即转变到受激状态。可以采用处于各种聚合状态的介质作为激活物质。故此，有固体（包括半导体）、气体与液体激光器之分。

在一些情况下，光量子振荡器的辐射方向性可能是不够强的。借助于光学系统可减少射束宽度。光量子振荡器相干辐射遵循与普通非相干光相同的光学规律。因此，为了形成激光瞄准器

射束或为了改变其方向,可采用普通的几何光学技术。

接收装置 接收装置的功能是从作用于其输入端的信号-噪声混合频率中分出目标信号。

简言之,激光接收机与雷达接收机的差别是,在可见光波段,激光接收装置在一系列情况下也完成初次形成方向图的任务,即“天线”好象是接收机的一个有机组成部分。这样一来,接收装置就由光、电两部分组成。利用由“天线”与滤波器组成的接收机的光学部分实现从目标反射的光脉冲的接收与滤波。

接收机电学部分的主要作用是将所接收的光脉冲变成视频信号并将信号放大到保证终端装置(显示器,目标坐标测量装置)能够工作的程度。

为了保证接收装置有效的工作,采用了各种光学系统(反射镜-透镜式光学系统,望远镜式光学系统)。这些光学系统使从目标反射的光能集中在接收装置的光敏元件上,并保证光谱滤波。

为了获得高分辨能力及接收较大的有用信号能量,接收“天线”面积 S_{np} 应该选择得尽可能大些,这是因为角坐标分辨率由衍射极限 λ^2/S_{np} 来确定的缘故。

接收信号的功率与 S_{np} 成比例。不过,在接收“天线”方向图很窄时,使搜集目标的过程变得复杂。为保证发现目标,就应该选择瞄准器光学接收系统相应的视角值 Ω_{opt} 。

如果接收机敏感元件配置在接收天线的焦面内,则

$$\Omega_{opt} = S_{\omega}/f^2 \quad (3-1)$$

式中 S_{ω} ——接收装置光敏元件的面积;

f ——焦距。

为了能改变经过接收机的光束的目视观测角(视角),在光学接收系统的聚焦平面内装有孔径光阑。在这种情况下,视界角由下式确定:

$$\Omega_{opt} = S_{\lambda\lambda}/f^2 \quad (3-2)$$

式中 $S_{\lambda\lambda}$ ——光阑面积。

应该着重指出，视界值与接收天线面积对背景光所造成的干扰程度起实质性的影响。从压缩干扰电压的观点来看，视角及面积 $S_{\text{视}}$ 或 $S_{\text{天}}$ 应选择得尽可能小。

辐射光能的损失是所有光学系统特有的缺点。决定能量损失的因素是：光学零件的表面反射，光学材料的吸收及材料内部光通量的散射。

用减少反射面的数量及增强透光性来减少能量损失。由于透镜工作面光通量反射系数的减少，便达到了增强透光性的要求。在可见光及短波频谱部分工作的透镜用石英制成。

通过在真空中在镜面上涂敷银、金、铝的方法来制作镜面反射层。采用这种或那种金属取决光量子振荡器的波长。

激光瞄准器接收机的电器部分的特点是由各种电路来解决问题的。在光波段接收机里，基本上采用两组光信号接收法：1. 直接光检波法或能量接收法；2. 在把光信号馈送给检波器之前有光信号辅助变换的接收法。

直接光检波法或能量接收法的实质在于分出光频载波包络线与计算发射的光子。为了实现这种方法，采用了光量子振荡辐射检波器。使用光电效应现象的仪器属于这类检波器。

属于第二类光信号接收法的有：超外差法、平衡与同步法、相位调制振荡接收法等等。

在外表上，各类接收机方块图与无线电波段各种接收机的相类似。接收机输入部分（第一级）是比较特殊的，它使用了光检波器和光学载波放大器。接收装置的其余部分纯由定量指标来区别。

我们进一步来研究光波段接收机输入部分的结构与工作原理。

可见光波段检波接收机的输入部分包括光检波器。可以采用光电倍增器、光电元件、行波光电倍增管（光行波管）和各种半导体光电二极管、光电三极管作为光检波器。

光电倍增器与光行波管是外光电效应的光学检波器。光电倍增器有很高的灵敏度并能在可见光与红外光频谱区内，相当有效地对弱振幅调制的光学载频信号进行检波。

光行波管是光电元件或光电倍增器与行波管的组合，在管内用光电阴极来代替普通阴极。

当光电阴极被光信号的光子照射时，电子束从光电阴极进入光行波管里，行波系统保证了初始光电的放大。

有打拿倍加系统的光行波管比光电元件有更高的灵敏度。放大级数通常不超过三级。

光行波管的频带有几千兆赫。

光电子放射的接收机的主要缺点是：光电阴极量子效率低，特别是在红外波段。因此，基本上常常采用半导体光电二极管与光电三极管，它们都属于内光电效应的光电检波器。

在内光电效应时，产生光通量对半导体材料晶格的内激励。因此，电子从连结状态变为不向外逸出的自由状态。

光电二极管和光电三极管由锗、硅、硒化镉、砷化镉制成点或平面型式。

在灵敏度被本底噪声限制的情况下，由于光电二极管与光电三极管的量子效率高，最好使用它们。

除了在光波段不要求前置信号放大外，光波段外差作用在原则上与无线电频率外差作用没有区别。光外差的实质如下：

光电倍增器、光电二极管、光行波管可以作为混频器光电阴极（图3-9 a、б），借助于光学系统，将所接收的辐射与外差式光量子振荡器的辐射在混频器光电阴极上重合。这时，外差式光量子振荡器的频率与发射机载频相差几千兆赫。光敏元件将无线电波段的差频信号分离出来。因此，用无线电接收机中所采用的方法可实现信号的进一步处理。

为了有效地变换频率，必须使接收信号与基准信号的波束平行，而它们的波前应相位平行地进入光电阴极的感光表面。

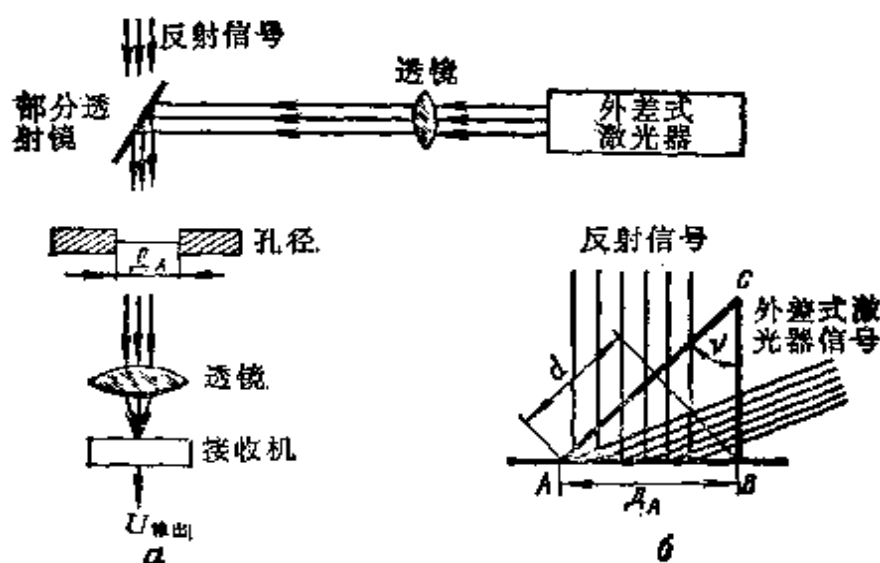


图3-9 光波段超外差接收机示意图

如果光程差 d (图3-9 b) 等于波长 λ 的一半, 则相对相位的跃变为 180° , 而与此跃变相对应的接收光束与基准光束间的发散角 v 由下列关系式求出,

$$\sin v = d / \Delta_A = \lambda / 2 \Delta_A$$

式中 Δ_A ——检波器上集光孔径。

$$\text{如果} \quad \sin v \ll \lambda / 2 \Delta_A \quad (3-3)$$

则进入混频器光电阴极的两束光的不平行度容许值将得到保证

国外认为, v 的容许值为 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 弧度。满足 (3-3) 式这个条件的必要性给接收装置光学部分的定向及质量提出了严格的要求。

超外差接收的优点是有可能得到较大的接收信号放大倍数, 有可能实现在输入时用窄带滤波器办不到的补充选择。

用激光束扫描的方法实现激光瞄准器的空间扫描。为此, 既采用光学-机械式, 又采用光-电式光束位置控制法。不过, 以采用旋转镜式或旋转三棱镜式为基础的光学-机械法不能高速扫描。

在这些系统中, 能高速扫描的特种机械系统是有发展前途的。在被称为转向器的这些扫描器中, 利用与光调制器同样的效应。

转向器可分为两类：与光量子振荡器形成一个整体的实现内扫描的转向器；对外差式光量子振荡器实现外扫描的转向器。

第一类转向器的作用原理是在光波波段分离或抑制各种型式的振荡。

外转向器的工作原理采用了下列物理效应，这类物理效应有超声波与电光的反常色散现象。我们再来研究一下几种转向器的作用原理。

超声波转向器的工作是以控制光在非均匀介质中的折射为基础的。如果在介质中，在与光的传播方向垂直的方向上折射率发生变化，则入射光便从其初始方向偏向折射率增加的一边。在超声波转向器里，在超声振荡的作用下，光线所通过的介质的压力发生周期性变化。由于压力的变化，引起光线偏离的折射率发生变化。

超声波转向器在结构上制成槽形，内部填充液体介质或固体介质，在介质中超声驻波受到激励（图3-10）。

在液体转向器里采用水、二硫化碳和硝酸。当超声波压力最大变化为 2.5 大气压时，这些液体介质对应的最大全偏转角为 1.1° 和 1.4° 。采用四氯乙烯更为有效，能够得到 6° 的角偏转。

机械品质因素很高的透明压电晶体是比较有前途的固体介质材料（其中包括石英）。石英可在不太大的扫描电压 u_{cx} 条件下得到相当大的偏转角。

为了保证在互相垂直的两个平面内的空间扫描，在转向器里还包括两个相互间呈 90° 角配置的光电管。电压 u_{cx} 送入每个光电管中。由于光依次经过第一个与第二个超声波光电管，在相互垂

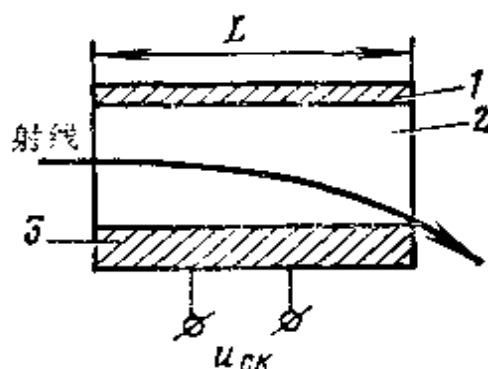


图3-10 超声波转向器示意图

1—反射器；2—含有介质的槽；

3—超音辐射器。

直的两个平面内便发生光的偏转。

在电光转向器里，一些介质折射系数在电场作用下发生变化的效应得到运用。当光束通过受电场作用的折射介质时光束发生偏转。

根据在电转向器里采用的材料，光束偏转角将与附加电压或其平方成正比。 KDP 、 $CuCl$ 晶体具有线性电效应， KTN （铌酸钽酸钾）、 $BaTiO_3$ 等等晶体具有平方电效应。

为在折射系数变化与外加电场之间获得线性关系，将电光晶体置入有双曲线电极的四极电容器所产生的电场之中。

平方电光效应转向器可以制成有板电容器的棱镜形式。棱镜由铌酸钽酸钾晶体制成。由于供给板电容的控制电压的作用，光束偏角便发生变化。

第四章 雷达瞄准器中目标与导弹 运动坐标及速度的测量装置

§ 4-1 坐标测量装置的一般特性

在发射导弹并将其引向目标的原始数据准备过程中，有必要连续选择信号、确定选好的待消灭目标的瞬时坐标和确定瞄准目标的导弹的瞬时坐标。为此采用各种手控及自动跟踪系统。

任一坐标的飞行器跟踪系统的作用原理如下：

含飞行器实际运动规律及被测量坐标变化信息的目标(导弹)信号从瞄准接收装置的输出端进入失调参数测量器(测量装置)。

失调参数(误差信号)测量器将输入特性 $x(t)$ 与输出特性 $y(t)$ (它是输入特性的测量值)进行比较，并产生与再现误差成比例的误差信号：

$$z(t) = x(t) - y(t)$$

经放大与转换之后，误差信号电压(电流)作用于产生电调节信号或机械调节信号的执行装置上。

调节信号作用于改变 $y(t)$ 值的控制装置(跟踪天线或跟踪选通脉冲发生器)。

这样一来，系统所起的作用是：在误差信号的作用下，输出信号(坐标测量值)力图再产生控制作用，使误差信号归零。

这样，目标与导弹坐标测量装置是闭环跟踪调节系统，因为在这个系统里控制作用按任意规律变化，因此保证了控制作用的再现。

防空导弹系统里所采用的跟踪系统可按一系列特征来分类。根据操作员在跟踪过程中参与的程度，跟踪系统可分为手控跟踪、

半自动跟踪与自动跟踪三种。

手控跟踪时，失调参数测量器的作用以及部分执行元件的作用由操作员承担。在半自动系统里，当发现目标时和随后当目标运动速度改变时操作员必须参与。而自动跟踪系统保证在无操作员参与下连续测量目标的坐标。

根据制造跟踪系统时所用元件的种类，该系统分为模拟式或数字式。

无论测量那种参数用的测量系统都应该满足下列一般要求：

1) 以所需精度进行参数测量；2) 当信号短期消失时能跟踪目标；3) 既能手控（或半自动）又能自动跟踪目标。

我们来研究这些要求。必须着重指出，在防空导弹系统里应以高精度来确定目标的瞬时坐标，这是因为，例如在遥控系统里，脱靶量直接与精度有关，因而目标杀伤概率也与它有关。

假定当发射距离 D_{crp} 等于100公里时，为获得所要求的目标杀伤概率，其脱靶值 h 不应超过50米。

这时，计算角坐标所必需的精度为：

$$\Delta \beta (\epsilon) = \sqrt{\frac{h K_{\beta}}{2 \cdot D_{crp}}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 1}{2 \cdot 100 \cdot 10^3}} \approx 1'$$

于是角坐标测量误差不应超过一分。

跟踪系统的坐标测量装置能够保证这样高的跟踪精度。

跟踪系统的精度用再现误差 $z(t)$ 表示。

在一般情况下，不仅控制特性，而且干扰特性都对跟踪系统发生影响。跟踪系统力图与给定的特性一起把它们再现为等效的输入特性。因此，再现误差量既取决于控制特性，也取决于干扰特性，在大多数情况下它是时间的随机函数。例如，甚至当目标匀速直线运动时，其相对于防空导弹系统的坐标变化规律也取决于能在较大的范围内变化的目标飞行的高度、速度与航向参数。

目标的坐标及其一次导数变化规律曲线如图 4-1 a、б、в 所示。

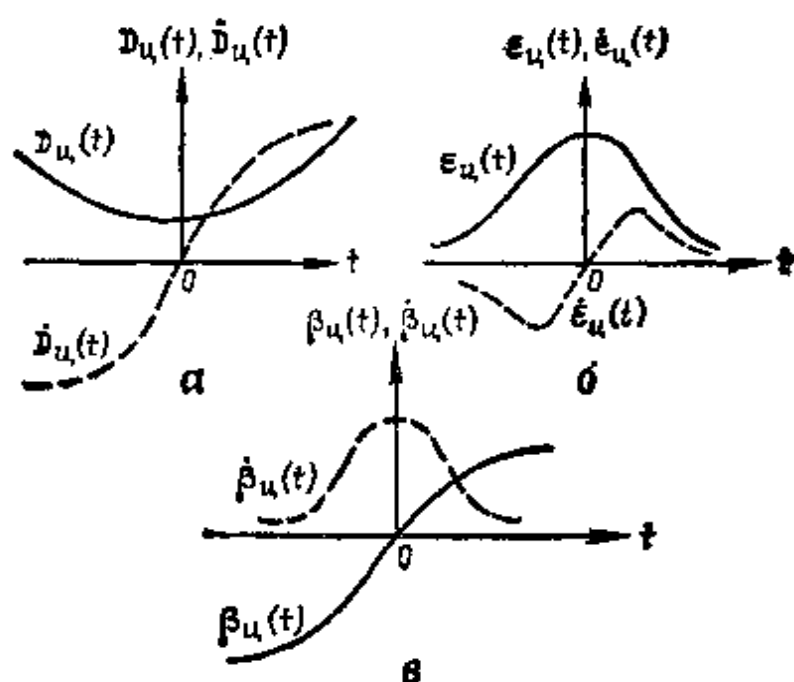


图4-1 目标匀速运动时坐标及其导数的变化规律

分析表明：目标的距离 (D_u)、高低角 (ϵ_u) 及方位角 (β_u) 将按相当复杂的规律不断地变化。凭着容许的准确度，这些有气动力特性的目标的坐标变化规律可能是二次幂级数，即

$$D_u(t) = D_0 + \dot{D}_0 t + \frac{\ddot{D}_0 t^2}{2!} + \dots \quad (4-1)$$

$$\beta_u(t) = \beta_0 + \dot{\beta}_0 t + \frac{\ddot{\beta}_0 t^2}{2!} + \dots \quad (4-2)$$

$$\epsilon_u(t) = \epsilon_0 + \dot{\epsilon}_0 t + \frac{\ddot{\epsilon}_0 t^2}{2!} + \dots \quad (4-3)$$

在这些公式里，时间 t 从寻找目标的时刻算起，并根据等式两边正向参数求出。

鉴于表达式 (4-1)~(4-3) 同样地表示目标的空间运动，为了再现其空间运动，有三个独立的坐标测量跟踪系统就足够了。它们不仅应该感知在给定时刻的目标位置，而且应该感知在下一时刻目标位置的可能变化，即感知被测坐标的一次与二次导数。而且，在坐标及其速度、加速度变化范围内跟踪误差不应超过容

许值。

在计算动态误差时采用分解法，分成误差传递函数级数，并用误差系数 C_0 、 C_1 、 C_2 ……计算各误差传递函数的稳定状态分量。

被跟踪飞行器的高低角 ε 、方位角 β 、距离 Π 的动态测量误差可相应地用 (4-4)~(4-6) 式表示：

$$\Delta \varepsilon_{\text{动态}} = C_0 \varepsilon_0 + C_1 \dot{\varepsilon} + C_2 \ddot{\varepsilon} + \dots \quad (4-4)$$

$$\Delta \beta_{\text{动态}} = C_0 \beta_0 + C_1 \dot{\beta} + C_2 \ddot{\beta} + \dots \quad (4-5)$$

$$\Delta \Pi_{\text{动态}} = C_0 \Pi_0 + C_1 \dot{\Pi} + C_2 \ddot{\Pi} + \dots \quad (4-6)$$

误差系数 C_0 、 C_1 、 C_2 同样地与闭环式跟踪系统的各参数有关，并按下式计算：

$$C_i = \left\{ \frac{d^i}{d p^i} \left[\frac{1}{1 + K_p(p)} \right] \right\}_{p=0} \quad (4-7)$$

式中 $K_p(p)$ ——开路系统的传递函数。

为了减少动态跟踪误差，应采用含 I 阶或 II 阶的无静差的跟踪系统作为坐标测量器。对于含 I 阶的无静差系统来说，其特性是无位置误差，但有被测量坐标的变化速度误差。

在 II 阶无静差系统中，用被测量坐标及其导数跟踪时没有误差。将系统无静差阶次增到比 II 阶大时便难于使这些系统稳定，因此这些系统没有得到实际的应用。

产生动态误差的同时还产生脉动误差，脉动误差主要地取决于测量装置输入端所具有的噪声或干扰。

在以截止频率值 ω_{cp} 表征的跟踪系统的有限通带条件下，脉动误差 σ_{ϕ_n} 由下式求出：

$$\sigma_{\phi_n}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{cp}} S_n(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega \quad (4-8)$$

式中 $S_n(\omega)$ ——跟踪系统输入端的噪声（干扰）频谱；

$|K(j\omega)|^2$ ——系统传递函数的模数平方。

那么，合成误差可以按 $|\Delta_{\text{动态}}| + \sigma_{\phi_n}$ 式求出。

从提高跟踪精度的观点出发, 必须力求减少 $\Delta_{\text{动态}}$ 与 $\sigma_{\text{中}}$ 。不过, 目的在于减少动态误差的方法却使脉动误差增加。事实上, 在选择无静差阶次时为了减少动态误差, 应该增加系统的放大系数。而增加放大系数的同时使得脉动误差增加。因此, 应根据合成误差最小的条件来选择系统的放大系数。

跟踪系统通带与放大系数一起对测量误差值发生影响。

从研究(4-8)式得出, 为了减少跟踪脉动误差, 应该减小以 ω_{cp} 值表征的跟踪系统的通带。不过在减少脉动误差的同时, 减小系统通带就减少了系统的高速作用。在从导引状态过渡到自动跟踪状态的过程中上述现象表现得特别明显。

当系统过渡到自动跟踪后, 通带减小的影响相当地小。因此在自动跟踪状态里为了减少脉动误差, 容许系统带宽有些减少。

这样, 要在全部工作阶段保证跟踪系统最高的工作效率, 系统中必须包含可在各个工作阶段改变通带值的元件。

当跟踪系统从一种状态向另一种状态转换时, 参数值发生变化的整形滤波器通常属于这种元件。

在系统输入端由衰减现象引起信号随机消失时, 跟踪系统应该保证平稳地跟踪目标。与此同时, 在接收信号(脉冲)之间的时间间隔内的跟踪以及在脉冲组之间的时间间隔内的跟踪都必须均匀。

§ 4-2 飞行器距离跟踪系统

距离跟踪系统用来自动(半自动)测量到目标(导弹)的距离。

测定距离归结为测量从飞行器反射的脉冲相对于发射机探测脉冲(零距离脉冲)的滞后时间 t_{L} 。到目标的距离 D_{L} 与滞后时间 t_{L} 之间的关系为 $t_{\text{L}} = 2D_{\text{L}}/c$ 。式中 c ——无线电波传播速度, 即

$$D_{\text{L}} = t_{\text{L}} c / 2 \quad (4-9)$$

从(4-9)式得出, 测出 t_{L} 就意味着乘以比例系数 $0.5c$ 便

求出了到飞行器的距离。

用自动（或手控）跟踪系统测量时间 t_0 。

为自动跟踪目标（导弹），应采用含 I 阶与 II 阶无静差的电子跟踪系统。

在跟踪系统内包含相应数量的积分器，以此实现必要的系统无静差阶次。

我们来研究用电子积分器作为积分元件的距离跟踪系统的特性（图4-2）。

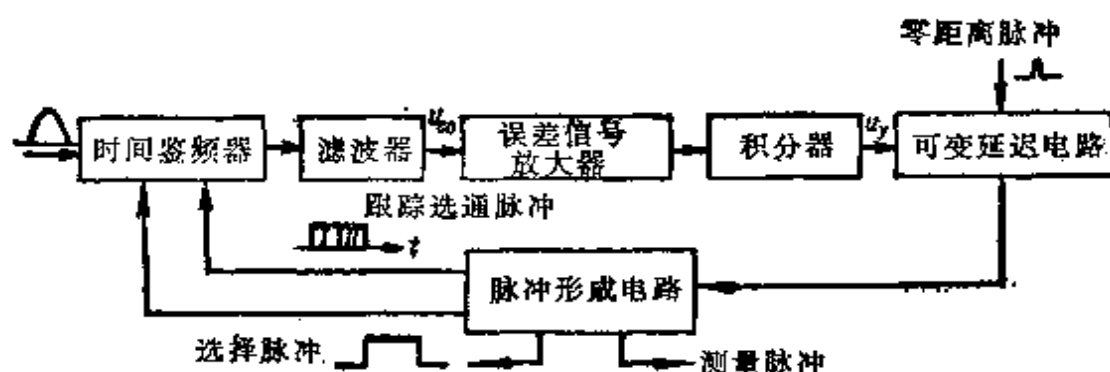


图4-2 距离跟踪系统的标准方块图

距离跟踪系统包括：时间鉴频器、滤波器、误差信号放大器、积分器、可变延迟电路和脉冲形成电路。

为便于很好地理解，开始用图（4-3）所示的电压波形图研究距离跟踪系统的一般作用原理，然后详细地研究该系统各个元件的特性。

在自动跟踪状态中，来自目标的反射脉冲（或导弹应答器脉冲）与跟踪选通脉冲（波形图 1、2、3）进入时间鉴频器的输入端。每一脉冲的瞬时位置与选通脉冲比较的结果，时间鉴频器便产生误差信号电压 u_e （波形图 4），它与跟踪选通脉冲、被跟踪飞行器信号的时间不重合量成比例。在滤波与放大后，误差信号电压进入积分器。积分器将误差信号电压 u_e 变成控制电压 u_{ynp} ，该电压加到形成变宽度矩形脉冲（波形图 5）的可变延迟电路上。

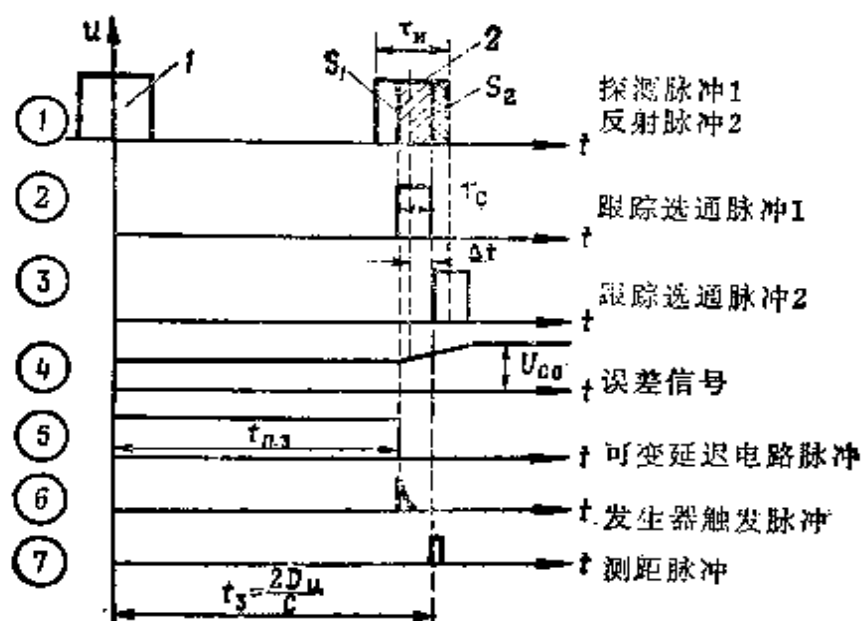


图4-3 阐明距离跟踪系统作用原理的电压波形图

这时用零距离脉冲实现电路触发，而脉冲宽度取决于控制电压的大小。

在对可变延迟电路矩形脉冲微分后，形成了选通脉冲发生器与测距脉冲发生器的触发脉冲（波形图6）。因此，可变延迟电路矩形脉冲后缘的位置（选通脉冲与测量脉冲发生器的触发脉冲位置）归根结蒂取决于误差信号的大小与符号。那么，当跟踪选通脉冲接合部与被跟踪飞行器的脉冲重心不重合时，在沿目标脉冲的时间轴的移动方向上，发生跟踪选通脉冲移动，即实现自动跟踪。

在距离跟踪系统工作过程中，只有当工作时在跟踪选通脉冲鉴频器输入端上送入的信息才被采用。

在其余所有时间，跟踪系统关闭。如果形成与跟踪选通脉冲严格相连的特殊选择脉冲，并将其送入接收装置的输入端，则可以实现接收装置的自动瞬时选择，从而可以提高采用从该接收装置输出端送来信息的其它跟踪系统的抗干扰能力。”

概略地研究了距离跟踪系统的工作原理后，再来讨论其各部分的特性。

时间鉴频器用来确定选通脉冲接合部及被跟踪目标脉冲间的时间失调并将这种时间失调变为电形式（误差信号）。

时间鉴频器（图4-4）由时间选择器及微分检测器两部分组成。

时间选择器通常包含由二极管、三极管或晶体管组成的两个 H 逻辑电路（图4-5）。被跟踪飞行器的信号 u_c （波形图1）送入 H 电路的总输入端，而跟踪选通脉冲Ⅰ与Ⅱ（波形图2）送入分输入端。

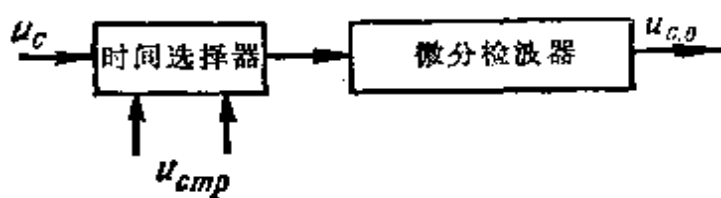


图4-4 时间鉴频器方块图

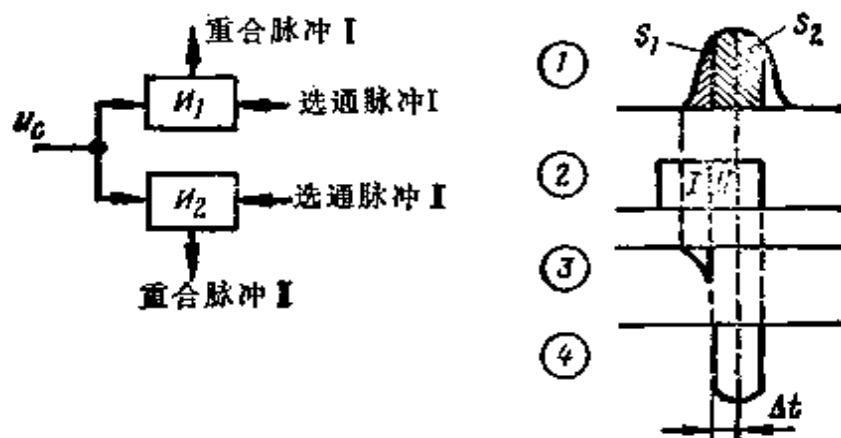


图4-5 时间选择器作用原理

当被跟踪飞行器的脉冲及相应的跟踪选通脉冲同时作用于 H_1 、 H_2 电路时，在这些线路的输出端相对应地形成了重合脉冲Ⅰ（波形图3）和Ⅱ（波形图4），每个脉冲面积同相应的选通脉冲、被跟踪飞行器脉冲间重叠的时间成比例。

检波器对重合脉冲Ⅰ与Ⅱ实行积分，并形成与这两类脉冲面积差值成比例的误差信号电压。

显然， Δt 的大小与符号发生变化时，即面积 S_1 与 S_2 的比值变化时，则误差信号电压 $u_{c,d}$ 的大小与极性将发生变化。误差信号与 Δt 的关系叫做鉴频特性，其大概情况如图4-6所示。

鉴频特性斜率 (S_d) 是时间鉴频器的重要参数, 因此, S_d 值为:

$$S_d = \left. \frac{du_{co, \theta}}{d(\Delta t)} \right|_{\Delta t=0} \quad (4-10)$$

鉴频器对有效信号的敏感性随 S_d 的增加而增加, 从而有可能降低对后续放大元件的要求。

根据被测量的参数确定跟踪系统分辨能力的时间鉴频器的另一参数是

鉴频特性宽度 2Δ 。距离分辨能力随 2Δ 的减小而提高。在 2Δ 范围内, 鉴频特性应尽可能为线性的, 否则, 将要出现附加的跟踪误差。

现已知道一些距离跟踪系统时间鉴频器的方案, 它们彼此的区别是显示的方法及将时间失调变为误差信号的方法不同。

我们举例研究含减法器的三极管时间鉴频器方案 (图4-7)。

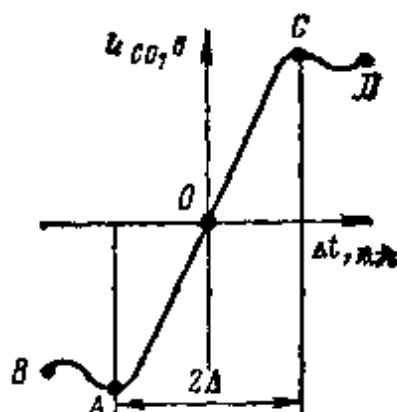


图4-6 鉴频特性

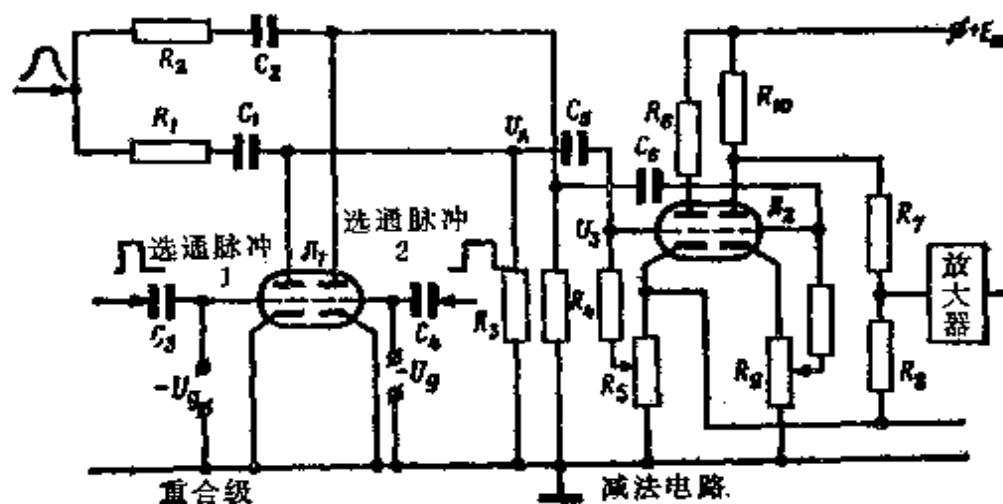


图4-7 时间鉴频器的原理图

在这个鉴频器里, 由于目标脉冲馈给双三极管 J_1 的阳极, 大大地减弱了三极管阳极电流与目标脉冲振幅的关系, 结果也大大地减弱了误差信号与目标脉冲振幅的关系。在这种时间鉴频器中

包含重合电路与减法电路。

重合电路装有双三极管 JI_1 。双三极管 JI_1 的左、右两半边在原始状态时是截止的，只有当目标脉冲与相应的选通脉冲同时作用时它们才打开。

在跟踪选通脉冲与信号重合的时刻，相应的双三极管 JI_1 半边打开，电容器 C_1 、 C_2 由流经管 JI_1 左、右半边的阳极电流充电。并且，这些电容器充电量值相应地等于

$$Q_1 = i_{\text{充电}1} \cdot t_1, \quad Q_2 = i_{\text{充电}2} \cdot t_2 \quad (4-11)$$

式中 t_1, t_2 ——管 JI_1 左、右半边开启状态的时间。

结果，电容器 C_1 和 C_2 充电电压达到

$$u_{c1} = Q_1 / C_1 = \frac{i_{\text{充电}1}}{C_1} \cdot t_1 \quad (4-12)$$

$$u_{c2} = Q_2 / C_2 = \frac{i_{\text{充电}2}}{C_2} \cdot t_2 \quad (4-13)$$

选择线路参数时，使 $i_{\text{充电}1} = i_{\text{充电}2}$ ， $C_1 = C_2$ ， $R_1 = R_2$ ，则

$$u_{c1} = K_n t_1, \quad u_{c2} = K_n t_2$$

式中 K_n ——瞬时不重合电压的变换系数。

当重合时间终止后，电容器 C_1 与 C_2 慢慢地放电。而且，放电时间常数大大地超过充电时间常数。

电压脉冲 u_{c1} 与 u_{c2} 从重合级输出端加到可以形成误差信号电压 u_{co} 的（压）差电路上：

$$u_{co} = u_{c1} - u_{c2} = K_n (t_1 - t_2) \quad (4-14)$$

装有双三极管 JI_2 的差电路由参数相同的阳极-阴极重发器组成。来自双三极管 JI_1 左、右两半阳极的相应电压加到三极管 JI_2 的控制栅极。

从分压器 R_7 和 R_8 上取出误差信号电压，分压器则用 R_6 和 R_9 联接双三极管 JI_2 右半边的阳极和左半边的阴极。电路的调节方法是：当双三极管阳极上电压平衡时（相应于重叠面积 S_1 与

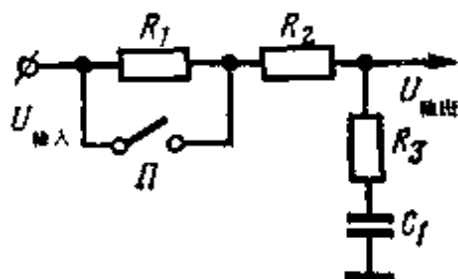
S_2 相等时), 应使减法电路输出端的误差信号电压等于零。

当雷达瞄准器以成组状态工作时, 在目标反射的顺序脉冲组(或导弹应答器脉冲)到达之前, 必需记忆误差信号电压 u_{eo} 数值。为此, 误差信号电压可能加到有峰值检波器的电平记忆电路。误差信号电压从时间鉴频器的输入端加到积分-微分滤波器。

滤波器用于使误差信号电压 u_{eo}

的起伏现象平滑, 并在工作状态变化时用来选择跟踪系统的参数。

滤波器电路如图 4-8 所示, 其传递函数形式为:



$$K_{\Phi}(p) = \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2} \quad (4-15) \quad \text{图4-8 积分-微分滤波器电路}$$

式中 $T_1 = C_1 R_3$, $T_2 = C_1 (R_1 + R_2 + R_3)$ 。

在截获目标的过程中, 跟踪系统的动作应该极快, 这时 T_2 值应最小。为此, 在截获时刻 R_1 应停止工作。在跟踪目标时为了减少起伏误差, 系统的惯性应该大, 即 T_2 应为最大。为此接通电阻 R_1 。误差信号电压在前置放大后, 从积分-微分滤波器的输出端加到积分器。

积分器是电路的执行元件, 用于将误差信号电压变为控制电压。当精度一定时必须增加积分时间常数, 使得在采用无源积分电路时积分器输出电压减小。因此, 为了提高积分精确度, 在目标(导弹)运动参数测量跟踪系统里, 广泛应用积分运算放大器。

电子积分器由含负反馈的高放大系数 $K_0 = 10^3 \sim 10^4$ 的半导体三极管放大器所组成(图 4-9 a、б)。

在上述电路中, 能够大大地增加 $R_n C_n$ 积分电路的时间常数, 它等于

$$\tau_{\text{ннт}} = R_n C_n (1 + K_0) \quad (4-16)$$

增加时间常数归结为在积分时间足够长的条件下减少积分的仪表误差。这时, 输入电压与输出电压的关系用下式确定:

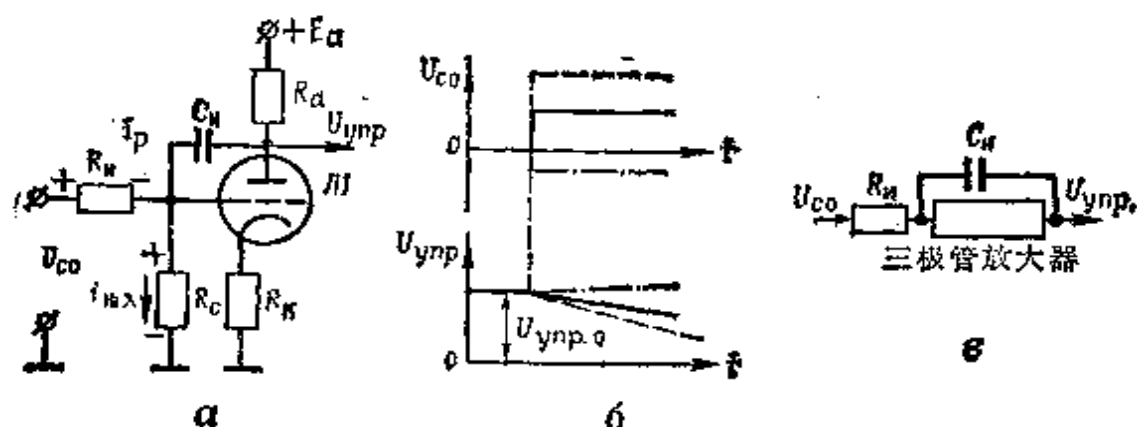


图 4-9

a—积分器电路图，b—输入与输出电压波形图，c—积分器简图。

$$\frac{du_{ynp}}{dt} = -\frac{1}{R_u C_u} \cdot u_{co} \quad (4-17)$$

对 (4-17) 式积分，得到：

$$u_{ynp} = u_{ynp,0} - \frac{1}{R_u C_u} \int_{t_0}^t u_{co} dt \quad (4-18)$$

式中 $u_{ynp,0}$ ——积分循环周期开始瞬间，积分器输出端的电压。

这样，电子积分器输出端的电压与误差信号电压及积分时间成比例。在 (4-18) 式中，符号“-”表明：当正向误差信号电压进入积分器输入端时，控制电压 u_{ynp} 减少，反之亦然 (图 4-9 b)。

当距离变化比较慢时，可以写成：

$$u_{co} \approx K_a \Delta t \quad (4-19)$$

那末，把 (4-19) 式代入 (4-18) 式中，便得到：

$$u_{ynp} = u_{ynp,0} - K_a K_{umr} \int_{t_0}^t \Delta t dt \quad (4-20)$$

这样一来，积分器的作用在于把误差信号电压变为连续控制电压，该连续控制电压与以前所有重复周期时间内的误差信号的增量之和成比例。这样就能保证位置自动跟踪系统的记忆，即当目标信号消失时，能记住跟踪选通脉冲位置，该位置与最后被系统采用过的距离相对应。

如果当 $t > t_0$, $\Delta t = 0$ 时, 则 $u_{ynp} = u_{ynp0}$, 则测量脉冲与脉冲之间的延迟时间 t_s 将为常数。

我们来研究电子积分器的工作原理。

在起始状态 (误差信号电压 $u_{co} = 0$) 时, 电容器 C_s 充电, 电压达到 u_{ynp0} 。假定在 t_0 时刻, 正向误差信号电压 u_{co} 加到积分器的输入端。但是由于负反馈的作用, 这一正向电压的输入没有引起三极管 $Л_1$ 的阳极电流的急剧增加。其原因是: 在双三极管上, 阳极电流的微量增加及电压的下降都要使电容器 C_s 产生放电电流, 该放电电流沿 R_s , C_s 电路流过双三极管阳极—阴极、管座, 并在电阻器 R_s 的阻值大时产生其极性与误差信号电压 u_{co} 极性相反的电压。

因此在双三极管控制栅极与阴极之间将有一个同输入电压与反馈电压差值相等的电压发生作用。考虑到反馈电压与误差信号电压 u_{co} 相位相反, 当三极管 $Л_1$ 栅极电压缓慢增长及控制电压 u_{ynp} 减少时, 就要抑制栅极正向电压 u_{co} 的增加。用类似的方式可以研究当负误差信号电压进入积分器输出端时积分器的工作情况。

必需指出: 所研究的积分器过渡到原始状态需较长时间。采用含阴极重复器的积分器能使这段时间减少。

可变延迟 (ПЗ) 电路由零距离脉冲触发并形成其脉宽与控制电压大小成线性关系的脉冲, 即 $t_{n3} = K_{n3} u_{ynp}$, 式中 t_{n3} ——可变延迟电路的脉宽, K_{n3} ——可变延迟电路的转换系数。通常, 可变延迟电路的工作原理是: 将周期性线性下降的电压与控制电压进行比较。

幻象延迟电路、窄脉冲多谐振荡器都可用作可变延迟电路, 并被 (零距离) 发射机触发脉冲所触发。

为了将选通脉冲移动工作范围扩大为小延迟范围, 有时在零距离脉冲之前触发可变延迟电路, 而为了在一定的延迟线性条件下增加测距范围, 将幻象延迟电路串联接通。

求出幻象延迟电路输出电压积分后，产生脉冲形成电路的触发脉冲，在每一重合周期 T_0 时间内脉冲形成电路产生下列脉冲，即：进入时间鉴频器的跟踪选通脉冲 I 和 II；其前沿与跟踪选通脉冲接点重合的测距脉冲；与跟踪选通脉冲呈对称分布的距离选择脉冲。

§ 4-3 目标（导弹）角坐标跟踪系统

由于电磁波传播速度的直线性及不变性，又由于接收天线的空间选择性，因此测量目标与导弹的角坐标是可能的。

可以用两种方法来确定角坐标——一种方法是用天线系统连续跟踪飞行器的角位置；一种方法是用窄方向图天线依次搜索空间，并根据目标反射信号的延迟时间或者根据导弹应答信号相对于表示初始方向的某一基准脉冲的延迟时间来确定它们的位置。

第一种方法只能同时跟踪一个目标。采用这种方法的方向自动跟踪系统适用于不必同时确定很多目标坐标但对确定坐标精度提出很高要求的导弹系统。用含等强信号方向的瞄准器跟踪目标的方法是第一类跟踪法的进一步发展。

根据从目标反射的脉冲组中心相对于初始角脉冲的延迟时间，第二种方法可以确定位于雷达瞄准器扫描扇形区的所有目标的坐标。

必须着重指出，为了同时跟踪 N 个目标必须具有 N 个跟踪系统。所研究的这种跟踪系统叫做扫描角坐标自动（或手控）确定系统。

雷达方向自动跟踪系统是测角系统。这个系统中包含定向装置与基准装置。

采用等强信号定向法是配置方向自动跟踪系统定向装置时的突出特点。在实现这种方法时，通过比较两个或多个方向接收信号来确定入射波的入射角（目标方向）。

有一系列的方向自动跟踪系统。这些系统通常根据等强信号

方向在定向装置中的形成原理来进行分类。

根据这个特征，方向自动跟踪系统的定向装置分为信号依次比较装置与信号同时比较装置两种。有时，依次比较信号的定向器叫做积分等强信号方向定向器，而同时比较信号的定向器叫做信号瞬时比较定向器或者称为单脉冲定向器。

在依次比较信号的定向装置中，在一定的间隔时间内，采用空间位置周期变化的天线的方向图来接收空间一点的目标信号的方法形成等强信号方向与比较信号。在天线方向图的各种位置下，利用信号比较法得到目标对于等强信号方向的角位置信息。

有方向图转换与方向图圆锥扫描的方向自动跟踪雷达系统属于依次比较信号的方向自动跟踪系统。这种方法得到广泛普及。

在同时比较一些信号时，可同时用一些分集式天线来接收目标的信号。在这种情况下每一时刻都形成等强信号方向。

在任一种方向自动跟踪系统中，定向装置的天线系统起角度传感器的作用。同时，为了取出关于目标角位移信息，根据天线系统的结构，采用其输出信号的振幅或相位关系。由此，定向器相应地分为振幅式定向器与相位式定向器。

无论在振幅定向器还是在相位定向器中，均采用把天线等强信号方向导引至目标方向并保持不变的方法来求出目标的角坐标。下面再来研究方向自动跟踪系统主要类型的工作原理及其特性。

方向图圆锥形扫描的方向自动跟踪式雷达系统

在图 4-10 系统中用等强信号法通过方向图圆锥形扫描来实现自动跟踪。

从抛物面反射镜的焦点引出的照射器借助于圆锥形扫描电机以定常速度 ω_{sc} 旋转，以此实现波束圆锥形扫描，或者通过反射器绕与针形方向图对称轴 OC 不重合的轴旋转的办法来实现波束圆锥形扫描。

由于相对于直线 OO_1 位移角为 ϕ_0 的方向图的轴以 ω_{cx} 速度旋转, 结果形成了圆锥形表面, 点 A 描绘的圆周是该圆锥形表面的底边。当目标方向与接收机输出端上目标反射的信号圆锥轴 OO_1 重合时, 便呈等幅状态。因此, 这个方向被称为等强信号方向。

当目标偏离等强信号方向 $\Delta\theta$ 角时, 反射脉冲的振幅将以频率为 ω_{cx} 的谐波定律来调制, 在接收机输出端的电压等于:

$$u_{np} = U_0 K [1 + m \sin(\omega_{cx} t - \Phi)] \quad (4-21)$$

式中 U_0 ——当用等强信号方向 (无失调) 搜索目标时在接收装置输出端的脉冲振幅;

K ——接收机放大系数;

m ——调制系数;

Φ ——定相角 (初始相位)。

同时, 调制系数 m 等于:

$$m = K_m \Delta\theta = [\dot{F}(\psi_0)/F(\psi_0)] \cdot \Delta\theta \quad (4-22)$$

式中 K_m ——与等强信号方向相交点处的方向图曲率系数;

$F(\psi_0)$ ——与等强信号相交点的方向图电平;

$\dot{F}(\psi_0)$ ——与等强信号相交点的方向图电平的一次导数。

从 (4-21) 式得出: 接收机输出端包络电压既取决于用等强信号方向搜索目标时接收机输出端的脉冲振幅, 又取决于失调角量值 $\Delta\theta$, 而脉冲振幅包络的初始相位 Φ 与这种偏差的方向相对应。

用等强信号方向与目标方向不断重合的方法实现瞬时坐标的自动测量。为了在等强信号方向上发现目标, 天线旋转轴必须在水平方向旋转 $\Delta\theta_p$ 度角, 在垂直方向旋转 $\Delta\theta_v$ 度角, 即方向自动跟踪系统应包括方位跟踪与高低角跟踪两个波道。

天线的角位置由定向装置及执行装置组成的跟踪系统来控制。

定向装置能连续确定失调角, 并将其变为误差信号电压 u_{co} ,

再依次将它分为执行装置波道的两个控制电压——即按方位角与高低角分为同 $\Delta\theta_p$ 、 $\Delta\theta_v$ 对应成比例的控制电压 $u_{yap.p}$ 与 $u_{yap.v}$ 。

定向装置由天线、接收机与终端装置组成，而终端装置又包括误差信号检波器、误差信号放大器以及方位角波道相位检波器和高低角波道相位检波器。

执行装置有两个恒等的波道——方位角波道与高低角波道，其中每一个都能控制天线的位置，因而，能按方位角与高低角对应地控制等强信号方向。

执行装置的每一波道均由功率放大器、执行电机及负反馈修正电路所组成。

为了把等强信号方向预先导引指向目标，开关 Π_1 与 Π_2 转换到位置 2（系统是开路的），并且，初始导引指令送入功率放大器的输入端。

当把等强信号方向预先导引指向目标后，开关 Π_1 与 Π_2 转换到位置 2（系统是闭合的）。天线接收的目标信号进入接收装置。

定向器天线结构比较简单，这是波束圆锥形扫描法雷达方向自动跟踪系统的优点。其中，为了在两个互相垂直的平面进行目标定向，定向器包含一个天线和一个接收机就够了。不过，这种系统具有以下一些重大的缺点。

第一，鉴于在有限时间间隔内实现信号比较，信号强度从一个调制半周期变为另一个半周期时，形成了与目标、等强信号方向间的角偏差无联系的假信号，即出现了定向误差。

第二，在振幅-调制干扰方面，波束圆锥形扫描定向器的抗干扰能力低，其调制频率与方向图的扫描频率重合。这种干扰可能完全破坏跟踪系统的工作。

瞬时信号比较法方向跟踪系统没有上述缺点。在使用这类系统时，为了测量角坐标采用一些独立的接收波道，通过比较各接收波道接收的振荡信号的振幅（振幅瞬时比较）或相位（相位瞬

时比较)的方法,可以确定一个接收脉冲的角坐标。

采用信号瞬时比较的方向跟踪系统的方案很多。在其中一种方案里采用含对数接收机的定向器,在另一种方案里采用高频信号和-差处理法的定向器。方向自动跟踪系统是最完善的,在这个系统里采用高频信号和-差处理的定向器。下面进一步地研究这些系统的特性。

用信号和-差处理法按角坐标跟踪目标的振幅系统

我们以用一种坐标(例如高低角)能跟踪目标的系统为例,来研究信号和-差处理法按角坐标跟踪目标的振幅系统的工作原理。

信号和-差处理法方向自动跟踪振幅系统包括定向器与处理装置(图4-11)。同样地,定向器由两种波道组成——信号迭加(校正)处理波道和高低角误差信号波道。

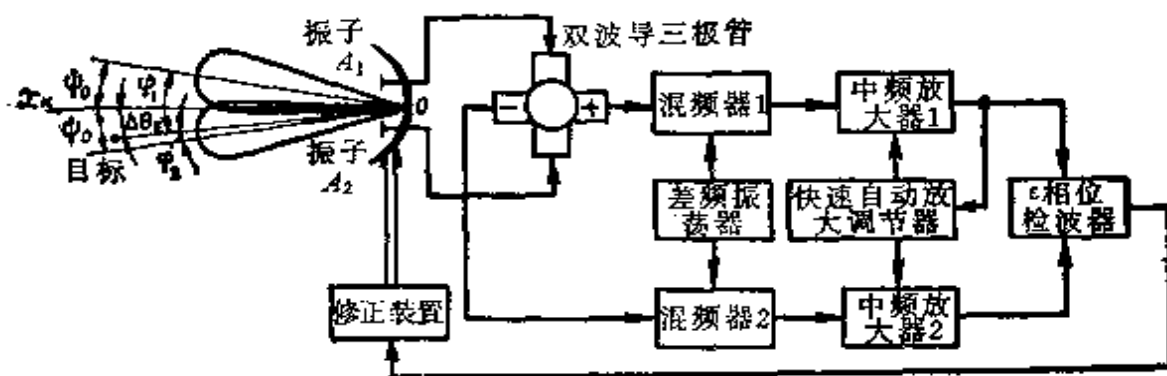


图4-11 信号振幅和-差处理法方向跟踪的振幅系统
(单波道) 典型方块图

ДВТ—双波导三极管; CM_1 , CM_2 —混频器; $УПЧ_1$, $УПЧ_2$ —中频放大器;
 $\Phi Д_\epsilon$ — ϵ 相位检波器; Г—差频振荡器; ОУ—修正装置; БАРУ—快速自动放大调节器。

定向器天线系统由抛物柱面反射器及两个相对于反射器轴 ox_z 对称的位于 oy_z 轴上的振子 A_1 与 A_2 组成。振子 A_1 、 A_2 与反射器共同形成一些方向图,其极值相对于通过方向图交点的直

线移动的角度为 ψ_0 。

从振子 A_1 、 A_2 输出端对应取出的电压 u_1 与 u_2 加到高频和(校正)-差信号形成装置。高频双波导三极管、混合式或开缝式电桥可作为这样的装置。由于在输出端、例如在双波导三极管输出端信号 u_1 与 u_2 互相作用的结果, 形成高频和信号 u_{Σ} 与差信号 u_{Δ} 。

再来确立目标离等强信号方向的偏差与和、差通道高频信号值之间的关系。假定在垂直平面内目标偏离 ox_z 轴的角度为 $\Delta\theta_0$ 。则在第一振子与第二振子输出端上信号 u_1 与 u_2 将相应地等于:

$$u_1 = U_A F(\psi_0 + \Delta\theta_0) \sin \omega t \quad (4-23)$$

$$u_2 = U_A F(\psi_0 - \Delta\theta_0) \sin \omega t \quad (4-24)$$

式中 U_A ——在方向图极值方向上搜索目标时天线输出端的信号振幅;

$F(\psi_0 \pm \Delta\theta_0)$ ——天线标准方向图。

在目标离等强信号方向的偏差小的情况下, 当满足 $\Delta\theta \ll \psi_0$ 的条件时, 函数 $F(\psi_0 \pm \Delta\theta_0)$ 可分解成级数, 并限制在级数各项的首项。

变换后, 最终得到:

$$u_1 = U_A F(\psi_0) [1 + K_m \Delta\theta_0] \sin \omega t \quad (4-25)$$

$$u_2 = U_A F(\psi_0) [1 - K_m \Delta\theta_0] \sin \omega t \quad (4-26)$$

式中 $F(\psi_0)$ ——天线图 A_1 、 A_2 交点处标准方向图值;

K_m ——定向特性曲线斜率。

根据 (4-25) 与 (4-26) 式, 在双波导三极管输出端和、差电压等于:

$$u_{\Sigma} = u_1 + u_2 = 2U_A F(\psi_0) \sin \omega t \quad (4-27)$$

$$u_{\Delta} = u_1 - u_2 = 2U_A F(\psi_0) K_m \Delta\theta_0 \sin \omega t \quad (4-28)$$

分析 (4-27) 与 (4-28) 式表明: 和信号的振幅与目标离等强信号方向的偏差无关, 它等于由反射器及振子 A_1 、 A_2 形成的两个图形之和 (图4-12 a)。差信号也等于由振子 A_1 、 A_2 形成的

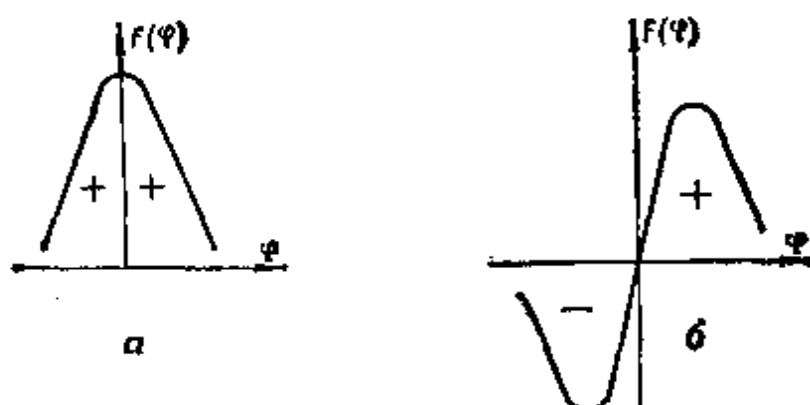


图4-12 和-差反馈信号的方向自动跟踪系统通道的和
信号图形与差信号图形
a—和信号图形；b—差信号图形。

图形之差。

由于信号 $u_{\Delta\epsilon}$ 的振幅取决于目标角偏差值 $\Delta\theta_r$ ，所以该信号载有目标离等强信号偏差值的信息。

研究图 4-11 与 4-12 后表明，在和信号图形中极值方向与抛物面 ox_r 轴重合，而在差信号图形中， ox_r 轴是零接收方向（等强信号方向）。

由于 $\Delta\theta_r$ 很小，信号的振幅与 u_{Σ} 值无关，则它适宜作校正信号，而且在进一步处理后，还可用于按距离来指示与跟踪目标。

高频和、差信号从双波导三极管输出端进入双通道超外差接收机，在这里，混频器 1 与中频放大器 1 组成和通道，而混频器 2 与中频放大器 2 组成在高低角平面内形成误差信号的通道。

差频振荡器与自动放大调节电路是双通道的共有元件。

和、差信号进入相应的混频器，与此同时，共用的差频振荡器的电压也加到这里。在信号变换与放大后，在放大器输出端得到：

$$u_{\Sigma n\pi} = 2U_A F(\psi_0) K_{c\pi 1} K_{y n\pi 1} \cdot \sin \omega_{n\pi} t \quad (4-29)$$

$$u_{\Delta n\pi} = 2U_A \Delta\theta_r F(\psi_0) K_m K_{c\pi 2} K_{y n\pi 2} \cdot \sin \omega_{n\pi} t \quad (4-30)$$

式中 ω_{nv} ——中频,

$K_{c\omega 1}, K_{c\omega 2}$ ——混频器传输系数,

$K_{y\omega 1}, K_{y\omega 2}$ ——中频放大器放大系数。

从 (4-29) 与 (4-30) 式可见, 无论是和信号的振幅还是差信号的振幅都与接收信号的功率有关。这导致方向跟踪系统传输系数的不稳定性。为了消除这种影响, 利用以和通道中频输出信号方式工作的快速自动放大调节装置, 使和、差通道的放大系数与和信号强度成反比地变化。快速自动放大调节装置按和信号振幅实现对接收与放大信号的标准化。由于对每一脉冲进行振幅比较, 所以在信号瞬时比较定向器中, 快速自动放大调节装置系统的快速作用应该很强。

为了形成方向跟踪系统误差信号, 和、差通道的中频电压加在相位检波器上。

相位检波器上的电压 $u_{\Sigma nv}$ 与 $u_{\Delta nv}$ 连乘并取平均值的结果, 在高低角平面形成误差信号的通道输出端的滤波器上得到:

$$u_{co} = \overline{u_{\Sigma nv} u_{\Delta nv}} = 2 U_A^2 F^2(\psi_0) K_{c\omega}^2 K_{y\omega}^2 K_m K_{\phi z} \Delta\theta, \quad (4-31)$$

式中 $K_{\phi z}$ ——相位检波器放大系数。

这样, 从差通道输出端截取误差信号电压, 该电压值与目标离等强信号方向偏差角的值成比例, 其极性表示偏差的方向。

研究 (4-31) 式表明: 等强信号方向位置与信号振幅变化、通道放大系数的变化无关, 这是信号和-差处理振幅定向器的实质性优点。

事实上, 定向器的输出电压与输出电压 $u_{\Sigma nv}$ 、 $u_{\Delta nv}$ 乘积的平均值成比例, 并且在 $\Delta\theta_0 = 0$ 时该电压值总是等于零, 即和、差通道传输系数的不恒等性不影响等强信号方向的位置, 只影响定向特性曲线的斜率。

在两个平面内的方向上跟踪目标的系统相当复杂。其中, 在镜径部位必须用四个对称的照射器来代替两个照射器, 用四个高

频波导电桥（高频减法与加法装置）代替一个高频波导电桥，同时在系统中必须再有一个差通道。

与波束圆锥形扫描法方向跟踪系统相比，上面所研究的跟踪系统的缺点是：设备比较复杂以及对高频通路调谐的要求高。

用扫掠法自动确定角坐标的系统

为使讨论具体化，我们假定：本系统根据视频信号包络重心相对于某一标准脉冲的时间延迟来确定目标方位角。同样的方法也可用来确定目标的高低角。

假定在方位角平面内窄天线波束以与扫描周期 T_{cx} 相符的等角速度 ω_{cx} 旋转（图 4-13 a）。

在扫描扇形区内，在方向图位移线性速度条件下，角度 β_{u1} 、 β_{u2} 、 β_{u3} （以这种相对于起始位置的角度搜索目标）将与时间间隔 t_{s1} 、 t_{s2} 、 t_{s3} （从扫描周期开始到方向图极值通过目标的时刻为止）成正比，即：

$$\beta_{u1} = \omega_{cx} t_{s1}, \quad \beta_{u2} = \omega_{cx} t_{s2}, \quad \beta_{u3} = \omega_{cx} t_{s3}$$

由于天线方向图可能呈几度角，则在各个目标接收机输出端上不是出现一个脉冲，而是一组脉冲（当瞄准器在连续辐射状态以有限宽度的振荡群工作时）。测定角坐标的精度取决于 t_{s1} 、 t_{s2} 、 t_{s3} 的测量精度（图 4-13 b），即取决于脉冲组中心（重心）记录精度。

为了保证脉冲组重心位置在时间轴上的判读精度高，采用了各种处理方法。视频脉冲组中心相对于基准脉冲延迟时间的测量可以利用时间鉴频器或数字计算机进行。

在这种情况下，目标角坐标跟踪系统在很多方面类似于目标距离跟踪系统。它们的差别是：该系统不是按一个脉冲的重心位置而是按反射脉冲组的重心位置进行跟踪。

本系统中跟踪选通脉冲与脉冲组重迭（图 4-13 c），误差信号与脉冲组重心、跟踪选通脉冲对称轴之间的失调成正比。

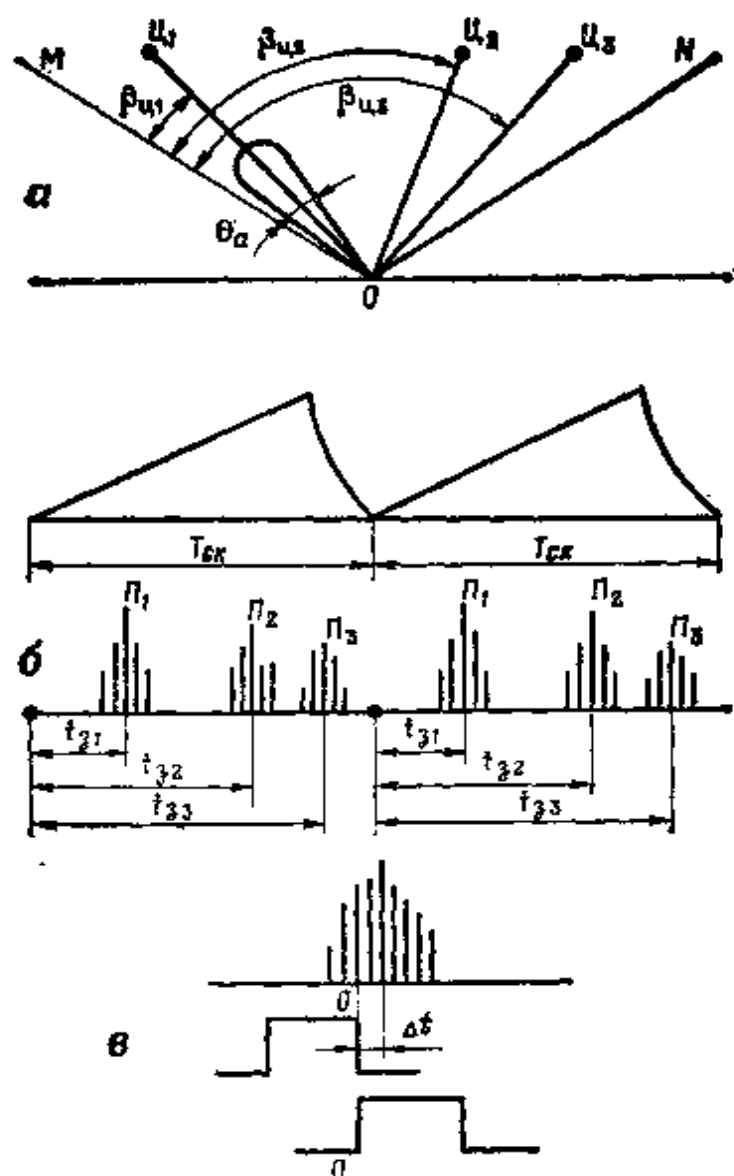


图4-13 用扫描法自动测定角坐标的原理

这里举一例较详细地研究角坐标测定系统的工作情况，为了处理脉冲组及测量表征目标角坐标值的时间间隔 t_{21} 、 t_{32} 、 t_{33} ，使用了数字计算机。

图 4-14 所示的系统中包括瞬时角坐标传感器，信号处理装置和与数字计算机联接的角坐标计算器。

从目标反射、由天线接收的脉冲组经接收装置放大和变换之后进入信息处理装置。在这里按早已选定的逻辑确定被接收脉冲组的界限，并产生两个脉冲，进入角坐标计算器。其中一个脉冲

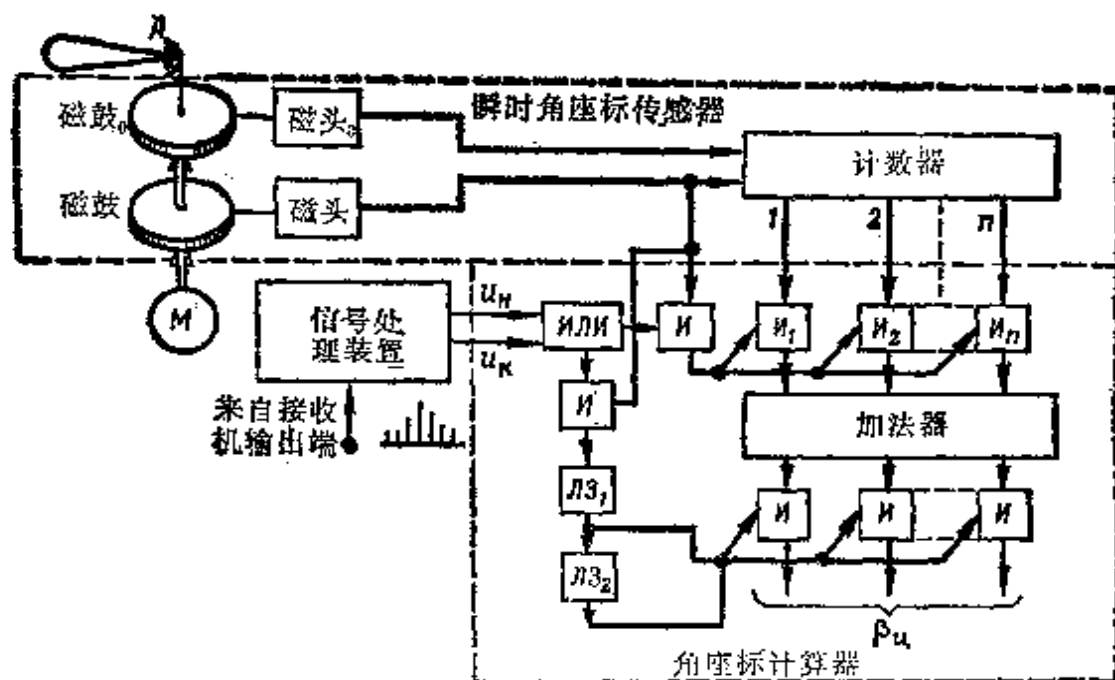


图4-14 用同时扫描法自动测定角坐标的数字系统的方块图
(“响尾蛇”导弹)

I_s 固定开始时刻，另一个脉冲 I_k 测出从目标反射的脉冲组终止时刻。

除了脉冲组开始脉冲与终止脉冲外，在有瞬时角坐标传感器的角坐标计算器里不断地采用天线轴瞬时角坐标，该坐标用脉冲数（它与天线离其初始位置转角成比例）来表示。

根据这些数据确定脉冲组开始角坐标 φ_s 与终止角坐标 φ_k ，而目标角坐标 φ_n 测量值用下式表达：

$$\varphi_n = (\varphi_s + \varphi_k) / 2 \quad (4-32)$$

它是零脉冲与目标角坐标 φ_n 脉冲之间包含的脉冲数。

这一信息进一步输入电子数字计算机存储器，并一直贮存到获得跟踪目标顺序脉冲组为止，在解决发射问题时使用这个信息。

概略地研究了采用计算技术执行元件的角坐标测量系统的工作之后，再来研究该系统主要元件的简要特性。

信号处理部分（图 4-15）包括标准脉冲发生器、与 m 取 n 脉冲准则相符合的分析器以及开始脉冲 I_s 与终止脉冲 I_k 发生装置。当从接收机输出端而来的电压 I_1 超过某一规定限后，标准

脉冲发生器就产生脉冲 M_2 (图 4-16)。发生器产生的定常振幅与宽度的脉冲进入与 m 取 n 脉冲准则相符合的分析器。

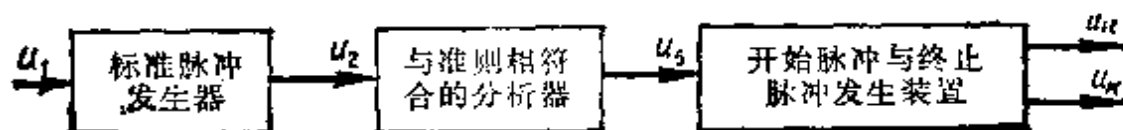


图4-15 信号处理部分简图

为具体说明起见，采用 3 取 2 的准则。如果在从标准脉冲发生器输出端而来的三个连续脉冲的重复周期内有两个脉冲进入（“3 取 2”的逻辑），这时，分析器便产生与脉冲组的开始脉冲相应的输出脉冲。如果在三个连续周期内只有一个脉冲超过规定限，则认为它是错误的。

采用延迟线的分析器电路如图 4-17 所示。在电阻 R 上与延迟脉冲 M_3 、 M_4 相加的脉冲 M_2 进入分析器电路的输入端。三极管 Π_4 的工作方式是：在两个以上的脉冲同时相加时三极管 Π_4 开启。

从三极管 Π_4 的阳极取出负极性脉冲 M_5 ，再使它进入脉冲组开始脉冲 M_1 与终止脉冲 M_6 的发生装置。脉冲 M_1 与 M_6 的发生装置包括两个不重合级和使脉冲 M_6 延迟一个发送周期 T_n 的延迟线。

如果脉冲 M_5 作用于第一个不重合级的输入端，并在第二个上无脉冲 M_6 ，即脉冲 M_1 将要形成时，仅仅在这种情况下，在一个不重合级的输出端上才出现脉冲。如果脉冲 M_5 作用在第一个

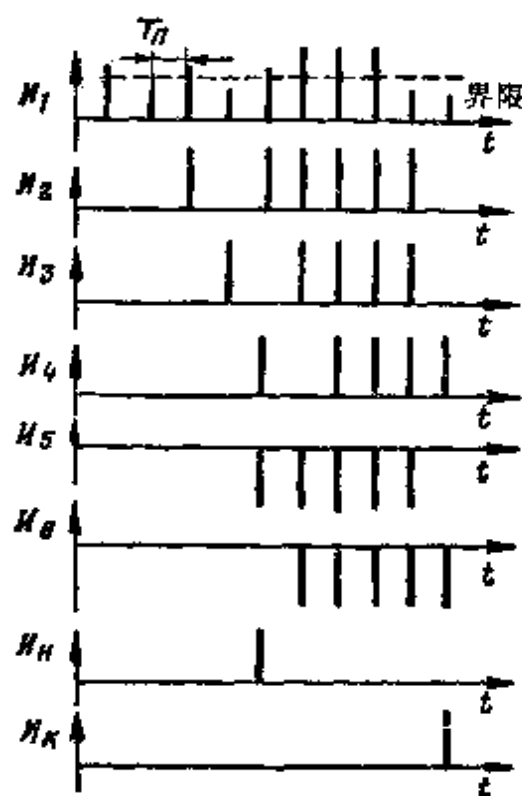


图4-16 说明信号处理部分工作情况的电压波形图

单元。

为了从加法器上取出数据，便向数字计算机的存贮单元送进一个预先在延迟线 $ЛЗ_1$ 上延迟一会的记数脉冲。通过在延迟线 $ЛЗ_2$ 上延迟记数脉冲的方法形成消除脉冲，当取出数据后，根据消除脉冲进行加法器消除。

结果，角坐标计算器就准备好可以着手计算顺序目标的角坐标了。

用这种方法测量其角坐标的目标数量取决于数字计算机存贮器的容量。因此，在必须同时跟踪几个目标时，应该合理地应用上述角坐标测量系统。

§ 4-4 目标速度自动跟踪系统

为了提高防空导弹系统中控制系统的选择性及信息性，不仅可依目标运动角坐标，而且可依其径向分速度来实现自动跟踪。

在瞄准目标的无线电电路中，用多普勒效应来确定目标运动径向分速度，当确定运动目标位置时，按多普勒效应观察反射信号频谱的变形。其中，接收信号频率 f_c 与发射机信号频率 f_0 相比发生了多普勒频率 F_x 值的变化，即：

$$f_c = f_0 \pm F_x \quad (4-33)$$

在方程式 (4-33) 中，如果目标接近观察点时则频率 F_x 带“+”号，如果目标离开观察点时则频率 F_x 带“-”号。同时，多普勒频率与目标运动径向分速度 V_r 的关系式是：

$$F_x = 2V_r / \lambda \quad (4-34)$$

式中 λ ——发射机高频振荡波长。

这样一来，按速度自动跟踪目标在实质上归结为自动跟踪反射信号中的多普勒频率的变化。

频率自动测量在于将多普勒频率 F_x 变为能被直接送入计算装置或显示装置的信号。

根据测量元件的种类，频率（速度）自动跟踪系统分为频率

式、相位式两种。

在频率系统里，采用鉴频器作为测量元件，在相位系统里则采用相位鉴频器作为测量元件。此外，还可以采用频率-相位混合式跟踪系统。

根据所采用的元件，频率跟踪系统可能是模拟式或数字式的。

目标速度自动跟踪的频率系统

目标速度自动跟踪的频率系统的典型方块图（图 4-18）由下列各部分组成：混频器、频带放大器、鉴频器、中间元件、控制元件和频率重调振荡器。频率等于 $f_0 \pm F_x$ 的信号电压进入混频器输入端。而频率为 f_{nr} 的频率重调振荡器的信号 u_{nr} 进入混频器的另一个输入端。

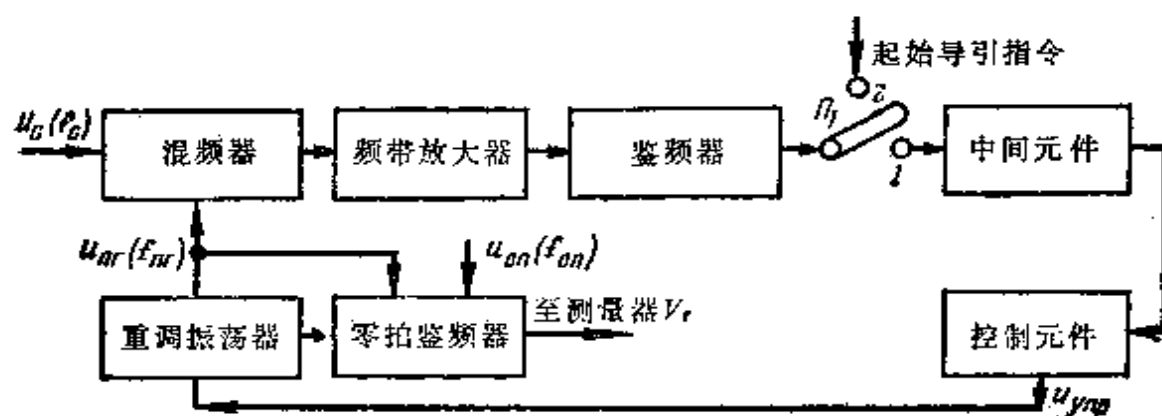


图4-18 目标速度自动跟踪的频率系统的典型方块图

由于接收信号振荡与重调振荡器的电压相互作用的结果，形成了差频信号 $f_p = f_0 - f_{nr}$ ，该信号由频带放大器分出，其调谐频率等于某一频率 f_{sr} 。

信号从频带放大器输出端进入鉴频器，而鉴频器以与放大器相同的频率 f_{sr} 进行调谐。 f_{sr} 为：

$$f_{sr} = f_0 - f_{nr_n}$$

式中 f_{nr_n} ——重调振荡器频率额定值。

在这种情况下，鉴频器输出端电压 $u_{\text{фн}}$ 将与接收信号频率、重调振荡器频率及频率 $f_{\text{ар}}$ 之间的差值成正比，即取决于：

$$f_c - f_{\text{нр}} - f_{\text{ар}} = f_0 \pm F_{\text{н}} - f_{\text{нрн}} \pm F_{\text{нрп}} - f_{\text{ар}} = \pm \Delta F_{\text{н}} \quad (4-35)$$

式中 $F_{\text{нрп}}$ ——重调振荡器频率相对于额定值的变量；

$\Delta F_{\text{н}}$ ——接收信号频率与重调振荡器频率及鉴频器调谐频率的差值。

本跟踪系统所用的鉴频器的转换特性用下列方程式表示：

$$u_{\text{фн}} = K_{\text{фн}} [(f_c - f_{\text{нр}}) - f_{\text{ар}}] = K_{\text{фн}} \Delta F_{\text{н}} \quad (4-36)$$

式中 $K_{\text{фн}}$ ——鉴频器传输系数。

在一般情况下， $K_{\text{фн}}$ 以及 $u_{\text{фн}}$ 不仅取决于鉴频器固有的转换特性，并取决于信号的振幅。为保证鉴频器传输系统 $K_{\text{фн}}$ 的稳定性，进入鉴频器输入端的信号或者受到定常自动增益调节系统的限制，或者得到它的支持。

由于交叉频率参数 $f_{\text{ар}}$ 的不稳定性导致速度跟踪误差增加，因此，确保其稳定性是对鉴频器的重要要求。

当 $u_{\text{фн}}$ 进入低频滤波器时，形成误差信号电压 $u_{\text{св}}$ ，其值取决于 $\Delta F_{\text{н}}$ 的大小，其符号取决于频率差值 $\Delta F_{\text{н}}$ 的方向。

电压 $u_{\text{св}}$ 加到中间元件。中间元件可以是带补偿电路的电子积分器，它能保证所需要的无静差阶次及必须的系统动态特性。

电压 $u_{\text{гнр}}$ 从中间元件输出端加到重调振荡器的控制元件。控制元件可能是电子式、机械式和电子-机械式的。

电子控制元件用电子方法实现频率变化。属于电子控制元件的有电抗管、控制电容和电感（半导体电容方法、自变电容器和铁磁变换器）。

机械式控制元件用机械方法改变重调振荡器电路参数来实现频率修正。

在电子-机械式控制元件中将电子与机械控制元件相结合。由于含机械式与电子-机械式控制元件的系统快速作用性差，将们用于速度跟踪系统里显得不够有效，因此最好采用电子式控制

元件。

在控制电压作用下 (图 4-19), 控制元件改变重调振荡器频率的值等于,

$$F_{\Delta np} = S_y u_{y np}$$

式中 S_y ——控制元件与重调振荡器总静态特性曲线的斜率。

可将控制元件及重调振荡器的特性曲线直线部分的斜率作为这种斜率, 它可从下式求出:

$$S_y = 2\pi d(F_{\Delta np})/du_{y np} \quad (4-37)$$

由于令人关注的不是控制元件置入重调振荡器的电感或电容的数值, 而是重调振荡器频率与初始频率的偏差, 所以, 由 $u_{y np}$ 值决定的重调振荡器频率变化用控制元件与重调振荡器的总静态特性曲线来评定。

上述情况可这样来解释, 即: 由控制元件引起的同一电抗值使得各种重调振荡器频率产生不同的变化。

由于给控制元件供给电压 $u_{y np}$, 重调振荡器频率一直变化到当满足 $\Delta F_{\Delta} = F_{\Delta np} - F_{\Delta} = 0$ 即 $F_{\Delta np} = F_{\Delta}$ 条件时为止。在这种情况下显然可见,

$$f_c - f_{\Delta} = f_{\Delta}$$

这样一来, 跟踪系统能按多普勒频率自动跟踪 (选择) 目标。

电压从重调振荡器输出端加到零拍鉴频器的输入端, 为的是不仅能用多普勒频率跟踪目标, 还能测量这个频率。

与失调电路鉴频器不同的零拍鉴频器, 当标准振荡器频率 f_{Δ} 极其稳定时产生恒定电压 u_{Δ} , 其大小与重调振荡器频率、标准振荡器频率间的差值成正比。

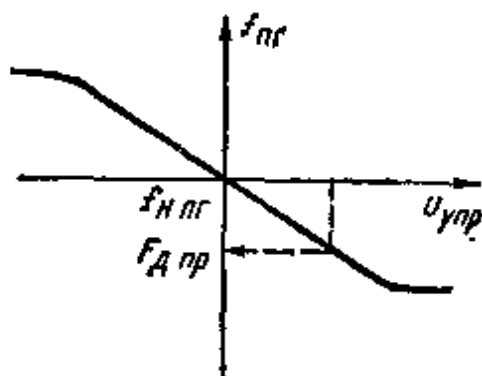


图4-19 控制元件与重调振荡器的总静态特性曲线

在零拍鉴频器中，当确定重调振荡器相对于标准振荡器的频率失调符号时，其计算技术与其它类型的鉴频器相比在原理上是比较新的。

为把跟踪系统预先导向目标，转换开关 Π_1 转到位置2，初始导引指令电压加到中间元件的输入端。在预先导引之后，转换开关转到位置1，系统就能保证自动跟踪和测量目标的径向分速度。

由于按速度连续跟踪，零拍鉴频器产生电压，而对于在瞄准器扫描区内的其它一些目标来说，不满足 $f_c - f_{ar} = f_{ar}$ ，所以产生的电压仅与被跟踪目标径向速度的瞬时值成比例。因此，来自这些目标的信号不经过频带滤波器到达鉴频器输入端，即系统实现了按径向速度选择目标。

目标速度自动跟踪的相位系统

相位检波器是能够区别两个被比较频率（接收信号频率 f_c 和重调振荡器频率 f_{ar} ）变化的测量元件，这是目标速度自动跟踪的相位系统的特点。

在目标速度自动跟踪的相位系统中（图4-20），从目标反射的，其频率为 f_c 的信号进入混频器的一个输入端。从频率控制（重调）振荡器输出端来的频率信号 f_{ar} 与上述信号同时进入混频器的第二个输入端。差频信号 $f_p = f_c - f_{ar}$ 进入中频放大器，然后进入相位检波器。标准振荡器

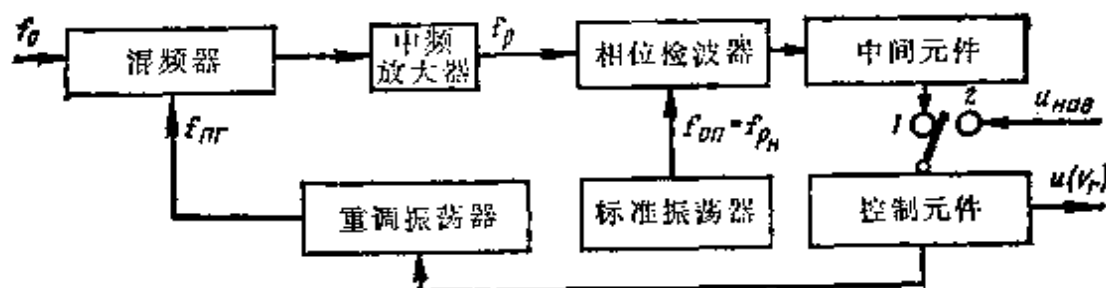


图4-20 目标速度跟踪的相位系统的典型方块图

当标准振荡器电压进入相位检波器第二个输入端时，中频放

大器与标准振荡器以 $f_{0\pi} = f_0 - f_{\pi r_n}$ 频率调谐，式中 f_0 为多普勒频率为零时的接收信号频率。

相位检波器输出电压 $u_{\phi n}$ 等于：

$$u_{\phi n} = K_{\phi n} U_c \sin \varphi \quad (4-38)$$

式中 $K_{\phi n}$ ——检波器变换系数；

U_c ——接收信号电压振幅；

φ ——各种信号振荡与标准振荡器振荡之间的相位差。

对应于 (4-38) 式绘制的相位检波器的静态特性曲线见图 4-21。

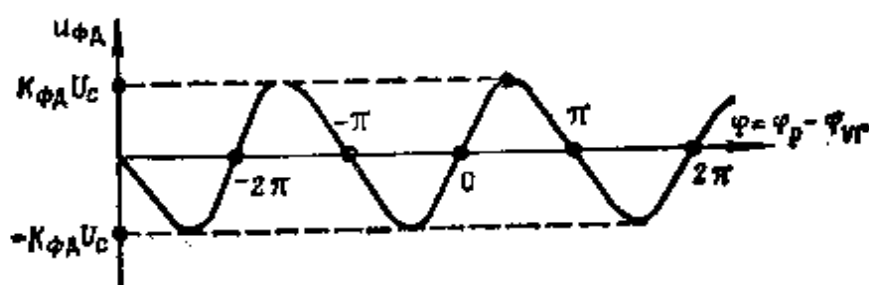


图4-21 相位检波器的静态特性曲线

同样地，相位差 φ 是差频信号与标准信号的振荡频率差的积分，即

$$\varphi = 2\pi \int_0^t (f_p - f_{0\pi}) dt = 2\pi \int_0^t \Delta F_n dt \quad (4-39)$$

电压 $u_{\phi n}$ 从相位检波器输出端进入中间元件，再进入控制元件。中间元件及控制元件与速度跟踪的频率系统中类似的一些元件一样，起同样的作用。

控制元件的输出电压作用于重调振荡器的调节元件上，改变了振荡器频率 $f_{\pi r}$ ，使得差频 f_p 等于 $f_{p\pi}$ ，从而 ΔF_n 等于零。

在相位系统中，利用控制相位失调信号的马达有可能对重调振荡器的频率进行微调。这种情况下，系统抑止频带将由马达对重调振荡器频率的微调范围所确定。

由于马达的惯性，将马达微调与电子微调连接是比较适合的。

在这种情况下，电子微调实现频率与相位的快速变化，而马达微调只修正静态失调。

研究静态特性曲线及 (4-38) 式后可以说明多普勒频率跟踪的相位系统的特性，这些特性取决于所用鉴频器的种类。

第一个特性是输出电压 $u_{\phi n}$ 与相位差的关系为周期性函数。因此，跟踪系统具有无限数量的相位差为 $\varphi = 2\pi n$ ($n = 0, 1, 2, 3, \dots$) 的平衡状态。

由此，这种系统的预先导引应达到一个频率周期的精度。反之，如果初始失调大于一个频率周期，但小于系统的捕捉频带时，含定常系统误差的频率跟踪系统仍有可能工作。

第二个特性是：与频率系统的差别在于鉴频器输出电压不与频率差 ΔF_n 成正比，而是与这个差值的积分成正比。考虑到控制元件是积分器，整个跟踪系统与参数 ΔF_n 的关系是一个二阶无静差系统，这个系统的特性是测量参数及参数变化速度的动态误差为零。

最后还要指出本系统的一个特点。由于在相位检波器的输入端有可能限制噪声频带（与跟踪系统输入端的信噪比相比，该噪声频带使得相位检波器输入端的信噪比增加），因而这种相位系统的特性是抗干扰性能高。

在系统输入端在均匀噪声谱密度下，这种改进可用下式估算：

$$z = \Delta f_{npn} / \Delta f_{yn} \quad (4-40)$$

式中 Δf_{npn} ——接收系统通带；

Δf_{yn} ——相位跟踪系统中中频放大器的通带。

在跟踪系统输入端信噪比小、跟踪系统前面的接收装置通带宽、又对跟踪精度提出高要求时，采用上面所研究的跟踪系统是适宜的。

目标速度跟踪的频率-相位系统

系统捕捉频带比抑止频带小得多，这种局限性是目标速度跟

踪系统的特点，频率的相位自动微调是制造这种系统的基础。与谐波干扰相比，它提高了系统的抗干扰能力。不过，对于一些跟踪系统来说，由于捕捉频带小（在一系列情况下，它可能比频率导引的剩余误差要小），因此既难于担保初次捕捉信号，也难以担保在跟踪过程中信号短时间消失时捕捉信号。

为了能用自动跟踪可靠地捕捉信号，必须使捕捉频带超过系统的初次频率失调量。为此目的，在跟踪系统里既包括相位频率自动微调通道，又包括频率自动微调通道。频率自动微调通道具有比相位频率自动微调通道大得多的捕捉频带，在不超过相位频率自动微调通道的捕捉频带的量值内，频率自动微调通道就能保证处理大量的初始频率失调。

这样一来，为了保证在导引阶段及在自动跟踪阶段有效的工作，可以采用混合式目标速度跟踪的频率-相位系统。

第五章 显示装置

§ 5-1 显示装置的功用及其技术特性

朝空中目标导引导弹的过程需要解决下列有关问题：探测和确定飞机坐标及速度，测量导弹与目标运动参数，检验防空导弹导引特性及鉴定射击结果等。

同时，还必须观测防空导弹周围空间的情况，完成目标分布计算以及检验地面和弹上设备的工作情况。显示装置促成了这些问题的解决，它是防空导弹任一导引系统不可分割的部分。

在一般情况下，显示装置可能是视觉显示器与声学(有声的)显示器。所需信息反映在各种荧光屏上的显示器称为视觉显示器。最常见的阴极射线管显示器或光学仪表与指针式仪表都是视觉显示器。

声学显示器是声音再现装置，是在一定的战斗状态下，或在设备基本元件特定的工作过程中该装置产生声信号。由于这些声学显示器没有得到广泛的应用，所以只作以上说明。

阴极射线管显示器能把在空间的目标和自己的飞机反映到荧光屏上，确定它们的运动参数，获得关于导弹瞄准目标的各程序进程特征的辅助信息。这种情况就使各种显示器得以采用，这些显示器可分成一维空间显示器和二维空间显示器两大类。

同时测定一个目标或几个目标的一个坐标值(参数)的显示器称一维空间显示器。例如这种参数可以是距离也可以是角坐标。坐标值从规定的起点(扫描中心)开始到表示目标(导弹)信号存在的标志为止来计算。这种显示器中产生电子束的直线扫描或环形扫描，利用这类扫描，目标信号的存在可由电子束瞬时尖头

信号——振幅标志来表示。这些显示器常常用来确定跟踪目标或观测目标的距离。

同时测量被观测目标的两个坐标值（两个参数）的显示器叫二维空间显示器。例如，同时测距离与角坐标、目标的高低角与方位角、距离与高度等坐标值的就是这样的坐标方位仪。在二维空间显示器中有所谓的画面扫描，它是阴极射线管的电子束扫描形成的水平和垂直光线的综合。

在这类显示器中，目标、导弹与其他物体信号的映象是用亮度法实现的。当被观测目标的信号到达显示器的时候，与坐标系轴平面中物体位置相对应的荧光屏的某一位置上发光亮度就增加，借此就可以估计物体在空间的位置。因此这些显示器称之为画面扫描显示器与亮度显示器。

外国专家在研究采用能同时测量三个坐标值的三维空间显示器的可能性。三个坐标值中的两个用常用的方法测量，而第三个坐标值可根据目标标志图象的假定形式来确定。

除了所研究的显示器以外，还可采用电视形式的显示器，在电视显示器的荧光屏上，目标重现为其原形的缩小图象。这些显示器也可用在各种形式的电视光学瞄准器中，从它们的工作原理上来说，和电视接收机是没有区别的。

视觉显示器的特征有：观测系数，光点的直径（单元标志点的大小），管子的分辨率，以及显示器精度。

观测系数应理解为有效信号功率与显示器输入端噪声功率之比。在这种比例下，就可用已知概率把显示器荧光屏上目标的信号与本底噪声准确地区别开来。这个系数的数值可以这样确定，

$$q_{\text{на}} = \left(\frac{P_{\text{сн}}}{P_{\text{шн}}} \right)_{\text{最小}}$$

观测系数的数值不仅取决于显示器的性能，而且也取决于观测员——操作手。实际上这个系数的值在 0.5~2 之间。

荧光屏的完整性与视觉暂留对 $q_{\text{на}}$ 值有很大的影响。当信号

复示频率较高及荧光屏余辉停留时间充分时,就产生上述信号的亮度积累。有随机分布规律的噪声信号仅仅造成荧光屏轻微漏光,并使它有较小的分辨率。

由单元标志构成的亮点直径在某种程度上有可能分辨在荧光屏上观测到的信号。亮点直径(它的值)越小,分辨率越高。亮点直径的大小和阴极射线管电子束聚焦的质量与荧光屏的尺寸有关。电磁聚焦的阴极射线管有最好的聚焦性能,静电式电子束聚焦系统的阴极射线管聚焦性能较差。对电磁聚焦阴极射线管来说,亮点的直径小于1毫米,所以这种阴极射线管在雷达瞄准器的显示器中特别是在大屏幕的显示器中得到了广泛的应用。

阴极射线管的分辨率可理解为沿荧光屏的直径分布的亮点最多的个数。对于电磁聚焦的阴极射线管来说,亮点的数为200~400个,在静电聚焦情况下,阴极射线管的分辨率为150~200个。

以坐标读数的刻度单位表示的亮点直径叫做显示器的精度(亮点的刻度值)。为了确定它必须知道显示器的扫描长度和所反映坐标的最大值。如果扫描长度为 L_p 毫米,而对应于它的距离的大小比如说是 D_p ,亮点的直径为 d_s ,那么在单位距离中亮点的刻度值可由下面的表达式求得

$$\frac{L_p}{d_s} = \frac{D_p}{\Delta D_s}, \quad \Delta D_s = \frac{D_p}{L_p} d_s, \quad (5-1)$$

在(5-1)式中, D/L_p 的比值代表显示器距离的比例,量纲为公里/毫米。这样,如果显示器扫描的距离等于20毫米,而表示的距离是200公里,则在 $d_s=0.5$ 毫米时,显示器的距离精度将等于5公里[●]。由此可见,在目标标志的尺寸等于亮点的尺寸时,距离的计算的精度将不优于 $\frac{1}{2}\Delta D_s$ 。

在测量角坐标的显示器中,取决于亮点尺寸的精度用分度制

● 原文0.5KM有误,应为5KM。——译者

来确定, 它表征按方向分辨目标的可能性。

对圆周扫描的显示器来说, 其精度值由下面的表达式确定:

$$\Delta\beta_s \approx 57.3 \times \frac{d_s}{D_s} \quad (5-2)$$

式中 D_s ——用来决定亮点的刻度值的距离。

可见, 在上述一类显示器中, 亮点的刻度值的变化与距离成反比。随着 D_s 增大, $\Delta\beta_s$ 减小; D_s 减小, $\Delta\beta_s$ 变大。

在光栅型的显示器中, 显示器的精度可由下式确定:

$$\frac{L_p}{d_s} = -\frac{\varphi_p^\circ}{\Delta\varphi_p^\circ}, \quad \Delta\varphi_p^\circ = -\frac{\varphi_p^\circ}{L_p} d_s \quad (5-3)$$

在这种类型的显示器中, 精度值和距离无关, 而由显示器的比例尺 φ_p°/L_p 之比来确定。这个重要特性是光栅型显示器广泛应用的先决条件。

在某种程度上, 显示器确定了雷达瞄准器的分辨率, 它的关系曲线可由亮点刻度值的有限值中求出。

这样, 考虑显示器影响的雷达瞄准器的分辨率可由下式确定:

$$\Delta D = -\frac{c\tau_n}{2} + \frac{D_p}{L_p} d_s \quad (5-4)$$

式中 τ_n ——雷达脉冲的宽度。

举例说明, 如果令 $\tau_n = 1$ 千兆周, 则在事先给定 D_p 与 L_p 值的条件下, 就可得到 $\Delta D = (150 + 5000)$ 米。由这个例子可知, 显示器可使距离瞄准器的分辨率显著下降。如果要求由显示器引起的分辨率的降低不大于脉冲宽度, 那么, 在这种情况下我们就可确定显示器的比例尺。

$$\frac{D_p}{L_p} d_s \leq \frac{c\tau_n}{2}$$

由此可得

$$\frac{D_p}{L_p} \leq \frac{c\tau_n}{2d_s}$$

对前面所采用的条件来说 $D_p/L_p \leq 300$, 即当 $D_p = 60$ 米时, 显示器的全距离扫描也与 60 米相对应。

类似的推断, 对于采用另一种坐标的显示器扫描来说也是正确的。由此可见, 为了减少显示器对雷达瞄准器分辨率的影响, 必须采用大量程的显示器。

§ 5-2 一维显示器

一维显示器用来显示目标并测量它们的一个坐标值。直线扫描与圆周扫描的显示器属于这类显示器。通常这些显示器用来测量到达目标的距离。这些显示器都由径向电子束扫描或圆周电子束扫描的阴极射线管组成。

显示器包括扫描电压形成装置, 阴极射线管, 输入信号放大器, 扫描回程消隐级, 高压整流器, 电源 (图5-1 a) 等。

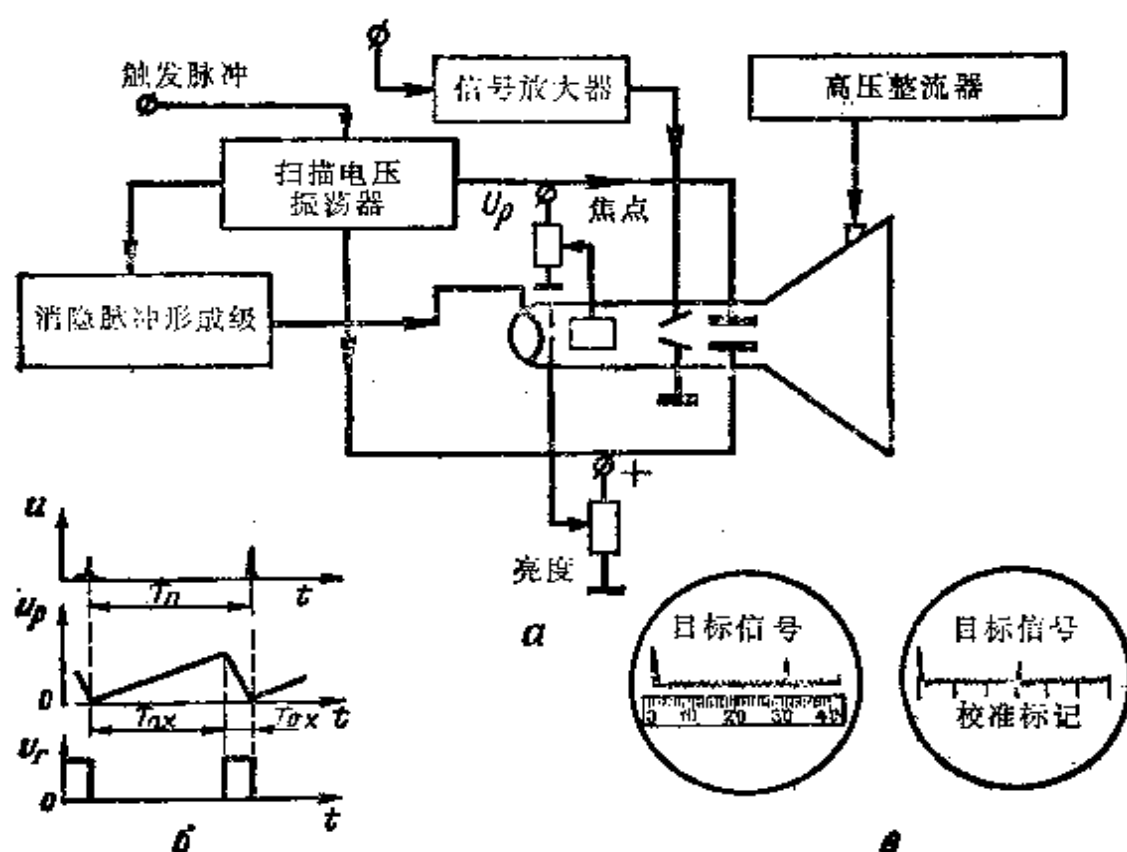


图 5-1

a—功能线路图, b—电压曲线图, c—直线扫描显示器荧光屏的显示。

距离显示器的工作简述如下。

与发射机探测脉冲发射时刻相对应，随着同步脉冲（触发脉冲）的到达（图5-16），扫描电压发生器产生线性增长电压，这个电压加到阴极射线管的扫描极板上。在这个电压的作用下，最初位于荧光屏左边的电子束开始往右边移动。它移动的速度和电磁能的传播速度成比例，并且等于

$$V_{\text{电子}} = \frac{L_{\text{电子}}}{2D_{\text{扫描}}} c \quad (5-5)$$

在这种情况下，电子束通过显示器荧光屏的路程和探测信号通过的路程成比例。结果，电子束在显示器荧光屏上描绘出一条亮线。

由目标（导弹）反射回来的信号，从接收机输出端送到显示器信号放大器，再由信号放大器送到阴极射线管的偏转极板上。例如，在正极性信号到达的时刻，电子束偏转到垂直方向，形成扫描尖头信号。由于电子束沿荧光屏运动的速度和电磁波传播的速度成比例，所以在信号到达的时刻，扫描尖头信号相对于电子束起点的位置就表示目标的距离。当有几个距离不等的目标时，扫描就要产生与目标数目相对应的几个尖头信号。

为了读出目标的距离，可以按距离单位用电标度或机械标度（图5-16）方法来标度距离扫描。

为了防止显示器电路中电子束扫描回程时荧光屏轻微漏光，安装了回程消隐脉冲形成级。这个级形成正极性脉冲，其脉冲宽度等于扫描回程的宽度 $T_{\text{回程}}$ 。这种脉冲形成级的触发靠扫描电压 u_p 发生器输出的扫描电压回程初始脉冲来完成。

消隐脉冲加到阴极射线管的阴极上，就暂时截止了电子束扫描回程的电压。

显示器电路中预先规定用变更阳极电位和控制阴极射线管电极的方法来调节焦距和亮度。高电压由高压整流器加到阴极射线

管阳极上。双射线管已在实际中使用，它可使我们得到两个平行的距离扫描：其中第一个距离扫描可以用来按距离记录一个目标的位置；第二个扫描可用来按距离记录另一个目标的位置。有时第二种扫描也用来作为电标度。

上述这种显示器有一个缺点，即没合理地利用阴极射线管荧光屏的面积。由于在荧光屏上扫描仅占其直径部分，这样扫描的长度就等于荧光屏直径的长度。

在圆周扫描显示器中（图5-2），荧光屏的面积得到充分利用，在这种显示器中形成了接近荧光屏边缘的圆周扫描。扫描的长度比直径扫描长度增大 π 倍，在同样的荧光屏面积中，就可得到足够大的显示器量程。

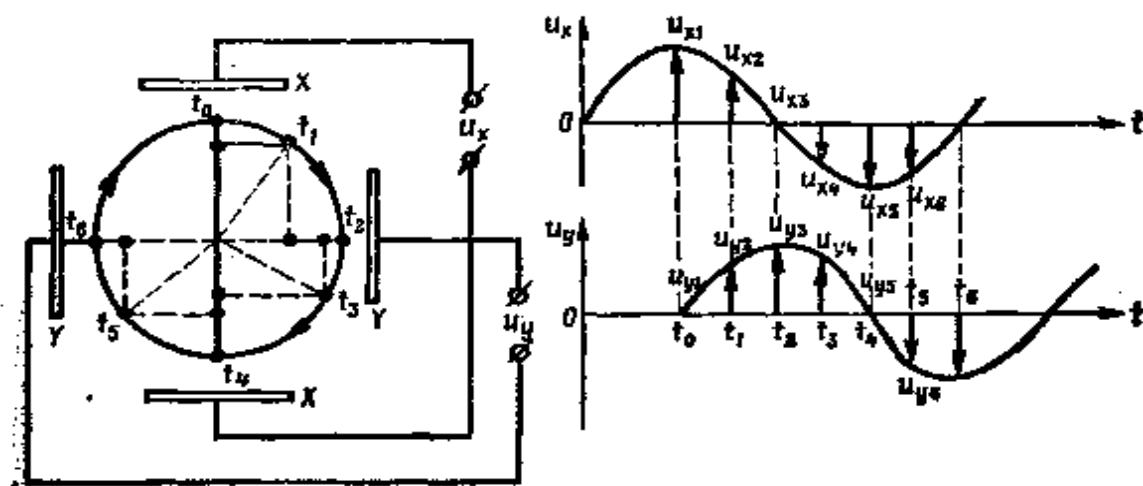


图5-2 显示器圆周扫描原理

这里，用相移为 90° 的正弦形扫描电压加到两对扫描极板上，形成电子束环形扫描是其特殊性。显然，每一时刻由扫描电压构成的合成电场都对电子束发生影响。合成电场强度矢量的大小与方向由每一对极板产生的电场的几何和来确定。

如果，在 t_0 时刻加到极板X上的扫描电压最大，则极板Y上的电压等于零。这时，电子束在极板X某一侧的荧光屏的边缘。

在下一时刻 t_1 ，大小和极性都相同的扫描电压将作用在两对极板上。合成电场将与这些电场的几何和成比例，而电场强度矢量的方向在两对极板产生的电场强度的矢量所构成的正方形对角

线上。结果，电子束就在圆周上的 t_1 点显示出来。

在 t_2 时刻电压 $u_x = 0$ ， $u_y = U_m$ 。和这一时刻相对应，电子束的位置在 t_2 点，依此类推。结果，电子束将沿着荧光屏的周边作圆周运动。圆周扫描的半径取决于电压 U_x 和 U_y 的幅值。随着这两个电压幅值的增大，扫描半径也增大。

如果取扫描周期等于最远目标反射信号的最大延迟时间，则扫描电压应按以下规律变化。

$$\begin{aligned} u_x &= U_m \sin \frac{2\pi}{T_n} t \\ u_y &= U_m \sin \frac{2\pi}{T_n} t \end{aligned} \quad (5-6)$$

式中 T_n ——瞄准器发射机探测脉冲的重复周期。

由目标反射的信号放大后加到阴极射线管的中心电极上，结果，就产生了引起电子束径向偏转的电场的附加分量。这种偏转的宽度（扫描单脉冲）等于目标脉冲的宽度。单脉冲相对于扫描开始的位置代表了目标的距离。为了读出它的数值，可以采用机械标度或电标度。

与直线扫描显示器不同，在圆周扫描显示器中，形成扫描电压的电路有正弦电压发生器与能得到相移为 90° 的两个正弦电压的分相器。

得到螺旋扫描在原理上是可能的，在这种扫描条件下，可得到更大的显示器的量程。为此，扫描电压的幅值应按一定的规律变化。

§ 5-3 二维显示器

二维显示器可为径向-圆周的扫描与画面扫描。其中第一种扫描常用于平面位置显示器中，第二种扫描常用在“距离-角”，“角-角”，“距离-速度”等显示器中。

平面位置显示器，用在雷达扫描站中（探测目标的雷达站中）。

它们可以按照圆形、环形以及扇形扫描的方式工作。

在圆形扫描方式中，有径向-圆形扫描，根据扫描半径的方向计算目标的距离，按荧光屏的圆周计算目标的方位。在扫描空间的目标用光点标志法显示出来。根据目标方位以一定的速度转动天线来进行圆形扫描。显示器径向扫描也以同样的速度转动。结果，由目标反射的信号将反映到荧光屏上并与天线方向图的方向相对应。

平面位置显示器与其他显示器不同的特点是，能得到径向-圆形扫描。现在我们用图 5-3 来研究一下得到这种扫描的原理。

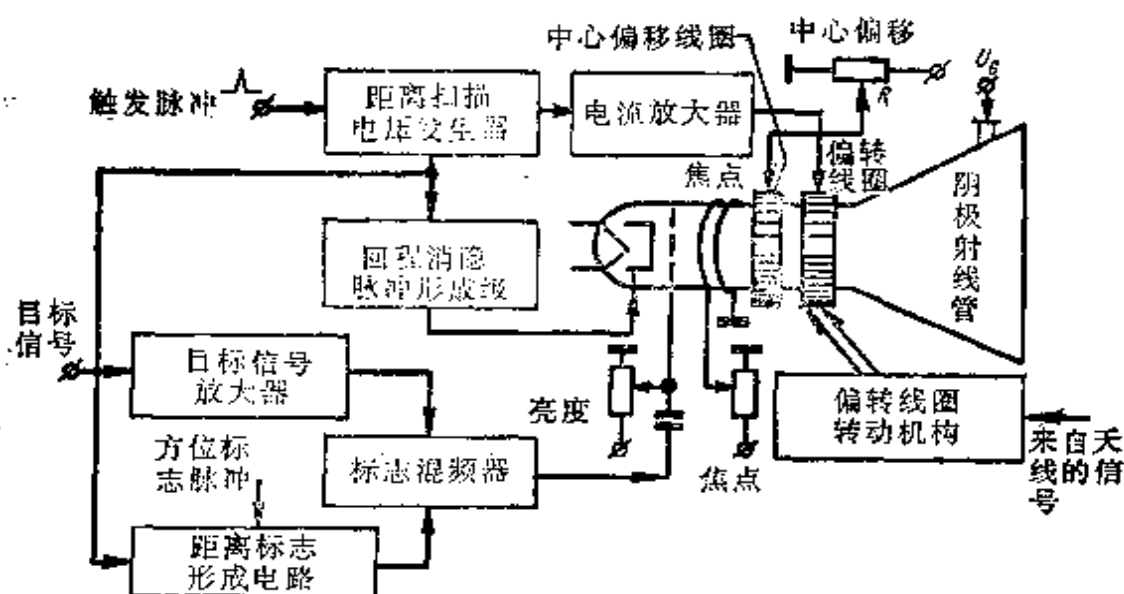


图5-3 有偏转系统机械转动部分的平面位置显示器简图

显示器的组成部分包括：距离扫描电压发生器和偏转线圈（方向扫描）转动装置，目标信号放大器，距离扫描回程消隐脉冲形成级，形成电路标志混频器及电源等。

形成距离扫描电压的发生器产生锯齿形电压，这个电压的周期等于雷达站探测脉冲的重复周期。与此相对应，由发射机触发脉冲进行发生器的触发。

距离扫描电压加到偏转系统上，该系统由两个安装在阴极射线管颈部的偏转感应线圈 OK 构成。在这个电压的作用下，线圈中有电流通过，电流的大小按线性变化，因而引起了强度不断变

化的磁场。

由于没有引起电子束偏转的力，所以当偏转系统线圈中的电流等于零时，电子束位于荧光屏的中心。当扫描电压增长时，通过线圈的电流增大。这就引起磁场强度的增大，产生了电子束的径向偏转。电压 U_p 的幅值应调整到使电子束能够达到荧光屏的边缘。

正行程结束后，电子束又恢复到原来位置，即回到荧光屏的中心。随着周期性扫描触发脉冲的到达，扫描周期不断重复。在荧光屏上可以看到一条和直径重合的发亮的直线（距离扫描）。它的位置取决于阴极射线管颈部偏转线圈的位置。

在距离扫描回程时，正极性电压脉冲加到阴极射线管的阴极上，因此，阴极射线管关闭，消除了电子束扫描回程时荧光屏的轻微漏光。用机械方法或者电气方法可保证距离扫描转动与天线方向转动同步。

用机械方法时，阴极射线管的偏转系统和天线同步转动。这种转动是通过偏转系统与天线转动轴的刚性动力学联接来实现的，或采用伺服传动装置来实现。

如果发射机探测脉冲的重复周期为 T_n ，而天线转动的角速度为 ω_n ，那么在一个重复周期时间内，天线以及荧光屏上的距离扫描转动的角度为 $\beta = \omega_n T_n$ 。由于 T_n 是用毫秒测量，而 ω_n 是每秒几十度，所以在每一脉冲重复周期的时间里，天线沿方位的转动角小于 1 度。

在天线沿方位每转动一次的时间内，在显示器荧光屏上就显示出距离扫描数，它等于

$$N_p = \frac{360^\circ}{\omega_n} \cdot \frac{1}{T_n} \quad (5-7)$$

通常 N_p 值以千百次计量，所以平面位置显示器的荧光屏具有由距离扫描直线组成的连续轻微漏光。

由目标和另外一些物体（其中包括固定地物）反射回来的信

号, 由接收装置的输出端进入显示器的信号放大器, 再通过信号混频器加到阴极射线管的控制电极上。当出现正极性时, 这些脉冲就加大了电流密度。结果在荧光屏上就出现亮区, 亮区的位置和雷达站扫描区中反射物体的位置相对应。

当雷达站在脉冲状态照射目标时, 到达接收装置与显示器输入端的雷达脉冲数, 等于照射目标时间 $t_{\text{осл}}$ 与探测脉冲重复频率 F_n 的乘积, 即

$$N_n = t_{\text{осл}} F_n \quad (5-8)$$

照射目标的时间 $t_{\text{осл}} = \theta_a^\circ / \omega_a$ (θ_a° ——天线方向图的宽度, ω_a ——天线转动的角速度)。举例来说, 如果取 $\theta_a^\circ = 1^\circ$, $\omega_a = 20^\circ/\text{c}$, 则当 $F_n = 500$ 赫兹时, 这群脉冲数 $N_n = 25$ 个脉冲。

既然在照射目标的时间内它的距离变化不明显, 那么在距离扫描中, 该目标的脉冲瞬时位置实际上没有变化, 其实, 在25次距离扫描时这些脉冲沿方位显出亮点。结果, 目标的标志将是一段小弧, 其角度的大小等于天线方向图的宽度 (图5-4 a)。方位标度盘上小弧的位置将和波束通过天线指向目标的时刻相对应。也就是说它将代表目标的方位。

既然距离扫描的触发由发射机触发脉冲来完成, 那么距离扫

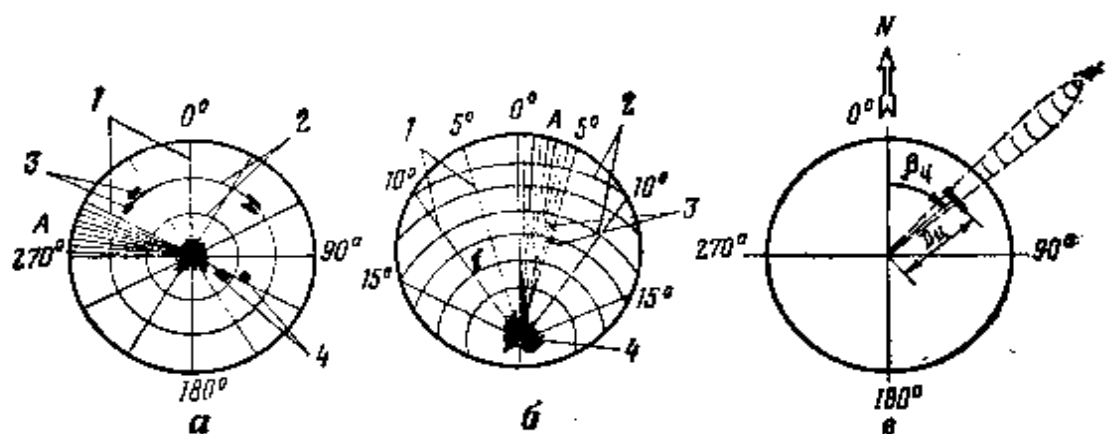


图5-4 圆形扫描与扇形扫描显示器荧光屏图形和在显示器荧光屏上目标的距离与方位的测定

a, b—圆形扫描与扇形扫描显示器荧光屏图形, c—在显示器荧光屏上目标的距离与方位的测定。

描中小弧的位置将和目标的距离相对应。这种情况就能够用显示器荧光屏确定目标及其它物体的距离与方位的变化值。

为了计算这些坐标值，可以利用刻在阴极射线管荧光屏保护玻璃上的机械标度尺或采用由电子束显示的电学标记。近来在显示器中还安装了形成距离标志与方位标志的电路。这种电路形成标记增辉脉冲。

与方位值对应的天线方向图极值通过的时刻，采用距离扫描照明的方法，方位标志在经过 5° 或 10° 处被显示出来。为此，方位标志电路要形成脉冲宽度等于扫描电压的周期的正极性脉冲。

当天线波束通过方位角为 5° ($5'$ 、 $15'$ 等等) 方向时，由天线转动装置形成的距离扫描触发脉冲和方位标志脉冲到达标志的形成电路。当它们重合时，电路就形成矩形正脉冲。脉冲起点和扫描电压起点相重合，而宽度等于触发脉冲的重复周期。

这些脉冲加到阴极射线管的控制电极上，增加了与方位角 5° 、 10° 等对应的距离扫描直线的发光强度。如果在形成标志时，脉冲幅度以 10° 的倍数改变，则这些标志要比其他标志亮些。

经过间隔一定距离（例如，通过 10 公里与 15 公里）的点照明的方法，能够得到距离标志。图 5-4 a、б（扇形 A）表示有距离标志的荧光屏的图形。为此，在形成标志的电路中安装了一个校准器，它形成一个瞬时的有一定时间间隔的对应于已知距离间隔的正脉冲。

距离标志脉冲加到阴极射线管的控制电极上，于是，在电子束由荧光屏中心向边缘运动时，产生距离扫描的点照明。因为相邻的距离扫描之间的间隔可与辉点直径比较，所以测量出来的距离标志呈连续的同心圆形式。

方位标志和距离标志的存在，简化了计算坐标的过程。然而，这就使荧光屏轻微漏光程度加大，降低了空中情况映象的清晰度。

有时，平面位置显示器也有环形扫描与扇形扫描的方式。环

形扫描时, 在荧光屏上显示出间隔一定距离 (例如, 从 50 公里到 100 公里) 的空中情况。实现的办法是触发由延迟脉冲形成距离扫描电压的发生器, 而该脉冲相对于发射机触发时刻的延迟时间为 $t_1 = 2D_1/c$ (D_1 ——至被观察的距离间隔起点的距离)。采用环形扫描增大了显示器的量程和分辨率。

扇形扫描是显示器的另一种工作形式, 在扇形扫描情况下, 有增大显示器方位量程的可能性。在这种条件下, 在显示器上就可观测到已知扇形内的空中状态, 扇形宽度是全方位观测范围的一部分。

为了得到扇形扫描, 通过给中心偏移线圈供电压的方法, 使距离扫描的起点从荧光屏中心移到所需的方向。流过这个线圈的电流形成了使电子束偏离荧光屏中心的磁场。结果, 在荧光屏上在相对于雷达站所在点 (与显示器偏移中心相对于) 的某个扇形区内, 空中情况将被显示出来 (图 5-46)。在这种情况下, 距离标志呈相对于荧光屏中心偏移的同心圆的形式。

相对于阴极射线管转动中心偏移线圈, 在荧光屏上便可实现扇形位置的变化。

从图 5-46 可知, 目标的坐标值可借荧光屏计算出来。

上述这类平面位置显示器有一些本质上的缺点——偏转线圈转动系统太复杂, 需要安装伺服传动装置和天线、转动装置的机械联接, 然而, 这在配置显示器与天线装置时不总是可能的。

用电方法产生径向-圆周扫描是最合理的。在这种情况下可利用两对固定偏转线圈, 把它们安装在阴极射线管的颈部, 在互相垂直的直径方向 (图 5-5)。线性增长的电流流过每一对线圈, 它们的幅值按正弦规律变化。在这种情况下, 幅值包络的相移为 90° 。为了在线圈中得到电流, 采用了距离扫描电压发生器, 它形成周期与发射机探测脉冲的重复周期相等的锯齿形的电压。

由图 5-5 可知, 在 t_0 时刻, 线圈 L_x 中不产生电流, 而线圈 L_y 中电流按线性规律增大。结果, 这两个线圈磁场使电子束由荧

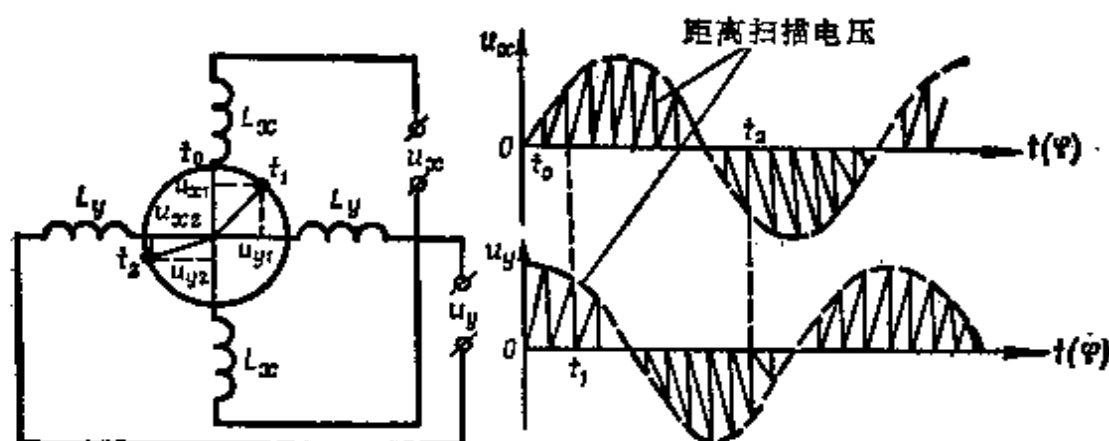


图5-5 固定偏转系统中获得平面位置显示器径向-圆周扫描的方法

光屏的中心向边缘偏转。电子束描绘出距离扫描，此后它又回到荧光屏的中心。

在下一个循环开始时，在两个线圈 L_x 和 L_y 的接线柱上出现了某一电压，引起线圈电流增大。这就构成了合成磁场，合成磁场强度矢量的方向与上述磁场的方向不同。在磁场的作用下，电子束将由荧光屏的中心偏离到与原来不同的方向。这样，在 t_1 时刻线圈 L_x 接线柱上的电压将等于 u_{x1} ，而线圈 L_y 接线柱上的电压等于 u_{y1} 。磁场强度矢量的方向将取决于电压 u_{x1} ， u_{y1} 的几何和。距离扫描电压幅值的关系进一步变化时，径向扫描将相对于荧光屏的中心旋转，形成径向-圆周扫描，它与阴极射线管偏转系统的机械式扫描相类似。

为了得到其幅值按正弦和余弦的规律调制的扫描电压，采用了线性电压发生器与电流脉冲发生器，来自天线转轴上的正弦-余弦电位计的电压都加到这些发生器上。经调制的结果，扫描电压的振幅按 $U_{mx}\sin\varphi$ 和 $U_{my}\cos\varphi$ 的规律变化（ φ ——天线轴的转动角）。

从平面位置显示器作用原理的研究中可以看出，它们的方位分辨率随着目标距离的变化而变化。距离远时分辨率高，距离近时分辨率低，这是一个很明显的缺点。

画面扫描显示器是用来在距离-方位，距离-高低角，距离-

速度平面内显示空中状态的。这些显示器有较高的分辨率和坐标读数精度。

在某一扇形区内按方位角和高低角进行扫描的雷达站采用“距离-角度”型的显示器。这些显示器具有画面电视型扫描,并且用于有天线波束锯齿形线性位移的瞄准器中。我们以图 5-6 所示的方案为例来研究一下这种显示器的工作方式。图中描绘了“距离-方位角”显示器,它的组成部分包括阴极射线管,两对偏转线圈 L_D 和 L_β ,形成扫描电压 u_D 和 u_β 的电压发生器,信号放大器,形成标志的电路及电源等。获得矩形画面扫描的原理是该显示器中最令人感兴趣的。

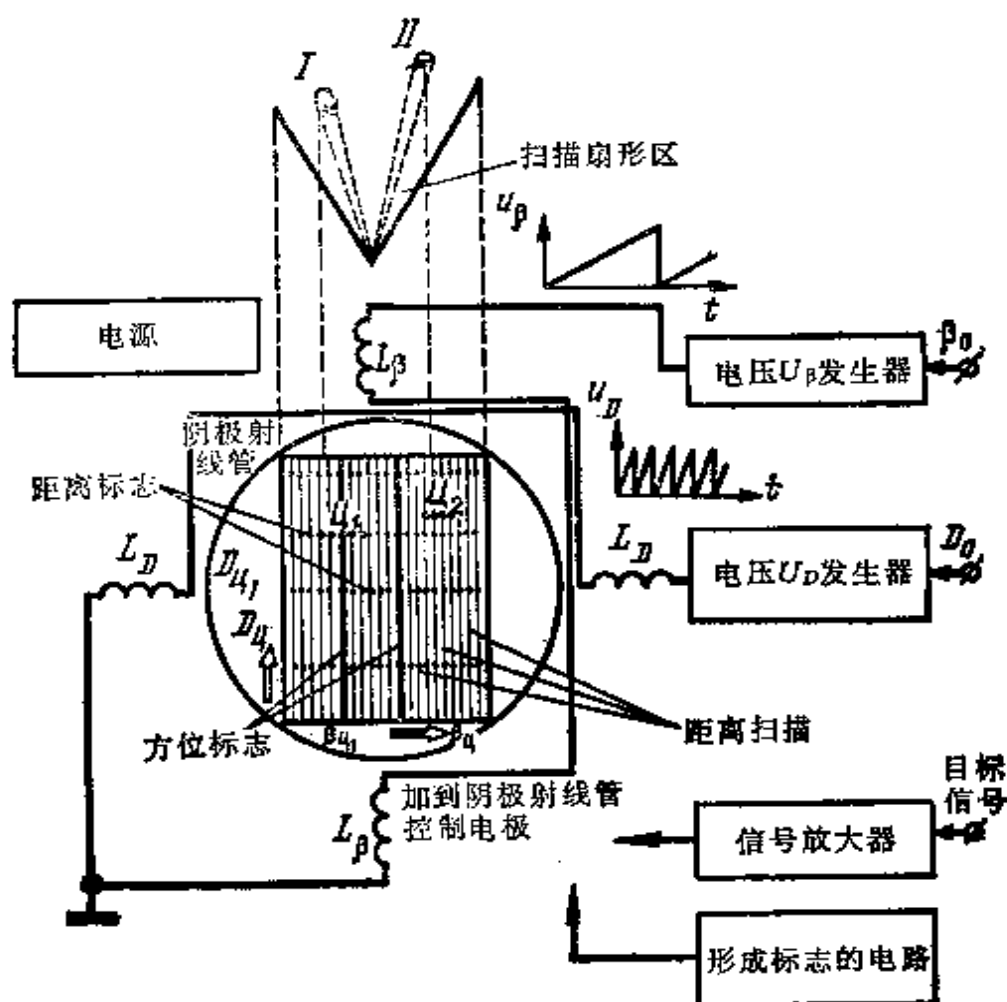


图5-6 “距离-方位”显示器电路图

为了得到这种扫描, 在显示器中须有两个电压 u_D 和 u_β 发生器。形成距离扫描电压的发生器由发射机触发脉冲 (距离 D_0 读数开始的脉冲) 来触发, 并且产生线性增长的电压, 其重复周期 T_{nD} 等于探测脉冲 T_n 的重复周期。这个电压进一步加在偏转线圈 L_D 上, 使电子束在垂直方向上 (就本图而言) 产生偏转。

形成电压 u_β 的发生器产生线性增长电压, 它的周期等于雷达站扫描扇形区内天线波束位移的周期 (图 5-7 a)。这个电压在偏转线圈 L_β 中产生线性增长电流。该电流引起电子束在水平方向的偏转。

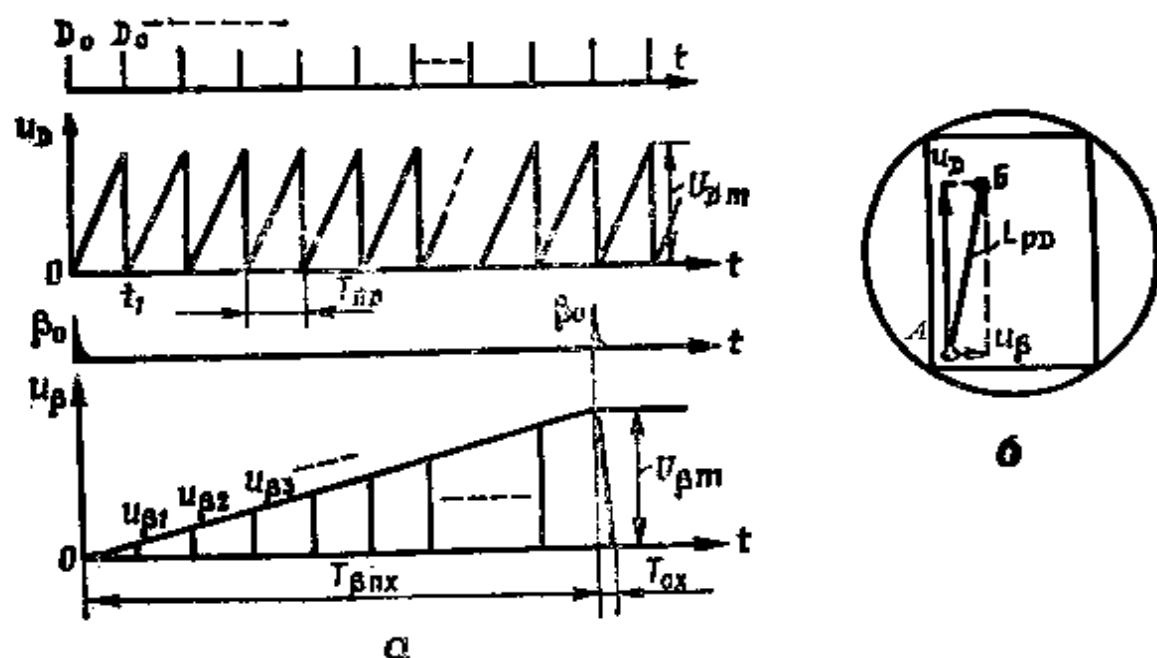


图5-7 电压曲线图与电子束沿荧光屏的移动方向

a—电压曲线图; b—电子束沿荧光屏的移动方向。

我们来仔细的研究一下形成画面扫描的过程。假定在初始状态中电子束在阴极射线管荧光屏的左下方 (图5-7, b上的点A处)。则在电压 $u_D = 0$ 的时刻 $u_\beta = 0$, 随着距离扫描发生器触发脉冲 D_0 的到达, 偏转线圈 L_D 中的电流便开始增大, 引起电子束向上偏转。假定与此同时, 触发脉冲加到电压 u_β 的发生器上, 在时间上该脉冲和天线波束位于扫描扇形区边界上的时刻相重合。则随着时间的推移, 电压 u_β 开始增大, 从而使线圈 L_β 中电流也

增大。这两对线圈影响电子流，使其向右偏转。

这样，从 0 到 t_1 这段时间里，线圈 L_D 中的电流由零增至最大，而线圈 L_β 中的电流则由零增至 $u_{\beta 1}$ 。

从电压曲线图可以看出， $u_{\beta 1} \ll U_{D_m}$ ，所以磁场在 $0-t_1$ 这段时间里对电子流发生影响，磁场强度与矢量 AB 成比例， AB 是电压 U_{D_m} 和 $u_{\beta 1}$ 的合成值。这样，在磁场的作用下电子束将向荧光屏的上方垂直位移某一角度。电压 U_{D_m} 的值应这样来选择，使得在这个电压起作用的时刻，电子束位于荧光屏的上部，并在荧光屏上显示出与距离扫描对应的直线。

在电压 u_D 的正行程结束后，电子束很快地回到荧光屏下部，将和距离扫描回程相对应。不难看出，返回荧光屏下部以后，电子束不落在 A 点。它向右移动某一距离，这个距离和 $u_{\beta 1}$ 的值成正比。

随着顺序的触发脉冲 D_0 的到达，电子束在线圈 L_D 和 L_β 磁场的作用下，开始顺序地向荧光屏上方移动，划出新的距离扫描直线。由于在此情况下，线圈 L_β 中的电流比 $0-t_1$ 时间内的电流大，所以新的距离扫描直线将相对于上述的位置向右移动。

随着下一周期的开始，将得到新的距离扫描直线，它向右移动一个脉冲 D_0 重复周期的间隔。

在电压 u_β 增升的一个周期内，距离扫描直线的数将被显示出来。

$$N_{pD} = \frac{T_{p\beta}}{T_{nD}}$$

它们之间的直线距离等于

$$l_r = k \Delta u_\beta = k S_\beta T_{nD} \quad (5-9)$$

式中 k ——比例系数；

S_β ——角扫描电压增升的斜率。

这样，电压 u_β 的斜率越大，相邻的距离扫描直线之间的距离

也越大。为了得到全荧光屏均匀的轻微漏光，直线距离 L_p 的值须接近于聚焦电子束产生的发光点的直径。

在显示器荧光屏上可以显示出各种不同用途的电标志，这些标志都由标志形成电路产生出来。例如，为了读出方位角，可用与距离扫描对应的照明方法产生方位角标志。为此产生宽度等于电压 u_D 的一个周期宽度的矩形脉冲。脉冲加在阴极射线管的控制电极上，因而在一个距离扫描周期时间内电子束的密度增加。对应于所采用的方位读出标度尺，可以得出这些标志的数目。

距离标志用小宽度脉冲形成法来产生，这些脉冲的重复周期，和电子距离标尺刻度值成比例。获得这种脉冲的方法，和平面位置显示器中用的方法相同。

低频脉冲形式的目标信号加到信号放大器上，然后根据目标信号的极性，再加到阴极射线管的控制电极上或者加到阴极上。在距离扫描每一个周期的时间内，同一个方向上各个目标的脉冲加到显示器上。这样，如果目标位于方向 I 的扫描扇形区内，那么在和天线方向图的宽度和速度 ω_s 成比例的照射目标的时间内，就要采用脉冲群，其中每一个脉冲都能引起同一距离上荧光屏发光强度的增加，从而形成目标标志。目标在荧光屏上方位的位置将和天线波束在目标方向上扫描扇形区内的位置相对应。目标的坐标将按照距离与方位的标度尺或电标志来确定。

“距离-高低角”型显示器也具有类似的电路与工作原理。

在采用 V -波段波束雷达站的条件下为测量目标的距离和高度，就采用了“高低角-距离”型显示器（图5-8a）。在这种显示器中，由垂直和水平方向的波束偏转来形成扫描画面。在这种情况下，为了在垂直方向上使波束偏转，就采用扫描电压 u_z ，而为了在水平方向上使波束偏转，就采用扫描电压 u_D ，得到这两个电压的原理，如以前所述。从使用 V -波束法测量目标高度的原理中可知，垂直扫描电压的增大和天线的方位转角成正比。为了在荧光屏上读出目标的高度，可在距离-高低角坐标中画上等高

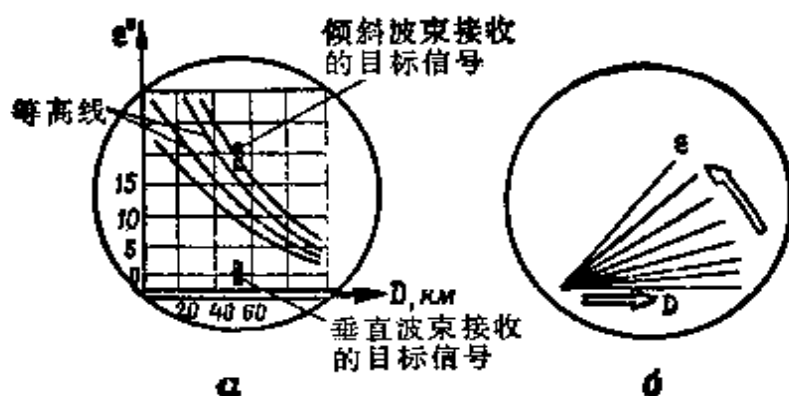


图5-8 有等高线的和有极性感栅的“高低角-距离”显示器的荧光屏图形

α—有等高线的“高低角-距离”显示器的荧光屏图形，
 β—有极性感栅的“高低角-距离”显示器的荧光屏图形。

线，即 $H_n = D_n \sin \varepsilon_{n0}$

这种显示器的缺点是当距离加大时，高度读数精度降低了。

在一些雷达站中采用了极性感栅式显示器（图5-8β）。这种显示器同以扇形扫描的方式工作的平面位置显示器很相似，这里，当天线波束在垂直平面上摆动时，就形成了距离与高低角扫描。结果电子束就照出了由同一点发出的，向上发散的扫描直线。高低角扫描的位置对应于空间扫描时天线波束的位置。

为了在以脉冲发射方式和连续发射方式工作的多普勒系统中，进行目标径向分速度的测量，采用了调谐在目标的多普勒频率固定值的谐振滤波器。为了提高按速度分辨目标的可能性，每个滤波器通带的宽度，都选得足够的小。但是，所有滤波器通带宽度的总和值应该覆盖全部可能的多普勒频率范围。

显然，目标反射信号的多普勒频移，可由表达式确定

$$F_{na} = \frac{2V_r}{\lambda} = 2V_n \cos q_n \frac{c}{f} \quad (5-10)$$

式中 V_r ——目标的径向分速度；

q_n ——目标航向角。

由此可见，其值为 V_r 的目标反射信号的多普勒频率量值等

于 $F_{\pi 0}$ 。距离-速度空间中目标信号频率 F_{π} 的分配在图5-9 a, б 中示出。瞄准器在脉冲发射状态下工作时就能够根据距离和速度

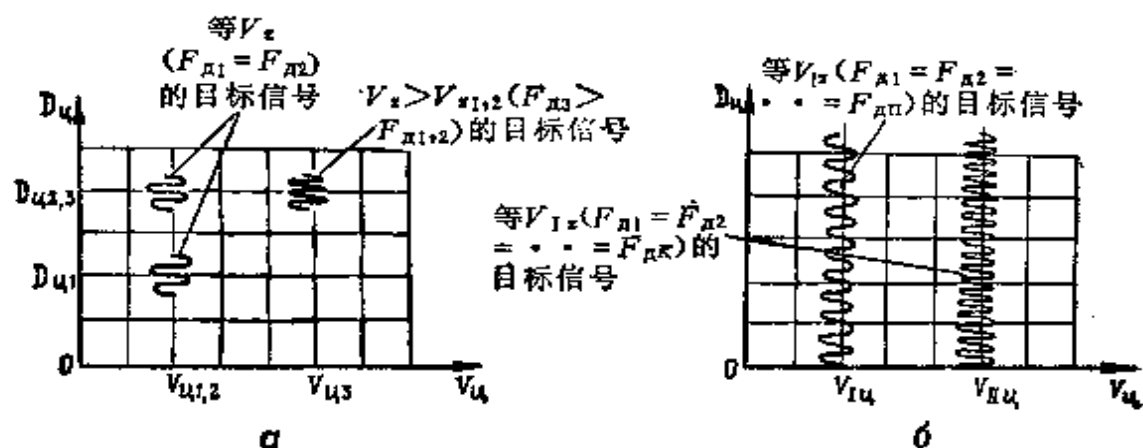


图5-9 在“距离-速度”平面内目标信号区域的表示

a—瞄准器在发射脉冲的状态下工作;

б—瞄准器在连续未调制脉冲状态下工作。

来分辨目标。在这种情况下速度等于 V_r ，飞行距离等于 D_{u1} , D_{u2} 的二个目标的信号就以等多普勒频移 ($F_{\pi 1} = F_{\pi 2}$) 的脉冲形式被采用，这些脉冲都有不同的滞后时间:

$$t_{s1} = \frac{2D_{u1}}{c} \quad t_{s2} = \frac{2D_{u2}}{c}$$

距离相等 ($D_{u2} = D_{u3}$) 但径向分速度不等的 ($V_{r2} < V_{r3}$) 一些目标的信号将是一种滞后时间 ($t_{s2} = t_{s3}$) 相等，但多普勒频率值却不等 ($F_{\pi 2} < F_{\pi 3}$) 的脉冲。

雷达瞄准器在连续未调制发射状态下工作时，径向分速度 V_r (V_{ru}) 相等的一些目标信号将呈连续单色振荡的形式，它们的频率等于 $f_s = f_0 \pm F_{\pi}$ (f_0 ——连续发射振荡的频率)。这些信号不能确定它们的滞后时间，即不能保证根据距离分辨目标。

对于有另一些径向分速度 V_r 的目标来说，信号将呈连续振荡的形式，但具有另一种频移，从而可按距离分辨目标。

目标信号在频率放大与变换之后加到谐振滤波器上，每一个滤波器都调到一定的频率值 $F_{\pi 0}$ 。

在画面扫描型, 例如“距离-速度”显示器的荧光屏上可实现目标的空间显示, 由显示器的名称可知, 在显示器的荧光屏上显示出由矩型光栅组成的距离扫描和速度扫描。

与此相对应, 显示器的组成部分有一些形成扫描电压 U_D 和 U_V 的发生器 (图5-10)。它们之中的一个形成线性增长电压, 其持续时间等于在最大探测距离上目标的反射信号的延迟时间。另一个电压发生器产生线性增长电压, 它的重复周期等于来自所有滤波器的信号的观测时间。

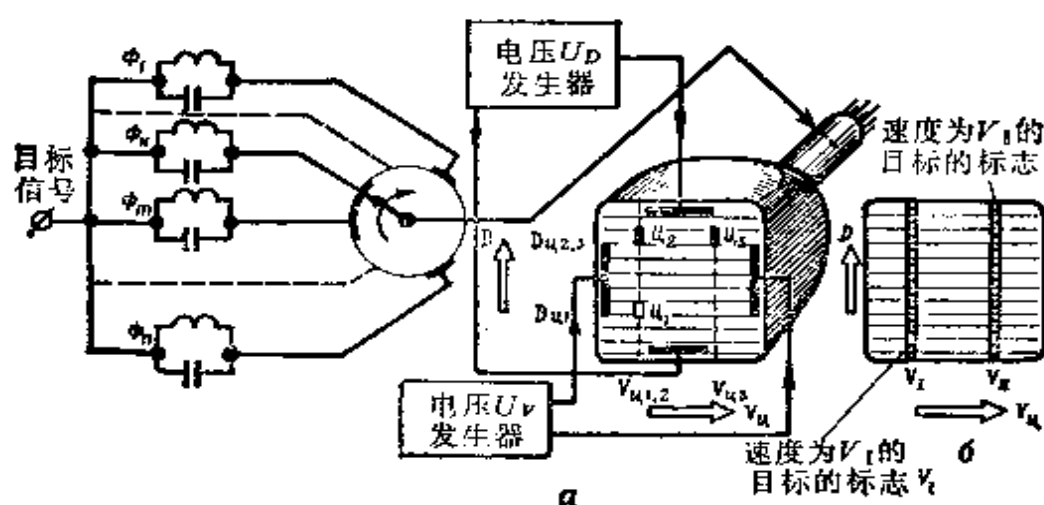


图5-10 “距离-速度”显示器电路方案与荧光屏上观测到的图象
a—瞄准器在脉冲发射状态下工作；b—瞄准器在连续未调波状态下工作。

假设速度扫描电压 U_V 加到阴极射线管的水平偏转极板上。在这个电压的作用下, 电子束将周期性地从荧光屏的左边向右边移动。如果电子束向阴极射线管控制电极移动的过程中, 借助于转换器依次接通滤波器 $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ 等等, 则对于在脉冲发射状态下工作的瞄准器来说, 它所接收的目标信号将在速度扫描中显示出明亮的标志。由于电子束在荧光屏上的运动速度和径向分速度 V_r 值的增长成正比, 所以在速度扫描中目标发光标志的位置将由目标的径向分速度来确定。有了速度标度就可以确定所有受观测目标的径向分速度 V_r 值。

对于目标的距离显示来说, 有相应的扫描方法, 这就是在阴

极射线管的垂直偏转极板上加上电压 U_D ，这个电压可以按线性或其他规律变化。在观测所有滤波器信号的时间内，这个电压可为常量，也可有不大的变化，最终电子束将沿着斜线移动。

在速度扫描电压的一个周期中，要观测位于同一距离上的或有某些距离间隔的所有目标的信号。在这个电压的下一个周期中，则要观测速度相同但处于另一距离间隔的目标信号。

在距离-速度 ($D-V$) 显示器荧光屏上，将用发光标志的形式来观测目标的信号，这种标志的位置表示目标的距离和速度。图5-10 a 描绘了与图5-9 a 中的位置对应的一些目标的图象。

电压 U_V 增长速度应和滤波器信号的观测速度成正比，而滤波器信号的观测速度本身也受每一滤波器信号增大速度的限制。这个速度由每个滤波器的频带来确定。

如果雷达瞄准器工作在未调制的连续发射状态，在每次观测速度信号时，与 V_r 值相等的目标信号，不论距离大小，都将通过相应的滤波器。结果在每一次速度扫描中都将观测到形成垂直亮带的信号的标志。这些亮带的数目，等于径向速度分量 V_r 不同的目标的数目。在此情况下，根据距离分辨目标是不可能的。

在国外立体显示器用来表示被观测目标的空间状态。以利用立体效应产生立体图象能见度为基础，并采用光学-机械设备就能够制出这类立体显示器。

在第一种情况下，用两个互成 90° 角配置的阴极射线管。在显示器荧光屏前安装偏振光滤光镜，图象通过滤光镜后在半透明的反光镜上受到照射。借助偏振光眼镜可进行观测，通过眼镜，一只眼看一个荧光屏上的图象，另一只眼看另一个荧光屏上的图象。为了使图象的纵深再现，引用了光学视差原理，这样在三维空间测量中就能看到图象。

在实现第二种方案时利用摆动式或旋转式反光镜，用光学的方法把图象投影到反光镜上。

彩色显示器由彩色阴极射线管实现。采用这种显示器使显示

器荧光屏上再现的信息容量增大。这种显示器的工作原理很象彩色电视机的工作原理。

刊物中报导了关于采用大屏幕的问题。各种空间状态都可在大屏幕上再现，在大屏幕显示中采用了所谓有黑色描绘的阴极射线管（司干亚阴极射线管）。它们能在浅色荧光屏背景上得到黑色的信号记录，并且能把这个图象投影到大屏幕上。当由工作站到指挥站发送与再现雷达信息时，常有必要采用这种方法。

司干亚阴极射线管有聚焦与偏转系统，电子投射器，荧光屏与光学系统（图5-11）。

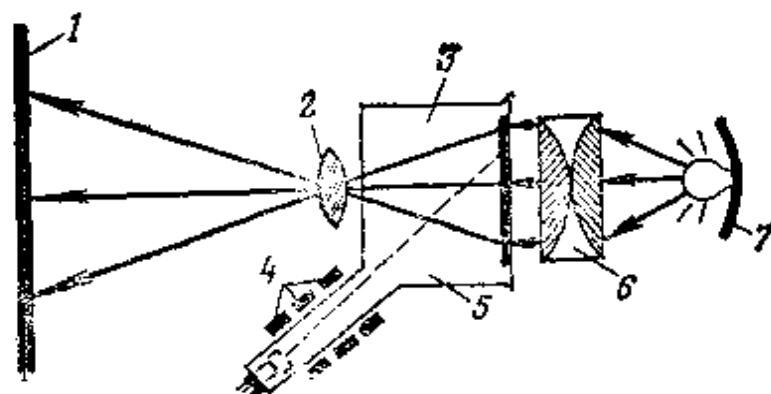


图5-11 司干亚阴极射线管装置与工作原理

1—大屏幕；2—物镜；3—司干亚阴极射线管；4—聚焦与偏转系统；
5—司干亚阴极射线管荧光屏；6—聚光镜；7—光源。

与一般示波器阴极射线管的不同在于，司干亚阴极射线管的荧光屏具有改变清晰度或改变受电子轰击强度的特性。司干亚阴极射线管的荧光屏敷上一层由碱金属（钾，钠）和卤族元素（氯，溴等）化合成的碱性卤素化合物薄层。在结晶条件下这种物质的薄膜形成由正负离子组成的结晶光栅。

在电子束轰击荧光屏时，会破坏结晶光栅，使得其中一种离子减少或者增加。这个现象引起的结果是由于部分荧光屏的结晶光栅发生了变化，从而改变了它反射与吸收光波的特性。

在工作过程中，雷达信息的信号加到阴极射线管的控制电极上。在这些信号的作用下，按速度对电子束进行调制。与此同时，

电子束按一定规律进行扫描。为此，对应的扫描电压要加到偏转系统上。轰击强度的改变，引起荧光屏部分清晰度的改变。

为了把图象从司干亚阴极射线管的荧光屏投影到大屏幕上，采用了由光源，聚光镜与物镜组成的光学系统。

司干亚阴极射线管的荧光屏有长时间保存记录信息的特性。为了消除记录，就要加热和快速冷却荧光屏，要达到这一点还需借助于白炽灯丝或用电流脉冲加热荧光屏上涂敷的氯化钾透明薄膜。

第六章 国外防空导弹的坐标方位仪

§ 6-1 防空导弹坐标方位仪的用途与分类

一般情况下防空导弹的弹上坐标方位仪是用来测量表征导弹偏离运动轨道的失调参数的。失调参数的类型取决于所采用的导引方法。

用直接导引法时失调参数是导弹的纵轴 ox 与导弹-目标直线之间的夹角。当用跟踪方法时, 导弹的速度矢量与导弹-目标连线之间的夹角就是失调参数。假若导弹以平行接近法或比例接近法导引时, 则导弹-目标之间连线转动的角速度或者它们的比值是失调参数。

导引方法的类型及由此形成的失调参数决定了坐标方位仪的形式及其工作原理。如果失调参数用角度失调来表示, 那么就可利用测量相应角度的测角装置作为坐标方位仪, 当失调参数是导弹-目标之间的连线转动角速度形式时, 则用连续跟踪目标的跟踪式坐标方位仪。

用坐标方位仪解决问题的范围及其用途决定着坐标方位仪坐标系的选择及坐标方位仪在导弹弹体上的装配方案。通常目标相对于导弹的方向, 可用在纵向平面和横向平面中的失调角 φ_y 、 φ_x 。失调角 φ 与定相角 Φ , 目标离坐标方位仪纵轴的线性偏移 Δy 、 Δz , 定相角 Φ 与目标离导引雷达站的线性偏移 Δ 等来确定。在双平面坐标系中, 目标相对于导弹的位置由 ε_n 、 r_n 、 D_n 的大小来表示。

由于坐标方位仪分为固定式与活动式的, 因此坐标方位仪的坐标轴系 ox_yz 相对于导弹坐标轴可能是固定的也可能是活动的 (不受约束) (图6-1、6-2、6-3)。在固定式坐标方位仪中, 坐标轴和导弹坐标系的轴 $ox_1y_1z_1$ 重合。这种形式的坐标方位仪不

跟踪目标位移, 而只测量目标方向与导弹纵轴之间失调角 φ 的大小。

由于角 $\varphi(t)$ 值的测量结果, 固定式坐标方位仪形成失调信号电压 $u_\varphi = \kappa_1 \varphi(t)$, 它和该角的大小成比例或和角的分量 φ_y, φ_z 成比例, 即

$$u_y = k_y \varphi_y(t), \quad u_z = k_z \varphi_z(t) \quad (6-1)$$

式中 k_y, k_z ——变换系数。

如果为估计目标偏离 ox_x 轴的值而采用另一种坐标系, 则坐标方位仪在所采用的坐标系中产生失调信号。

在带固定式坐标方位仪的防空导弹的控制系统中, 用失调信号的电压来形成控制导弹飞行的指令(信号)。由于修正指令信号的结果, 导弹在空间应朝向失调参数接近于零的方位, 即目标必须位于导弹的纵轴方向上, 这符合于直接导引法。

$$\Delta_q(t) = q(t) = \varphi(t) = \varepsilon(t) - \theta(t) \quad (6-2)$$

在实现直接导引法时, 固定式坐标方位仪的结构示意图如图 6-16 所示。

在导弹弹体振动的条件下, 角度值 $\theta(t) = \theta_{\text{ncr}} + \Delta\theta_{\text{au6p0}}$ 所

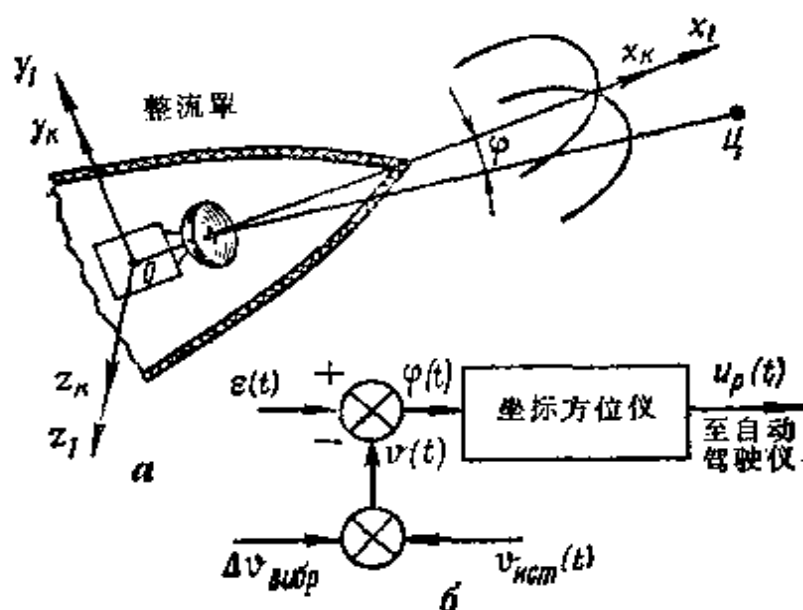


图6-1 固定式坐标方位仪及其结构示意图

a—固定式坐标方位仪; b—结构示意图。

以当使用固定式坐标方位仪时, 导弹角振动就包含在失调参数中, 因而使导引精度降低。

不难看出, 在装有固定式坐标方位仪的防空导弹控制系统中, 使用了单回路导引系统 (稳定系统除外) 参与对导弹飞行的制导。

坐标方位仪坐标轴的位置相对于导弹坐标轴的位置能够变化的称为活动式坐标方位仪。这些坐标方位仪可分为活动式非跟踪坐标方位仪与活动式跟踪坐标方位仪两种。

活动式非跟踪坐标方位仪 (图6-2) 有可能改变坐标轴与弹体坐标系 $ox_1y_1z_1$ 的相对位置。这种改变只有在导弹发射之前坐标方位仪瞄准时才发生。在这种情况下, 调整坐标方位仪的要求是使目标处于坐标方位仪的 ox_n 轴上。然后, 固定这些坐标轴相对于导弹速度矢量或地面坐标系的位置, 并且在导弹飞行过程中保持不变。这些坐标方位仪可以在以跟踪法和平行接近法导引导弹时使用。

在实现跟踪法的控制系统中, 为了直接测量失调参数, 即目

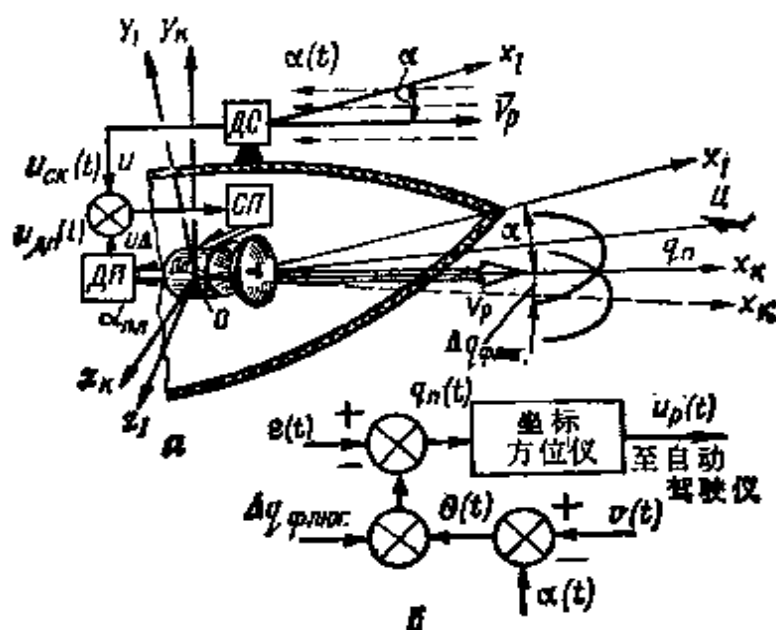


图6-2 活动式非跟踪坐标方位仪及其结构示意图

a—活动式非跟踪坐标方位仪, б—结构示意图。

标方向与导弹的速度矢量 $\bar{V}_p$ 之间的夹角 $q_n(t)$ ，采用活动式非跟踪坐标方位仪。该坐标方位仪按照气流坐标系 $oxyz$ 的 ox 轴定向。为此采用了动力顺桨装置。

顺桨装置是跟踪系统。它包括速度矢量位置传感器 $ЛС$ 、动力传动装置 $СП$ 、其上装有坐标方位仪测量元件的平台 $ПЛ$ 、平台的位置角度传感器 $ПП$ 与测量装置 $И$ 等 (图6-2а)。

测速度矢量方向的传感器 $ЛС$ 测量角度 α 并输出正比于角 α 值的电压 u_{cx} 。这个电压加到测量元件上。与角 α_{nn} 成正比的电压 u_{nn} 也加到测量元件上，而角 α_{nn} 表示平台相对于气流坐标系 ox 轴的位置。这两个电压比较的结果，测量元件产生和两角之差 $\alpha - \alpha_{nn}$ 成正比的电压 $u_{\Delta} = u_{cx} - u_{nn}$ ●。

电压 u_{Δ} 变换后输入动力传动装置。在这个电压的作用下，传动装置的执行电机转动平台，使角差 $\alpha - \alpha_{nn}$ 趋近于零。于是坐标方位仪的 ox_n 轴调整到导弹速度矢量 $\bar{V}_p$ 的方向。此时产生的调整误差 $\Delta q_{\phi_{nnr}}$ 就成了失调参数的组成部分，并且决定着导弹对目标的导引精度。

由跟踪法方程可以得出失调参数

$$\Delta q(t) = q_n(t) + \Delta q_{\phi_{nnr}}(t)$$

式中 $q_n(t) = \varepsilon(t) - \theta(t)$

或 $q_n(t) = \varepsilon(t) - [\delta(t) - \alpha(t)]$ (6-3)

用跟踪法得到失调参数的结构图如图6-2б所示。从图中可以看出，导弹-目标之间连线的高低角 $\varepsilon(t)$ 就是控制系统的输入作用量。防空导弹的控制系统修正这个作用量，以满足等式 $\theta(t) = \varepsilon(t)$ 。若违背这个等式，就会产生以角 $q_n(t)$ 量度的失调参数。由这个角度值测量的结果，坐标方位仪产生失调电压 u_p ，

● 原文 $u_{\Delta} = u_{cx} - u_{nn}$ 中的 u_{nn} 应为 u_{nn} 。——译者

它就是形成控制指令的原电压。

用平行接近法导引导弹的条件下，在导弹发射前，坐标方位仪应调整到使 ox_x 轴与目标方向重合。这个方向用坐标方位仪的陀螺稳定器锁定，并且在导弹飞向目标的过程中保持不变。

当导弹偏离运动弹道时， ox_x 轴与目标之间就产生了失调角 Δq 。由于测出了这个角，坐标方位仪就产生电压

$$u_p = K_{np} \Delta q(t) \quad (6-4)$$

如果在两个互相垂直的平面内（纵向平面与横向平面内）控制导弹的飞行，而偏离目标的量值由在这些平面内的失调角 φ_x 和 φ_y 来估计，那么，在坐标方位仪中可得到电压

$$u_y = K_y \varphi_y(t) \quad (6-5)$$

$$u_z = K_z \varphi_z(t)$$

式中 K_y, K_z ——变换系数。

角 φ_y 与 φ_z 值的小量增加表示导弹-目标之间的连线转动的角速度。归根结底可以得出

$$\frac{du_y}{dt} = K_y \frac{d\varphi_y}{dt}, \quad \frac{du_z}{dt} = K_z \frac{d\varphi_z}{dt} \quad (6-6)$$

这样，如果求坐标方位仪输出电压 u_y, u_z 的微分就可以得到和导弹-目标之间连线转动角速度成比例的电压。用平行接近法导引导弹时，这种坐标方位仪能够测量失调参数。

沿导弹-目标距离矢量方向以连续跟踪目标坐标的方式，确定 ox_x 轴的方位，这样的坐标方位仪称为活动式跟踪坐标方位仪(图 6-3)。这样一来，上述情况就为区别非跟踪和跟踪坐标方位仪奠定了基础。

根据获得目标信息而采用的能量形式，坐标方位仪分为有源的，半有源的和无源的三种。

为了得到关于目标的信息，采用了由目标反射的能量，这种坐标方位仪称为有源坐标方位仪。在这种情况下，目标照射源安

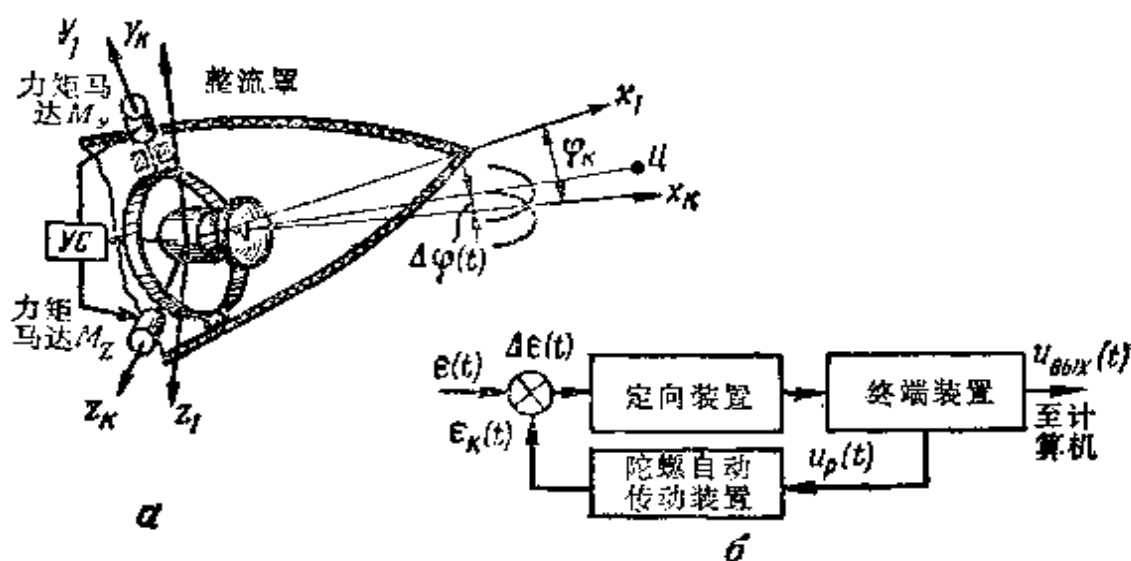


图6-3 活动式跟踪坐标方位仪及其结构示意图

a—活动式跟踪坐标方位仪；b—结构示意图。YC—信号放大器。

装在导弹弹体上（成为坐标方位仪的组成部分）。这种坐标方位仪不但可以用在自动导引系统中，而且可用在第二种形式的遥控系统中。

为了得到目标运动参数的信息，采用了由目标反射的能量。但照射目标的能源配置在控制站上。这种坐标方位仪称为半有源坐标方位仪。由以上所述可以看出，在半有源坐标方位仪中，没有目标照射源，因而使它较为轻便和便宜。

无源坐标方位仪利用目标辐射的能量来获得目标的信息。这种能量是靠反射太阳光波的能量、目标的热（辐射）能、无线电热辐射能、声能与无线电辐射能等。由于这种关系，无源坐标方位仪可分为发光式、热射式（红外式）、无线电热射式、声响式与无线电坐标方位仪等。由于采用上述某些能量显然不可能，或者由于技术上的复杂，所以目前都采用发光式与红外式坐标方位仪，统称为光学坐标方位仪。它们工作在电磁频谱中的可见光与红外光波段（ $\lambda_c = 0.38 \sim 0.76$ 微米与 $\lambda_{rx} = 0.76 \sim 1000$ 微米）。

有源和半有源的坐标方位仪不但可以是光学形式的，还可以是无线电形式的。在第一种形式中，量子振荡器可作为照射目标

的光源。在第二种形式中，超高频波段发射机可作为照射目标的能源。

坐标方位仪的主要方案有两种，即含随动陀螺传动装置的坐标方位仪与含稳定测量元件的坐标方位仪。根据坐标方位仪的形式，天线或光学系统可作为测量元件。

在导弹对目标瞄准的过程中，在含随动陀螺传动装置的坐标方位仪里，实现了自动跟踪目标。这种情况下，作为随动系统元件的陀螺传动装置控制着稳定平台的位置，使目标在全部时间内都位于坐标方位仪纵轴 ox_z 的方向上。

在含稳定测量元件的坐标方位仪中，发射之前天线（坐标方位仪的光学系统）应调整到使目标位于 ox_z 轴的方向上。由于实现了稳定控制，所以导弹飞向目标时，轴 ox_z 的位置保持不变。这种结构方案是活动式非跟踪坐标方位仪具有的特点。

综上所述可以确定坐标方位仪的组成部件。坐标方位仪中包括有：测量失调参数的定向装置；选择器（有时称为自动选择器）；同步波道接收机；形成与失调参数成正比的失调信号的终端装置以及代表随动陀螺传动装置的补偿装置等（图 6-4）。

定向装置本身包括测量元件（天线或光学系统）、接收机、天线转换器（或光学坐标方位仪中的场分析器）、照射目标用的能源（在有源型的坐标方位仪中）等组成。

在有源坐标方位仪中，安装有发射机与天线转换器。它们能用同一天线在发射、接收状态下工作。

坐标方位仪的天线安装在稳定平台上，稳定平台是随动传动装置的组成部分，假定是万向支架悬挂的形式，力矩马达 M_y 、 M_z 都安装在万向支架轴上。

导弹发射前，坐标方位仪对选定的跟踪目标进行瞄准。为此，由控制站输出表示目标角坐标的（例如，球坐标系中的方位角与高低角）初始装置指令。这些指令以电信号形式加到放大器上放大后再加到力矩马达 M_y 、 M_z 上。随着指令的进入，相应的力矩

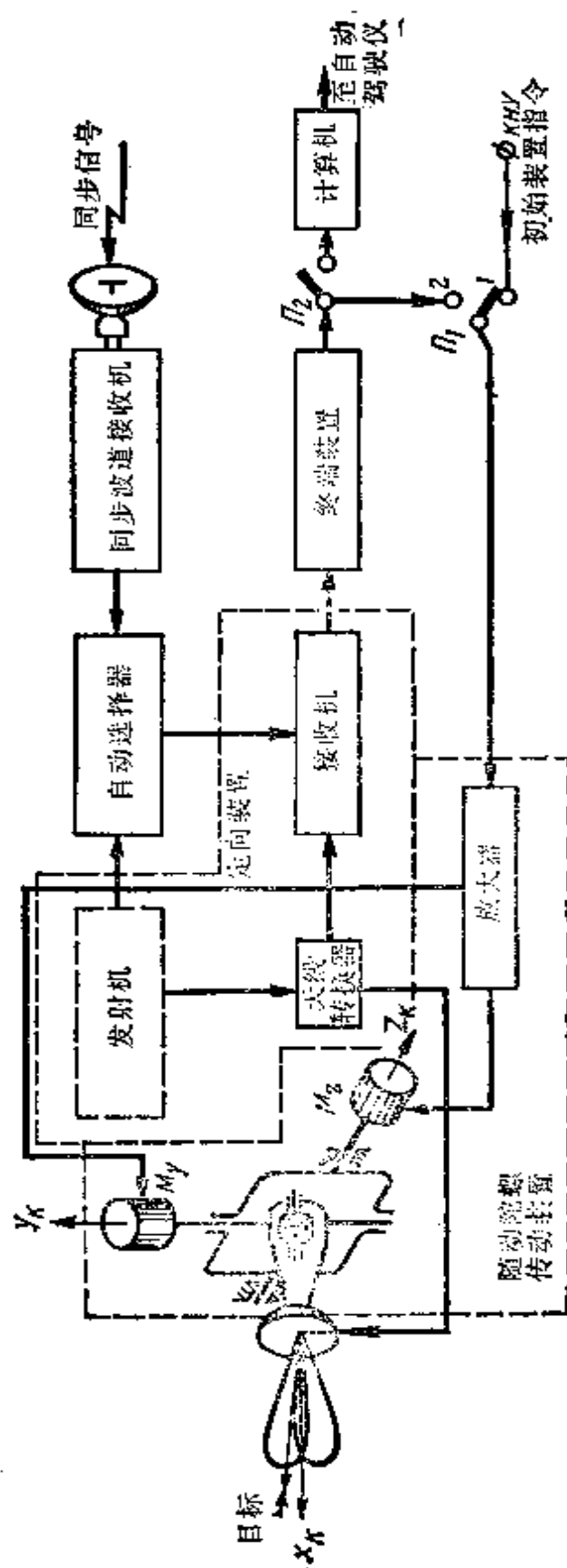


图6-4 自动引导系统活动式跟踪无线电坐标方位仪的结构方案示意图

马达就产生使万向支架旋转的力矩。结果，陀螺产生进动，平台也改变位置，以便于天线处在对准目标的方向上。坐标方位仪精确导引是不可能的，所以在初始装置的指令工作之后，用自动跟踪来截获目标。为此，转换装置 Π_1 调整到位置 2，从而坐标方位仪的随动系统闭合。

由天线辐射的发射机信号到达目标，从目标反射回来的信号又被天线接收。通过天线转换器后这些信号又送到接收装置的输入端。信号包括目标偏离坐标方位仪 ox_x 轴的大小和符号的信息。

信号在接收机中被转换以后，即进入形成失调信号电压 u_p （它和目标偏离 ox_x 轴的大小相应）用的终端装置。

失调信号电压经过转换装置 Π_1 加到放大器上，再加到力矩马达上，结果使稳定平台亦即天线转动某个角度，使目标正显露在坐标方位仪 ox_x 轴的方向上。在这种情况下，系统转换成在方向上自动跟踪目标的方式。

自动选择器按距离和速度选择目标信号。来自发射机或目标照射站的零距离信号通过同步波道接收机输送到自动选择器中。

自动选择器是按距离或速度跟踪目标的电子跟踪系统，它也是在导弹发射前事先瞄准目标的。在跟踪目标的过程中，通过自动选择器，排除其它目标信号，把选择信号输入到接收机中。

导弹发射后，在确定的时间内，转换装置 Π_2 调整到位置 2，因此，失调信号不但从终端装置输出端加到力矩马达上，而且也加到形成导弹飞行控制信号（指令）的计算机电路中。

当导弹按平行接近与比例接近法导引时，采用活动式跟踪坐标方位仪。

显然，比如当采用比例接近法时，在导弹运动的过程中在纵向平面内，应该满足 $\theta = K_i$ 的条件，即导弹速度矢量转动的角速度应与导弹-目标连线的转动角速度成比例（ K ——比例系数）。由此可知，为了得到与下式相等的失调参数，

$$\Delta \dot{\theta} = K_i - \dot{\theta} \quad (6-7)$$

必须测量 $\dot{\varepsilon}(t)$ 与 $\dot{\theta}(t)$ 。

在采用跟踪坐标方位仪的情况下, 测量 $\dot{\varepsilon}(t)$ 是不困难的, 在这种坐标方位仪中, 轴 OX_k 不断地与导弹-目标连线的方向重合。这时坐标方位仪输出电压

$$u_{\dot{\varepsilon}} = K_{\varepsilon p} \dot{\varepsilon}(t)$$

测量 $\dot{\theta}(t)$ 是更为复杂的。但由于 $\dot{\theta} = W_n/V_p$, 故其值可用间接的方法测量。

这样, 如果测得现有值 W_n , 并且已知导弹的速度 V_p 的值, 就可以得到电压 $u_{\dot{\theta}}$, 此时也可得到与 $\Delta \dot{\varepsilon}$ 成比例的失调信号, 即可得到

$$u_{p\Delta\dot{\theta}} = \frac{K}{K_{op}} u_{\dot{\varepsilon}} - u_{\dot{\theta}} \quad (6-8)$$

用这个信号作为形成控制指令的基础, 就可得到导弹接近目标的预定规律。

§ 6-2 对坐标方位仪的基本要求

当坐标方位仪满足某些要求时, 才可能解决上述的各种问题。对坐标方位仪一些基本参数的要求可能属于这类条件, 这些参数是: 发现目标的距离 D_{o6n} 、截获目标与稳定地自动跟踪目标的距离 D_{AC} 、坐标方位仪的视界角 Ω_k 、在各种跟踪条件下不得超过容许值的目标跟踪误差、眩光与脱离跟踪的最小距离、重量、外形尺寸、装置简化与工作的高度可靠性等。

上述全部要求常常不能满足, 所以在一系列情况下, 采用折衷的技术解决办法。

坐标方位仪发现目标与截获目标的距离, 由导弹系统采用的发射距离来决定, 这个距离应满足下式:

$$D_{o6n} \geq \sqrt{[d_{crp\max} + V_u t_{\Sigma}]^2 + H_u^2} \quad (6-9)$$

式中 $d_{crp\max}$ ——给定的发射距离 (水平距离),

H_u ——假设的目标飞行高度,

t_z ——导弹的发射时间与到达相遇点时的飞行时间之和。

截获目标的距离是关系式 P_c/P_m 的函数，它取决于目标的特性也取决于坐标方位仪的技术特性（照射目标能源的功率、固有噪声的能级、波束宽度等等）。这些参数的大小，都应满足相应的要求。

弹上坐标方位仪的稳定跟踪距离，实际上就等于目标截获距离。这是因为在飞行过程中重复截获目标与向自动跟踪过渡是复杂的技术问题。

坐标方位仪的视界角 Ω_k 是立体角，在它的范围内观测目标，这个视界角受圆锥体母线的限制而锥顶处于坐标方位仪的焦点上或在天线的相位中心。在光学坐标方位仪中，它的大小由光学系统的参数（焦距、透镜表面曲率以及其它因素）来确定。在无线电坐标方位仪中，视界角取决于天线的特性与波长。

为了使坐标方位仪方向分辨率高，视界角要尽量定到极小，然而把导弹导向快速飞行的目标，却要求这个角增大。

在固定式坐标方位仪中，视界角 Ω_k 应不小于这样一个值，即在这个角度下，在系统滞后的时间内，目标不会超出坐标方位仪的视界。

$$\Omega_k \geq \dot{\phi}_u t_{sc} \quad (6-10)$$

若取 $\dot{\phi}_u = 5^\circ \sim 10^\circ/\text{秒}$ ，而 $t_{sc} = 1$ 秒，则得到 $\Omega_k = 5^\circ \sim 10^\circ$ 。由于导弹角位置最大变化速度发生在导弹-目标距离最小之时，所以，如果对于该自动瞄准系统来说，最小距离等于 $D_{\text{最小}}$ ，而 $V_u = 500$ 米/秒，则 $\dot{\phi}_u$ 的最大值为 $\dot{\phi}_u = 57.3 \cdot V_u / D_{\text{最小}} \text{ }^\circ/\text{秒}$ 。

为了举例方便，取 $D_{\text{最小}} = 1000$ 米，则得到 $\dot{\phi}_u = 28.65^\circ/\text{秒}$ 。随着导弹接近目标，这个值也增加。

● 原书误将 $\dot{\phi}_u$ 印为 ϕ_u 。

● 原书 $\dot{\phi}_u = 11.46^\circ/\text{秒}$ ，计算有误。——译者

举出的例子证明，用来射击快速目标的防空导弹固定式坐标方位仪的视界角应为 10° 或更大一些。

很明显，在装有固定式坐标方位仪的系统中，防空导弹的导引精度应当是这样的，即在这种精度下，以角度量得的失调参数不应超过视界角的值。在相反情况下， $\Delta_q > \Omega_k$ 时，导引是不可能的。

在活动式跟踪坐标方位仪中， Ω_k 的值可以大大减小，因为在导弹目标直线方向改变时， ox_k 轴也改变自己的位置。在精确跟踪目标时， Ω_k 的值可以很小。但是在跟踪目标的情况下，由于目标运动参数的变化，坐标方位仪采用的信号的波动，仪表参数偏离了给定值等原因，就会引起跟踪误差。这些误差把视界角的允许值限制到极小。

在自动导引系统中，随着导弹向目标接近（随着导弹-目标距离的减小），距离矢量转动的角速度增加，坐标方位仪所用信号的功率也增大。结果，当距离 $D_{\text{н.д.}}$ 在某些值时，中断自动跟踪目标的情况就要出现。

大功率信号引起定位装置接收系统过载，从而不可能分离出关于目标运动参数测量的信息。眩光距离的大小，取决于一系列的因素，而目标特性（它的几何尺寸，反射能量与辐射能量的特性）以及坐标方位仪的特性可能属于其中一些主要因素。假如认为，在信号功率为 $P_{\text{с.осн}}$ 时发生眩光，则眩光距离由下式确定：

——对有源无线电坐标方位仪来说

$$D_{\text{осн А}} \leq \sqrt{\frac{P_n G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^3 P_{\text{с осн}}}} \quad (6-11)$$

——对半有源坐标方位仪来说

$$D_{\text{осн н/А}} \leq \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{P_n G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_n}{(4\pi)^3 P_{\text{с осн}}}} \quad (6-12)$$

式中 P_n ——发射机发射功率，

G_1, G_2 ——坐标方位仪发射机天线与接收机天线对应的方向系数;

λ ——坐标方位仪的波长;

D_{κ} ——目标相对于控制站的距离。

由上述表达式可以看出, 半有源坐标方位仪的眩光距离可以大大地小于有源型坐标方位仪的眩光距离。在这种情况下, 随着射击距离的增加眩光距离就减小。

在导弹-目标连线转动角速度即坐标方位仪 ox_{κ} 轴转动角速度 $\dot{\phi}_{\kappa}$ 超过允许值 $\dot{\phi}_{\kappa, \text{允}}$ 的条件下, 坐标方位仪对目标自动跟踪发生中断。

在纵向平面内导弹-目标连线的转动角速度

$$\dot{\varepsilon} = \frac{V_p \sin(\varepsilon - \theta) - V_{\kappa} \sin(\varepsilon - \theta_{\kappa})}{D} \quad (6-13)$$

由此可以确定坐标方位仪对目标自动跟踪发生中断的距离:

$$D_{\text{最小}} \geq \frac{V_p \sin(\varepsilon - \theta) - V_{\kappa} \sin(\varepsilon - \theta_{\kappa})}{\dot{\varepsilon}_{\text{允}}} \quad (6-14)$$

式中 $\dot{\varepsilon}_{\text{允}}$ ——在纵平面内坐标方位仪跟踪目标的角速度允许值。

显然, 由于坐标方位仪眩光或自动跟踪中断引起导引系统停止工作, 使导弹脱靶。

在给定的脱靶量和已知目标与导弹特性的条件下, 就可以确定导弹无控制飞行的最小距离的允许值。

对重量、尺寸特性以及设备可靠性的要求, 是对防空导弹坐标方位仪的重要要求。其先决条件是力图制造小型的、高机动性的导弹。

§ 6-3 光学坐标方位仪

根据光学坐标方位仪工作在可见光波段与红外光波段, 可把它们分为可见光坐标方位仪与红外坐标方位仪。在作用原理与结

● 原书 $\dot{\phi}_{\kappa}$ 应为 $\dot{\phi}_{\kappa}$ 。——译者

构方面，这些坐标方位仪有许多共同点。能够把光和热的信号变为电信号的能量接收机的不同特点，是它们的本质区别。如果在光学坐标方位仪中用光敏电阻和光电倍增器做成的光电接收机作为能量接收机的话，那么，在红外坐标方位仪中则用热敏电阻接收机作为这种能量接收机。

光电坐标方位仪常常用来实现活动跟踪，其视界角小，外形尺寸小和重量轻。这些特点就决定了这类坐标方位仪可能用在小口径的导弹上（防空导弹“红眼睛”）。

下列基本元件（图 6-5）都是光学跟踪坐标方位仪的组成部分：1—光学系统；2—视界分析器；3—辐射能（光能）接收机；4—电信号放大器；5—失调选择装置（终端装置）；6—失调转换装置。

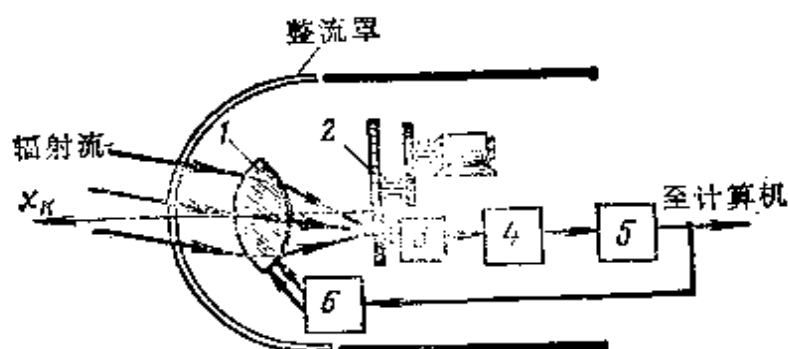


图6-5 光学坐标方位仪图

光学坐标方位仪的一般作用原理归纳如下。

在跟踪目标的情况下，坐标方位仪的轴指向目标。目标的光通量或辐射通量通过整流罩进入坐标方位仪的窗口，又进入把光线会聚到接收机敏感面上的光学系统。光学系统可由透镜，反射镜或棱镜组成。

聚焦的光（辐射）通量进入安装在光学系统焦面上的视界分析器。分析器的任务是：顺序观察焦面中坐标方位仪视界；分析在视界内的各种光源或辐射源的物体；按一定的规律调制来自光学系统的能量通量。由于完成了上述一系列操作，分析器才能选出目标运动参数的信息，其中，包括确定目标相对于导弹的角

位置。

经过调制的通量通过分析器后，进入能量接收机，把通量变为电信号。由于接收机输出端电信号的形式与分析器调节能量通量的规律相符合，因此，电信号就带有目标角位置的信息。

在由普通电子放大器组成的光电流放大器中实现电信号的放大。放大量应该足够高，以便能达到终端装置工作的稳定性要求。

终端装置负责选出目标角坐标方位仪信息。由此形成了表示目标偏离坐标方位仪 ox_x 轴值和方向的失调电压。在一些坐标方位仪中，终端装置是与失调角 φ_y 和 φ_x 相应信号交换电路，所以有时称它为分离电路。

光学系统的位置，由终端装置中得到的电压 u_{φ_y} 、 u_{φ_x} 来控制。所以这两个电压要加到完成这项工作的传动装置上。

从上述线路图及对它的研究中可得出，光学坐标方位仪是实现目标位置跟踪的活动式跟踪坐标方位仪。它所得到的失调电压与目标偏离 ox_x 轴的角度成正比，或与导弹-目标连线转动速度成正比。因此，它们能够用在两点法导引系统中。

研究了坐标方位仪的总线路图后，再来详细研究它的元件的结构特性。

光学系统 为大量聚集能量通量而采用的光学系统，增大了接收机敏感元件的照度。由此，接收机输出端能量通量密度与坐标方位仪作用距离都增加。

光学系统的特征值是物镜半径或面积、焦距、光谱工作范围的透射系数、分辨率、视界角、失真度等。

增大物镜平面，可使能量的通量密度增加，这可以用来增大坐标方位仪的作用距离。然而，在小型导弹中光学系统的直径受导弹弹体横截面（坐标方位仪安装处）直径的限制。

在坐标方位仪中采用聚光透镜，它的焦点是实焦点。双凸、平凸、凹凸透镜都属于聚光透镜。

安装光学系统时应使其焦点落在分析器所在的位置上，

工作光谱区透射系数（透明度）表示进入光学系统的辐射通量减弱的比值。它的大小取决于穿过一公里大气层的辐射能量与通过大气层以前的能量的比值。大气中有一些能量减弱不明显（ $K=0.6\sim0.9$ ）的通带。这些通带在波长 λ 等于3.4~4.2微米，4.5~50微米，8~13微米的范围内。

光学系统的分辨率为它单独显示在小角度下观测到的辐射源的能力。实际上由于系统元件不完善造成失真，因此分辨率的大小受到限制。分辨率在1毫米长度上观测的线条数（用黑线分开的白线条）来度量。

视界角是这样一个角度，在它的范围内，图象与照度不差于给定值。正如早已指出的那样，视界角决定了坐标方位仪跟踪高速飞行目标的可能性。

由于宽强光束与辐射源的非单色性，引起光学系统的失真。这些失真叫做象差。把它们分为几何象差、色象差与球面象差。

几何象差发生在宽光束或斜光束情况下。在目标显著偏离坐标方位仪的光轴时，目标显出失真的情况下，出现几何象差。

色象差发生在可见光波段并以光色散为先决条件。

在光学系统光轴上的某一点引起光线散焦的宽光束，是出现球面象差的原因。

有一系列减少失真的办法，其中包括：采用相对折射率值大的光学系统；采用多曲面透镜；利用由聚光镜、散光透镜（它们是用适当方法挑选的）组成的光学系统等。

透镜光学系统，在一般情况下，可由一个或若干个透镜组成。球面透镜用的最多。为提高能量接收面的灵敏度，有时在透镜系统里安装一些聚光镜（图6-6），它们是辅助透镜，配置在分析器与接收机之间。在这种情况下，聚光镜相对镜径比物镜相对镜径大多少倍，则接收机直径便减少多少倍。采用聚光镜提高了接收机的灵敏度。

再来看一看采用有可变折射系数的浸没式聚光镜的可能性。

反射（镜面的）光学系统由一个或若干个反射镜组成。根据反射器断面的形式分为抛物面反射镜，球面反射镜与椭圆面反射镜。这些反射镜的基本尺寸是：直径 d ，深度 h ，焦距 f_{opt} 与张开角。

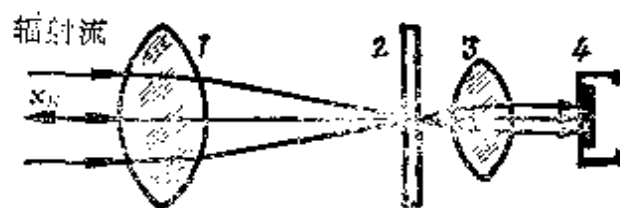


图6-6 光学透镜系统

1—透镜；2—调制器；3—聚光镜；4—光电接收机。

实际上图 6-7 所示的组合反射镜系统用的最多。这种系统有两个焦点 F_1 ， F_2 。在焦点 F_2 处装有接收机敏感元件。

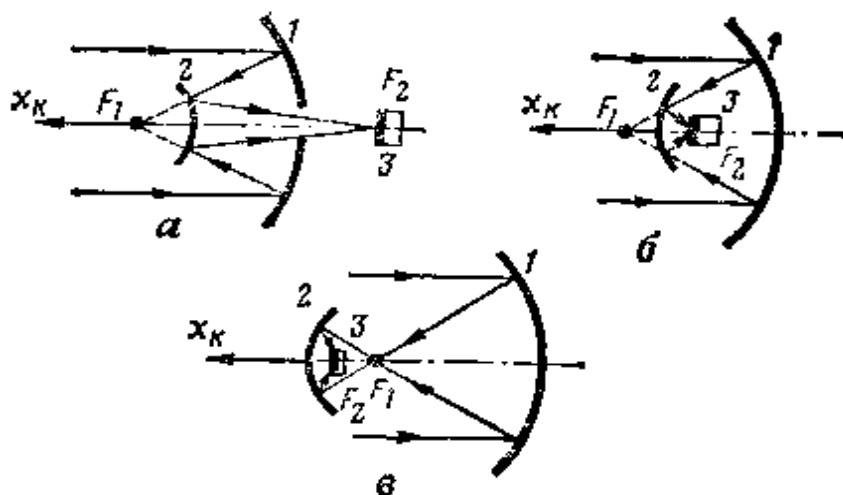


图6-7 组合反射镜系统

a—焦前延长；b—焦前缩短；c—焦后。

组合反射镜光学系统可由两个直径不同的反射镜组成。目标的辐射（光）通量射到大反射镜 1 的镜面上，由它反射到小反射镜 2 的镜面上。由反射镜 2 反射后，光通量射到敏感元件上。

反射镜相对于光学系统的焦点，有三种基本配置方式：焦前延长，焦前缩短，焦后。选择适当的结构方式取决于分析器与接收装置的结构特点。

组合光学系统由反射镜和透镜组成。组合系统典型的结构图在图 6-8 中示出。在坐标方位仪的整流罩 1 的下面，安装着大反射镜 2，小反射镜 3，透镜 4，接收机敏感元件 5。这种系统可

以用大反射镜相对于系统光轴转动的方法来移动目标的图象。透镜是在目标改变位置时减少图象失真的调整镜。

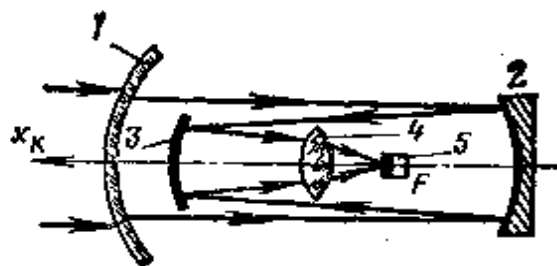


图6-8 组合光学系统图

1—整流罩；2—大反射镜；3—小反射镜；
4—透镜；5—光接收机。

光学系统中可以包括抑制无用波的光学滤波器。这种滤波器是由允许光通量或辐射通量某一波段透过的一些介质来实现的。

场分析器 用来分析投影面和初步处理辐射通量中包含的信息。它可分为电子-机械式，电子-光学式与光电式三种。

电子-机械式分析器制作成调制转盘的形式或目标图象转动装置的形式。

在电子-光学分析器中，要把能量通量预先变换成按给定规律调制好的电子束。在这种形式的分析器中，采用电子光学变换器（析象管）。

光电分析器是用组成混合（矩阵）线路的光敏元件与热敏元件制成的。在光学系统焦面中，目标图象位置的变化引起在确定的矩阵元件中出现电信号，从而可以确定目标在空间的位置。

接收机 接收机的任务是把光能和辐射能的信号变换为其中含有原信息的电信号。

光能与辐射能接收机可分为光电型与热敏型两大类。第一类是把光信号变为电信号的变换器，第二类是热能变换器。

光电接收机同样地也分为外光电效应接收机和内光电效应接收机两种。光电倍增器与电子光学变换器属外光电效应接收机。在内光电效应的接收机中可采用光敏电阻，光电池等等。

热敏接收机由热电偶与辐射热测量计组成。光能、辐射能接收机的基本特性如下。

光谱灵敏度是接收机输出电信号 u_λ 与该波长 Φ_λ 辐射通量绝

对值的比

$$\eta_{\lambda} = \frac{|u_{\lambda}|}{|\Phi_{\lambda}|} \quad (6-15)$$

积分（信号的）灵敏度是接收机输出的电信号与进入接收机的一定光谱成分的非单色通量之比：

$$\eta = \frac{u}{\Phi} \quad (6-16)$$

限制接收机灵敏度的接收机噪声，分为热噪声、散粒噪声、辐射噪声等等。噪声电压的均值平方可按下列公式确定

$$\overline{U_m^2} = \sum_{i=1}^n \overline{u_{im}^2} \quad (6-17)$$

阈值通量是在同一观察时间内，在有噪音时，已知正确显示与错误预警的概率条件下，能够被接收机接收并显示的最小能量通量。在已知表达式的基础上可写成：

$$\Phi_{nop} = \frac{aU_m}{\eta} \quad (6-18)$$

式中 a ——与正确显示概率和错误预警概率给定值有关的系数。

逆阈值通量的值称为阈值灵敏度。

接收机的惯性用以时间度量的时间常数 τ_n 表示。在这个过程中，信号达到其最大值的 0.67。

坐标方位仪的终端装置用于分出目标的角坐标。按一定规律调制过的接收机信号加到该装置的输入端。

根据所采用的调制方法（角坐标测量原理），可用谐振放大器，鉴频器，滤波器及通讯元件作为终端装置。

坐标方位仪示意图 我们看一下在国外防空导弹型号中坐标方位仪的结构形式图。

1. 以频率原理为基础的坐标方位仪形成失调信号，该信号表示目标偏离坐标方位仪 ox_x 轴，它和辐射通量调制频率的值成比

例。象早已指出的那样，在这种坐标方位仪中，采用透明与不透明扇形区交替的转盘作调制器。

我们研究一下频率坐标方位仪的性能（图 6-9），在坐标方位仪中，圆盘被分成八个扇形，其透明区与不透明区数量相等。每个扇形的中心区都沿着半径的方向，其余部分平行于半径。结果，被同心圆相交的扇形区的数目随着它们的半径的增长而增多。

在圆盘以一定的速度转动时，就产生周期性的通量调制，结果在接收机 6 的输出端上，电压接近似于谐波的规律变化。当目标角偏离变化时，交流电压的频率呈线性变化。于是，这种形式的调制圆盘就能得到失调电压，其大小与方向和目标偏离坐标方位仪光轴相对应。

由接收机输出的电压，加到谐振放大器 7 上，该放大器具有与接收机输出电压频率可能变化范围相重叠的通带。这个放大器的任务是把接收机的输出电压变为谐波电压，这个电压的基波频率等于加到通量调制器上的调制频率。

电压从放大器输出端加到终端装置基本元件——鉴频器上。鉴频器的任务是把谐波电压变换成直流电压，其大小与符号和目标偏离坐标方位仪光轴的大小与方向相对应。

显然，鉴频器的输出电压随输入端输入电压的频率而变。最简单的鉴频器方块图如图 6-10 所示。这种鉴频器包括电感性负载和电容性负载。电阻器 R_1 和 R_2 和这些负载并联。由这两个电阻器可相应地截取电压 U_1 和 U_2 。

这样，当目标在 ox_x 轴上定位时，目标的图象就投影到与坐标方位仪的 $ox_x y_x z_x$ 坐标轴原点位置相应的分界线上。这种情况下，辐射通量用频率 f_0 调制，结果，在谐振放大器 7 的输出端就产生与频率相应的谐波电压。

选择变压器的电感 L 和电容器的电容，应满足的条件是，当频率为 f_0 时它们的阻抗相等，即：

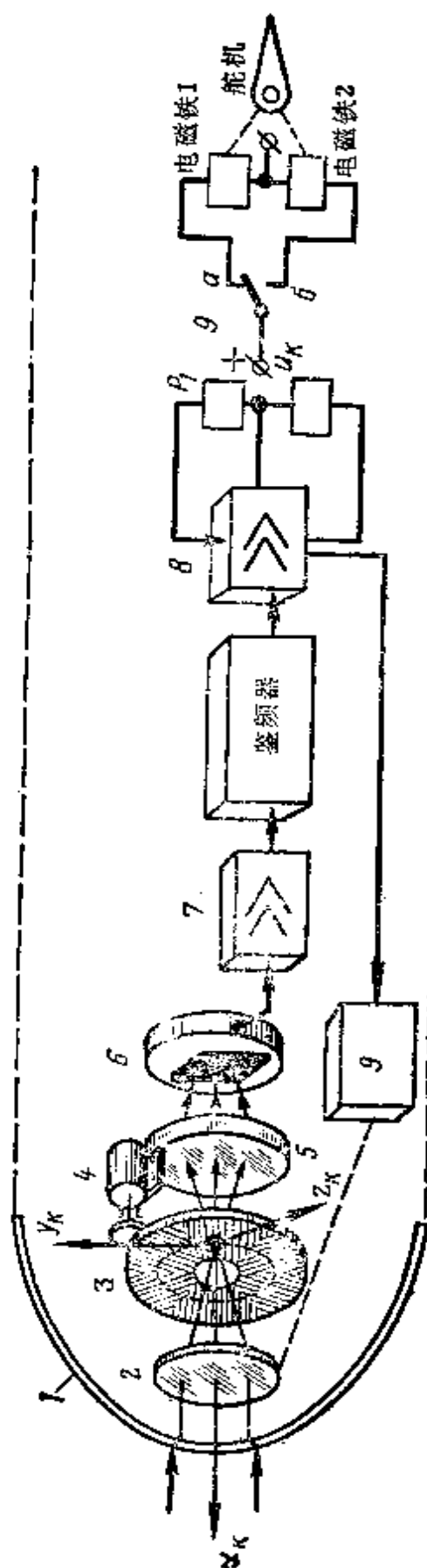


图6-9 形成线性失调信号的频率坐标方位仪示意图

1—整流罩，2—光学系统，3—调制圆盘，4—圆盘转动传动装置，5—聚光镜，6—辐射能接收机，

7—放大器，8—终端放大器，9—舵机传动装置。

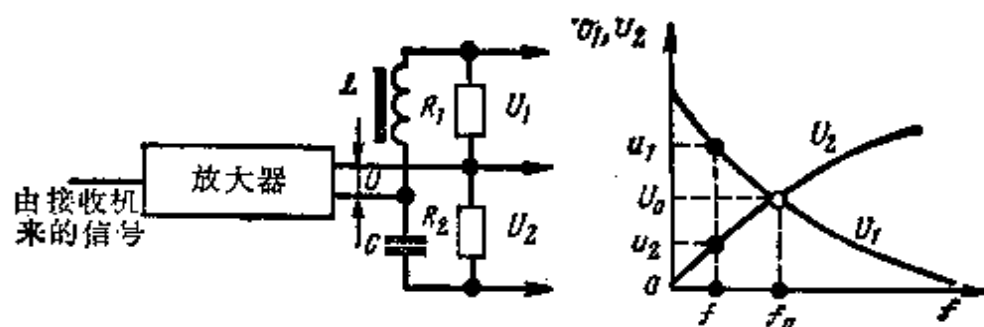


图6-10 最简单的鉴频器方块图与电压曲线图

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

结果在电阻器 R_1 和 R_2 上, 就产生大小相等的压降, 并且由 $u_p = u_1 - u_2$ 式确定的鉴频器输出电压等于零。

在目标偏离 ox_k 轴某一角度时, 目标的图象将投影到离测量坐标系原点有一定位移的点上。由于辐射通量调制的结果, 接收机输出端的电压将具有频率不等于 f_0 的谐波分压。这样, 当目标向右偏离坐标轴的原点时 (见图 6-9) 接收机电压的变化频率将小于 f_0 , 而向左偏离时, 将大于 f_0 。当目标偏离角度增大时, 频率的不等性也增加。

由一定频率的接收机的电压加到谐波放大器 7 上, 然后再加到鉴频器上。

在 $f < f_0$ 的情况下, 鉴频器线路中电感支路的阻抗小于电容支路的阻抗。这种情况下, 通过电路 LR_1 的电流等于,

$$i_L = \frac{u}{R_1 + 2\pi f L}$$

将大于通过电路 CR 的电流 i_C 且等于,

$$i_C = \frac{u}{R_2 + \frac{1}{2\pi f C}}$$

由于电压 $u_1 = i_L R_1$, 而电压 $u_2 = i_C R_2$ ($R_1 = R_2$), 所以失调电压等于 $u_p = u_1 - u_2$ 且将有固定的大小和符号。

失调电压在放大器 8 中放大后, 用来控制导弹舵机的位置。为此, 这个电压加到极化继电器 P_1 的线圈上, 线圈在这个电压的作用下, 就动作并根据电压 u_p 的极性接通一个接点。

通过继电器接点, 指令电压加到控制舵机位置的电磁铁线圈上。指令电压 u_x 的值和导弹偏离所要求的运动弹道的值成比例。这样, 在目标偏离坐标方位仪 ox_x 轴时, 如果说继电器 P_1 的触点 a 闭合, 结果指令电压就加到电磁铁 1 上, 便引起航向舵在一定的方向上转动。这就能控制导弹的飞行。

原则上, 能把变频电压变换成直流电压的其它电路系统, 也可用作鉴频器, 由其变换来的直流电压的大小和频率成线性关系。这种电路可能是含两个互为谐振的失调电路的鉴频器及有电子-继电变换器的鉴频器等等。

2. 采用相位测量原理测量目标偏离的坐标方位仪 (图 6-11) 形成失调信号, 它与接收机输出电压、基准电压的相位差 $\Delta\varphi$ 成比例。鉴相器可用作终端装置, 它形成的电压为 $u_p = F(\Delta\varphi)$ 。

在调制圆盘转动的情况下, 发生辐射通量的周期性重叠, 其频率等于每秒钟圆盘的转数。这样的结果, 接收机输出端的电压是一种近似于矩形的脉冲 (图 6-11 a), 为了得到正弦形式的电压 (图 6-11 b、c) 这些脉冲可加到用基波 F_1 调制好的谐振放大器上, 其周期等于接收机电压脉冲的跟踪周期。在谐振放大器的输出端, 将产生正弦电压, 其相位由目标图象相对于坐标系 $ox_x y_x z_x$ 轴的原点的位置来决定。

由放大器输出的电压 u_{yc} 加到鉴相器上。安装在调制圆盘传动电动机转轴上的基准电压发生器的电压也加到鉴相器上。基准电压发生器输出的是正弦电压, 其相位与目标在空间的位置无关。

如果目标在 ox_x 轴上, 则在电压 u_{yc} 与 u_{0n} 之间就产生 90° 的相位差。这时失调电压等于零。

在目标偏离 ox_x 轴的情况下, 接收机电压脉冲发生相变, 因而电压 u_{yc} 的相位也发生变化。这使得电压 u_{yc} 和 u_{0n} 的相位差便

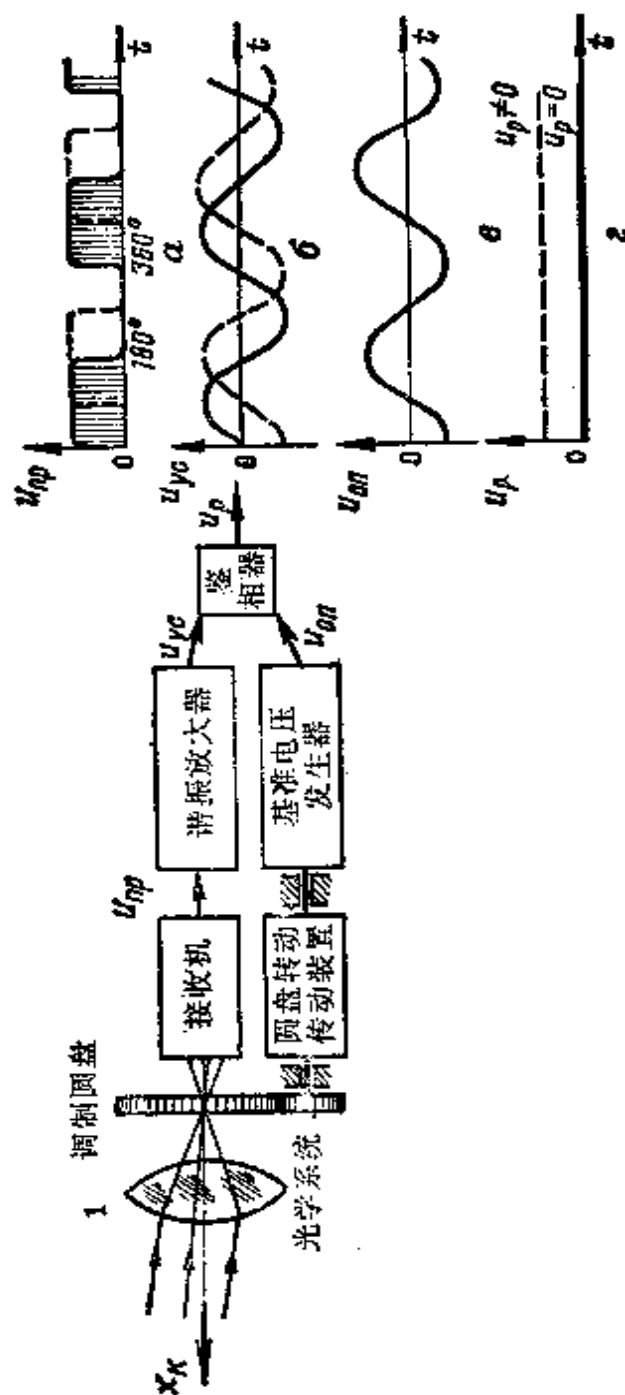


图6-11 用相位法确定目标位置的坐标方位示意图与电压曲线图

不为 90° 。在电压相位相比较的情况下，鉴相器形成失调信号电压，其值和相位差成比例，而极性和相位差的符号相对应（图 6-11 ）。。

再来研究一下图 6-12 a 所示的鉴相器线路图。这种鉴相器叫做平衡式鉴相器。它装配有两个二极管 (Π_1, Π_2)，时间常数比振动周期大得多的 RC 电路是这两个二极管的负载。

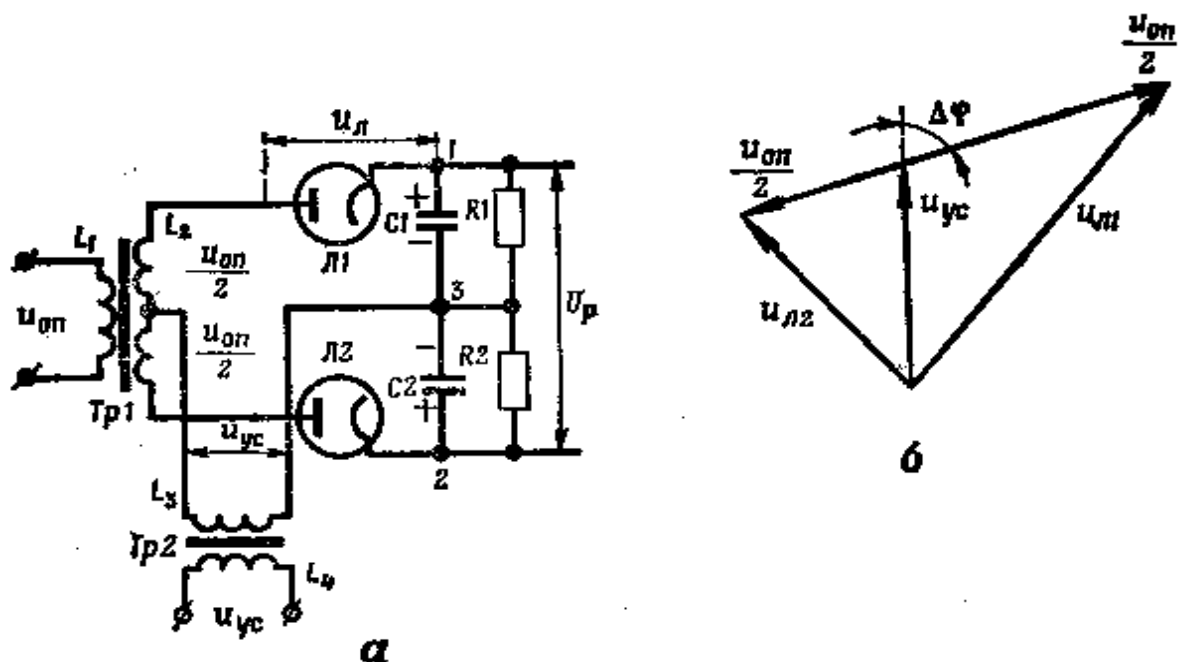


图 6-12 平衡鉴相器图

基准电压加到变压器 T_{p1} 的线圈 L_1 上，而电压 u_{yc} 加到变压器 T_{p2} 的初级线圈上。令这些电压频率相等，且相位移动 $\Delta\varphi$ 角：

$$\begin{aligned} u_{yc} &= U_{yc} \sin \Omega t \\ u_{on} &= U_{on} \sin (\Omega t + \Delta\varphi) \end{aligned} \quad (6-19)$$

式中 u_{yc}, u_{on} ——瞬时值；

U_{yc}, U_{on} ——对应电压的幅值；

Ω ——振动频率。

再假定 $u_{yc} = m u_{on}$ 。由于线圈 L_2 的中心点是公用的，所以变换到线圈 L_2 中的基准电压加到反相二极管阳极上。从图中可以看

出，加到每一个二极管上的电压都等于 $u_{on}/2$ 。

由变压器 T_{p2} 的次级线圈截取的电压以完全相同的相位加到两个二极管上。因为这些电压源都串联在一起，所以作用在每个二极管上的电压将等于所加电压的几何和，上述情况如图6-126所示。当 $\Delta\varphi=90^\circ$ 时，电压 u_{x1} 、 u_{x2} 相等。当 $\Delta\varphi=0^\circ$ 时， $u_{x1}=u_{yc}+u_{on}/2$ ， $u_{x2}=u_{yc}-u_{on}/2$ 。

在所加电压的作用下，每一个二极管都打开，这时阳极电压超过阴极电压。当二极管是打开状态时，电容器 C_1 和 C_2 充电，直到电压和对应的 u_{x1} 和 u_{x2} 的值成比例为止。充电的电流通过电路： C_1 、感应线圈 L_3 、线圈 L_2 的一半、二极管 Π_1 的阳极——阴极、图中的点1。电容器 C_2 的充电电流也通过相似的电路。

鉴相器输出端的电压，等于在电阻器 R_1 和 R_2 上生成的直流电压的代数和。

由图可以看出，电容器 C_1 和 C_2 的电压就等于电阻器 R_1 和 R_2 的电压，方向相反，所以鉴相器的输出电压等于：

$$u_p = |u_{x1}| - |u_{x2}| \quad (6-20)$$

从所得到的表达式可以看出，鉴相器的输出电压值不但与相位差有关而且和输入电压的振幅差也有关系。

为了得到失调电压，有时采用两半周期的环形鉴相器（图6-13）。这里用串联的半导体二极管作整流器。电压 u_{yc} 加到变压器 T_{p1} 的初级线圈 L_1 上，然后再进入中点接地的线圈 L_2 。基准电压加到变压器 T_{p2} 的线圈 L_3 上，变压器次级线圈接到电桥对角线的 a 、 b 两点。通过负载阻抗 R_n 的线圈的中点与壳体连接在一起（接地）。电压 u_{on} 的值远远超过电压 u_{yc} ，即 $U_{on最大} \gg U_{yc最大}$ ，所以有时基准电压称为开关电压。基准电压关闭或开启二极管电路，都不取决于放大器电压的相位。

基准电压不仅可能是正弦电压，也可能是矩形电压的形式。采用 u_{on} 与 u_{yc} 间 $\Delta\varphi=90^\circ$ 的相移作为初始状态。

在电路图中，用“+”、“-”表示极性的基准电压，在其正

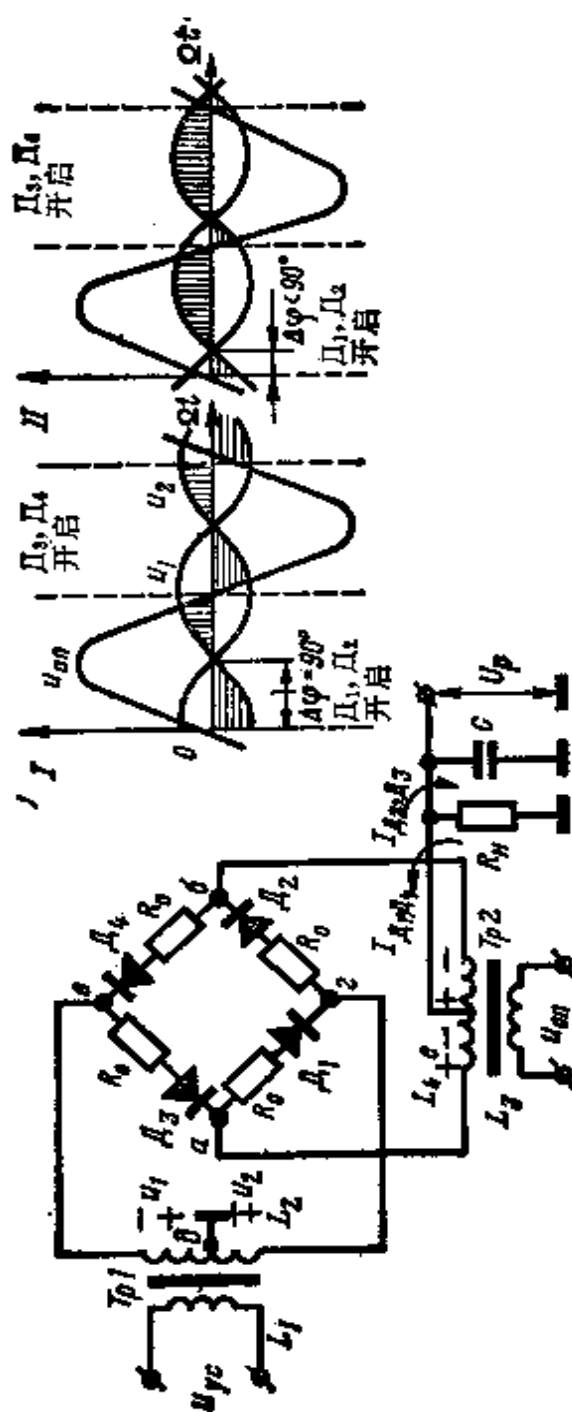


图6-13 环形鉴相器图与电压曲线图

半周期时, 二极管 Π_1, Π_2 开启, 这是因为有电压加到二极管上。

$$u_{\pi 1,2} = + \frac{U_{on}}{2}$$

沿电路流过阳极-阴极、 σ 点、壳体、负载阻抗、 τ 点的这些二极管的电流, 将在电阻器 R_n 上形成电压降, 并等于 $u_n = I_n R_n$ 。

同时电压 u_1 和 u_2 也加到二极管上, u_1, u_2 均等于电压 u_{yc} 的一半。在电压 U_{on} 负半周期时间内, 二极管 Π_3, Π_4 打开, 电流通过这两个二极管, 其大小同在正半周期作用时通过二极管 Π_1, Π_2 的电流相等。在 $\Delta\varphi = 90^\circ$ 时, 电压 u_1, u_2 发生相变。结果, 加到二极管上的电压在基准电压周期中产生相等的电流平均值。由于 $I_n = I_{\pi 1} - I_{\pi 2}$, 故这些电流平衡时 $I_n = 0, u_p = 0$ 。

在相移 $\Delta\varphi < 90^\circ$ 时, 电压 u_1 和 u_2 正半周期引起的二极管电流增量比负半周期时大, 结果在负载阻抗 R_n 上由二极管造成的电流差将为某一个值, 此值由下列表达式确定:

$$u_p \approx U_{p \max} \frac{R_n}{R_n + R_o} \cos \Delta\varphi \quad (6-21)$$

式中 R_o ——限流阻抗。

失调电压还可用来控制导弹舵机的位置, 使导弹沿给定弹道运动。

由对环状鉴相器性能的研究可知, 鉴相器中的基准电压用作整流电压, 并且不带有用信息。所以它的作用可以由电路中任何其它整流元件(整流鉴相器或机械式整流器)所代替。

终端装置由机械式整流器构成的坐标方位仪的例子如图6-14 a 所示。这里, 能量通量通过光学系统 1 并受电动机 3 带动的以恒速转动的圆盘 2 的调制。结果, 调制通量射到接收机 4 的敏感元件上, 使接收机输出端产生电压脉冲。

如同以前的线路一样, 在这里, 谐振放大器 5 把脉冲电压变

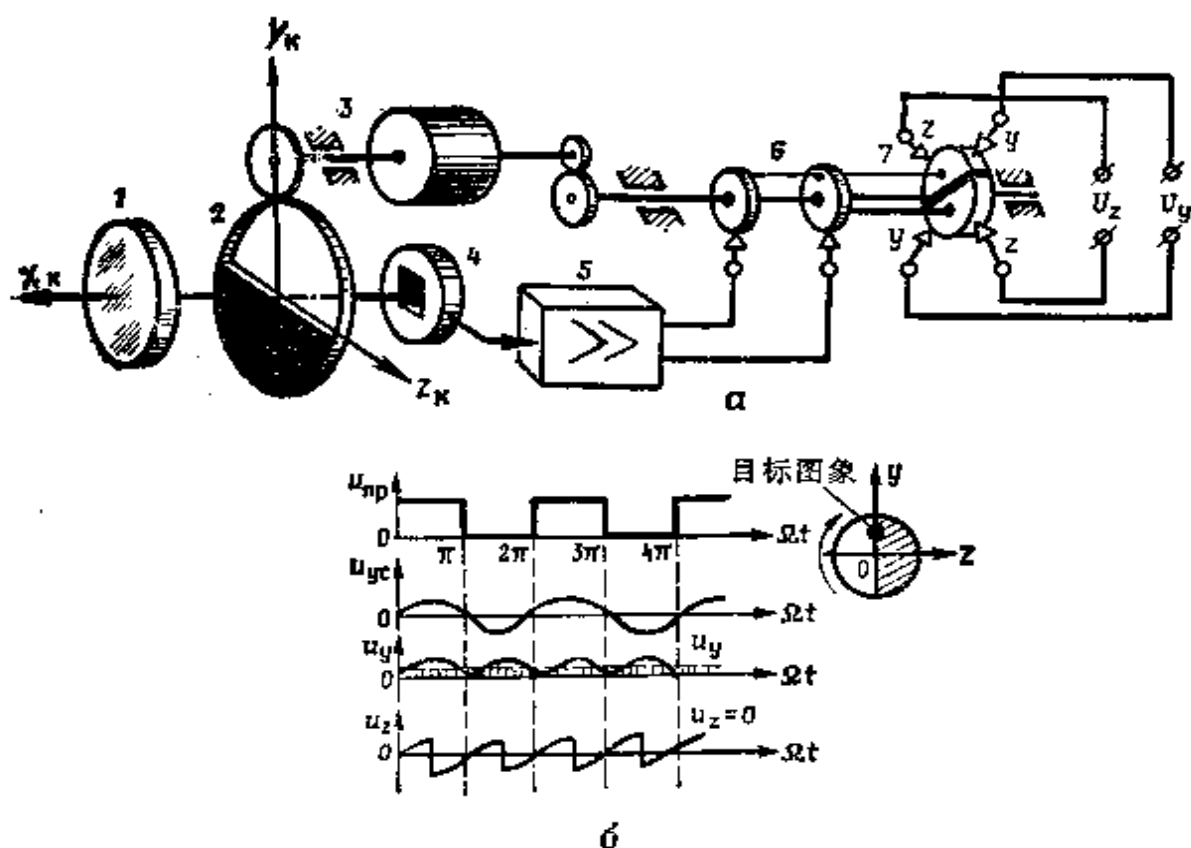


图6-14 相位坐标方位仪图

1—光学系统；2—调制圆盘；3—圆盘传动装置；4—接收机；
5—放大器；6—集流环；7—整流子。

为单色形式的电压，谐振放大器输出的正弦电压通过集流环6加到整流子7上。整流子是分成两个绝缘的扇形金属圆盘。它和导电环一起安装在使调制器圆盘转动的电动机的转轴上。电刷沿整流子的圆柱表面滑动，可以截取目标图象相对于坐标轴原点位置的信号。

例如，如果目标图象在 oy 轴上（图6-14б），由接收机输出端将取得矩形电压脉冲，其宽度等于脉冲之间的时间间隔。在这种情况下，谐振放大器5的输出端将得到对应相位的正弦电压。

在整流子同步转动时，电刷接线柱 yy 上将有脉冲电压，这个电压经滤波后，可得到直流电压，它的大小和目标离坐标方位仪光轴的偏差成比例。

用圆盘直径两端的电刷 zz 能截取等宽度与不同极性的电压脉冲, 所以滤波后电压 u_x 将等于零。

目标位置的变化引起谐振放大器电压的相位移。由此, 从整流子电刷上截取电压, 电压直流分量是失调角 φ_y, φ_x 的比例分量。于是, 给定的终端装置就可以用一个调制圆盘与一个坐标方位仪光学系统来得到失调信号 u_y 和 u_x 。

所得到的失调信号, 不但可用来控制坐标方位仪光学系统的位置, 而且还可用来形成控制导弹飞行的指令。

3. 用时间-脉冲法测量目标角位置的坐标方位仪, 不但有转动的调制圆盘作为分析器, 而且还有转动目标图象的装置作为分析器。在采用以阿基米德螺旋线划分的不透明部分转盘时 (图 6-15), 坐标方位仪轴的原点位置移到 O 点。圆盘由恒速电动机带动旋转。由于圆盘不透明区重叠的结果, 加到接收机敏感元件上的能量通量就成为经过调制的。

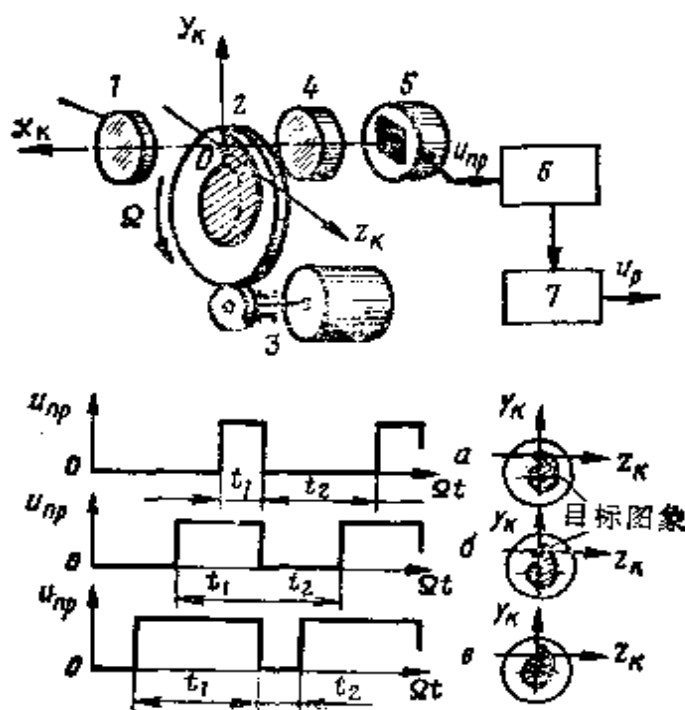


图6-15 时间-脉冲型坐标方位仪示意图与电压曲线图

1—光学系统; 2—调制圆盘; 3—转盘传动装置; 4—聚光镜;

5—辐射能接收机; 6—放大器; 7—滤波器。

在这种情况下，将由接收机输出端截取矩形电压脉冲。圆盘的尺寸和形状应该这样选择，即在用坐标方位仪的光轴寻找目标时，应使调制器不透明区造成的通量重叠时间等于开启状态的时间。由此得出，电压脉冲将由接收机输出端截取，其宽度等于脉冲间的时间间隔。这种脉冲的常值分量有某个作为初始值的常值，它对应于导弹舵面的中间位置。

例如，在导弹沿着 oy 轴 (a 点) 相对于坐标轴原点往上偏离时，调制圆盘不透明区形成的目标图象重叠的时间将小于接收机开启状态的时间。在这种情况下，接收机电压脉冲的宽度将大于它们之间的时间间隔。如果目标在 oy 轴上的 b 点显现出来，则电压脉冲的宽度将小于它们之间的时间间隔。

为了变换这种坐标方位仪中的脉冲电压，可以采用 RC -滤波器，它能分出这些电压的直流分量，该分量和目标偏离坐标方位仪 ox_z 轴的大小与符号成比例。在其中一个平面内，失调信号的变换值显然是相等的。

$$u_y = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{\omega_x}{2\pi} \cdot (t_1 - t_2) \quad (6-22)$$

由图可知，为了在两个互相垂直的平面上确定目标的角偏差，在坐标方位仪的组成中必须有两个光学系统和两个可以得到与 φ_y 及 φ_z 量值成比例的失调信号的信号处理与变换通道。光学系统应安装在同一平面内互呈 90° 。

简单地研究一下含目标图象转动的坐标方位仪的终端装置与一些元件。在这种坐标方位仪中，为了把辐射能变换成电信号，有时采用析象管 (图 6-16)。

析象管是个玻璃管，它的一个端面上，配置了半透明的光电阴极，在玻璃管内部安装着加速电极、调制圆盘及阳极，玻璃管的外面配置了聚焦系统与偏转线圈。

在工作过程中，通过光学系统后的能量通量加到光电阴极上，由阴极打出电子，因而产生了被聚焦线圈磁场聚焦的电子流。

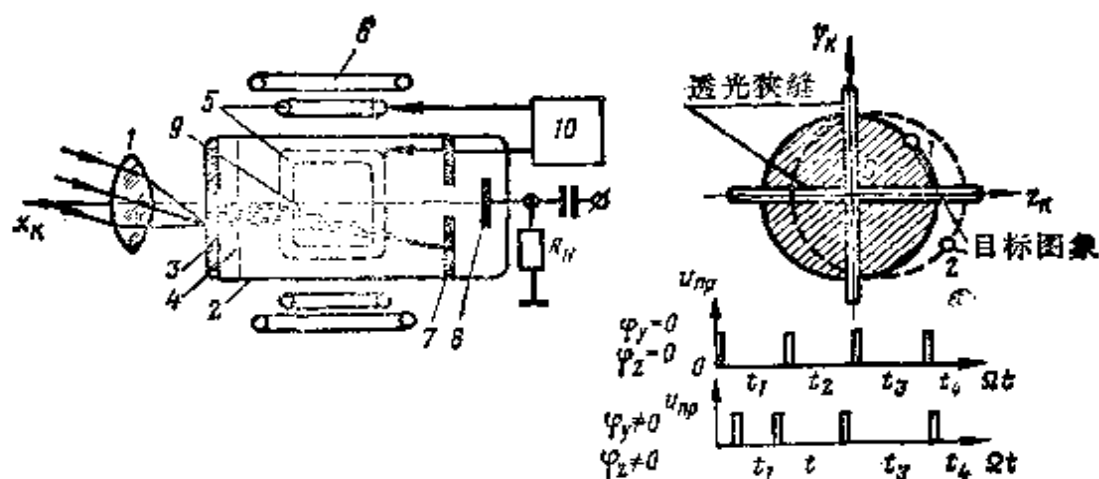


图6-16 用析象管构成的坐标方位仪的元件

1—光学系统；2—析象管；3—光电阴极；4—加速电极；5—偏转线圈；6—聚焦线圈；7—调制圆盘；8—阳极；9—电子束；10—形成扫描电压的部件。

在偏转线圈（产生旋转磁场）磁场的作用下，电子束进行圆周移动。圆周的半径取决于加在偏转线圈上的电压值。

阳极附近，安装着有两条互相垂直的狭缝调制器。在圆周运动时，电子束穿过狭缝到达阳极，出现电流脉冲的宽度很小。

采用析象管的坐标方位仪的工作原理如下。在目标位于 ox_x 轴上时，即当 $\varphi_y = 0$ 和 $\varphi_z = 0$ 时，目标图象投影到光电阴极的中心部分，由此引起电子束围绕坐标方位仪光轴这个中心作圆周扫描。当电子束通过调制圆盘狭缝时，它在阳极电路中构成瞬时电流脉冲，这些脉冲之间的时间间隔等于电子束从一个狭缝到另一个狭缝的通过时间。流过电阻器 R_a 的电流产生电压脉冲，这些电压脉冲，进一步用来形成失调信号。利用这种脉冲，可得到等宽度的矩形脉冲。经过若干次变换后，这些脉冲进入 RC -滤波器电路中。由于脉冲的宽度等于它们之间的时间间隔，故构成脉冲的直流分量等于零，结果，与其对应的失调信号 $u_p = 0$ 。

目标离坐标方位仪光轴的偏差引起了目标图象相对于光电阴极中心的位移。析象管的电子束将作圆周扫描，它的中心相对于 ox_x 轴发生偏移，其偏移量与坐标方位仪光轴方向同目标方向之

间的角失调成正比。由此，析象管的阳极电流脉冲之间的时间间隔与变换后的脉冲宽度都发生变化，这就出现了滤波器分出的直流电压分量。失调电压将与表示目标相对于坐标方位仪光轴位置的分量 φ_y 、 φ_z 或 Δy 、 Δz 成比例。

从以上的叙述中可知，析象管要解决两个问题：把能量通量变换成电信号和按给定规律完成电子流的调节。采用析象管便取消了接收装置，从而减小了坐标方位仪的尺寸。

析象管用于可见光波段的坐标方位仪中，它能在热辐射噪声中选出目标信号。

在文献中记载了一种坐标方位仪，它是具有由形成平面阵的光敏电阻组成的混合式辐射能接收机 2 的坐标方位仪（图 6-17），这个平面阵的中心和坐标方位仪的坐标轴原点相对应。接收机配置在光学镜面系统的焦面上，假定光学镜面系统为图 6-17 中所示的装置 1 的形式。

镜面系统能相对于坐标方位仪轴进行扫描，结果，目标图象投影到光电接收机相应的元件上。

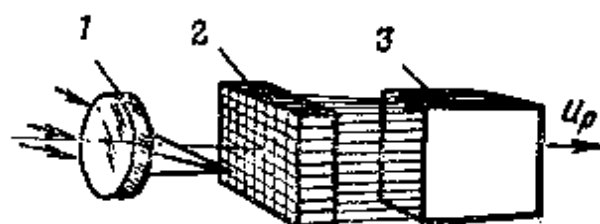


图 6-17 带混合式辐射能接收机的坐标方位仪的元件

接收机中收到的信号用于目标角位置的信息选择装置 3。这种坐标方位仪跟踪目标的精度是 1 毫弧度。

坐标方位仪失调修正装置像陀螺传动装置一样，保证测量元件与导弹壳体去耦并控制导弹姿态。在阐述了其他形式坐标方位仪的构造原理与工作原理之后，我们再研究相似形式的传动装置。

§ 6-4 无线电坐标方位仪

自动导引系统无线电坐标方位仪的任务是确定用角坐标方位仪和距离表示的目标相对于导弹的位置。因此，坐标方位仪分为

测量目标相对于坐标方位仪轴的角位置的测角仪（测向仪）和确定目标距离的测距仪。

根据目标定位原理，这些坐标方位仪可以是有源的，半有源的和无源的。以前提到的，在有源坐标方位仪中采用了安装在导弹弹体上的发射机，而在半有源坐标方位仪中，发射机配置在控制站。

为了取出目标运动参数的信息，无源无线电坐标方位仪就利用目标无线电设备发射信息。

根据发射和接收信号的形式，坐标方位仪可为脉冲型和连续型两种。在脉冲型坐标方位仪中发射和接收的信号是一定形式和宽度并以重复频率 T_n 跟踪的无线电脉冲。在这种情况下，脉冲宽度远小于它们的重复周期。

在连续发射的坐标方位仪中，信号是时间的连续函数。它可能是单色信号，也可能是按某一参数调制的高频信号。

用无线电坐标方位仪确定目标的角位置，原则上既可用极值法，也可用等强信号区法。在第一种情况下，坐标方位仪形成一个固定形式的供在一定扇形区内能作线性扫描的天线方向图。在第二种情况下，以天线波束圆锥扫描的方式或以第四章中所研究过的那种若干重叠的波束形成等强信号区。

无线电坐标方位仪以固定的形式、活动非跟踪的形式与活动跟踪的形式完成工作。这由所采用的导弹导引方法来确定。固定式与活动非跟踪式坐标方位仪，有时被称为有固定轴的（带稳定天线的）坐标方位仪。这种坐标方位仪测定目标相对于固定轴 ox_z 的位置。

有源活动式跟踪坐标方位仪系统是最普通的系统。它由发射机、天线、接收机、终端装置、自动选择器、失调修正装置、同步信号接收机组成。这种坐标方位仪的功能图我们早就研究过，并在图 6-4 中示出。

弹载自动导引系统坐标方位仪应有高分辨率，以确保对选定

消灭目标的稳定跟踪。除此之外，在防空导弹导引过程中重复截获目标或者坐标方位仪重复瞄准是个复杂的问题。因此，还要求这种坐标方位仪应有很高的工作可靠性。

这两种情况决定了弹载坐标方位仪设备的结构特性。

考虑到无线电坐标方位仪在工作原理与结构原理上很类似雷达瞄准器，所以我们只研究它的特殊性。

坐标方位仪发射机的用途是形成固定形式与功率的高频探测信号。为保证对截获目标与稳定跟踪目标距离的要求，有源型坐标方位仪接收机的功率应不小于：

$$P_n \geq \frac{(4\pi)^3 P_{np, \text{最小}} \gamma_p}{G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_n D_g^4} \quad (6-23)$$

式中 D_g ——截获目标与稳定跟踪目标的距离。

由于这个式子中的其余的因子我们早已详细研究过，故勿须再作说明。

应该指出：在发射功率的工程计算中，必须考虑大气中电磁能量的吸收，因为很多情况下这种吸收值相当大。

发射机要选得和所采用的发射方式相适应。它可以是脉冲发射机或连续发射的发射机。这些发射机的构造原理已在第二章中作了研究。故这里我们只注意下面的问题，从得到最大的单位发射功率—发射机单位重量产生的功率的方案出发，来进行元件与线路的选择。所以在发射机中采用比较合理的探测信号形成线路与保证在导弹瞄准目标的有限时间内能够供电的电压源电路。因为发射机是一次使用的元件，所以就希望它们的工作范围更大些。

天线馈电装置可形成所需形式的方向图并保证波束位移的给定规律。这类天线可能是反射天线或透镜天线。同时不排除采用其它形式的天线，其中包括相控阵天线。选择这种或那种天线的形式，受规定的工作波长的大小、测定目标角位置的方法、导弹的直径、发射功率及一系列其它因素的支配。

在防空导弹的弹载坐标方位仪中,用的最多的是积分与瞬时等强信号区法,它们要求形成重叠的窄天线波束。正如已经知道的,这些波束可由抛物面天线或透镜天线形成,这些天线的构造原理与性能以前已经研究过。

根据下列关系式来决定抛物面天线的尺寸:

$$d_A = R \frac{\lambda}{\theta_a^2} < d_p \quad (6-24)$$

式中 d_p ——天线安装处导弹弹体横截面的直径。

叙述了确定目标位置的方法后,再研究一下天线的某些特性。在实施等强信号区方法时,把天线经过若干时间间隔所接收的信号进行比较。用天线波束转换法或天线波束圆锥形扫描法可产生积分等强信号区。

为了用波束转换法建立等强信号区,可用带两个照射器(它们安装在焦面上离坐标方位仪 ox_x 轴某一距离)的抛物面天线(图 6-18)。照射器用安装在波导系统中的天线换向器周期性地和发射机接通。

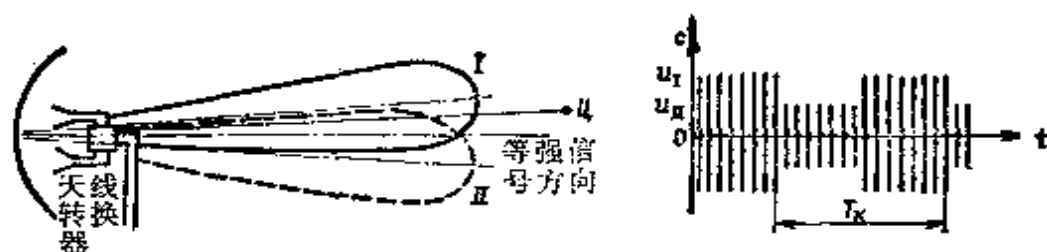


图6-18 用转换天线方向图的方法得到的积分等强度信号区

在把照射器 I 和发射机接通时,天线波束停在方向 I 上,接通辐射器 II 时,波束转到位置 II。结果,形成了等强信号区,其等强信号方向与坐标方位仪的 ox_x 轴重合。这样的波束摆动系统使在同一平面内形成等强信号区成为可能。

如果坐标方位仪以脉冲发射的方式工作,则在目标偏离等强信号方向的角度为 $\varphi_y(\varphi_*)$ 时,在接收装置的输入端将加上一些

脉冲，当波束由一个位置转到另一个位置时，这些脉冲的幅值将发生变化。这些信号的振幅差与目标偏离等强信号方向的角偏差成正比。

波束转换的频率应该这样选择，即在这种频率下，在单周期时间里，目标在给定数值范围内变更角位置。

以瞬时等强信号区的方法来测定目标位置的坐标方位仪用的最多。文献中广泛的研究了两种著名的方法——信号振幅加减处理法与信号相位加减处理法。

用第一种方法时，空间等强信号区由相位中心相同的四个重叠的天线波束组成。目标离等强信号方向的角偏差由形成等强信号区的天线所接收的信号振幅差来决定。总合信号用作基准信号。

用信号相位加减处理法时，等强信号区由四个天线波束组成。它们的相位中心各相距若干距离（基线）。

这些方法不仅在弹载坐标方位仪中采用，而且在地面坐标方位仪中也采用。这里我们指出，由于接收的信号是在同一时间内进行比较的，所以瞬时等强信号区法没有积分区法所具有的缺点。天线接收的信号起伏不影响目标角位置的测量精度。

弹载无线电坐标方位仪的接收装置在元件结构方面不具有上述各结构的那些明显特性。这些特性主要取决于下列各项要求：设备的重量与外形尺寸；在大过载、振动、温度变化条件下工作的可靠性等。所以在其中规定了相应的限度，它们要有牢固的接线、温度补偿元件或耐热元件。

在天线方向图宽度所确定的方向上，弹载坐标方位仪分辨率低。结果位于坐标方位仪视界中的所有目标信号都进入接收装置的输入端。

在有干扰信号的情况下，为了提高对选定目标跟踪的可靠性，在坐标方位仪中安装了距离或速度自动选择器。

目标距离自动选择器跟踪目标，由此形成了控制发射机工作

的选择脉冲。在构造和工作原理方面，它和自动跟踪系统没有区别，也有时间鉴别器可控级，搜索电路，交流延时电路，跟踪选通振荡器，选择脉冲振荡器（图 6-19）。

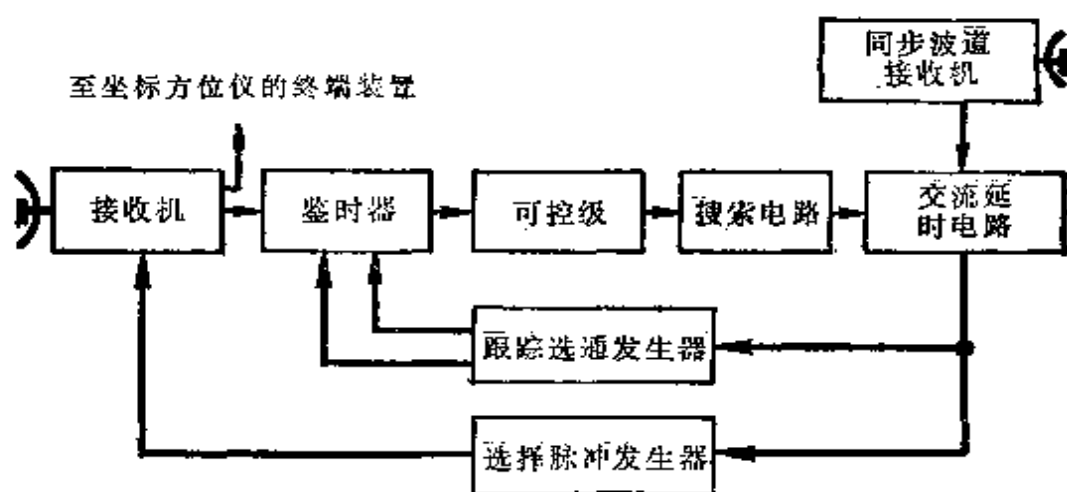


图6-19 距离自动选择器的方块图

在自动跟踪方法中，目标的视频信号从坐标方位仪接收机输出端加到形成误差信号电压用的时间鉴别器上，电压的极性同目标脉冲、跟踪选通脉冲之间的时间失调值 $\Delta\tau$ 的大小及符号相对应。

$$u_{co} = K_d \Delta\tau \quad (6-25)$$

式中 K_d ——鉴频器特性曲线的斜率。

跟踪选通脉冲同时加到鉴频器上。在绝大部分情况下，时间鉴频器就是由二极管或三极管组成的重合电路。这类鉴频器的工作原理已在第四章中详细研究过。

误差信号电压通过鉴频器之后加到产生控制电压的控制级上。在一阶无静差系统中，控制级由积分电路组成。在二阶无静差系统中，控制级是两个串联的积分器。积分器输出端的电压随速度变化，而速度与误差信号电压成比例。这个电压通过搜索电路，该电路在自动跟踪目标的情况下，象放大器一样地工作。通过搜索电路之后，控制电压被送入形成距离脉冲用的交流延时电路中。

交流延时电路可由标准脉冲延时电路或电压电平比较电路组

成。因此形成距离脉冲，脉冲宽度和导弹-目标之间的距离相对应。交流延时电路的触发可用有源型坐标方位仪发射机调制器的脉冲来实现。在发射脉冲的时刻，交流延时电路被触发。所以距离脉冲的宽度等于：

$$\tau_D = \frac{2D_n}{c}$$

在半有源型坐标方位仪中，交流延时电路的触发由目标照射站的同步脉冲来实现。为此，在坐标方位仪中安装了接收同步信号的同步波道接收机。

因为目标与导弹的距离相对于目标照射站的变化，故同步信号与目标信号的滞后时间也变化。进入导弹的目标照射站的脉冲，可作为同步脉冲。这些脉冲的滞后时间等于：

$$t_{sp} = \frac{D_p}{c}$$

式中 D_p ——到达导弹的距离。

由目标反射的信号通过的路程是从目标照射站到达目标的距离 (D_n) 以及由目标到达导弹坐标方位仪的距离 (D_{np})。因此这些脉冲的滞后时间由下式确定：

$$t_{su} = \frac{D_n + D_{np}}{c} \quad (6-26)$$

显然，在这种情况下，自动选择器距离的脉冲宽度将等于：

$$\tau_D = t_{su} - t_{sp} = \frac{D_n + D_{np} - D_p}{c}$$

随着距离脉冲终止，形成跟踪选通脉冲与接收机选择脉冲，选通脉冲加到时间鉴频器上，而选择脉冲加到接收机中频放大器上。

目标速度自动选择器是跟踪随动系统。它的工作原理是跟踪有固定多普勒频率的目标信号。在这种情况下，可采用带差频振荡器的自动选择器与带随动滤波器的线路。我们以带频率重调振

荡器的自动选择器为例进行研究 (图 6-20)。

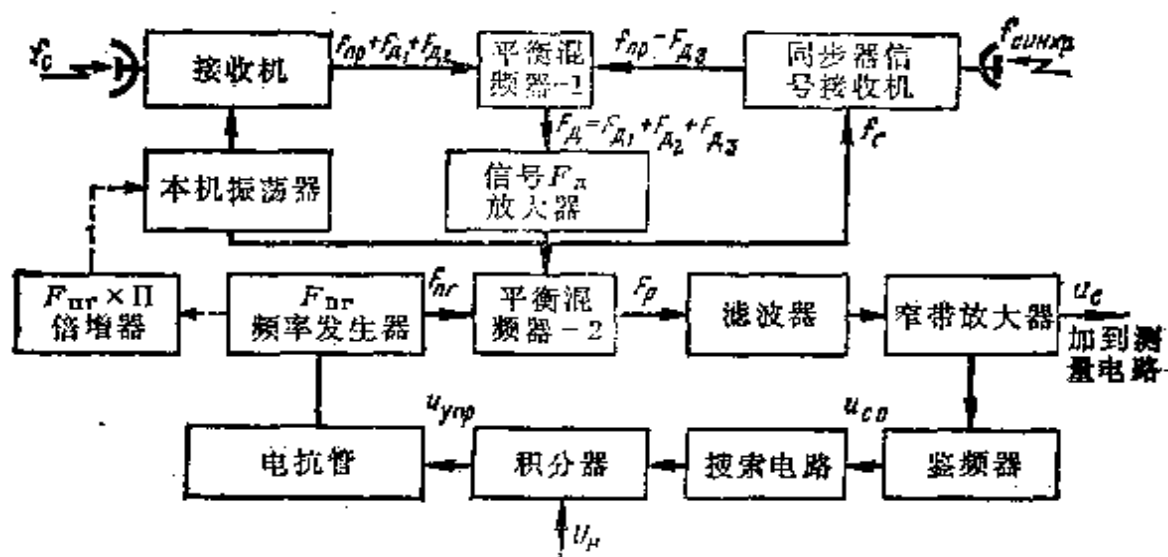


图6-20 目标速度自动选择器的方块图

上图表示半有源型坐标方位仪的自动选择器的线路图。由坐标方位仪视界中的目标所反射回来的信号进入接收机输入端，其多普勒频率增量为 F_{n1} 和 F_{n2} 。因此这些信号的频率都等于：

$$f_{cu} = f_o + F_{n1} + F_{n2} \quad (6-27)$$

式中 f_o ——目标照射站发射机发射的信号频率；

F_{n1} ——目标相对于目标照射站的运动所决定的多普勒频率；

F_{n2} ——目标与导弹相对运动所决定的多普勒频率。

由图 6-21 可得出：

$$F_{n1} = \frac{V_{rn1}}{\lambda} = \frac{V_n}{\lambda} \cos q_{nDn} \quad (6-28)$$

式中 V_{rn1} ——目标相对于目标照射站的径向分速度；

$\lambda = c/f_o$ ——目标照射站发射机的工作波长；

q_{nDn} ——目标相对于目标照射站-目标方向的方位角。

频率 F_{n2} ：

$$F_{n2} = \frac{V_{rn2} + V_{rn1}}{\lambda} = \frac{V_u \cos q_{uD} + V_v \cos q_{vD}}{\lambda} \quad (6-29)$$

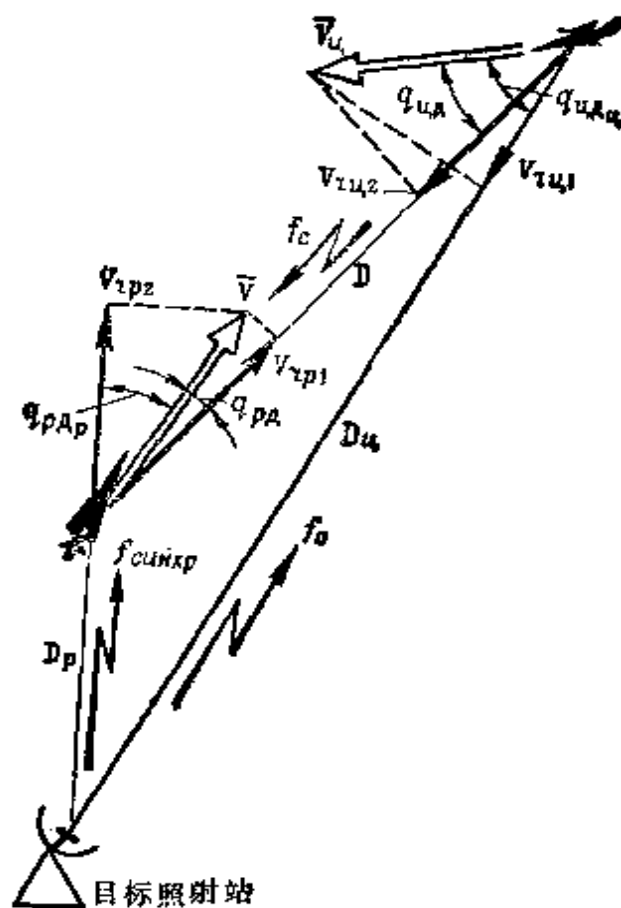


图6-21 目标信号多普勒频率的确定与活动目标的选择

式中 V_{r2} 、 V_{r1} ——目标与导弹分别相对于导弹-目标距离连线 D 的径向分速度；

q_{uD} 、 q_{pD} ——目标与导弹分别相对于导弹-目标距离连线的方位角。

接收信号具有与目标角速度、方位角大小成比例的多普勒频率。这可分离出有固定频率的信号，并奠定了按速度选择目标的基础。

目标的信号在接收机中放大并变成中频信号以后，进入平衡器 BC-1 中，同时进入平衡混频器的还有中频同步信号，其频率等于：

$$f_{\text{сп}} = f_{\text{суммар}} - f_r$$

式中 $f_{\text{допл}}——$ 有多普勒频率 $F_{\text{дс}}$ 的目标照射站同步信号的频率。

在导弹远离目标照射站时便产生多普勒频率 $F_{\text{дс}}$ 。它的大小由导弹相对于目标照射站运动的径向分速度来决定：

$$F_{\text{дс}} = \frac{V_{\text{рз}}}{\lambda} \quad (6-30)$$

由于目标信号频率的偏移与同步的结果，在平衡混频器 BC-1 的输出端上就分离出信号，其频率为：

$$F_{\text{н}} = F_{\text{н1}} + F_{\text{н2}} + F_{\text{дс}} \quad (6-31)$$

这种频率的信号通过放大器加到平衡混频器 BC-2 上，加到混频器 BC-2 上的还有重新调频的振荡器频率为 $F_{\text{н}}$ 的信号。由于频率偏移的结果，在 BC-2 输出端就分离出差频信号

$$F_{\text{р}} = F_{\text{н}} - F_{\text{н}} \quad (6-32)$$

频率为 $F_{\text{р}}$ 的信号进入固定频率值调为 F_0 的滤波器中。只有频率 $F_{\text{р}}$ 等于或近于 F_0 的信号才能通过滤波器。

通过滤波器以后，信号经窄带放大器进入鉴频器，鉴频器的任务是在频率 $F_{\text{р}}$ 偏离 F_0 时形成误差信号 $u_{\text{до}}$ 。在频率 $F_{\text{р}}$ 与 F_0 不等的情况下，产生大小和符号相对应的电压 $u_{\text{до}}$ ，并通过搜索电路加到积分器上。积分器把误差信号电压变换成控制电压，并把它加到电抗管上。因此重新调频振荡器的频率 $F_{\text{н}}$ 就发生变化，使差频 $F_{\text{р}}$ 在整个过程中都接近于 F_0 。这样一来，由于被跟踪目标的信号频率 $F_{\text{р}} = F_0$ ，所以只有它通过窄带滤波器。在坐标方位仪视界中其它目标的信号不能通过滤波器，这样就保证了信号选择。

重新调频振荡器的信号放大几倍后可作为外差信号。在这种情况下，在坐标方位仪的接收线路中就能实现目标选择。

无线电波束控制的导弹的坐标方位仪形成失调信号，它与导弹偏离等强信号方向（由雷达导引站天线形成）的偏差成比例。这

样, 对于导引“厄利康”(瑞士)导弹来说, 等强信号的方向用天线波束圆锥形扫描的方法来形成。在这种情况下, 坐标方位仪的组成部分包括两个鉴相器, 天线接收的信号以及从导引站发射的基准信号都进入这两个鉴相器。因此每个鉴相器都形成失调信号, 它是在同一平面上控制导弹飞行的指令的基本组成部分。

现在, 由国外防空导弹系统的描述中可知, 远距离导引系统的应用有限, 所以研究其坐标方位仪的性能便没有特殊的意义。

在跟踪式活动坐标方位仪中, 必须实施目标方向与 ox_x 轴之间的角度失调的修正。为此采用了失调修正装置。它由陀螺稳定动力传动装置、间接稳定式陀螺传动装置及宽带跟踪系统组成。失调修正装置的任务是把坐标方位仪或它的测量元件移动到被起始装置的指令及坐标方位仪终端装置内形成的控制信号所决定的方向上。并且失调修正装置可以使坐标方位仪的测量元件与导弹壳体去耦, 以消除振动对目标角位置测量精度的影响。

第七章 指令形成装置

§ 7-1 指令形成装置所解决的问题

在大部分导引方法中，导弹对空中目标瞄准的运动轨道是曲线。它们的曲率与所用的导引方法及目标的坐标变化速度有关。

为了使导弹沿曲线轨道运动，必须给它加一些控制力，控制力的作用是使导弹产生法向加速度。这些力作用的大小和方向应和要求的相符合。

大家知道，力 $\bar{F}$ 的作用使加速度 $\bar{w}$ 产生

$$\bar{F} = m_p \bar{w} \quad (7-1)$$

式中 m_p ——导弹质量。

在一般情况下，导弹在所加外力的作用下，产生接近加速度，它可用两个分量来表示（图7-1）：切向加速度 $\bar{w}_\tau$ 与法向加速度 $\bar{w}_n$ 。在此情况下

$$\bar{w}_{c\phi n} = \bar{w}_\tau + \bar{w}_n \quad (7-2)$$

式中 $\bar{w}_\tau = \bar{w}_{c\phi n} \cos \eta$, $\bar{w}_n = \bar{w}_{c\phi n} \sin \eta$ 。

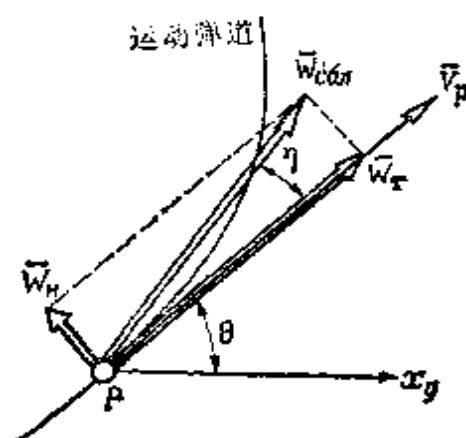


图7-1 防空导弹飞行方向的变化

接近加速度的切向分量指向导弹速度矢量的方向并且不使导

弹运动偏离直线，而法向分量则使导弹按曲线轨道运动。在这种情况下，产生法向过载，其大小和这个分量成正比。

$$n_n = \frac{W_n}{g} = \frac{W_{\text{cн}} \sin \eta}{g}$$

式中 g ——自由落体加速度。

结果导弹速度向量的大小与方向发生变化。弹道倾角 θ 的变化速度等于

$$\dot{\theta} = \frac{W_n}{V_p} \quad (7-3)$$

在某一时间 t 内，弹道倾角的变化量为：

$$\Delta\theta = \frac{1}{m_p V_p} \int_0^t F_{ynp} dt \quad (7-4)$$

表达式 (7-4) 表示控制力与导弹速度矢量倾角变化量之间的关系。

控制力的产生是空气动力舵或其它类型的舵相对于零位转角变化的结果。升力和侧向力都可以作为控制力。

这样，按给定的弹道控制导弹的运动，就要求舵机的转角 δ_p 连续地或不连续地发生变化。或者其它机构相对于其中间位置产生控制力。

用来改变舵机转角的电压，习惯上称为控制指令。这个电压不但可以是慢变化的直流电压或交流电压，也可以是其它形式的电压。

形成控制指令电压的装置称为指令形成装置。控制指令的形成就意味着求解所要求的导弹运动规律与目标运动参数之间的一定的数学关系式。如以前指出的那样，这个规律是由所采用的导引方法与各种导引误差的补偿方法所决定的。与此相应在实现各种导引方法时形成指令的原理将有着自己的特点。

控制指令和失调参数的大小成比例，一般形式为：

$$u_k = K_{\Delta} \Delta(t) + u_r = u_p + u_r \quad (7-5)$$

式中 u_k ——控制指令电压；

$\Delta(t)$ ——失调参数;

K_{Δ} ——变换系数;

u_p ——失调信号;

u_r ——导引误差补偿信号电压。

除与形成控制指令有关的任务外, 指令形成装置还可以起到其它作用, 如检查防空导弹发射前的准备过程, 决定导弹发射时刻与自动化起动, 检查地面设备与弹上设备情况, 形成地面设备与弹上设备状态变化的信号等。

与此相应, 就分成少功能与多功能的控制指令形成装置。第一种常称为计算器。它们作弹上装置用。

指令形成装置, 可由模拟技术和数字技术的元件组成, 所以称它们为模拟式或数字式。在模拟式指令形成装置中形成指令时, 要进行有若干物理量(目标、导弹坐标及其变化速度等等)模拟电压的运算。这种指令形成装置输出缓慢变化电压形式的控制指令。它具有显著的快速作用与很高的准确度。不过解题量增大时, 该装置的重量和复杂性也大大增加。所以模拟式的指令形成装置常常用在简单的系统中。

数字式指令形成装置, 由电子计算机组成并用来解决大量的问题。除了形成控制指令外, 它们还可能保证导引方法的合理分配与选择。现代化电子技术手段可以用这种装置很快地解决数学问题并可以得到很大的存储容量。光导技术与全息摄影法的新成就对此有很大的促进作用。

指令形成装置是能得到整个控制回路必要特性的控制系统的元件。为此, 形成修正信号与导引误差补偿信号的元件都是它的组成部分。

在各种类型的系统中和实现各种导引方法时, 指令的形成有许多共同点。所以我们要预先研究一下一般的规律性。

可以在一个平面内也可以在两个互相垂直的平面内控制导弹飞行。在后一种情况下, 指令形成装置形成在高低与航向上控制

舵面的指令。下面我们将对这种情况进行讨论。

上面已经提到，控制指令包括失调信号和导引误差补偿信号。在某些情况下，在指令中包含着当导弹偏离运动轨道很大时还能得到所希望的导弹运动特性的信号。这些信号通常称为阻尼信号。这样

$$u_k = au_p + bu_{\text{阻尼}} + cu_r \quad (7-6)$$

式中 a 、 b 、 c ——比例系数；

$u_{\text{阻尼}}$ ——阻尼信号。

我们研究一下引入这些分量的必要性。

大家知道，失调信号 u_p 表示导弹偏离运动轨道。这个信号引入控制指令中时带有一定的比例系数，这些系数按失调参数的形式有下列量纲：伏/米、伏/度、伏/(度/秒)等。

失调信号电压可以包含失调参数测量误差的修正分量。这些误差的性质有一些特点，这些特点是由测量设备的结构数据及其元件决定的。

由自动调节原理可知，阻尼信号是失调信号的导数，将其引入控制信号是为了使过渡过程尽快衰减。我们以导弹接近运动轨道为例研究一下阻尼信号的作用（图7-2）。

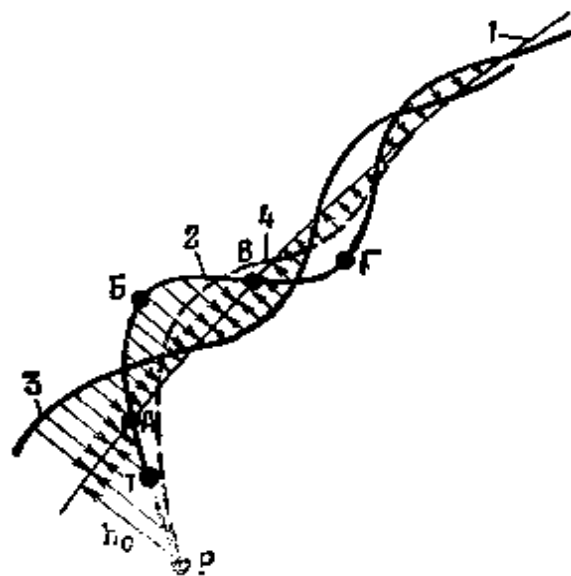


图7-2 阻尼信号对导弹运动特性的影响

1—运动弹道；2—无阻尼时导弹运动弹道；3—阻尼信号的变化规律；4—输入阻尼信号时导弹运动的轨道。

例如, 设运动弹道为 1。在某一时刻导弹处在离运动弹道的距离为 h_0 的 P 点。假定控制指令与这个偏离的大小与符号相对应, 则导弹在指令的作用下, 将接近运动弹道。在最初时刻控制指令最大, $K_y = ah_0$ 。在这个指令的作用下, 舵机转动相应的角度。随着导弹接近运动轨道, 失调参数值 h 将减小, 这时指令值减小, 舵机转角也减小。当导弹出现在运动弹道上 (在点 A) 时, 失调参数, 即控制指令等于零, 舵机停在中间位置。结果, 导弹以某一角度通过运动弹道并开始离开它。失调参数变为相反的符号, 并且越来越大。这就引起指令符号的改变, 使舵机在与最初方向相反的方向上转动某一角度。通过 A 点之后, 失调参数的值暂时还小, 舵机只转动很小的角度。所以导弹很快地偏离运动弹道。随着 h 值的增大, 控制指令增大, 而导弹偏离的速度减小。当导弹在 B 点时偏离的速度等于零, 导弹开始与运动弹道接近。在这种情况下, 舵机的偏角开始减小。当导弹在 B 点时, 舵机又停在中间位置, 导弹沿切线方向开始偏离运动弹道等等。

从以上的叙述中可知, 导弹接近运动弹道的过程中有振荡特性, 并且占去许多时间。其结果增加了导弹的过载, 并且降低了导引精度。

当引入阻尼信号时, 在任何时刻控制指令都由下式表示:

$$u_k = au_p \pm b\dot{u}_p \quad (7-7)$$

式中 $b\dot{u}_p$ ——阻尼信号 (b ——比例系数)。

由上式可知, 在某一时刻, 指令的大小将和失调信号与阻尼信号的和成比例, 在另一时刻, 则和它们的差成比例。结果, 随着导弹接近运动弹道, 在某一时刻 (例如在点 1), $au_p = b\dot{u}_p$, 控制指令将接近于零。导弹通过这个点之后, 失调参数减小, 失调信号小于阻尼信号, 因此指令变为相反的符号。这导致在导弹接近运动弹道前, 舵机仍停在中间位置, 并且随后向相反方向转动某一角度。这就减小了导弹接近运动弹道的速度。结果导弹将更平稳地接近运动弹道。这就减小了接近弹道的时间与所要求的

在惯性力的作用下不能瞬时出现在运动弹道上，因为它有固定的质量与相应的过载。所以它将以固定的速度接近运动弹道 KT 。

当导弹出现在运动弹道上的点 2 时，控制指令再一次变为零值，并且导弹继续沿该点的切线方向运动等等。

这样，在导引系统存在惯性的情况下，导弹将沿所谓的动态弹道 KT 运动，动态弹道相距运动弹道某一距离 h_n 。 h_n 即是动态导引误差。这个误差的数值按已知的表达式确定，即

$$h_n = \frac{W_n}{K_0} \quad (7-9)$$

式中 W_n ——导弹的法向加速度；

K_0 ——控制回路的放大系数。

由于 $W_n = V_p \dot{\theta}$ ，而 $\dot{\theta} = V_p / \rho_r$ ，所以

$$h_n = \frac{1}{K_0} \frac{V_p^2}{\rho_r} \quad (7-10)$$

由 (7-10) 式可以看出，导引动态误差的值和运动弹道的曲率半径成反比，即和它的曲率成正比。

如果注意一下，对于同一种导引方法来说，运动弹道的曲率由目标角坐标 φ_n 的变化速度来确定，则 (7-10) 式可写成下列形式：

$$h_n = A \frac{\dot{\varphi}_n}{K_0}$$

式中 A ——比例系数。

由上述推理可知，为了使导弹沿运动弹道运动，即为了使动态弹道和运动弹道重合，在控制指令中必须引入正比于 h_n 值的信号，在它的作用下，导弹舵机可以补充转动某一角度，并且导弹也得到补充加速度。

这种消除动态误差的方法称为补偿法。从原理上讲还可以采用其它方法。

需要指出，在有很大的放大系数的导引系统中动态误差值不大，因而没有必要引入补偿它的信号。

导弹的质量 $G_p = m_p g$ (m_p ——导弹的质量, g ——自由落体加速度) 影响导弹在垂直平面上运动的特性。

在导弹沿曲线弹道飞行时, 可以把导弹的重力分为相对于速度坐标的两个分量 (图7-4), 在这种情况下

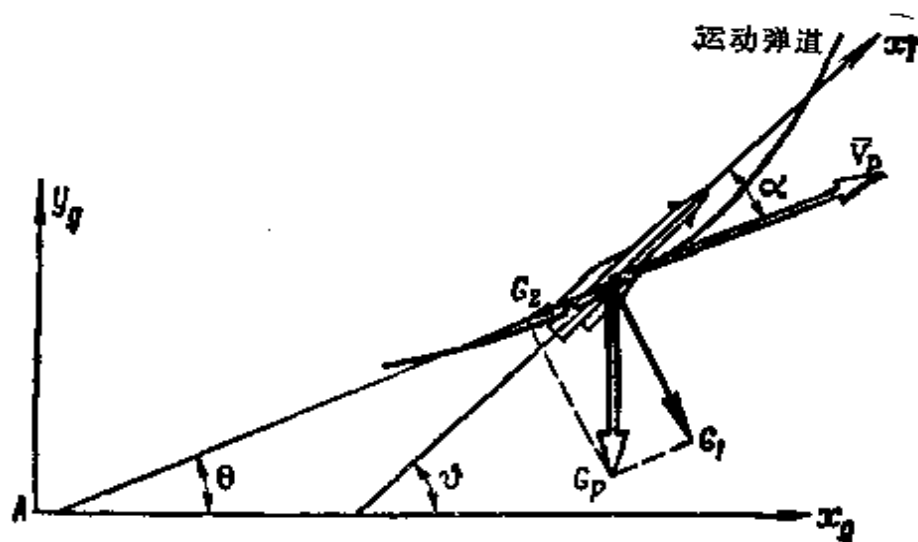


图7-4 导弹质量对其运动弹道特性的影响

$$G_1 = G_p \cos \theta, \quad G_2 = G_p \sin \theta \quad (7-11)$$

分量 G_2 指向与速度向量相反的方向。它不产生法向加速度, 并由导弹发动机推力来补偿。

分量 G_1 垂直于矢量 $\vec{V}_p$, 引起导弹偏离运动弹道。为了避免这种偏离, 必须使导弹具有的某一加速度 W , 与分量 G_1 成比例。

由于天线罩的影响所造成的目标角位置的测量误差, 不但可以直接在坐标方位仪中得到补偿, 而且还可以在控制指令形成时在计算仪器中得到补偿。

很容易证明, 这些误差信号的大小与坐标方位仪的轴相对于导弹的纵轴的偏角与整流罩材料的物理特性有关。在整流罩特性曲线有明显的静态定向特征的情况下, 可能形成电压, 在角 φ 变化时, 它的大小与极性的变化就重复整流罩的定向特性。原则上这个电压可以作为整流罩带来的测量误差的补偿信号。

除了以上研究的以外, 还有其它原因所产生的导引误差。这

些误差是由于实现各种不同的目标运动参数测量方法与导弹导引方法所造成的。

§ 7-2 实现两点导引法时控制指令的形成

导弹按两点法导引时，就要确定空间两点——导弹与目标的相对位置。安装在导弹上的坐标方位仪解决了这个问题。由此形成了正比于失调参数的失调信号，它是形成控制指令的基本组成部分。

两点导引法在国外的导引系统中得到了应用。直接导引与跟踪法，平行接近与比例接近法都属于这种方法。

导弹按直接导引法形成指令，在指令的作用下，在与目标接近的过程中，导弹的定向是使它的纵轴 ox_z 和导弹-目标之间距离连线的方向重合（见图1-1）。在此情况下失调参数就是导弹纵轴的方向与目标距离矢量方向之间的夹角。这时目标相对于导弹的角位置可以由纵向平面和横向平面内的失调角分量 φ_y, φ_z 来确定。对这两个角进行测量就可得到失调信号：

$$u_y = K_y \varphi_y(t) \quad (7-12)$$

$$u_z = K_z \varphi_z(t)$$

式中 K_y, K_z ——是把角度值变换为失调电压的变换系数，量纲为伏/度。

测得的失调参数值，可能包括整流罩的影响所造成的误差 $\Delta\varphi_{y\text{ обт}}, \Delta\varphi_{z\text{ обт}}$ 。这个误差导致失调信号中相应的分量的出现。所以

$$u_y = u_{y\text{ ист}} \pm \Delta u_{y\text{ обт}} \quad (7-13)$$

$$u_z = u_{z\text{ ист}} \pm \Delta u_{z\text{ обт}}$$

式中 $u_{y\text{ ист}}, u_{z\text{ ист}}$ ——是和角 φ_y, φ_z 的真实大小相对应的失调信号的分量。

显然，失调信号中有这些分量存在，就会导致降低导引精度的信号在控制指令中出现。所以，为了补偿 $\Delta u_{y\text{ обт}}, \Delta u_{z\text{ обт}}$ 的值，采取了必要的措施——不但直接把补偿信号输到失调信号中，而

且也直接把补偿信号输到控制指令中。后者是更好的方法,因为它不引起补偿信号对坐标方位仪跟踪目标质量的影响。

请注意,我们研究的系统中,动态导引误差不大,对于在两个互相垂直的平面中控制导弹飞行的指令可写出下式:

$$u_{xy} = au_{py} + bu_{py} + u_{y \text{ 整流罩误差补偿}} + u_{\text{整流罩}} \quad (7-14)$$

$$u_{xz} = au_{pz} + bu_{pz} + u_{z \text{ 整流罩误差补偿}} + u_{\text{整流罩}}$$

式中 bu_{py} , bu_{pz} ——阻尼信号;

$u_{y \text{ 整流罩误差补偿}}$, $u_{z \text{ 整流罩误差补偿}}$ ——整流罩误差补偿信号;

$u_{\text{整流罩}}$ ——导弹重量作用引起的导引误差补偿信号。

表达式(7-14)中,可以得到实现形成控制指令的计算器结构图(图7-5)。计算器的组成部分包括阻尼信号的微分电路,形成电压 $u_{\text{整流罩误差补偿}}$ 的电路与形成补偿电压 $u_{\text{整流罩}}$ 的电路。

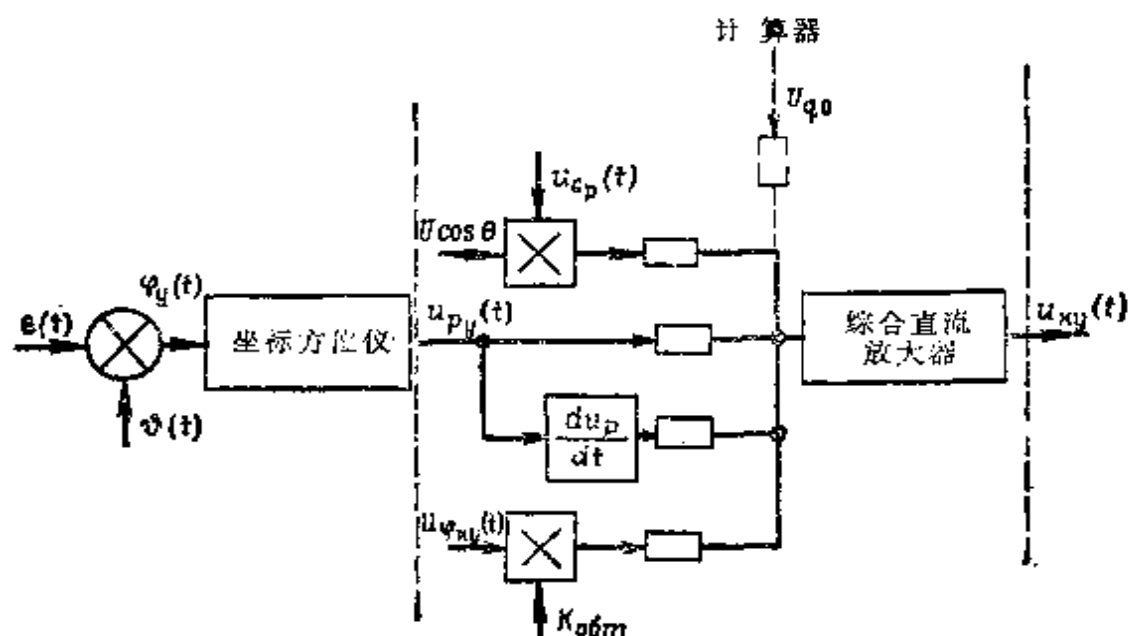


图7-5 供实现直接导引法的计算器方块图

在实现前置角不变的直接导引法时,正比于这个角的分量也是控制指令的组成部分,这部分在图中由虚线示出。

用跟踪法制导的导弹也有类似的计算器结构。采用这种方法时,坐标方位仪测量导弹-目标距离方向与导弹速度矢量之间的

夹角。因此形成了正比于这个角的失调信号。其余的分量由同样的情况形成。

应当指出,在某种情况下,不加阻尼信号,因而也就不需要将 $\frac{du_p}{dt}$ 环节接入计算器线路。平行接近法的特点是在实现这种方法时,导弹沿着导弹-目标距离直线的初始位置平行移动。这样,导弹在以该方法导引时,导弹-目标距离矢量转动的角速度应等于零。它的出现说明了导弹偏离了运动弹道。在使用这种方法时,失调参数可表示为 $\Delta \dot{\varepsilon} = \dot{\varepsilon}$ 。

在发射时刻,坐标方位仪的测量元件这样调整,使它的 ox_k 轴指向目标。这个轴的位置由陀螺稳定仪固定,并在整个导引过程中不变。

坐标方位仪测量由角 ε_0 所表征的固定方向(对垂直平面来说)与目标方向间的夹角。因此,输出信号:

$$u_{\varepsilon} = K_{\varepsilon}(\varepsilon_0 - \varepsilon_u) \quad (7-15)$$

式中 K_{ε} ——坐标方位仪变换系数。

为了得到正比于导弹-目标距离直线转动角速度的失调信号,可对这个电压微分并得到信号:

$$u_{\dot{\varepsilon}} = K_{\varepsilon} \frac{d\varphi_y}{dt} \quad (7-16)$$

得到的信号送入由直流放大器组成的计算器中(图7-6)。

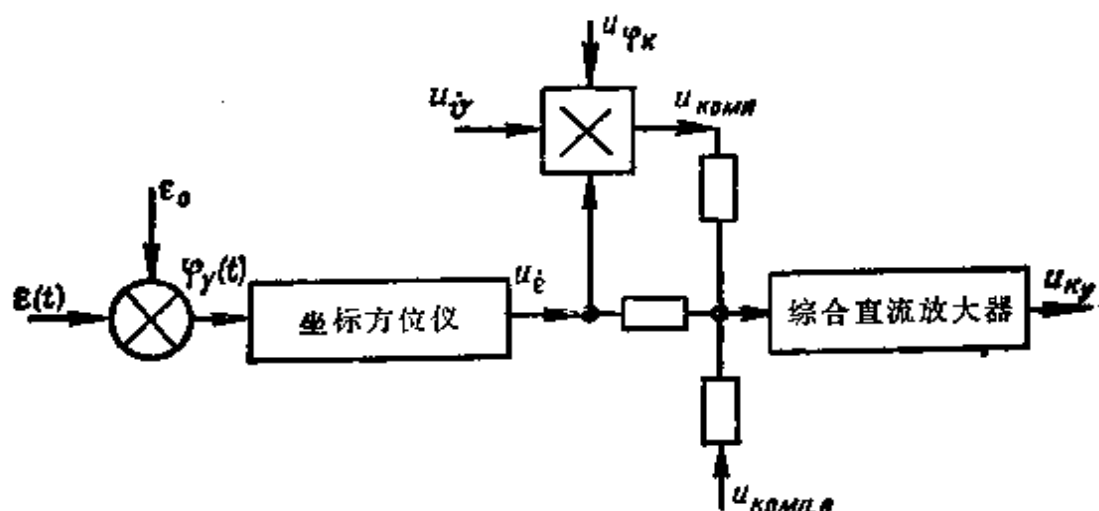


图7-6 实现平行接近法时计算器的可能方案

补偿由整流罩的影响而造成的失调参数测量误差，是把用适当线路得到的信号输入到控制指令中实现的。

$$u_{\text{ооТ}} = u_{\text{г}} \pm K_{\text{ооТ}} \varphi_{\text{к}}(t) u_{(\dot{\epsilon} - \dot{\theta})} \quad (7-17)$$

“重力”误差的补偿，是用类似以上我们研究过的方法得到的信号 $u_{\text{КОМП.В}}$ 实现的。

计算器中输出的指令，加到自动驾驶仪上，并使舵机偏转某个角度。因而，当目标距离矢量转动角速度等于零时，导弹沿与平行接近法所提的要求相应的弹道运动。

比例接近法是平行接近法的特殊情况。导弹用这种方法导引时，应满足下列条件：

$$\dot{\theta} = K \dot{\epsilon} \quad (7-18)$$

由等式可知，在导引过程中，导弹速度矢量的转动角速度应和导弹-目标距离矢量转动的角速度成比例。

采用这种方法时，坐标方位仪跟踪目标并测量导弹-目标连线转动的角速度 $\dot{\epsilon}(t)$ （对垂直平面来说）（图 7-7）。这个信号同样也可能包括整流罩与导弹质量影响所造成的误差。这些误差能使导弹产生某一角速度 $\dot{\epsilon}(t)$ 。

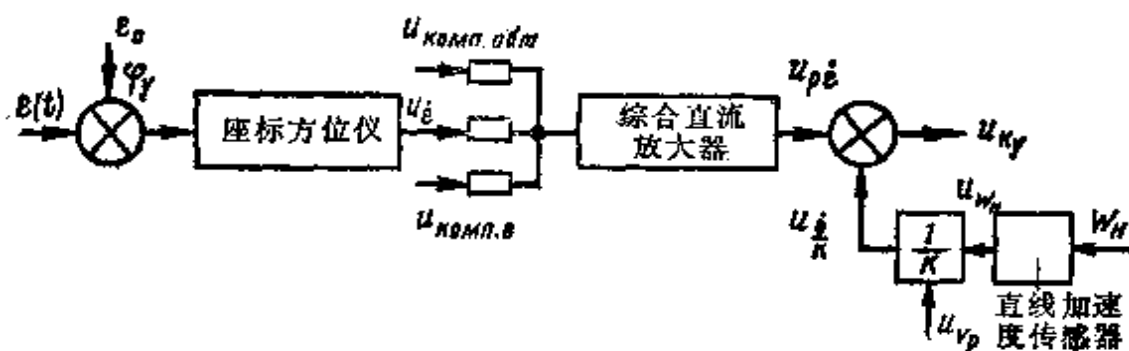


图 7-7 保证导弹用比例接近法导引时形成控制指令的计算器线路方案

信号 $u_{\dot{\epsilon}_{\text{ОДТ}}}$ 加到计算器的综合直流放大器上，与此同时，失调参数测量误差的补偿信号也加到综合直流放大器上。总的失调信号

$$u_{pi} = u_i \pm u_{\text{доп}} \pm u_{\text{комп.н}} \quad (7-19)$$

就加到读出电路上，且正比于 θ/K_1 值的信号也加在其上面。这个信号从表达式 (7-3) 看出，可用测量导弹的法向加速度的方法来得到。测量法向加速度，可借助于线性加速度传感器来实现。

信号 $u_{\dot{\theta}/K_1}$ 和信号 u_{pi} 比较，于是产生指令：

$$u_k = u_{pi} - u_{\dot{\theta}/K_1} \quad (7-20)$$

它表示导弹接近目标时给定规律被干扰的程度。指令电压加到自动驾驶仪上，并用来控制防空导弹飞行控制机构的位置。由此，导弹运动中速度矢量 $\vec{v}_p$ 转动的角速度与 $\dot{\epsilon}$ 的值成比例。

上述计算器线路方案，可以确定其中元件的组成与实现两点导引法时形成控制导弹飞行指令的过程中所要解决的数学关系式。

§ 7-3 实现三点导引法时控制指令的形成

三点导引法用在遥控系统中（指令的与远距离导引的）。三点法与提前修正法都属于这种方法。

在导弹对目标导引的过程中，引导站的仪表测量失调参数并形成控制指令，这些指令由无线电指令线路传输到导弹弹体上。

我们研究实现这类方法时控制指令形成的特点与如何得到指令形成装置结构图。

导弹用三点法导引，表示在它与目标接近的过程中，导弹保持在瞄准目标的直线上。与此相应，失调参数的大小将由下式确定：

$$\Delta\epsilon = \epsilon_n - \epsilon_p = \epsilon_n - \epsilon_p \quad (7-21)$$

$$\Delta\beta = \beta_n - \beta_p = \beta_n - \beta_p$$

ϵ_n 、 β_n 、 ϵ_p 、 β_p 的值由引导站的仪表（目标与导弹瞄准器）测量，由此形成失调信号

$$u_{\Delta\epsilon} = K_\epsilon(\epsilon_n - \epsilon_p) = K_\epsilon\Delta\epsilon \quad (7-22)$$

$$u_{\Delta\beta} = K_\beta(\beta_n - \beta_p) = K_\beta\Delta\beta$$

式中 K_ϵ 、 K_β ——把角度值变为相应的电压值的变换系数。

原则上电压 $u_{\Delta\epsilon}$ 、 $u_{\Delta\beta}$ 可用来形成控制指令。然而，在这种情况下，导引精度将由射击距离（导弹射程）决定。得出这个结论的依据是：在 $\Delta\epsilon$ 与 $\Delta\beta$ 为常数时导弹偏离运动弹道的线性偏差随着 D_p 的变化而变化。

所以在远距离控制系统中，用作失调参数的不是导弹相对于运动弹道的角偏离而是线性偏差。线性偏差的大小可由下式确定：

$$\begin{aligned} h_{\Delta\epsilon} &\approx \Delta\epsilon D_p \\ h_{\Delta\beta} &\approx \Delta\beta D_p \end{aligned} \quad (7-23)$$

为了得到与这些值成比例的失调信号，在指令形成装置中必须有能形成信号 $u_{h\Delta\epsilon}$ 、 $u_{h\Delta\beta}$ 的倍增器。

阻尼信号由微分失调信号的方法产生。

下一步控制指令的形成归结为将阻尼信号与导引误差补偿信号相加。结果，在指令形成装置的输出端就产生下列形式的控制指令电压：

$$\begin{aligned} u_{\pi\epsilon} &= u_{h\Delta\epsilon} + b\dot{u}_{h\Delta\epsilon} + u_{\text{корр.}\epsilon} \\ u_{\pi\beta} &= u_{h\Delta\beta} + b\dot{u}_{h\Delta\beta} + u_{\text{корр.}\beta} \end{aligned} \quad (7-24)$$

用这些电压来控制导弹的升降舵与方向舵，保证在飞行过程中使导弹保持在瞄准目标的直线上，这样来满足三点法的要求。指令形成装置的结构图在图7-8中示出。

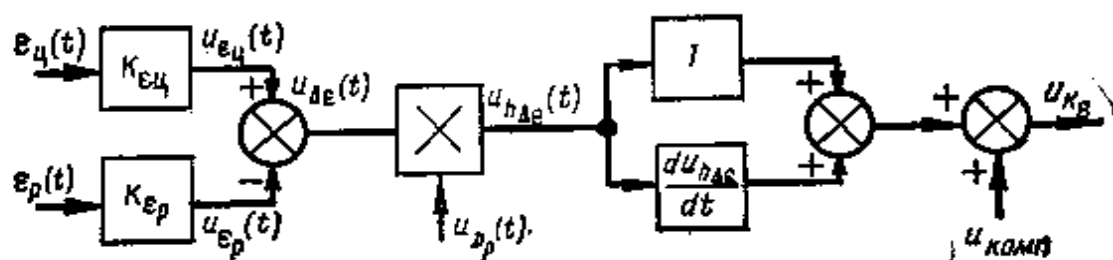


图7-8 用三点法导引防空导弹的控制指令形成时指令形成装置结构图

提前修正法有着这样的特点，即在实现它时，导弹在相对于目标瞄准线有若干超前量的条件下运动。这个超前量的大小与所

采用的方法和目标角坐标变化的速度 $\dot{\varepsilon}_u$ 、 $\dot{\beta}_u$ 及导弹与目标接近的时间 t_{c6n} 有关。一般来说，导引法的方程有以下形式：

$$\begin{aligned}\varepsilon_k &= \varepsilon_u + \varepsilon_{y_{np}} \\ \beta_k &= \beta_u + \beta_{y_{np}}\end{aligned}\quad (7-25)$$

式中 $\varepsilon_{y_{np}}$ 、 $\beta_{y_{np}}$ ——在导弹导引的垂直平面与水平平面内超前角度值。

导弹与目标接近的时间，由下列表达式确定：

$$t_{\text{c6n}} = \frac{D_u - D_p}{\dot{\Delta D}} \quad (7-26)$$

式中 $\Delta D = D_u - D_p$ ；

$\dot{\Delta D}$ ——导弹-目标距离的变化速度。

在垂直平面内超前角的表达式为：

$$\varepsilon_{y_{np}} = \frac{\dot{\varepsilon}_u}{\dot{\Delta D}} \Delta D \quad (7-27)$$

在水平面内超前角也可写成类似的表达式。

线性的超前量表达式为：

$$\begin{aligned}h_{\varepsilon_{y_{np}}} &\approx \varepsilon_{y_{np}} \cdot D_p \\ h_{\beta_{y_{np}}} &\approx \beta_{y_{np}} \cdot D_p\end{aligned}\quad (7-28)$$

在以上所指出的表达式的基础上即可组成形成超前信号的结构线路（图7-9），由此可见，这些线路的组成中，都包括能得到电压 $u_{\Delta D}$ 的相加元件、微分环节、倍增器与分压器。

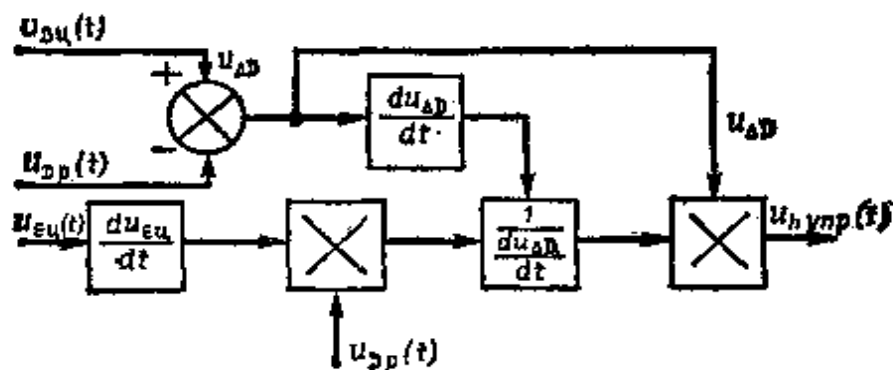


图7-9 超前信号形成的结构图

超前信号电压 $u_{\text{гнр}}$ 、 $u_{\text{бгнр}}$ 传给指令形成装置的综合放大器，在放大器中把它们与失调信号相加。

§ 7-4 模拟型指令形成装置的元件

为了求解在控制指令形成过程中的数学关系式，采用了不同类型的倍增器与分压器，加法器与减法器。它们可由电位器、磁运算放大器、电子线路及其它部件组成。

采用这种或那种类型的元件，都是由对形成指令的精度、快速作用以及它们的工作可靠性等的要求决定的。对在大加速度、温度变化大与气压变化大等条件下工作的弹上计算机的元件更有特别高的要求。

模拟型指令形成装置可属于模拟计算机。它由下列特点来表征：准确、快速作用、可靠等。

绝对误差 Δx 代表精度，它是应当模拟的值 X_1 与模拟结果所得到的值 X_2 之间的差，即 $\Delta x = X_2 - X_1$ ，在某些情况下，可以用折合相对误差来表示：

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{|x_2|_{\text{最大}}}$$

精度不但取决于仪表误差，而且还取决于原理误差，第一种误差由模拟计算机元件的制造质量及它们的调整精度等来决定，而原理误差则由解题运算方法的完善程度来决定。

模拟计算机的快速作用取决于工作时间，即由某一变量 $X_1(t)$ 到达输入端的时刻起到取得它的输出值 $X_2(t)$ （即达到其总动态误差不超过容许值的输出量计算值）时刻为止的时间，快速作用是计算器结构特性与输入信号形式的函数。

关于可靠性，通常理解为一定条件下和给定的使用时间内计算器保持计算精度和快速作用的能力。

模拟型指令形成装置是由结构上独立的单个机电元件、机械元件或电气元件组成的功能部件。

机电型乘法器与除法器用来形成与某些输入量的乘积或商成比例的电信号。这些装置属于直接作用的装置。在这些装置中，独立量的乘、除运算，采用各种物理定律（欧姆定律，自动改变传输系数等等）直接在它们上面完成。电位计，旋转变压器等都属于这种装置。

在电位计装置中，乘法和除法的效果是利用在电阻器个别区段上的电压降的不同来达到的。阻抗按给定的规律变化的交流电阻器可用作电位计。在有些情况下，采用有连续线圈的绕线电位计。这种电位计有分路式和螺旋式两种。

连续线圈电位计是有源阻抗，其输出电压借助于机械传动装置使滑动触点移动来拾取（图7-10）。输出电压的大小取决于输入量与滑动触点的位置。

$$u_{\text{输出}} = ir = \frac{u_{\text{输入}}}{R} \cdot r = K_n u_{\text{输入}} \quad (7-29)$$

式中 R ——电位计接线柱之间的电阻；

r ——滑动触点与一个接线柱间的电位计的部分电阻。

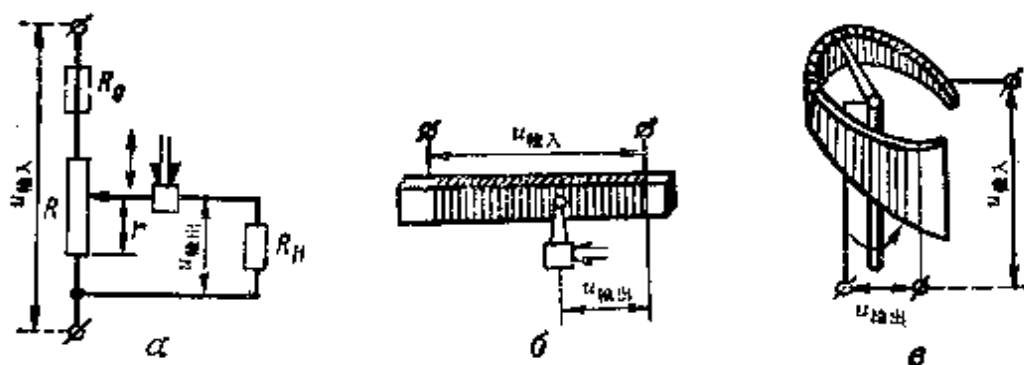


图7-10 电位计线路图与有线性和非线性线圈
的电位计乘法装置结构图

a —电位计线路图， b 、 c —有线性和非线性线圈的电位计乘法装置结构图。

当负载电阻 R_H 等于无限大时，表达式（7-29）是正确的。如果电位计输入端加负载，则输出电压将由负载电阻 R_H 的大小确定。在这种情况下：

$$u_{\text{输出}} = \frac{u_{\text{输入}} r}{R \left(1 + \frac{R_{\text{输出}}}{R_H} \right)}$$

(7-30)

$$R_{\text{输出}} = \frac{r(R-r)}{R}$$

式中 $R_{\text{输出}}$ ——电位计输出电阻。

如果在表达式 (7-30) 中电位计电阻的相对变化为 $r/R = \psi$ ，而负载系数 $R/R_H = \eta$ ，则输出电压：

$$u_{\text{输出}} = \frac{\psi}{1 + \eta \psi (1 - \psi)} u_{\text{输入}} \quad (7-31)$$

由图 7-10 与表达式 (7-31) 可知，在 $R_H = \infty$ 时，输出电压值与电位计滑标的位置成正比。在 $0 < R_H < \infty$ 时， $u_{\text{输出}}$ 的值取决于 ψ 与 η 的大小，在电位计滑标移动时，这两个值的变化会导致线性关系的破坏。在这种情况下，随着 ψ 和 η 值的增大非线性也在增长。

增加非线性可以用减小 η 值与采用沿支架不均匀分配电阻的电位计来达到 (图 7-10a)。

再回到公式 (7-31)，可以看出，电位计的值 $u_{\text{输出}}$ 等于 $u_{\text{输入}} \cdot \psi$ 的乘积。这样，我们研究的线路要完成两个量——电量和机械量 (滑标位移量) 的乘法运算。如果滑标位移在电压 u_z 的作用下产生，在这种情况下 $\psi = k u_z$ ，则线路就可得到 $u_{\text{输入}} u_z$ 的乘积。

在个别情况下，电位计用来得到电压： $u_{\text{输出}} = u_{\text{输入}} \sin r$ ， $u_{\text{输出}} = u_{\text{输入}} \cos r$ 等等。在这种电位计中，绕线电阻顺着支架按正弦、余弦等的规律分配。

电位计的线路，还可用来进行两个数相除。在图 7-11 中示出的装置的线路可做为一个例子。这个装置由电阻为 R_p 的变阻器与电位计 R_e 组成。这种线路可以得到 X 除以 Y 值的商。

因此该装置输出电压值将由下式确定：

$$u_{\text{输出}} = u_{\text{输入}} \cdot \frac{R_p}{R_p + R_n} \cdot \frac{X_{\text{最大}}}{Y_{\text{最大}}} = m_u \frac{X}{Y} \quad (7-32)$$

式中 m_u ——电压比例系数。

由上式可知，除法运算只有当 $Y_{\text{最小}} = 0$ 的条件下才有意义。

能够完成 X 乘以 Y 值的乘法运算与这两个数的乘积再除以 Z 的除法运算的桥式线路（图7-12）是万用的电位计装置。 X, Y, Z 的值用与电位计 R_{n2}, R_{n3}, R_{n4} 相对应的活动触点移动的方法机械地引入。

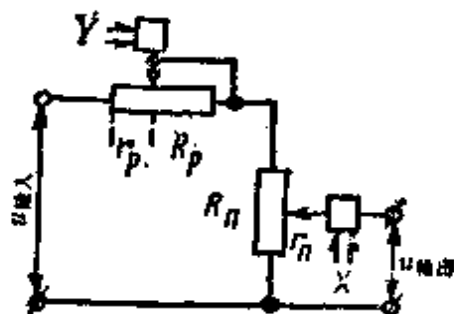


图7-11 电位计 X/Y 值除法线路图

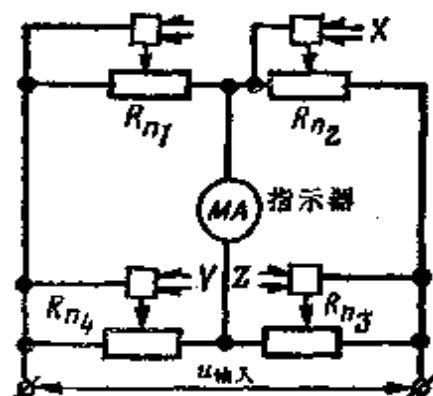


图7-12 桥式变阻器除法线路图

我们所研究的线路的工作原理，是建立在利用已知的桥式电路的关系式基础上的。

$$\frac{R_{n1}}{R_{n4}} = \frac{R_{n2}}{R_{n3}}$$

将 X, Y, Z 值引入线路，就改变了桥臂的电阻关系，于是导致它失去平衡。为了恢复平衡，采用了修正电位计 R_{n1} 和指示仪表。在电位计 R_{n1} 的滑标移动的情况下，当指示仪表的电流等于零时，才能建立平衡。

结果，从电位计 R_{n1} 的滑标量得电压为：

$$u_{\text{输出}} = K \frac{XY}{Z} \quad (7-33)$$

式中 K ——比例系数。

为使解算这一问题自动化，在电桥对角线中产生的失调信号

加到执行装置上，它使电位计 R_{m1} 的滑标移动到失调信号趋于零。

在一些情况下，为了完成加法、乘法和除法运算，就采用多级电位计线路，其中后面一个电位计的输出电阻都是前面一个电位计的负载。

电位计装置的快速动作慢，解题运算精度较低，可靠性差，这是它们本质上的缺点。采用这种装置，能直接完成有各种不同物理特性的数量运算。

为了完成三角函数运算与得到交流电压形式的信号，采用了旋转变压器，它的工作原理基本上是利用感应线圈中的互感现象。

旋转变压器有固定部分（定子）与活动部分（转子），在它的凹槽中放进两个线圈。定子线圈和转子线圈的磁轴互相垂直。转子通常是圆柱形，并且安装在定子当中。它能绕着相对于定子线圈转轴转任意角度 φ 。为了从转动着的转子线圈上取出电压，安装了集流环。

我们利用图 7-13 来研究旋转变压器的工作原理。在图上示出了定子、转子线圈的配置以及等效电路。

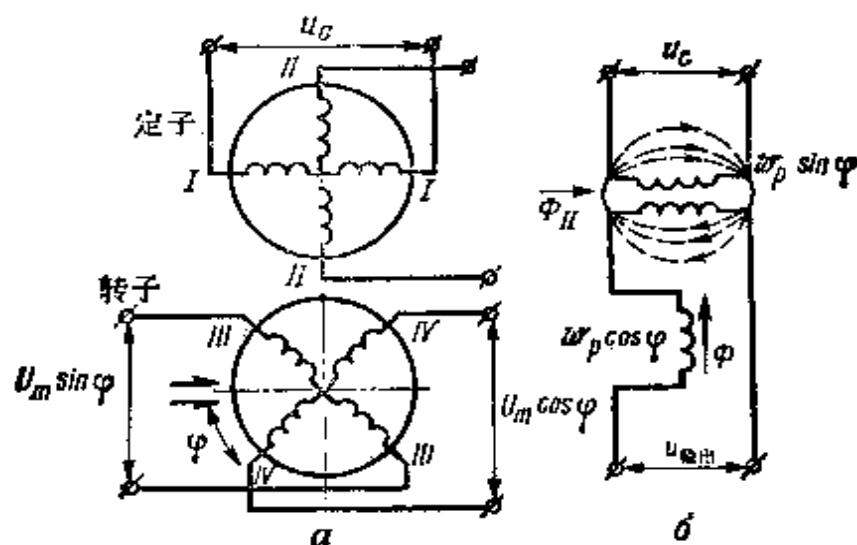


图7-13 旋转变压器BT的线圈的空间布局与等效线路图

a —旋转变压器线圈的空间布局； b —等效线路图。

线圈 I-I 是励磁线圈。在它的接线柱上加上频率为 f 的交流电源电压。沿线圈 I-I 流过的电流在定子中产生与电流和线圈匝数 ω_1 I-I 成比例的脉动磁通。在磁导体中就产生磁通量 $\phi_1 = \phi_{1\text{最大}} \cdot \cos 2\pi f t$ 。它切割转子线圈的绕组并在其中形成互感电动势。互感电动势的大小由磁通的密度与转子和定子线圈的相对空间位置来决定。

在转子线圈平行于定子线圈或和它成某一角度 φ 时，定子的磁通切割转子绕组并在其中形成电动势。

如果转子线圈和定子线圈垂直，则磁力线不切割它的绕组，其中电动势就等于零。转子线圈中感应电动势的值，在 $\varphi = 0$ 时最大。随着转动角度的增加感应电动势减小。

在大多数旋转变压器中，转子线圈接线柱的电压在角度 φ 变化时按正弦或余弦的规律变化。由于转子线圈相互成 90° ，故由一个接线柱上取出的电压和 $\sin \varphi$ 成比例，而由另一个接线柱上取出的电压和 $\cos \varphi$ 成比例，也就是：

$$E_{\text{I}} = E_{\text{I最大}} \cdot \sin \varphi = u_c \cdot \frac{\omega_c}{\omega_c} \sin \varphi \quad (7-34)$$

$$E_{\text{IV}} = E_{\text{IV最大}} \cdot \cos \varphi = u_c \cdot \frac{\omega_0}{\omega_c} \cos \varphi$$

在上述情况中，线圈 III-III 可以称为正弦线圈，而线圈 IV-IV 可称为余弦线圈。

由转子线圈取出的电动势的值只有在线圈无负载时才符合以上所指出的关系式。当载荷加入时，转子线圈中通过电流，形成相反的磁场。定子线圈和转子线圈磁场互相作用的结果，产生合成磁通，它的空间分布和最初的不同，它破坏了以上由 φ 角在转子线圈中产生的电动势关系。

磁通的横向分量是引起旋转变压器磁场畸变的主要磁通分量，它和每个转子线圈造成的横向磁场的大小有关。这个现象称为电枢反应。并且横向分量是线圈中流过的电流值与转角 φ 的函

数。为了减少横向分量的影响，采用了特殊的方法：连接转子线圈，使它们形成的磁场相等并且方向相反；利用加有负载阻抗的次级定子线圈等。

由研究变压器的工作原理可知，它们是乘法器，并且可以得到电量与表示转子转角 φ 的机械量的乘积。类似这种型式的变压器常称为正-余弦旋转变压器。

为了完成电压乘以和某一装置的轴的转角成比例的值的乘法运算，采用了线性旋转变压器。它们的工作原理和旋转变压器的工作原理相似。

在某些情况下，正-余弦旋转变压器可用作线性旋转变压器。它们的输出电压由正弦线圈截取。该线圈输出端的电压随角 φ 在零度到几度范围内成线性变化。为了扩大线性关系部分，采用线圈的复合连接线路。有时把定子线圈 I-II 与正弦线圈串联起来。在它们的共用线路中接入负载电阻。在某些线性旋转变压器中，励磁线圈和余弦线圈串联，输出电压由这些线圈的末端截取。

正-余弦旋转变压器用在天线控制装置中、坐标变换器中、解算几何问题的仪表中等等。

在某些形式的计算器中，必须得到和某些输入量的速度或积分成比例的电压。在这些情况下，可采用记速发电机与积分电动机。

理想的记速发电机的输出电压由下列表达式确定：

$$u_{rr} = K_r \frac{d\varphi_r}{dt} = K_r \omega_{rr} \quad (7-35)$$

对理想的积分电动机来说

$$\varphi_{\pi\pi} = K_{\pi\pi} \int_0^t u_{\pi\pi} dt \quad (7-36)$$

在这些等式中， K_r 、 $K_{\pi\pi}$ 是与记速发电机和积分电动机相对应的传动系数。

记速发电机是交流或直流电压发生器。它们作为机电微分装置用在天线控制线路中，也用在为形成与伺服机构控制轴转速成

正比的电压分量的电压获取电路中。

直流与交流电动机是积分电动机。电动机轴的转角和加在电动机上的电压积分成比例。所以，这些电动机能按固定关系把电量变成机械量。

采用直流放大器的乘法器与除法器

控制指令形成装置及其组成部分中，采用有源双极通断计算电路。反馈放大器用作有源元件（图7-14）。

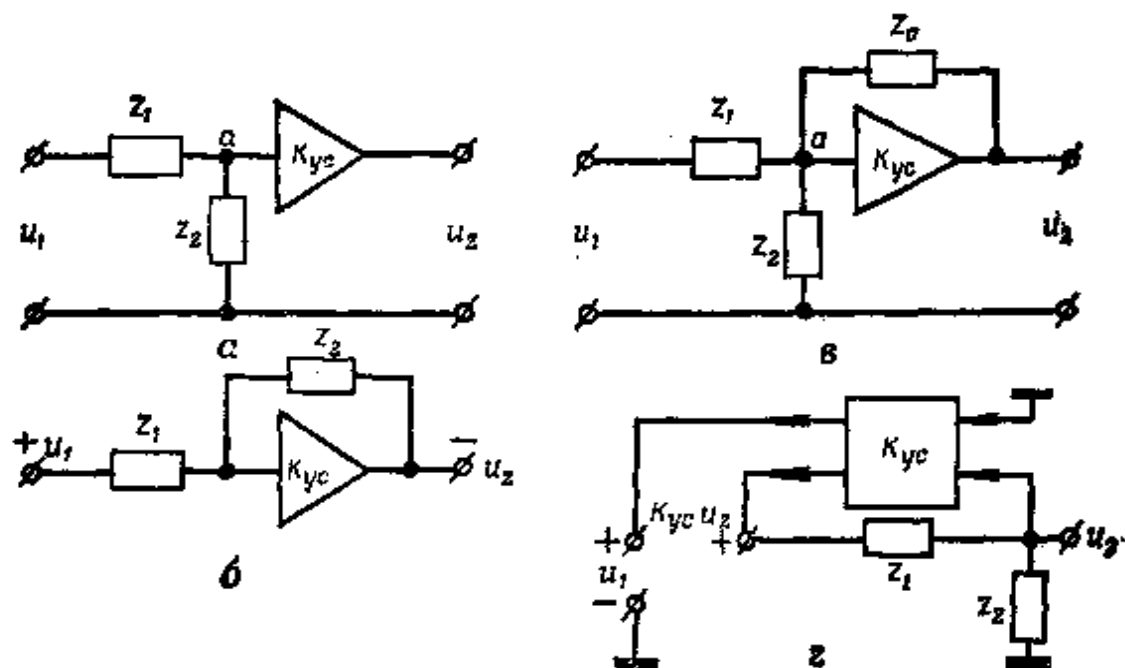


图7-14 断通计算电路图

a—断路；б、в、г—通路。

在断路中没有反馈，所以输出电压值和输入电压值成比例。由图7-14 a可知，电路的输出电压等于：

$$u_{\text{输出}} = u_a K_{yc} \approx u_{\text{输入}} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} K_{yc} \quad (7-37)$$

式中 K_{yc} ——放大器的放大系数；

Z_1 、 Z_2 ——复合阻抗。

如果 Z_1 、 Z_2 的值是纯电阻，则输出电压将等于

$$u_{\text{输出}} = u_{\text{输入}} \frac{R_1}{R_2} K_{yc} \quad (7-38)$$

在有反馈的闭合电路中，一部分输出电压加到放大器输入端，就能得到它们的某种特性。反馈可以是正反馈或负反馈。

在指令形成装置中采用直流放大器，就能对模拟某些物理量的电压（电流）进行直接运算。

有直流放大器的装置比较简单，并具有显著的动作快、精度高与可靠性好的特点，它们是由电子管与晶体管组成的。

乘法器，除法器与所谓的乘除法装置都是由直流放大器组成的。

常系数乘法器是上述装置中最简单的一种。这种装置的线路由直流放大器组成。在它的输入电路与反馈电路中，都接入电阻 R_1 , R_2 (图 7-15 a)。表示输入与输出电压间关系特性的乘法器传递函数方程有下列形式：

$$K = - \frac{u_{\text{输出}}}{u_{\text{输入}}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (7-39)$$

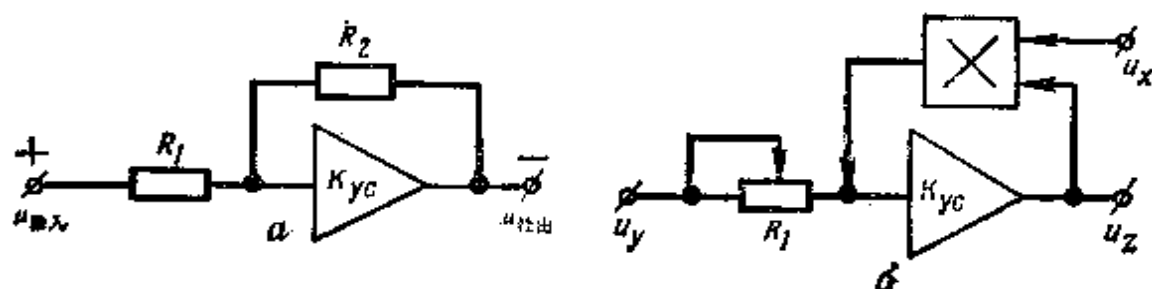


图7-15 最简单的乘法与除法装置线路图

a—常数乘法线路图，b—实现除法运算的线路图。

从式 (7-39) 中看出，系数 K 只和电阻值有关，并且绝对值可以大于 1，也可以小于 1。 K 值常称为传递系数。对单级直流放大器来说，它的值实际上在 0.1~20 的范围内。上述公式中的符号“—”，说明乘法器输出端的电压与输入端的电压相位相反。

乘法器输出电压值可由下列公式确定：

$$u_{\text{输出}} = -K u_{\text{输入}} = -u_{\text{输入}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (7-10)$$

所要求的电阻器 R_1 、 R_2 值的大小，在 K 值确定的条件下进行选择。如果 $R_2 = R_1$ ，则 $K = 1$ ，线路仅改变输入电压的符号。这种装置称为极间匹配用的符号转换放大器。

为使两个独立的量相乘，采用了更复杂的装置，它的工作原理我们将在下面进行说明。

最简单的电压 u_y/u_x 除法器，可在乘法器的基础上组成（图 7-15 6），这里乘法用符号 $\times$ 表示。在图中输入电路的电流等于：

$$I_y = \frac{u_y}{R_1}$$

反馈电路中的电流与电压 u_x 和 u_z 有关，也与乘法器的系数 K 有关。这个关系可由下式表示：

$$I_{x,z} = K u_x u_z \quad (7-41)$$

因为 $I_y = -I_{x,z}$ ，所以，使表达式相应部分相等时就得到：

$$\frac{u_y}{R_1} = K u_x u_z$$

$$u_z = -\frac{1}{K R_1} \cdot \frac{u_y}{u_x} \quad (7-42)$$

可见，这个装置的输出电压和电压 u_y 与 u_x 的比值成比例。选择电阻器 R_1 的值，可以确定输出电压的范围。

在电压 u_1 和 u_2 随时间变化时，能得到两个独立变量乘积的时间-脉冲乘法器，就是直流放大器中较复杂的乘法器。它们得到这个名称是由于一个电压在完成乘法运算的过程中由慢变化电压变为时间-脉冲电压的缘故。这种装置的电压线路图与曲线图在图 7-16 中引出。

电压 u_2 加到电平的比较线路（比较器）上，并在其中变换成固定间隔的脉冲。在比较线路中也加入相应的（由基准电压发生器产生的）输出的锯齿形基准电压 u_{on} 。

在 $u_2 = u_{on}$ 时，比较线路输出比较脉冲（图 7-16）。这些脉冲

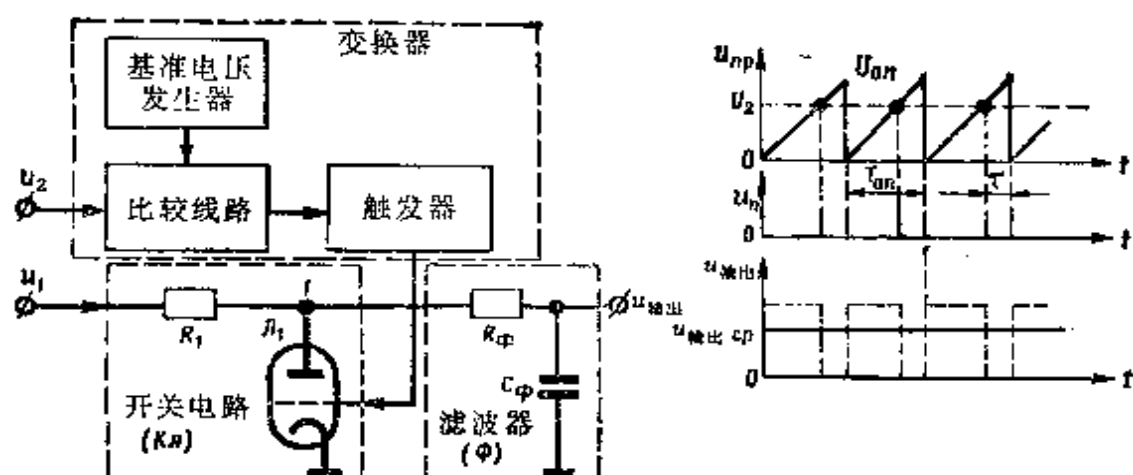


图7-16 时间-脉冲乘法器线路方案与特征点电压曲线图

将在锯齿形基准电压的每一个半周期中形成。它们之间的时间间隔 τ 与电压 u_2 的值成正比，即：

$$\tau = \frac{u_2}{S_{on}} \quad (7-43)$$

式中 $S_{on} = 1/K_s$ ——锯齿形基准电压的斜率。

比较脉冲加到输出矩形脉冲电压的触发器上。正如我们在电压曲线图中所看到的那样，触发器脉冲相继的周期等于锯齿形电压 u_{on} 的周期，而正脉冲的宽度等于 τ 。正极性脉冲（高电位脉冲）用来接通开关 K_x ，而负极性脉冲用来切断开关。

当电压 u_2 由 0 变到 $u_2 = u_{on最大}$ 时，触发器正脉冲的宽度将在 0 到 T_{on} 的范围内变化。电压 u_2 的相对变化引起脉冲 τ 相等的相对变化，即：

$$\frac{u_2}{u_{on最大}} = \frac{\tau}{T_{on}} \quad (7-44)$$

在没有正脉冲时，开关断开，滤波器的电容器 C_ϕ 由电压源 u_1 经过电阻器 R_1 与 R_ϕ 充电到某一电压。

随着触发器正脉冲的到来，开关 K_x 闭合，点 1 的电势趋近于壳体的电势。因此电容器 C_ϕ 开始通过电阻器 R_ϕ 与小开关电

阻向壳体放电，达到某一电压值。随着触发器负脉冲的到来，电容器重新充电达到某一电压值，依此类推。

稳态时在电容器上出现电压动平衡，这就表示在触发器负脉冲与正脉冲时电容器充电 Q_c 与放电 Q_p 相等。

由于 $Q_c = Q_p$ ，所以 $i_c \tau = i_p (T_{on} - \tau)$ 。要指出电容器的充电时间常数 τ_c 与放电时间常数 τ_p 是在开关闭合与断开的时间内，电容器上的电压变化不大的条件下进行选择。这个条件可以写成 $\tau_c \ll T_{on}$ 与 $\tau_p \ll T_{on}$ 的形式。

在给定条件的基础上，可以认为，电容器的充电和放电实际上是由常值电流引起的：

$$i_c = \frac{u_{c1} - u_1}{R_1 + R_0}, \quad i_p = -\frac{u_c}{R_\phi}$$

式中 R_0 ——输入电压源电阻；

u_1, u_c ——电容器板上的电压。

考虑到等式 (7-44)，可写作

$$\frac{u_{c1} - u_1}{R_1 + R_0} \tau = -\frac{u_c}{R_\phi} (T_{on} - \tau)$$

由此得出

$$u_{\text{输出}} \approx u_c = u_1 \frac{\tau}{T_{on}} = K_0 u_1 u_2 \quad (7-45)$$

式中 K_0 ——由锯齿形基准电压斜率决定的比例系数。

这样，乘法器输出端就产生和电压 u_1 与 u_2 的乘积成比例的电压。其中任意一个电压的变化，或者两个电压同时变化，都将引起输出电压值的改变。三极管或变压器可用作乘法电路中的开关。在第一种情况下，为了减小三极管栅极电流对电容器放电的影响，在触发器正脉冲时，把它和第二个三极管并联，但是极性相反。这种三极管的存在，提高了完成乘法运算的精确度。在某些线路中，开关的作用等于一个极化继电器。

时间-脉冲除法器线路（图7-17）和乘法器线路的不同在于在除法器中电压 u_1 与 u_2 都加到多级直流放大器的输入端：电压

u_1 直接加到直流放大器的输入端, u_2 则通过衰减器再加到直流放大器的输入端。除法器是保持直流放大器输入端电压差等于 $u_1 - K(V)u_2$ 并趋近于零的自动调节系统。为此所加电压 u_1 和 u_2 的极性不同。

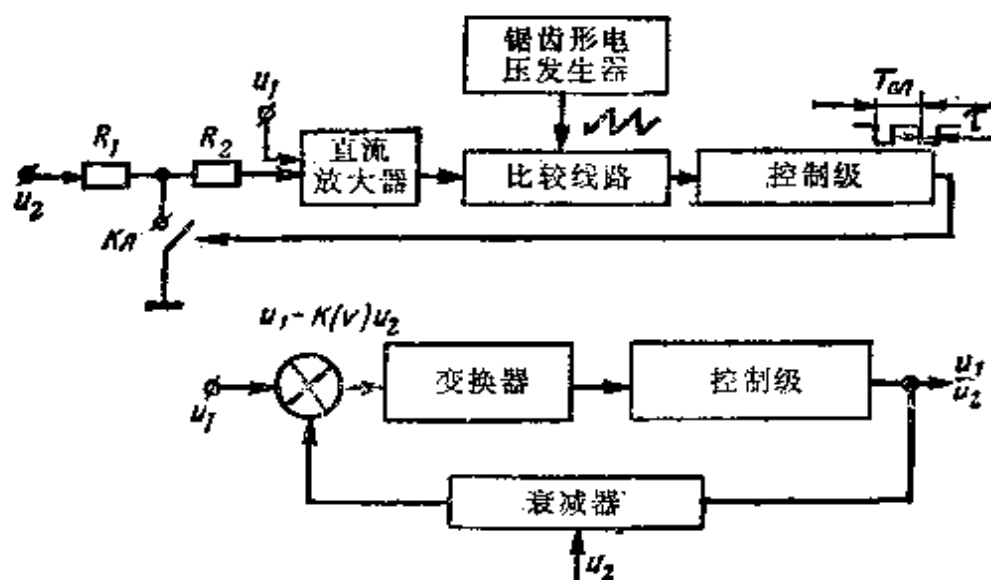


图7-17 除法装置线路方框图

系数 $K(V)$ 是衰减器的传输系数, 由关系式 τ/T_{on} 来确定。在衰减器工作过程中, 它的大小自动变化, 使直流放大器输入端的电压差在所有时间里都趋近于零。在已知直流放大器与衰减器参数条件下, 可以得到由衰减器输出端或比较器输出端截取的电压 $u = u_1/u_2$ 。

在某些方案中, 可采用乘法与除法线路串联组合。这种装置称为除法器-乘法器装置。在这些装置中, 能得到与两个数 u_1/u_2 的商乘以第三个数 u_3 的乘积成比例的电压。

直流放大器中除法器与乘法器不能经常保持所要求的可靠性、轻便性, 特别是当它安装在导弹上时更是这样。从这个观点来看, 运算磁放大器最好, 它可以用于电信号的相加、相乘、积分和微分。和电子管线路的区别是, 它们有较高的可靠性、有限的电源, 并没有直流放大器所固有的“零点漂移”。

为了说明问题, 我们来研究输入信号在磁放大器中与常系数

相乘时最简单的线路图(图7-18)。

放大器有导磁体。控制线圈与反馈线圈都安装在它的上面。负反馈由线圈 w_{oc} 与电阻器 R_{oc} 产生。

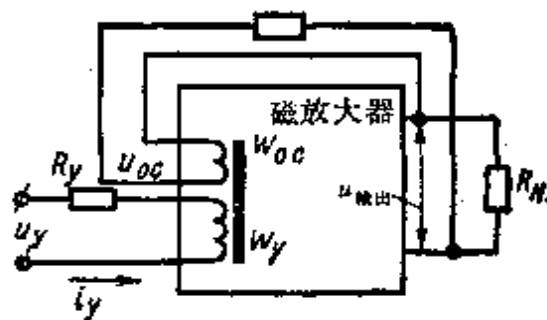


图7-18 运算磁放大器线路图

通过选配输入电路与反馈电路的阻抗值以及选择必须的线圈匝数的方法来得到给定的系数。在这种放大器中输入电路的电流和电压与对应于下列关系式的输出电路的值有关。

$$i_{\text{输出}} = m_i i_y, \quad u_{\text{输出}} = m_u u_y \quad (7-46)$$

式中 m_i, m_u ——电流与电压的比例系数。

系数 m_i, m_u 的值由包含在负反馈中放大器的放大倍数与线路参数之间固定关系的表达式来确定。

$$m_i = \frac{R_{oc} + R_n}{R_n} \cdot \frac{w_y}{w_{oc}} \quad (7-47)$$

$$m_u = \frac{R_{oc}}{R_y} \cdot \frac{w_x}{w_{oc}}$$

由(7-46)与(7-47)式得到输入与输出值之间的固定关系式:

$$i_{\text{输出}} = i_y \cdot \frac{R_{oc} + R_n}{R_n} \cdot \frac{w_y}{w_{oc}} \quad (7-48)$$

$$u_{\text{输出}} = u_y \cdot \frac{R_{oc}}{R_y} \cdot \frac{w_y}{w_{oc}}$$

(7-48)式证明, 运算磁放大器能得到输入电压与由放大器线路参数所确定的某一常数的乘积。放大器的比例系数, 可由选择控制线圈匝数与反馈线圈匝数来确定。

积分和微分装置用来得到与输入电压的积分与导数成比例的信号。它们是由无源与有源电路组成的。

无源积分电路由容抗或感抗组成。与电阻配合，它们形成所谓的阻-容与阻-感积分器（图7-19）。

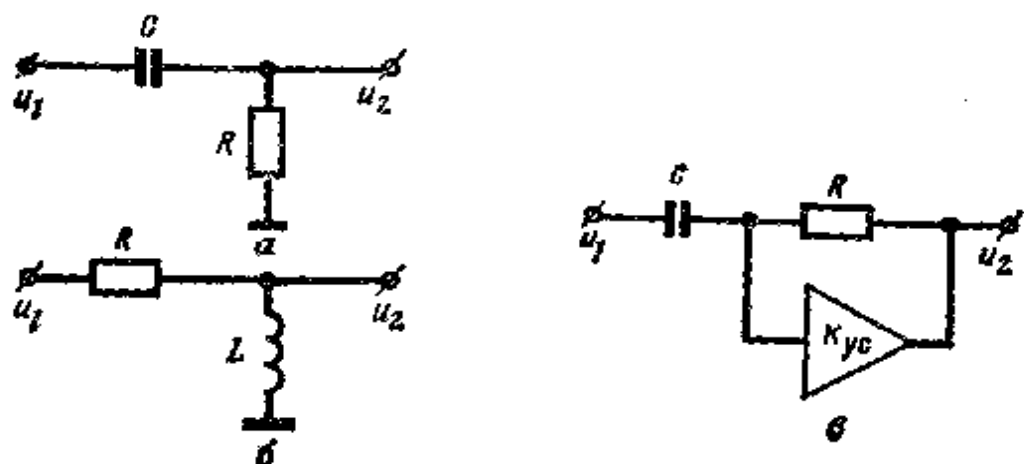


图7-19 积分装置

a—无源阻-容积分装置；b—无源阻-感积分装置；c—有源积分放大器。

积分装置用来得到扩大矩形脉冲随时间作线性变化的电压。无源阻-容积分电路由电阻器和电容器组成。当直流电压加到装置的输入端时，电流使电容器充电，充电量随着电容器线圈上电位的增长而变化。在此情况下，电容器上的电压，即输出电压，由下式确定。

$$u_2 = u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \approx \frac{1}{KC} \int_0^t u_1 dt \quad (7-49)$$

对于阻-感电路输出与输入电压间的固定关系也可写作类似的式子。

在这种电路中，输入电压 u_1 变化时，流过感应线圈 L 的电流，也就是通过电阻器 R 的电流等于零。因而没有输出电压。随着时间的延续，通过线圈的电流增加，同时输入电压也增大。

$$u_2 = -\frac{R}{L} \int_0^t u_1 dt \quad (7-50)$$

实际上有良好特性的阻-容积分电路用的最多。

有源积分电路或者积分放大器，是包含有电容性负反馈的直流放大器（图7-19 c）。因此放大器的输入容量等于：

$$C_{\text{вх}} = C(1 + K_{yc}) \quad (7-51)$$

式中 K_{yc} ——电压放大系数。

由此我们可以看到,放大器的电容量 $C_{\text{вх}}$ 差不多增加 K_{yc} 倍,这就使得积分电路的时间常数增加,而输出电压值不减小。

在用单级放大器时,积分过程中,发生输出电压转化,它的值在放大系数较大时,由下式确定:

$$u_2 = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt = -\frac{1}{T_{\Sigma}} \int_0^t u_1 dt \quad (7-52)$$

式中 $T_{\Sigma} = RC$ ——积分常数。

把(7-52)式微分后可变成下列形式

$$\frac{du_2}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot u_1 \quad (7-53)$$

由此可知,积分放大器输出电压变化的速度与输入电压值成比例。这个重要的特性不但用在计算器中,而且还用在其它装置中。

为了减小直流放大器零点漂移造成的误差,采取了特殊的措施(放大器接入的串-并联电路,桥式电路等)。

无源微分电路,由电容 C 和电感 L 等元件与电阻串联而成(图7-20)。这种电路分为阻-容电路与阻-感电路。

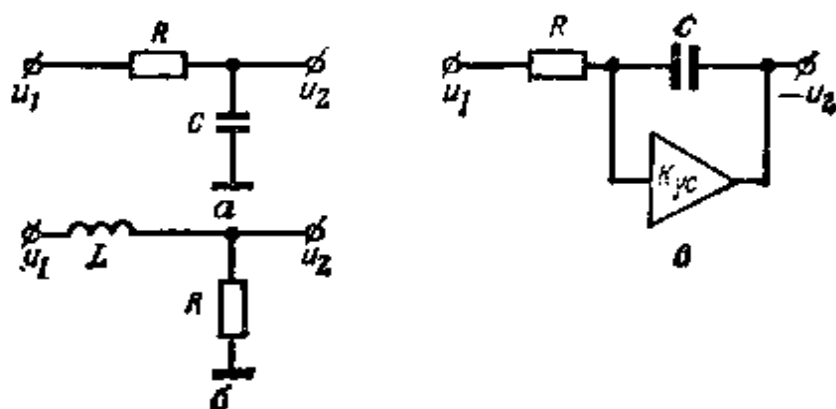


图7-20 微分装置

a—无源阻-容微分装置; б—阻-感微分装置; в—微分放大器。

在阻-容电路中,电压 u_1 下降的条件下,在 $T=0$ 的时刻,电容器极板上的电压等于零,电路的输出接线柱上的电压等于输

入电压。根据电容器放电的方式，输出电压减小，经过若干时间变为零。对理想的微分电路来说，下面的输出电压与输入电压的关系式是正确的。即

$$u_2 = RC \frac{du_1}{dt} = T_n \frac{du_1}{dt} \quad (7-54)$$

式中 $T_n = RC$ ——微分常数。

从上式可以看出，微分电路的输出电压和输入电压的变化速度成比例。

在阻-感微分电路中，输入电压变化时，感应线圈的电动势最大，与它对应的输出电压的值也最大。输出电压与输入电压的关系有下列的形式：

$$u_2 = \frac{L}{R} \cdot \frac{du_1}{dt} = T_n \frac{du_1}{dt} \quad (7-55)$$

式中 $T_n = L/R$ ——电路时间常数。

和无源微分电路一样，也可以采用由带反馈的直流放大器（图7-20 e）组成的有源微分电路（微分放大器）。这些放大器中的时间常数

$$T_{nrc} = \frac{RC}{1 + K_{rc}} \ll T_n$$

即它的值小于有电阻、电容 RC 的无源微分电路的时间常数的 K_{rc} 倍。因而输出电压在很大程度上再现输入电压的变化速度。

除电微分与积分线路外，原则上还可采用机械的与由摩擦装置和积分电动机组成的机电积分装置。在这些装置中，输出量以摩擦机械转轴或电动机轴转角的形式输出。

加法器用来得到与若干输入量的和成比例的输出信号，这种装置可由有源电路和无源电路组成，也可由机电装置组成。

加法器的输出信号可表示为：

$$Y = \sum_{i=1}^n A_i X_i \quad (7-56)$$

式中 A_i ——比例系数;

X_i ——第 i 项。

在相加时引入有固定系数的任一项都是可以的。

无源电加法电路, 可以串联也可以并联 (图 7-21)。在第一种情况下, 被加项的电压源互相串联, 并把它们加到共同负载 R_n 上。加法线路的输出电压由下式确定:

$$u_{\Sigma} = K_{\Sigma} \sum_{i=1}^n E_i \quad (7-57)$$

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^n R_i/R_n}$$

式中 R_i ——第 i 个输入电压源的内电阻。

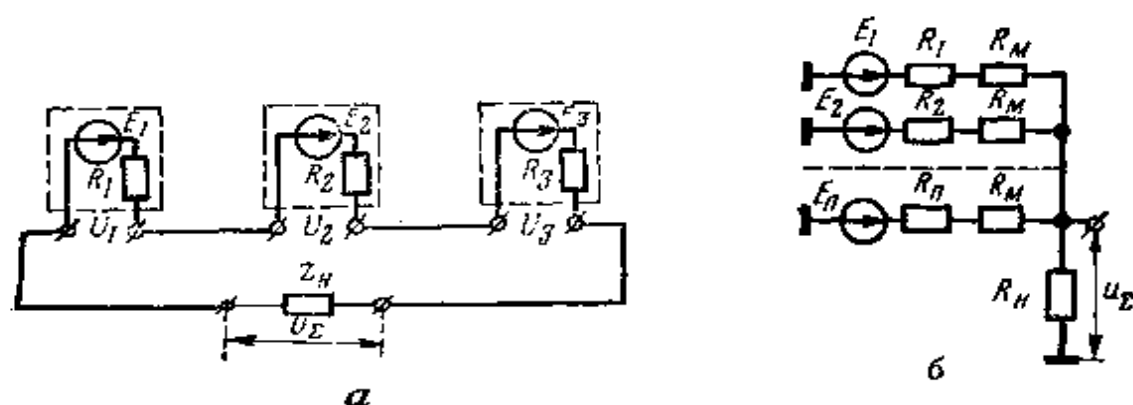


图 7-21 无源加法电路

a—串联电路; b—并联电路。

K_{Σ} 的值在输入电压源的内电阻不变的条件下, 可以是常数。

这种电路的相对相加误差可按下列公式确定:

$$\Delta u_{\Sigma} = \frac{\delta u_{\Sigma}}{u_{\Sigma}} = \Delta K_{\Sigma} \frac{K_{\Sigma}}{1 + K_{\Sigma}} \quad (7-58)$$

在这个公式中 $K_{\Sigma} = \left| \sum_{i=1}^n R_i/R_n \right|$ 。在一般情况下, 电阻 R_i

和 R_n 可有复数特性; δu_z —输出电压误差。

无源并联加法器电路包括几个有电阻 R_i 和共用负载电阻 R_n 的输入电压源 (被加项)。每一个输入电压的电流电路中 联入确定给定电压输入比例系数的电阻 R_n 。它们的值可以是相等的或已知的。由负载电阻上截取的输出电压由下式确定:

$$u_z = \sum_{i=1}^n K_{xi} E_i \quad (7-59)$$

无源加法电路在直流或交流电的基础上实现。在后一种情况下, 这种电路也可能是电容与电感元件的谐振运算四端网络组成的高频加法电路。

用电位计并联而成的加法电路的线路方案在图7-22上示出, 图中电位计和电压源 U_0 并联。电位计的滑标与 A_1, A_2, A_3 的值成比例地移动。因此, 流经负载电阻 R_n 的电流将和电位计工作区所确定的电压而产生的电流总和成比例。电路的输出电压, 将由合成电流与电阻 R_n 值的乘积来确定。

这种装置不但可用于机械量求和, 而且还可用于电量求和。

有源加法电路由加法放大器组成(图7-23), 可用作直流放大器或其它类型的放大器。在求和时要考虑比例(加权)系数, 因此输出电压这样确定:

$$u_z = \sum_{i=1}^n K_{xi} u_i \quad (7-60)$$

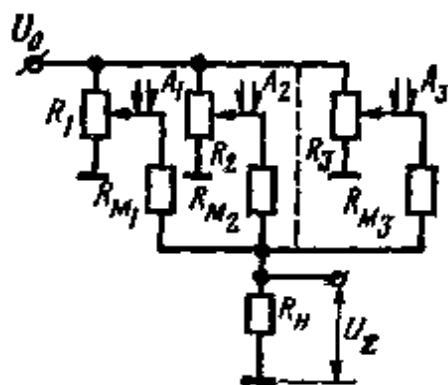


图7-22 电位计的无源并联加法电路

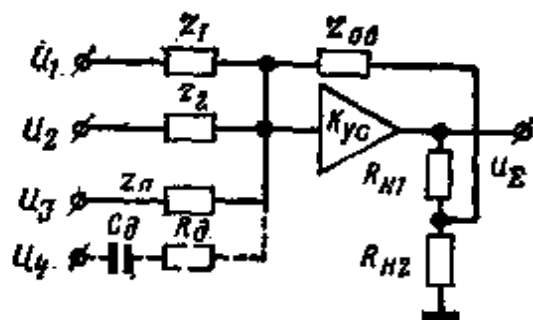


图7-23 加法放大器

式中 K_{xi} ——第 i 个电压的加权系数，表示这个电压在和其它电压相加时所占的比例；

u_i ——第 i 个电压。

因为求和是线性作用，它应在线性电路中实现，在线性电路中输出端的电压或电流是作用在加法器输入端的电压或电流的线性函数。

加法直流放大器可由一级或有负反馈的若干级组成。在放大器的输入端可安装微分电路，以得到电压及其导数的和。

为了减小输入电流的值（为了增加输入阻抗），加法放大器第一级用串联平衡的方法实现，第二级按并联平衡方式安装，其输出有不对称输出成分。在输入端独立的情况下，每一级的传输系数将由下列关系式确定：

$$K_{xi} = \frac{z_{oc} \frac{R_{n1} + R_{n2}}{R_{n2}}}{z_i} \quad (7-61)$$

式中 z_{oc} ——反馈阻抗；

z_i ——第 i 个输入端阻抗；

$\frac{R_{n1} + R_{n2}}{R_{n2}}$ ——考虑输出除法器时的放大器增益。

由于累加的结果，所有电压都增大 K_{yc} 倍，输出电压值也等于：

$$u_{\text{出}} = K_{yc} \sum_{i=1}^n K_{xi} u_i \quad (7-62)$$

有时在计算器中也采用在交流或直流条件下工作的有机电随动系统的电位计组成的机电加法电路。

函数变换器控制指令形成中，有时需要模拟一个或两个变量的非线性关系。

$$Y = F_1(X) \quad (7-63)$$

$$Y = F_2(X_1, X_2)$$

为了解决这个问题，采用了叫做函数变换器的计算装置。其

中一些是用来模拟广泛的各种不同的函数，另一些则用以模拟一种型式的函数（例如幂函数、指数函数、三角函数）并称之为专用函数变换器。

§ 7-5 数字电子计算机的指令形成装置

数字计算技术的发展及其快速作用与解题精度的提高，重量与外形尺寸的减小，使它在防空导弹控制系统中得到了大量的应用。数字电子计算机已用来形成控制指令以及解决其它形式的问题，关于这一点，已在 § 7-1 中叙述过。

数字电子计算机中控制指令的形成归根结底是求解由导引法与导引误差补偿法确定的相应的数学关系式。这里与模拟指令形成装置的差别在于它是按预先程序编好的存贮在计算机单元存贮器中的二进制数字码（“响尾蛇”导弹）完成运算的。

根据所完成的任务多少，数字电子计算机可以有若干个程序，每个程序都对应于所采用的给定指令或控制信号形成的算法。

因为解题以数字形式进行，所以输入数字电子计算机的量也应该是数字码。得到的结果，以数字形式送到指令形成装置。因此，必须使指令形成装置的输入与输出和数字输入与输出装置相匹配。

为了解决这个问题，采用了“模拟-数字”、“数字-模拟”等不同形式的变换器。这样的变换在目标与导弹的运动参数以模拟形式表现出来的装置中实现。如果这些参数的测量仪表是数字装置，则就没有必要采用“模拟-数字”变换装置。

实现控制指令形成的数字电子计算机的组成部分（图7-24）

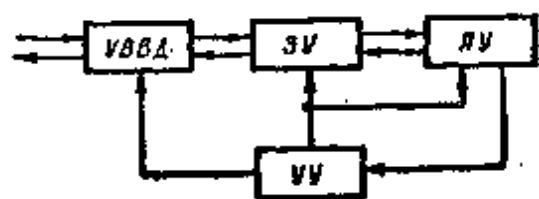


图7-24 数字电子计算机的
指令形成装置

YBBД—数据输入与输出装置；
3Y—存贮装置；AY—运算装置；
YY—控制装置。

有：数据输入与输出装置 (УВВД)，存贮装置 (ЗУ)，运算装置 (АУ)，控制装置 (УУ)。

数据输入与输出装置保证信息准备好可以输入计算机，并取出运算结果。把输入信息变为二进制码并把它记入称为寄存器的专用装置中，都是数据输入与输出装置的任务。

在寄存器中输入的信息要存到由控制装置发出的控制指令到达时为止，这时指令能够把信息变换为使每个数都有自己地址和固定的存贮装置的单元。

存贮装置用来接收、记入与存贮原始数据，存贮与输出运算程序及中间与最后的运算结果。存贮器的组成中，有独立单元，每个独立单元中存贮一个数。把有固定号码的地址单元连在一起，所有的单元都要编号。

运算装置是用来完成机器中数与指令的算术运算与逻辑运算的。加法、减法与乘法装置都是运算器的组成部分。加法装置与减法装置（加法器）可以是组合的与累加的。第一种有两个输入端，叠加的数据同时输入两端，在这种情况下，与被加数输入的同时，和就表现出来。若取消一个被加数，则和就消失。

对两个被加数来说，累加器可有两个输入端或一个输入端。被加数不同时加入累加器，和的大小将是顺序进入的所有被加数累加的结果。在这种累加器中被加信号消失以后，和的大小仍然保持，专用信号可使和消失。

为了构成加法器，可采用单级加法器、触发器、寄存器、整流器、移位器。

完成减法运算与加法运算不同，一个被加数的符号要反变。

控制装置用来自动控制所有的装置，其中也包括计算机程序。它在确定的逻辑序列与时间序列中，给出自动控制机器工作的指令。

在摧毁目标的过程中，表征目标运动参数与防空导弹控制设备状态等的信息传到数据输入与输出设备上。信息以二进制码的

形式进入存贮装置，在其中停留到控制指令到达为止。控制设备从存贮装置中把控制指令提取出来并把它送到运算装置，控制运算。按由存贮装置提取的控制装置的指令，信息以要求的序列由存贮装置输送到运算装置，在其中写出中间与最终结果。

这样，求解数学关系式，例如写出导弹控制指令的结构，就在运算器中进行。解题的程序，即完成运算的顺序，由控制装置的指令确定。表示构成导弹控制指令数值的数，按控制装置的指令输入运算装置。以所得到的控制指令值 K_1 与 K_2 的形式解算的结果，按控制装置的指令输入存贮装置，并存贮到下一个控制装置指令到达为止，按这个指令，存贮装置的控制指令通过数据输入输出装置以数的形式或以模拟的形式输送到导弹控制装置。

第八章 防空导弹无线电指令控制线路

§ 8-1 无线电指令控制线路的基本特征

一些国外防空导弹系统中，由引导站到导弹弹上设备执行机构的控制指令的传输，通过控制指令无线电线路的各种设备来实现。导弹飞行的控制指令、一次用的弹上设备工作方式变化的指令和其它可能的指令与信号的传输均通过这条线路进行。

大部分防空导弹系统都可以使几个导弹同时瞄准一个或几个目标。因此，就需要传递大量的指令，为此，采用了所谓的多波道无线电控制指令线路，即由一定数量的无线电波道组成的线路。

保证把一个指令传输到导弹弹体上的各种装置的组合称为无线电波道。无线电波道的组成部分有发射通道、无线电波传播介质、接收通道。

在发射过程中，在无线电波道输入端有缓慢变化的直流电压或数字码所代表的每一个指令，都应变换为宜用无线电通讯线路发射到弹体上的无线电信号。这个问题由发射通道来解决，它的设备配置在引导站。

接收通道的设备安装在导弹上，以保证接收无线电指令信号，并把它们变为适合于控制执行机构的形式。

若干指令同时发射，就有必要使每个指令符号具有使每个指令指向对应接收器的属性。除此之外，在无线电线路装置体积最小的条件下，要沿一条线路传输大量指令，就得采用信息压缩方法，这时，在给定的时间间隔中，才可传输若干指令。

第一种与第二种情况下，必须按某些方法来实现指令变换，因此每一个指令都是电信号，它不仅包括指令的大小与符号，而

且也包括指令组成部分的特征。

以新的指令形式表示信号的过程，称为密码化（变换）。密码化结果，就把由若干带符号的固定数的电码表示的指令变换成带符号的其它数的电码。例如，变换前指令可能是缓慢变化的直流电压，它的大小和极性由指令的大小和符号确定。变换后，指令可有谐波振荡的形式或脉冲信号的形式，它把该指令的全部参数完全表示出来。

在图8-1中示出了由 N 个波道组成的多波道无线电控制线路功能图。在每个波道的输入端都加入由指令发生装置变换的指令电压。变换的结果指令由若干信号来表示。

$$K_y(t) = u_x l \quad (8-1)$$

式中 l ——变换算子，它的形式由采用的变换方法来确定。

指令变换为信号 $K_y(t)$ 称为密码化的第一阶段，因此，指令用新的电码表示。变换过程就是把指令电压转换为若干电信号（谐波与脉冲）的调制过程。所以在某些情况下，密码化的第一阶段常称为最初调制，而指令变换器称为调制器。

变换了的指令输入使每个指令都能获得应有特性的编码器。按给定规律调制的脉冲信号和谐波信号都可用作这种特性的标志。

根据这些来区别频率波道与时间波道。除此之外，还可以用编码区分，在这种情况下，指令就成为只是这个指令所固有的一组脉冲了。

编码是密码化的第二阶段。第 i 个波道编码器输出端的信号可这样表示：

$$s_i(t) = L_i K_y(t) \quad (8-2)$$

式中 L_i ——第 i 个无线电波道的编码算子。

由密码化结果得到的指令信号 $s(t)$ ，进一步用来调制高频振荡器的载波振荡。所以称它们为副载波或副载波频率信号。

附带特性的存在，使有可能沿一条没有失真与互相影响的通

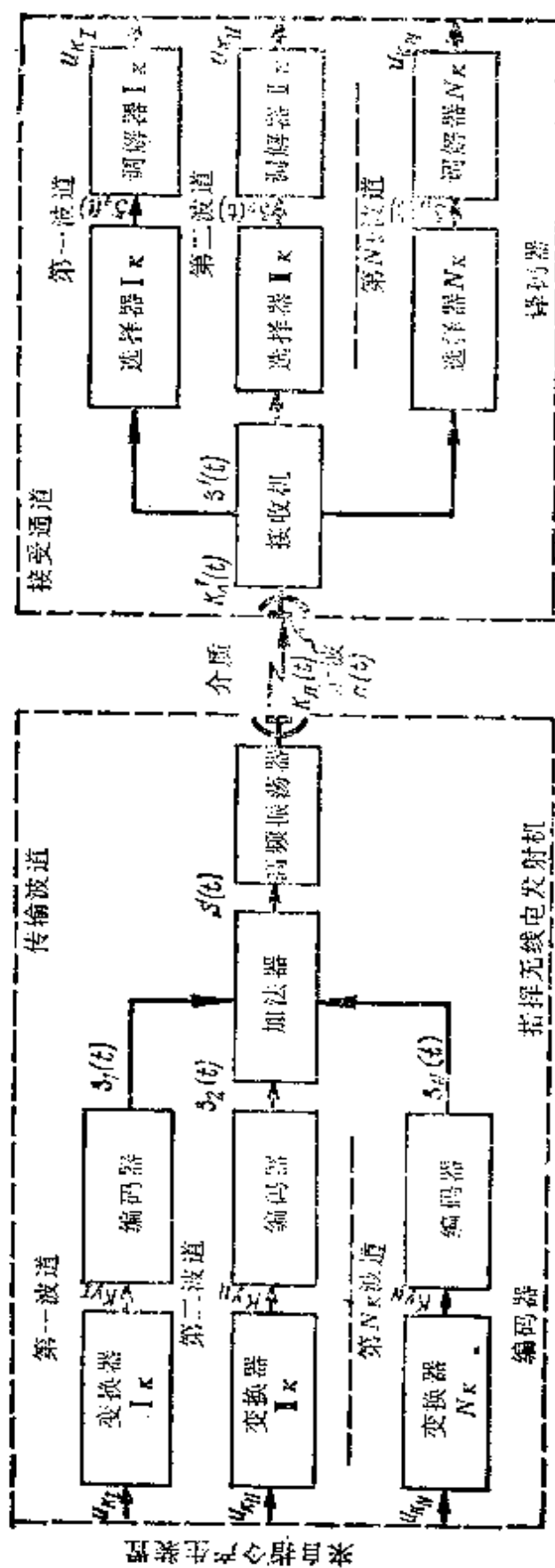


图8-1 典型的多信道无线电指令控制线路功能图

讯线路传输指令。因此，在无线电指令控制中，采用一个指令无线电发射机。

信号 $s_i(t)$ 从所有无线电波道编码器输出端进入加法器，在加法器的输出端产生信号

$$S(t) = K \sum_{i=1}^N K_{yi}(t) L_i \quad (8-3)$$

式中 K ——放大系数。

通常都是将有信号放大作用的高频振荡调制器用作加法器。

由指令无线电发射机调制器输出的信号 $S(t)$ ，进入高频振荡器，按它们的一个参数——振幅、频率或相位对载波进行调制。在这里，使副载波频率指令信号变换成无线电信号，它的形式由高频振荡调制特性确定。如果采用振幅调制，则无线电信号可有高频脉冲的形式或连续振荡的形式，它的振幅按副载波综合信号变化的规律来变化。在频率调制与相位调制的情况下，载波常有连续振荡的形式，它的频率与相位按副载波信号 $\sum s_i(t)$ 的规律变化。

这样，在指令无线电发射机输出端的信号成为：

$$K_a(t) = MS(t) \quad (8-4)$$

式中 M ——调制算了。

把副载波信号变换成高频信号，是把指令变成无线电信号的第三阶段。应当注意，在一些情况下，变换过程可由两个阶段组成。其中，如果指令以数字形式加到无线电路的输入端，该装置就只对它们进行编码，因此，指令就得到了附带特征。

控制指令的无线电信号，在把导弹引向目标的方向上辐射。

无线电信号的接收，由接收通道的天线完成。所接收的信号为 $K_s(t)$ 的形式，它由信号 $K_a(t)$ 和干扰 $\Pi(t)$ 的总和来表示，即：

$$K_s'(t) = K_a(t) + \Pi(t) \quad (8-5)$$

由天线接收的信号进入接收机，它是线路的线性元件。在接

收机输出端输出信号的形式为:

$$S'(t) = K_{np} K'_n(t) \quad (8-6)$$

式中 K_{np} ——接收机放大系数。

可以看出, 在接收机输出的信号中, 包括全部指令信号与干扰信号。它们的结构与发射通道加法器输出端的信号结构相似。下一个任务是把综合信号 $S'(t)$ 区分为指令信号与干扰滤波信号。这个问题由代表选择器系统的译码器来解决, 每个译码器都从信号 $S'(t)$ 中分离出给定指令的信号。指令的附带特征就作为区别特征来用。译码过程可以表示 $S'(t)$ 与若干算子 L_i^{-1} 相乘。 L_i^{-1} 是编码 L_i 的负算子, 即在 L_i 上加上幂指数 -1 。

通过译码器输出端的这些指令信号, 其结构与选择器变换算子形式相对应, 即:

$$L_n^{-1} S'(t) = L_n^{-1} \sum_1^N s_i(t) = s_n(t) \quad \text{当 } i = n \text{ 时} \quad (8-7)$$

$$L_n^{-1} S'(t) = L_n^{-1} \sum_1^N s_i(t) = 0 \quad \text{当 } i \neq n \text{ 时}$$

显然, 选择过程保证区分指令并促进抑制其结构和指令信号结构不对应的干扰信号。这就可使线路有高抗干扰性。

选择器的输出信号通过相应的无线电波道解调器, 该解调器用来把指令信号变为所要求的形式的电压, 通常是代表指令的大小和符号的变化慢的电压(电流)。显然, 解调器的变换算子将和发射通道变换器的算子相反。因此在解调器的输出端将有以下形式的信号:

$$u_{i\text{出}} = l^{-1} s_i(t) = u_{ni}$$

也就是说它是指令电压 u_{ni} 。它在无线电路变换器的输入端产生。它们的相似性比率由全部变换器的线性和线路的抗干扰性确定。

在解调器中得到的指令电压, 进一步加到导弹的执行机构

中。

当导弹位于目标摧毁区中的任一点时，指令传输的稳定性由指令遥控无线电路元件的技术参数来保证。这首先是指令无线电发射机辐射信号的功率，工作波段，宽方向图，接收机灵敏度，宽通带等等来保证。为了得到所要求的稳定性，这些参数都应有固定的值。

在给定的最大射程 $D_{\text{стр.最大}}$ 与设备其它参数的条件下，无线电发射机发射指令信号的功率，不应小于：

$$P_{\text{пнк}} \geq \frac{(4\pi)^2 \cdot P_{\text{нп,最小}}}{G_{\text{пнк}} \cdot G_{\text{нп}} \cdot \lambda_{\text{пнк}}^2 \cdot \gamma_n} \cdot D_{\text{стр.最大}}^2 \quad (8-8)$$

式中 $P_{\text{нп,最小}}$ ——接收机灵敏度；

$G_{\text{пнк}}, G_{\text{нп}}$ ——指令无线电发射机与接收机的天线方向作用系数；

$\lambda_{\text{пнк}}$ ——线路的工作波长；

γ_n ——极化重合系数。

指令传输的稳定性，更大程度上与指令无线电发射机的工作波长有关。问题是，在无线电波通过导弹发动机火焰时，发生显著的电磁能量的损耗。被吸收量据国外专家计算，在厘米波段为每米几十或几百分贝。所以毫米波实际上不适于用在传输指令的无线电路路中。

米波能量吸收最小，但是用米波就要用笨重的天线馈电装置，这不是在所有条件下都能做得到的。所以分米波段是最合理的，在这种条件下，线路的无线电通道设备有可接收的质量与外形尺寸，而被吸收量也不超过容许值。

导弹飞行过程中，可能有某一倾斜角，从而引起接收信号的减弱。因为，在这种情况下波的极化不重合。为了消除这种因素，在发射与接收通道中，合理地采用了圆周极化天线。例如保证极化倍数的螺旋天线就有这样的特性：

$$K_{\text{поля}} = \frac{E_{\text{最小}}}{E_{\text{最大}}} \approx 1$$

指令无线电发射机与接收通道的天线方向图的形式与宽度是影响指令传输稳定性的重要因素。因为导弹的导引是在空间某个范围内实现的，所以指令无线电发射机天线方向图的形式应是对称的，更常用的是雪茄形的。它不应有明显的盲区，因为，盲区存在，可导致导弹在相对于引导站呈某些状态时指令信号显著减弱。

为了论证所要求的值，方向图的宽度可由下列方案求出。假设，在导引过程中，导弹位于方向图的最大方向。这时，方向图所必须的最小宽度由导弹在发射阶段与导引阶段偏离最大方向的角度值来确定。

在用指数函数近似计算方向图时

$$E = 1.39 e^{-\frac{\theta_d^2}{\Delta\psi^2}}$$

我们可得到由下列假设中求出的确定方向图宽度的公式。令发射阶段导弹在离开发射位置 D_{p1} 时偏离方向图最大方向为 $\Delta\psi_1$ 角。在导引阶段导弹偏离方向图最大方向的最大角度为 $\Delta\psi_2$ 乘以距离 D_{p2} 。

则在 $\Delta\psi_2 \ll \Delta\psi_1$ 时

$$\theta_a^0 \geq \Delta\psi_1 \sqrt{\frac{-2.78}{\ln \frac{1}{D_{p2}}}} \quad (8-9)$$

接收通道天线方向图的宽度应该是：

$$\theta_{a.p}^0 \geq (\theta_{a.p.m}^0 + 2\Delta\psi_2)$$

线路的弹上设备接收机的灵敏度，可以取为相等的最大允许值。在给定直接耦合公式中的参数值的情况下，灵敏度由下列公式确定：

$$P_{np.m} \leq \frac{P_{p.m} G_{p.m} G_{up} \lambda^2 p_{m}}{(4\pi)^2 D_{p.p.m}^2 Y_n} \quad (8-10)$$

接收机通带宽度由所采用的指令信号的波谱宽度 Δf_{cn} 选出，

它的大小和信号结构有关,但最终取决于所用的变换方法。此外,还要考虑副载波频率 $\Delta f_{\text{副载}}$ 的分隔与幅频特性的不稳定性。一般,确定线路接收机通带宽度的公式可写成下面的形式:

$$\Delta f_{\text{总}} \geq \Delta f_{\text{载}} + \Delta f_{\text{副载}} + \Delta f_{\text{边带}} \quad (8-11)$$

应该指出,将通带宽度扩大是不合理的,因为这会使接收机的灵敏度降低,线路的抗干扰性变坏。

对传输指令失真大小的要求,是对无线电指令控制线路的重要要求。在无线电线路失真大的情况下,控制系统元件变为非线性元件,从而导致控制系统放大系数的变化与导引误差的增大。

传输控制指令的失真程度,与不连续的指令值传输频率和变换器的线性特征有关。我们进一步仔细研究一下所指出的第一种因素。

表示慢变化变符号的直流电压控制指令有几百赫兹的波谱。为了用它的不连续值传输这种指令,必须采用不大于指令波谱最高谐波成分 F_s 半周期的不连续间隔,即:

$$T_s \leq \frac{1}{2F_s} \quad (8-12)$$

这时,控制指令发射到导弹弹体上的频率应这样确定:

$$F_s \geq \frac{1}{T_s} = 2F_s \quad (8-13)$$

考虑到导弹相对于运动轨道的运动特性,可以认为失调参数的波谱与控制指令都受几十赫兹频率的限制。

但是,控制指令的全部波谱传输是没有必要的,因为由于导弹自身的惯性与允许的有限过载,不能对它进行修正。习惯地认为导弹的通带 Δf_p 总共有几个赫兹 ($0.5 \sim 2$ 赫兹)^[1]。所以传输控制指令波谱的高频部分没有意义,因为它们对导弹没有用。传输指令的频谱,应该是与导弹通带同一个序列,如果考虑到再现传输到导弹弹体上的指令会带有一些失真的话(在采用非光电的平滑装置时),则实际上传输指令的频率可认为等于:

$$F_s \geq (10 \sim 20) \Delta F_p \quad (8-14)$$

当通带不适合所要求的大小时，在线路的接收通道中指令就可能失真。

指令变换的方法，确定线路结构设计原理及其技术参数，其中包括抗干扰性，精确度与概率特性，仪表实现简单等是指令控制无线电发射机的重要特性。现在有更多的变换方法。在国外它们广泛地应用在各种形式的工程遥控系统中，其中也包括导弹。

§ 8-2 指令变换方法

沿指令无线电线路传输的指令可分为不连续的与连续的两种形式。一次用的指令形式“接通”、“断开”，属不连续形式。控制指令属于连续形式。一次使用的指令常用来控制弹上设备的工作方式，并且在导引周期中只发出一次。它们显出确有指令进入的事实，于是在弹上仪表中就产生预定的过程。所以，在传输它们的时候，重要的是只要传输时刻重现指令的存在即可。最终指令的值没有实质性的意义。

用来控制导弹舵机位置的控制指令，在某些情况下，是慢变化的为有限波谱时间函数的直流电压。并且，控制指令可能是固定宽度的脉冲电压。这样的指令，在与指令大小相对应的时间过程中，可能引起舵机倾斜给定的角度。

把连续指令变换成不连续指令的过程称为量化。量化可以是按时间或按级（振幅）进行。这些变换方法通常称为连续的和固定的指令传输法。

按时间量化时，有有限波谱的时间连续函数的控制指令，用有小于波谱最高频率的半周期的量化间隔 Δt 的不连续值表示，即在选择量化周期时，必须考虑 B. A. 卡切尔尼柯夫定理的要求。

$$\Delta t = T_x \leq \frac{1}{2F_s} \quad (8-15)$$

式中 T_x ——量化周期。

由图8-2可以看出，量化结果，连续指令电压用对应于时刻 T_x 、 $2T_x$ 等等的的不连续值来表示。

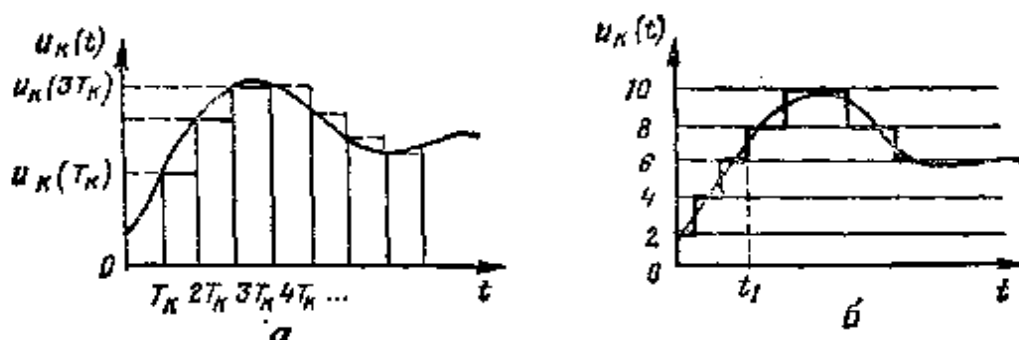


图8-2 连续指令按时间量化与按级量化

α —按时间量化； δ —按级量化。

在这种情况下，取 F_0 值，并认为从它开始波谱的高频部分可以忽略。但是这种忽略引起由离散度确定的变换误差

$$D(\delta\omega_0) = -\frac{1}{12} S_{\omega_0} \quad (8-16)$$

式中 S_{ω_0} ——指令能谱忽略部分的相对面积。

同时，按时间量化的结果，产生由于滞后与还原（内插法）所引起的误差。

滞后误差值由指令值的最终传输时间来确定，并且是非最佳滤波的结果。一般，滞后误差可以这样表示：

$$\delta u_K(t) = u_K(t - \tau) - u_K(t) \quad (8-17)$$

式中 τ ——总滞后时间。

按级量化时，连续指令用不连续的固定值表示，即在传输时刻瞬时的指令值由最近的不连续值来代替。在这种量化条件下，这样的传输不可能像按时间量化时那样，传输任意一个瞬时值。例如，如果指令传输发生在 t_1 时刻（图8-2б），当指令电压 $u_K = 7$ 伏时，传输值可等于 6 或 8 伏。相邻的指令固定值的差称为量化间隔 Δu_{Kn} 。

由以上叙述可以看出，按级量化同样也能导致指令传递中误差的出现。在均匀量化条件下，当间隔 Δu_{Kn} 是常值时，最大的量化换算误差由下列公式确定：

$$\delta u_{Kn} = \frac{\Delta u_{Kn}}{2(u_{K, \text{最大}} - u_{K, \text{最小}})} = \frac{1}{2(N_{Kn} - 1)} \quad (8-18)$$

式中 $u_{x\text{最大}}、u_{x\text{最小}}$ ——最大与最小的指令值；

$N_{\text{кв}}$ ——量化等级(级)数。

在利用 $N_{\text{кв}}$ 这个数时，要使量化误差小于传输指令允许总误差的若干倍。为了减小误差，可采用按级不均匀量化的方法。其要点是，变换指令的最大概率值，用最小的量化误差来传输，结果，量化误差的离散度为最小。为了实现这种方法，指令电压要经过非线性变换，然后再进行线性量化。

量化过程不但可以是独立的而且还可以用所采用的方法同时变换指令。在这种情况下，在大多数已知的方法中，量化都是按时间通过相等的量化间隔 T_x 来进行。这样仪表解题显著简化，并保证了足够的变换精度。按级量化更多地用在把指令表示为数字码的系统中。

把慢变化的指令电压变换成不连续的值，并把它们表示为信号的固定形式，就是将称为副载波的连续正弦信号或脉冲信号指令进行调制，并根据指令隶属的数据通道赋予这些信号以不同的附带特性。

连续的正弦振荡电压或未调制的矩形电压脉冲序列都可用作副载波。在指令变换过程中，副载波振荡按一个或若干个与指令电压变化规律相对应的参数进行调制。

根据副载波变换法的形式，可分为谐波法与脉冲副载波法。

正弦副载波的变换方法这样表示，即振荡的副载波电压是正弦电压的形式

$$u_0(t) = U_{om} \sin(\Omega t + \varphi) \quad (8-19)$$

式中 U_{om} ——副载波振荡的振幅值；

Ω ——副载波振荡频率。

这个由 LC -振荡器产生的电压，根据所采用的变换方法，它可以是调幅指令电压，调频指令电压或调相指令电压。

在多通道指令无线线路中，为了按指令的附带特征区分指令，每一个指令都应有自己的副载波频率值。为此，在每一个指

令变换器线路中都安装了自己的按所要求的频率调制的 LC -振荡器。

每一个指令都有自己的副载波频率的无线电指令控制线路，称为通道的频率划分线路(图8-3)。

用副载波频率调制法时，变换指令用副载波连续振荡的形式表示(图8-4 a) 或用下列公式表示：

$$s_{xi}(t) = U_0[1 + mu_{xi}] \sin(\Omega t - \varphi) \quad (8-20)$$

式中 m ——调制系数；

U_0 ——对应于 $u_x = 0$ 的信号振幅的平均值。

在用这种方法时，指令变换用振幅调制器来实现，每一个振幅调制器的输入端都加上相应的频率振荡与被变换的指令。为此，可用已知的振荡振幅调制线路。

变换的结果在振荡器输出端就有副载波信号，它的数学表达用公式(8-20)表示。

为了按调频法或调相法变换指令，在电路中安装了能得到相应信号的调频器与调相器(图8-4 b、d)。

在调频时，副载波振荡频率按指令电压变化的规律变化。在信号线性调频情况下，变换指令有这样的频率：

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \Omega_a u_x(t) \quad (8-21)$$

式中 Ω_0 ——该通道副载波振荡频率的额定值；

Ω_a ——频(率偏)移。

调频振荡是等幅振荡，它的频率在 $\Omega_0 \pm \Omega_a$ 的范围内按指令电压变化的规律变化。

在调相情况下，副载波频率相位作用到指令电压上，因此，它的瞬时值可用下式表示：

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi u_x(t) \quad (8-22)$$

式中 φ_0 ——初始相位；

$\Delta\varphi$ ——调相标记。

振荡器输出端的调相信号，有下列形式：

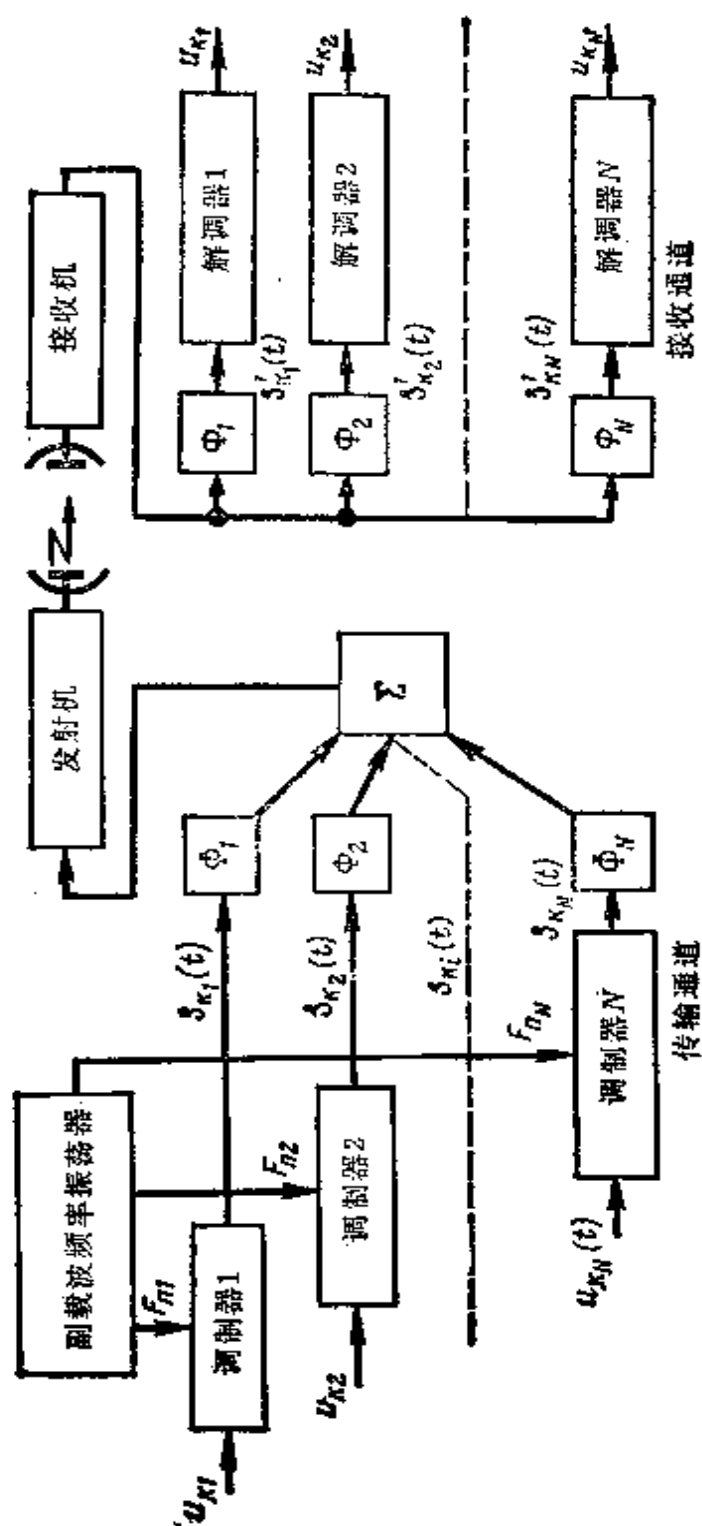


图8-3 有通道频率划分的多通道线路功能图

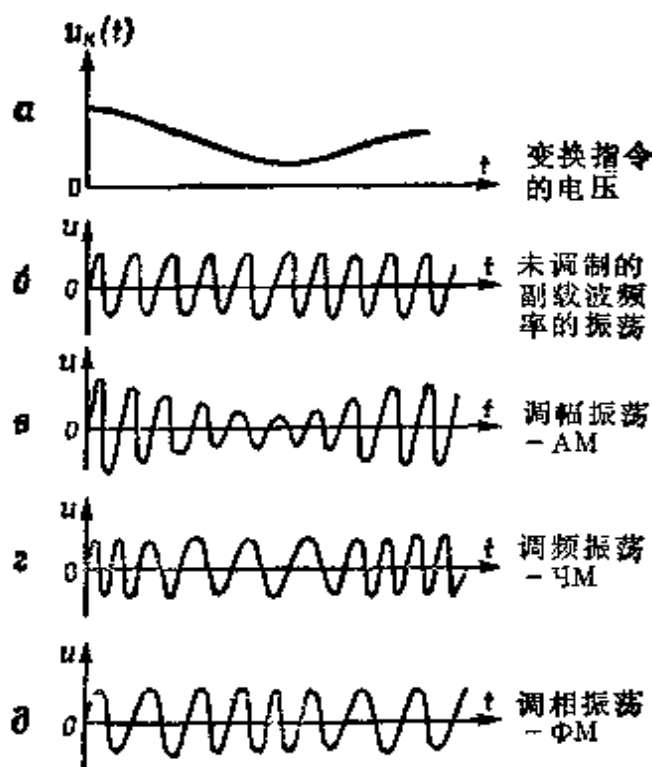


图8-4 用谐波副载波的变换法时的指令信号

a —被变换指令的电压； $б$ —未调制的副载波频率的振荡，
 $в$ —调幅振荡； $г$ —调频振荡； $д$ —调相振荡。

$$s_{ki}(t) = U_m \sin[\Omega t + \Delta \varphi u_k(t) + \varphi_0] \quad (8-23)$$

在这种情况下，调相信号频率的瞬时值与指令电压变化的速度 $\frac{du_k}{dt}$ 成比例。

调相法要求把初始相位传输到导弹弹体上。仪表实现复杂，因而限制了它的使用。

由变换得到的信号是副载波频率的连续振荡，所以这种方法有时称为连续副载波法。在若干指令存在的情况下，信号 $s_{ki}(t)$ 在加法器中线性相加，然后进入发射机调制器。无源与有源的综合器都可用作加法器。在采用并联加法器的情况下，副载波频率的合成电压这样表示：

$$U_{\Sigma} \approx \frac{R_c}{R} \sum_{i=1}^N u_i(t) \quad (8-24)$$

式中 $u_i(t)$ ——变换指令的电压。

在有源加法器中，其输出端电压的值可由下式表示：

$$U_{\Sigma} = S_{\kappa} R_0 \sum_{i=1}^N u_i(t) \quad (8-25)$$

式中 S_{κ} ——电子管栅屏特性曲线的斜率。

除了以上研究过的以外，还可采用由运算直流放大器组成的加法器。

在加法器之后，副载波信号加到发射机调制器上，并且用来按一个参数——振幅、频率或相位调制高频（载频）振荡。因此，线路的辐射振荡将是调幅的、调频的或调相的振荡。

传输的指令信号被弹上设备中接收通道的天线接收，放大后，在接收机中变换成副载波频率的合成信号进入由滤波器 Φ_1 、 Φ_2 、 $\dots$ 、 Φ_N 组成的分离电路中。每个滤波器都是与该通道的副载波频率相调谐的，并且有与变换指令波谱相等的通带。因此，只有对应于该通道的副载波振荡才能通过滤波器。这样就保证了按通道分离指令信号。

接着副载波信号加到解调器电路。这个电路用来把原先调制的副载波变换成指令电压。振幅检波器，频率检波器或相位检波器都可用作解调器。

在用频率来分离波道的多波道指令控制无线电线路中要产生由下列原因引起的失真现象，如交叉失真，邻近通道的干扰，合成时的失真等。

交叉失真是由接收机中（副载波解调器中）的非线性度引起的。非线性度存在时，产生综合频率，它的频率数由副载波数值决定，并且可能达到很大的值。综合频率的差拍，造成了指令信号波谱的失真，结果，导致控制指令失真。在副载波数很大的情况下，这些失真带有近似随机的特性。

在民用远距离控制与远距离检测系统中副载波频率值及其频率是固定的，其交叉失真不超过允许值的范围。

相邻通道的干扰是传输通道与接收通道的设备中指令信号有限的选择性（滤波）所引起的后果，这种失真主要是因为相邻通道中信号波谱分量通过造成的。滤波器通带越宽，波道相互干扰越大。要消除这些影响，可尽量减小波谱宽度或使副载波频率分隔更大。不过，最后这种办法要从扩大整个系统通带的观点来衡量的话，是不希望用的办法。

由于通过的信号相加所产生的干扰是由加法器或发射机的非线性造成的，如果合成信号出现在它的线性范围之外，则产生失真，因为相加线性被破坏。为了消除这些因素必须满足下列条件：

$$U_{\pi i} \leq \frac{U_{0\Sigma}}{N_{\Sigma}} \quad (8-26)$$

式中 $U_{\pi i}$ ——第 i 个指令信号电压；
 $U_{0\Sigma}$ ——加法器振幅特性的线性部分；
 N_{Σ} ——通道数。

如果考虑到副载波振荡有不同的相位，则合成信号将有很大的振幅振荡。为了得到这种型式的最小失真，必须使 $U_{0\Sigma} > N_{\Sigma} U_{\pi i}$ 。

对用频率来分离通道的无线电指令控制线路特性的简单分析表明：采用调幅法，在很多情况下，从抗干扰的观点来说是不适宜的。所以，调幅-调幅，调幅-调频等等的线路都使用有限。类似型式的线路中指令的失真，可能是由于电波传播电路中与天线馈电通道元件中传输信号能量损耗造成的结果。除此之外，它们的值将和设备电源的稳定性有关。

脉冲副载波变换法是建立在用变换指令的电压调制脉冲序列参数的基础上的。在这种情况下，脉冲振幅，脉冲宽度，时间状态，跟踪脉冲都可作为这种参数用。根据调制的形式，这些方法得到下列一些名称：脉冲调幅法、宽脉冲调制法、脉冲时间调制法和脉冲频率调制法。脉码调制法也属于研究之列。

在用上述所有方法时,对于沿线路传输的信号来说,要进行载波振荡的调制。在这种情况下,可以调制高频振荡器的振幅、频率或相位。这时所用方法称为脉冲调幅法-调幅法,脉冲调幅法-调频法,脉冲调幅法-调相法,宽脉冲调制法-调幅法,宽脉冲调制法-调频法等等。

对于脉冲副载波法的一般特性要用图 8-5 中示出的多波道无线电指令控制线路的功能电路来说明。图中可看出,电路的组成部分有节拍频率脉冲振荡器、波道脉冲振荡器、波道脉冲序列调制器、加法器、指令无线电发射机、接收机、时间选择器和波道解调器。

这些方法的指令变换的实质归纳如下。

波道脉冲振荡器产生固定频率和宽度的跟踪脉冲。并且跟踪周期通常远大于脉冲宽度,即 $T_n \gg \tau_n$ 。

未调制的脉冲序列加入波道调制器,波道调制器的每一个输入端都加上该波道的指令变换电压。

在相应指令电压的作用下,实现脉冲序列某个参数的调制,因此在调制器的输出端产生信号。

$$s_{ni}(t) = A u_{ni}(t)$$

式中 A ——脉冲序列被调制的参数。

变换后得到的指令信号加到加法器上,这里同时还加入同步脉冲形成装置产生的同步脉冲。同步脉冲的存在,可以使接收通道设备中已调制的波道脉冲序列进行分离,并能分出传输指令值。

变换成无线电信号的控制指令传输到瞄准目标的导弹弹体上,并在弹体上进行放大与变换。在接收装置的输出端产生按某一时间序列进入的视频脉冲的总和。为了按相应的波道分离这些序列,采用了时间选择器。在这种情况下,同步脉冲的参数或其它特性,可以是该通道波道脉冲的附带特性。

波道脉冲序列通过选择器后,加到解调器上。在解调器中把它们变成指令电压 $u_n(t)$,其形式与无线电指令控制线路的指令

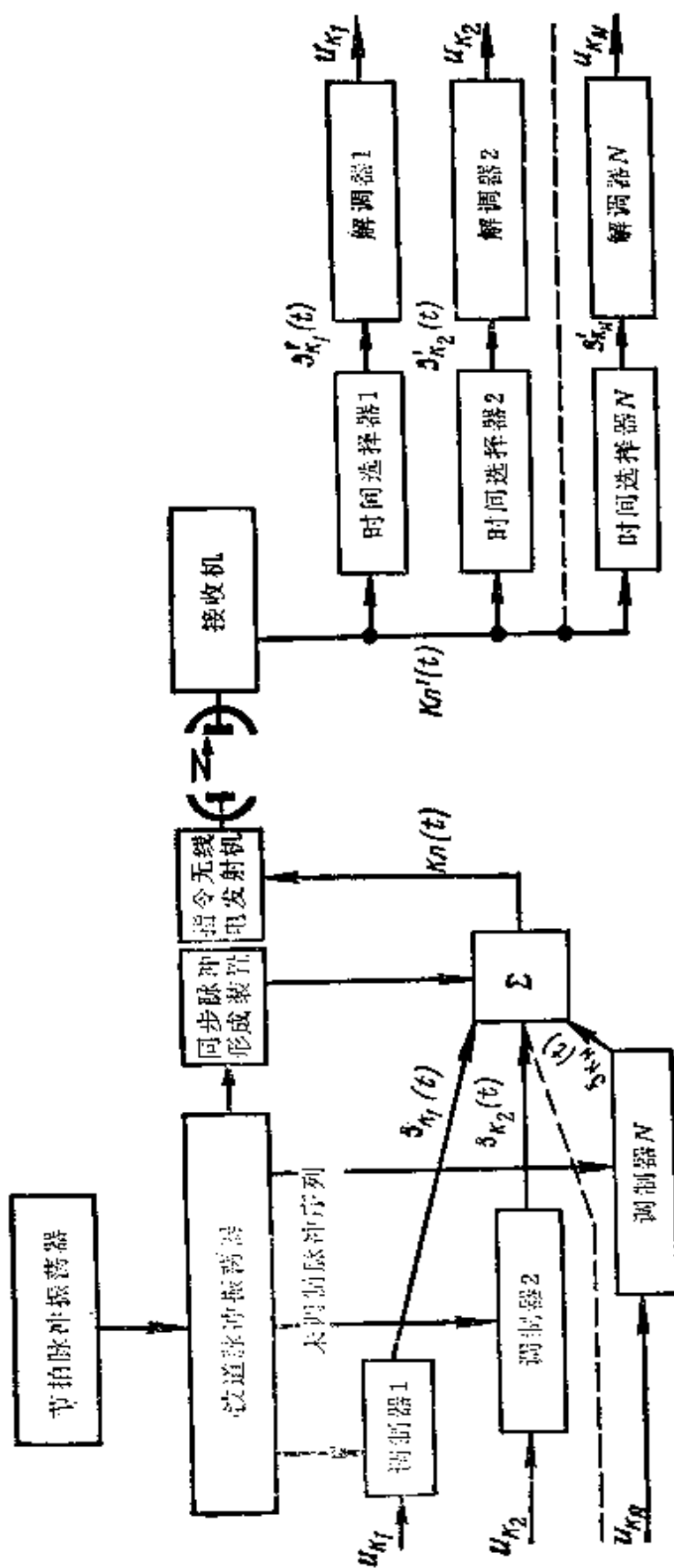


图8-5 典型的有脉冲副载波调制的无线电指令控制线路功能图

电压相似。此后，指令电压送到控制导弹飞行的执行机构。

让我们讨论一下上面指出的变换方法的特性。

副载波的脉冲调幅，是按振幅调制过的有重复周期 T_k 的脉冲序列(图8-6 a)。采用这种方法时，振幅脉冲按下列规律变化：

$$s_{x1}(t) = u_{\text{АИМ}}(t) = U_m [1 + m u_k(jT_k)] \psi(t - jT_k) \quad (8-27)$$

式中 U_m —— $u_k(t) = 0$ 时，脉冲振幅的平均值；

T_k ——跟踪脉冲周期；

m ——调制标记；

$\psi(t)$ ——描述脉冲的函数。

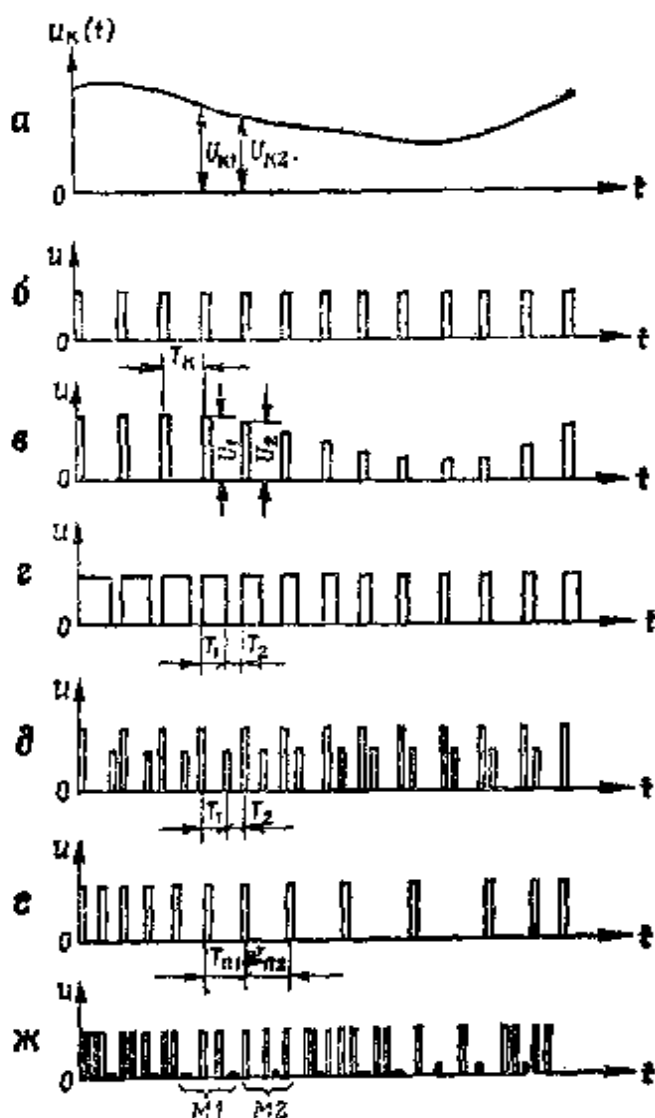


图8-6 用脉冲副载波变换法时的指令信号

а—指令电压；б—未调制的脉冲序列；в—脉冲调幅；г—宽脉冲调制；

д—时间脉冲调制；е—脉冲调频；ж—脉码调制。

脉冲调幅的方法分为两种。采用脉冲调幅法Ⅰ时，在持续时间内，脉冲振幅的变化和指令电压的变化相对应，即脉冲顶峰也要经过调制。在采用脉冲调幅法Ⅱ时，在持续时间内，脉冲振幅不变且等于对应于初始脉冲的指令的电压值。

为了按脉冲调幅法变换指令，采用振幅调制器，在它的输入端加入未调制的脉冲序列与指令电压。例如，它们由五极管组成，在它的控制栅极上加入电压 $u_x(t)$ ，而在第五级上加入脉冲序列（图8-7）。在这种调制器中，电子管在顺序的脉冲与指令电压同时作用下开始工作。因为五极管阳极电流值和控制栅极的电压有关，所以由电子管阳极负载取出的电压脉冲就成为按振幅调制过的形式。

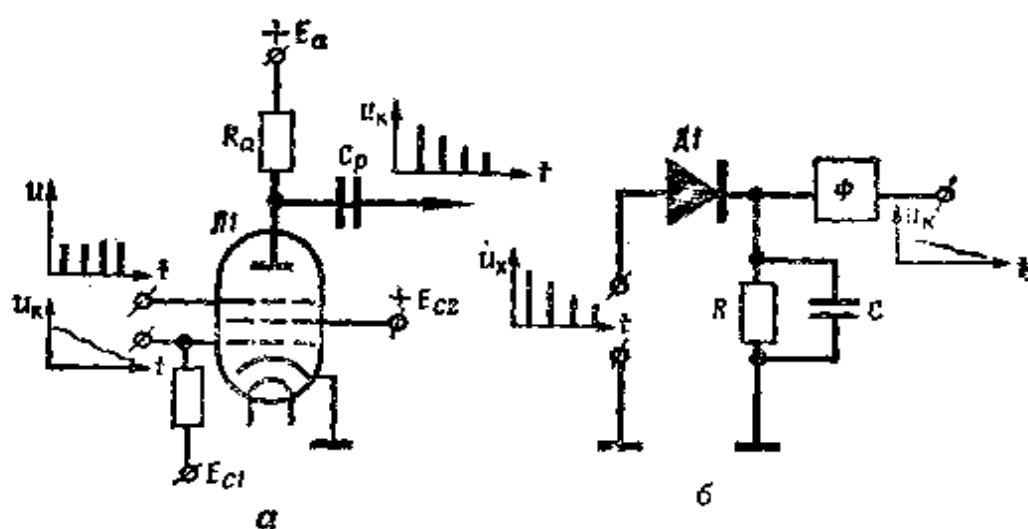


图8-7 脉冲调幅器与振幅脉冲解调器的可能线路图

a—脉冲调幅器的可能线路图；b—振幅脉冲解调器的可能线路图。

原则上其它脉冲调幅的线路方案都可采用。为了不使变换失真，调制器振幅特性应是线性的。

指令的波道脉冲相加，可以并联或串联。在并联相加时，在若干时间间隔中进行相加，并传输全部指令值，而在串联相加时，指令的传递是按顺序进行的。很明显，采用并联方法时，传输的不连续性比串联时减少，所以第一种方法是最好的方法。

把脉冲电压变换成无线电脉冲，在发射机的高频振荡器中实现，为此，可采用载波振荡的调幅，调频或调相。

在调幅情况下，脉冲的合成序列加到调制器上，借助于调制器形成振荡器电子管阳极电压脉冲。随着每一个脉冲的到来，振荡器就产生等于调制脉冲宽度的某一脉冲。这样，指令无线电发射机只在指令变换器发出的顺序脉冲进入时，才在发射状态工作。其它时间不发射。

在调频情况下，加到发射机高频振荡器上的指令脉冲，对振荡系统参数产生这样的影响，即使发射机的高频振荡变化某一个值。因此指令发射机发射的振荡频率随着每个调制序列的脉冲的到来而变化。

载波频率调相时，也产生这种现象，此时，在调制脉冲作用下，高频振荡的相位发生变化。这种形式的调制可借助于相位调制器来实现。

不难看出，在调频与调相时，线路发射机工作在连续发射状态，可以得到很高的发射振荡稳定性。

弹上设备所接收的信号在接收机中变换后加到检峰器组成的解调器上（图8-76）。随着每一个指令脉冲的到来，二极管 D_1 打开，电容器 C 充电到每一个脉冲的振幅值为止。在指令脉冲过去之后，电容器 C 通过电阻器 R 慢慢的放电。随着顺序的脉冲的进入，过程反复进行。最后由二极管的负载上取出电压。这个电压的包络线重复发射的指令电压的变化规律。为了将得到的电压进行滤波，在检波器的输出端要安装滤波器，在它之后，指令进入接收器。

上面讨论的电路图只是最简单的。并且还有一些使传输指令失真的缺点。

副载波的宽脉冲调制是使慢变化指令电压变换成脉冲电压，它的宽度与同时刻的指令值相对应。例如，在指令值很大时，形成大宽度的矩形脉冲。指令值小时，脉冲宽度减小（图8-61）。

上述方法的实现，要采用由多谐振荡器、电压比较级及其它元件组成的时间调制器才能达到（图8-8）。

安装在多谐振荡器上的时间调制器（图8-8 a）有一个平衡稳定状态。在此情况下，在初始状态中，电子管 Π_1 右面的三极管打开，因为它是按正栅极电路连接的。三极管阳极电流在电阻器 R_3 上产生压降，它关闭这个电子管左面的三极管。这个状态是稳定状态。

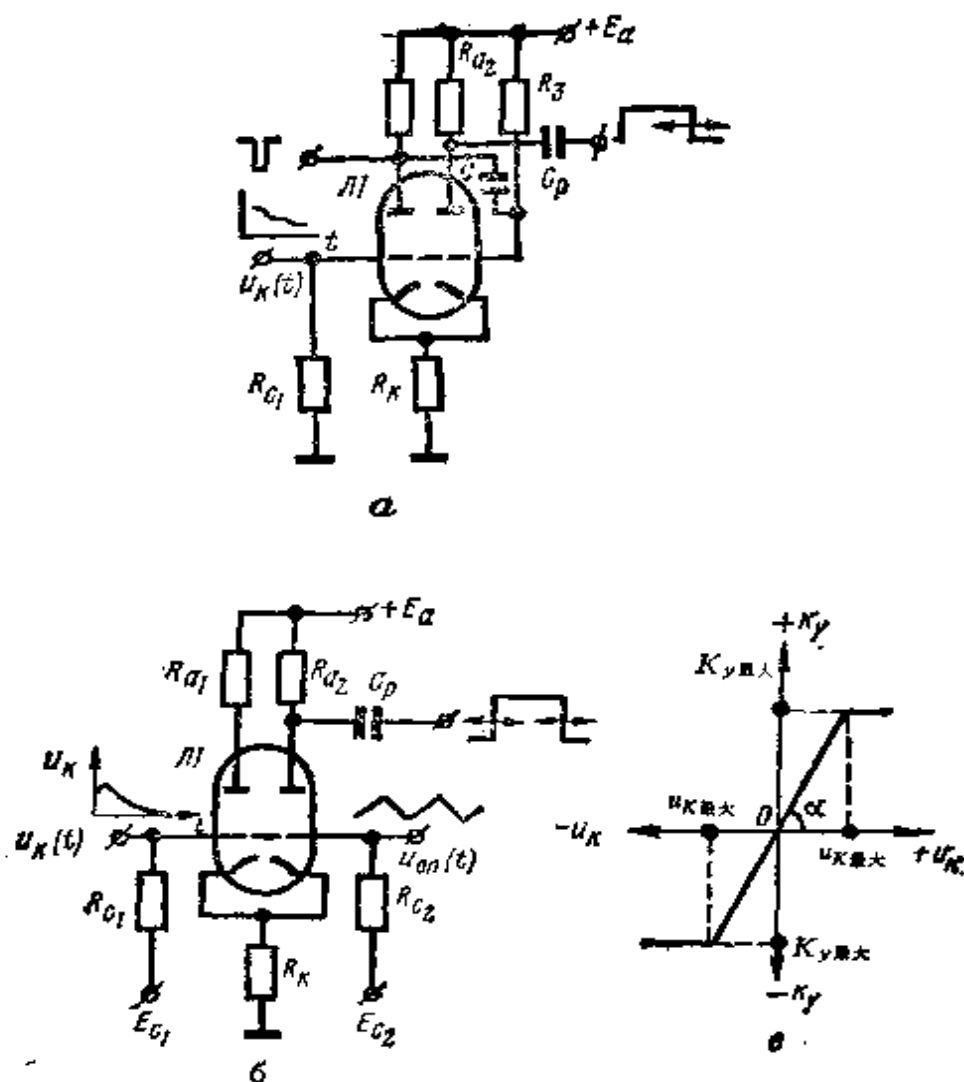


图8-8 时间调制器电路方案与变换器特性曲线

a—多谐振荡器时间调制器；b—电压电平比较级时间调制器；
c—变换器曲线图。

为了触发多谐振荡器，采用波道副脉冲，加到右边三极管的

控制栅极上。在左边的三极管控制栅极上加上指令电压。随着触发脉冲的加入，右边三极管关闭，它的阳极电流等于零。结果，左边的三极管打开，电容器 C 放电，在电阻器上产生电压降，它在触发脉冲完结后，使右边三极管保持关闭状态。这个状态是不稳定的，因为右边三极管的控制栅极上电压等于 U_{∞} ，这个三极管关闭，多谐振荡器过渡到稳定平衡状态。这种状态一直保持到顺序触发脉冲到来为止。

在右边三极管关闭状态时间内，从它的阳极截取正矩形脉冲，其宽度由电路参数与指令电压值来确定。

采用这种时间调制电路方案时，可用顺序传输指令值的方法作成变换器。在这种情况下，时间调制器串接，而第一个脉冲后缘可以用作第二个多谐振荡器的触发脉冲等等。

按电压电平比较级电路作成的时间调制器可以是两个有共用阴极负载的三极管（图8-86）。

在其中一个三极管的控制栅极上加上指令电压，在另一个三极管的控制栅极上加上锯齿形基准电压 u_{on} 。为了了解变换的实质，我们研究一下图8-9。

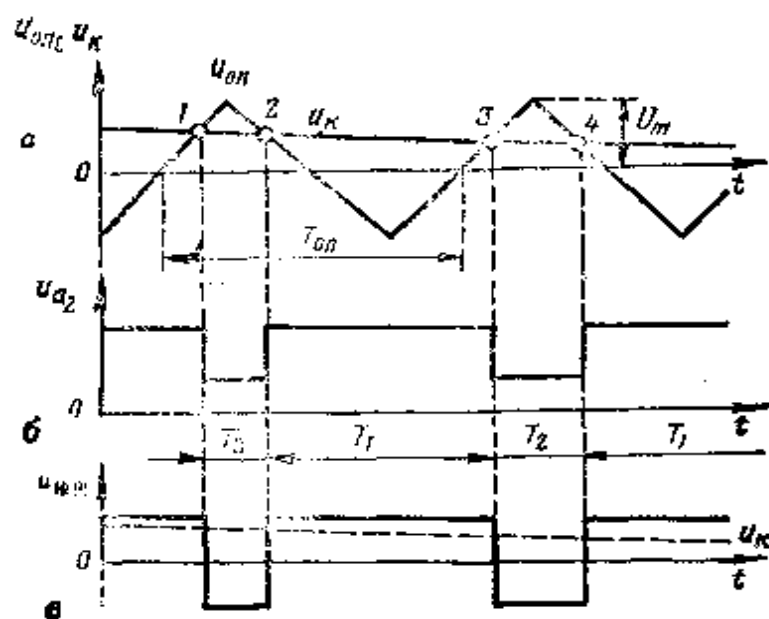


图8-9 采用宽脉冲调制法时变换器电路中的电压图

在 $u_k > u_{on}$ 的情况下, 电子管 Π_1 左边的三极管打开, 这三极管的阳极电流在电阻器 R_{k1} 上形成电压降, 使电子管右边的三极管关闭。根据用基准电压获得的结果, 指令电压 $u_{on} = u_k$ (点 1, 图 8-9 a) 右边三极管产生电流, 因此, 左边的三极管迅速关闭, 而右边的三极管打开。电压电平比较级由一种状态转到另一状态, 带有由电流负反馈作用引起的雪崩特性。

在这样的状态下, 调制器保持到下一个平衡 $u_{on} = u_k$ 到来为止 (点 2)。在这个时刻, 当基准电压 $u_k(t)$ 超过基准电压 $u_{on}(t)$ 不大时, 左边的三极管打开, 同时右边的三极管关闭。这种状态继续保持到下一个电压平衡 $u_{on} = u_k$ 到来为止 (点 3) 等等。

从一个三极管的阳极负载上, 例如 R_{k2} 可截取矩形脉冲, 其宽度将和变换指令的电压值相对应。右边三极管阳极的变化特性曲线在第二个曲线图 (图 8-9 b) 中示出。

由这个曲线图可以看出, 当 $u_k < u_{on}$ 时, 由这个三极管的阳极负载上截取的电压等于

$$u_{k2} \approx E_k - I_k R_{k2}$$

在不等式 $u_k < u_{on}$ 作用的时间内, 三极管阳极的电压等于 E_k 。如果用符号 T_1 和 T_2 表示所指出的时间间隔的宽度与对应的电压脉冲的宽度, 则变换指令可表示如下:

$$K_r = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} \quad (8-28)$$

当 $u_k = 0$ 时, 脉冲宽度 $T_1 = T_2$, 因而在 $u_k > 0$, $T_1 > T_2$ 时, 变换指令 K_r 是正值。当 $u_k < 0$, $T_1 < T_2$ 的情况下, 变换指令将是负值。这样同一种变换方法比较容易地变换正负交错的电压所代表的指令。在这种情况下, 指令电压值不应超过锯齿形电压 U_m 的值。

在隔离电容器 C_p 后面得到的电压脉冲, 可以加到加法器上, 并且进而可以加到发射机的调制器中。

副载波的时间脉冲调制是慢变化的指令电压在变换过程中是

脉冲电压，它和基准（节拍）脉冲相对应的时间状态表示指令的大小和符号特性。

按这种方法变换指令，可用上面示出的电路组成的时间调制器实现。在这种情况下，锯齿形电压用作基准电压（图8-10 a）。

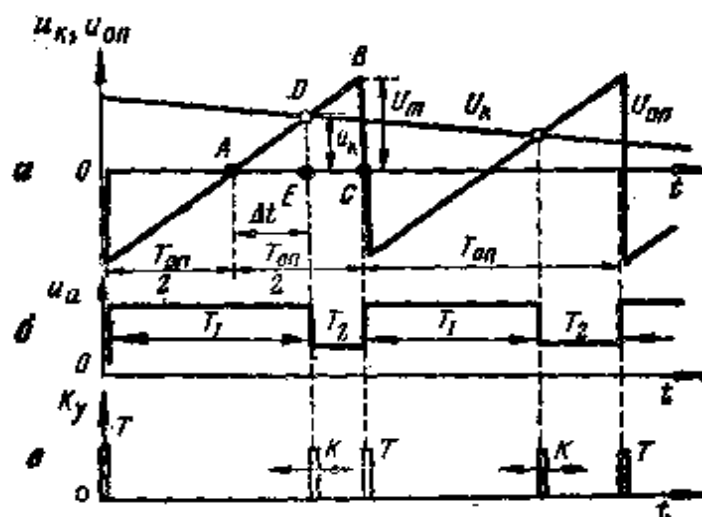


图8-10 采用时间脉冲调制法时变换器电路中的电压曲线图

举例来说，我们借助于（图8-8 6）形式的电压比较级来研究指令变换。这里，同在采用宽脉冲调制法时一样，在电子管的一个控制栅极上加上指令电压，在另一个电子管的控制栅极上截取矩形脉冲，它的初始值与锯齿形基准电压相对应，终值则对应电压等式 $u_{on} = u_{x0}$ 。

阳极电压降微分后（图8-10 6），可得到小宽度脉冲。与锯齿形基准电压的初始值相对应的脉冲，通常称为基准脉冲或节拍脉冲（脉冲 T ）。与电压 u_k 及 u_{on} 的相等时刻相对应的脉冲称为指令脉冲。可以看出，指令脉冲 K 的时间状态与节拍脉冲的关系由指令电压的大小与符号（极性）来决定（图8-10 e）。

$$K_y = \frac{u_k}{U_m} = \frac{T_1 - T_2}{T_{on}} \quad (8-29)$$

这样，变换了的指令值等于锯齿形基准电压周期 T_{on} 的时间间隔 T_1 , T_2 之差。

当指令电压在 $\pm u_k < U_m$ 的范围内变化时，指令脉冲就在节

拍间隔内变化。即在 $u_x = 0$, $T_1 = T_2$ 的情况下, 指令脉冲将在节拍间隔中占中间位置。

高频指令脉冲为弹上接收通道的接收设备所接收。第一阶段把它们进行放大并变换成视频脉冲, 为此, 采用了已知的电路。以后节拍脉冲与指令脉冲加到实现按附带特征选择指令的时间选择器上。

通过选择器后, 每一个指令的指令脉冲都加入解调器电路, 在此电路中还要加进节拍脉冲。采用时间脉冲调制法时, 由节拍脉冲与指令脉冲控制的触发器可用作解调器。由于节拍脉冲的加入, 触发器由一个稳定状态转换到另一个稳定状态, 然而指令脉冲使它回复到最初的稳定平衡状态。因此, 要从触发器的阳极负载上截取矩形脉冲。

触发器的脉冲加入 RC -滤波器, 在其中分出它们的重现慢变化指令电压的直流分量。

脉冲频率调制的特征是把慢变化的指令电压变换成电压脉冲, 它的重复频率由指令的大小来确定, 即在采用脉冲频率调制时, 脉冲重复频率不是固定的, 而是按下列规律变化:

$$T_n = T_{n0}(1 + \Delta T_n u_x) \quad (8-30)$$

式中 T_{n0} ——脉冲重复周期;

ΔT_n ——重复周期偏差。

此种方法仪表实现的可能方案是串入多谐振荡器 M_1, M_2, M_3 等等 (图8-11)。第一个多谐振荡器由每一个都跟随着多谐振荡器前一脉冲的后缘的节拍脉冲触发。指令电压加在一个多谐振荡器三极管的控制栅极上。

在最初情况下, 所有多谐振荡器都处于稳定平衡状态。随着多谐振荡器 M_1 的触发脉冲的加入, 就形成了矩形脉冲, 它的宽度和它结束时刻的指令电压成比例。

多谐振荡器 M_2 由对应于第一个多谐振荡器脉冲结束时刻的脉冲触发。这个脉冲可通过微分多谐振荡器 M_1 的脉冲的方法得

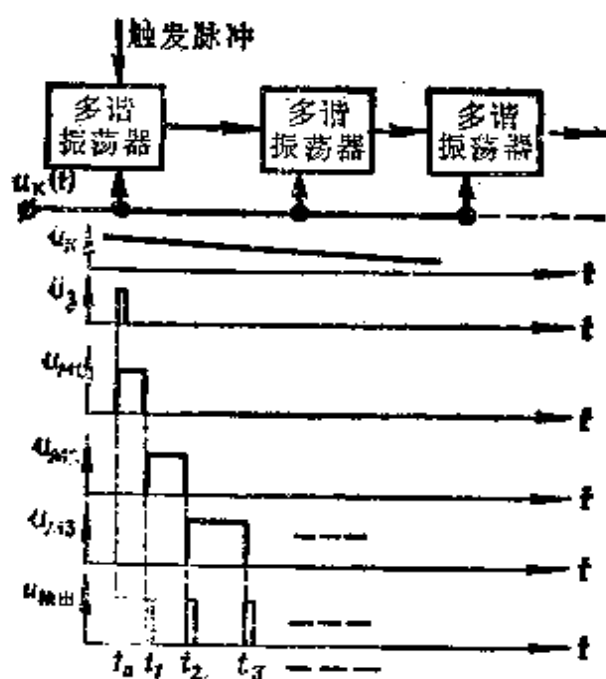


图8-11 采用频率脉冲调制法时指令
变换器的线路方案与电压曲线图

到。多谐振荡器 M_1 的脉冲宽度和 t_1 时刻指令电压的值相对应。

与多谐振荡器 M_1 的脉冲结束时刻相对应的脉冲，触发多谐振荡器 M_2 ，形成的宽脉冲由 t_2 时刻的指令电压确定，依此类推。

经微分并作若干变换后，可以得到代表变换器输出信号 $u_{输出}$ 的调制序列脉冲。

副载波的脉码调制，通常可通过把指令电压变换成所用计算系统的数值。最简单的是二进制码，采用二进制码，指令电压变换后就成为脉冲的总合，其中每一个脉冲都表示一个与发射时刻指令电压值相对应的数。

很明显，为了把电压变换成二进制系统的数，采用了“模拟-数字”变换器，在“模拟-数字”变换器中，实现了按电平量化。量化间隔由给定的变换精度选择，此时，固定的电平数在同一种量化间隔下，由指令电压的最大值确定。在一般情况下，量化间隔数等于 $2^n + 1$ （包括与指令零值发射相对应的间隔）。

我们研究指令变换的方法时，用传输的指令叠加附带特征的必要性就表示出来了。在遥测线路中沿一条线路由若干信息源传输信息时，也显出了类似的必要性。

这样，多波道线路的采用排除了一个波道对另一个波道的干扰问题，但提出了波道分离的问题。这种分离可以充分利用多通道调制法。一般认为副载波的两路调制就足够了，在此条件下，第一步进行指令量化，把它表示为连续的或脉冲的已调制的指令电压的副载波形式。第二步按区分特征(附带的)叠加的某些规律进行变换指令的调制。

按照以前指出的波道分离的方法，时间(按时间分离波道)，频率(按频率分离波道)，脉码(按脉码分离波道)的特征，都可作为附带特征。

除此之外，多通道调制改进了线路对随机的及预先企图进行干扰信号作用的抗干扰性，所以它在各种信息传输线路中有着广泛的应用。

* * *

无线电技术装置基本原理的发展，防空导弹制导方法的进一步改进，就可能研制更为完善的、采用一些新的信息接收、处理与发送原理的防空导弹系统。然而，在确定技术方案时，导弹接近目标的一般规律将是决定性的因素。

参 考 文 献

- 〔1〕 Максимов М. В., Горгонов Г. И. Радиоуправление ракетами. Изд. «Сов. радио», 1964.
- 〔2〕 Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами. Под общей редакцией Л. С. Гуткина. Изд. «Сов. радио», 1968.
- 〔3〕 Кочетков В. Т., Половко А. М., Пономарев В. М. Теория систем телеуправления и самонаведения ракет. Изд. «Наука», 1964.
- 〔4〕 Чембровский О. А., Топчиев Ю. И., Самойлович Г. В. Общие при-

- яципы проектирования систем управления. Изд. «Машиностроение», 1972.
- [5] Крипецкий Е. И. Системы самонаведения. Изд. «Машиностроение», 1970.
 - [6] Радиолокационные устройства (теория и принципы построения). Под ред. Григорина-Рябова. Изд. «Сов. радио», 1970.
 - [7] Крузе. Автоматическая телевизионная система сопровождения управляемых снарядов. Журнал «Электроника», т. 37, № 13, 1964.
 - [8] Гречинский Д. А., Рыгалин В. Г. Приборы приема и обработки информации в оптическом диапазоне. Изд. «Знание», 1970.
 - [9] Катус Г. П. Автоматический обзор и поиск в оптическом диапазоне. Изд. «Наука», 1966.
 - [10] Вилицкий А. С. Модулированные фильтры и следящий прием ЧМ сигналов. Изд. «Сов. радио», 1969.
 - [11] Федоров Б. Ф. Лазеры и их применение. Изд. ДОСААФ, 1973.
 - [12] Лазерная система целесуказания и наведения. Журнал «Радиоэлектроника за рубежом», № 46, 1970.
 - [13] Криксунов Л. З., Усольцев И. Ф. Инфракрасные системы обнаружения, пеленгации и автоматического сопровождения движущихся объектов. Изд. «Сов. радио», 1968.
 - [14] Журналы Interavia Air Letter за 1970—1974 гг.
 - [15] Журналы Aviation Week Vol. 98, 1/1973. Vol. 97, № 21, 1972.
 - [16] Журналы «Зарубежное военное обозрение» за 1972—1975 гг.