

动目标显示系统

（供技师班用）

中国人民解放军空军雷达学校

一九八二年九月

前 言

本教材是二年制雷达技师班雷达原理教材之一，部分内容也可供雷达排长班学员使用。

按照新大纲的要求，考虑到动目标显示系统在警戒、引导等雷达中的重要作用和地位，决定独立设置一门课程，名称暂定为《动目标显示系统》，为此而编写了本教材。

本教材在内容上既立足于满足学习掌握当前装备的需要，又注意了动目标显示技术的近期发展趋向。力图结合当前装备的实际，将基本原理阐述清楚，同时又以相当篇幅介绍了数字技术在动目标显示系统中的应用。此外，还介绍了电荷耦合器件(CCD)在动目标显示系统中的应用，但不列为授课内容，仅供课外参考。

本教材由雷达终端教研室林光耀同志编写，赵洪茂同志审修，并由肖国良、朱元清等同志负责校对、出版工作。

由于编、审者水平有限，书中一定存在不少缺点和错误，敬请读者批评指正。

雷 达 终 端 教 研 室

一 九 八 二 年 九 月

目 录

第一章 概述

一、动目标显示系统的任务组成及简要工作	1
二、动目标回波与固定目标回波的差别	2

第二章 模拟式动目标显示(MTI)系统

第一节 相参原理	6
一、高频相参法与中频相参法	6
二、相参视频回波信号的变化规律	11
三、相参电压的定相	16
四、风速补偿	19
五、内相参法的分类	23
六、外相参法	26
第二节 对消原理	29
一、对消法的基本原理	29
二、超声波延迟线对消电路	32
三、储能管对消电路	39
第三节 反盲速	46
一、参差重复频率消除低盲速	48
二、延迟正回输积累缩小盲速区	54
第四节 反盲相	60
一、盲相及其产生原因	60
二、平衡相位检波器	63
第五节 动目标显示系统的质量指标	65
一、系统质量指标	65
二、影响系统工作质量的因素	68
附 录	76

第三章 数字式动目标显示(DMTI)系统

第一节 DMTI 系统的基本工作原理	79
一、基本的DMTI 系统及其简要工作过程	79

二、采样保持电路	80
三、模数与数模转换器	82
四、数字延迟线	89
五、运算器	94
第二节 性能比较完善的 $DMTI$ 系统介绍	97
一、幅度编码式 $DMTI$ 系统	97
二、幅相编码式 $DMTI$ 系统	109

第四章 应用CCD的动目标显示系统

第一节 CCD 的基本工作原理	126
一、 CCD 的结构	126
二、 CCD 中电荷的存储	127
三、 CCD 中电荷的转移	128
四、 CCD 的主要参数	131
五、 CCD 用作延迟线	133
第二节 CCD —— MTI 系统	139
一、 CCD —— MTI 系统的组成及工作	139
二、 CCD —— MTI 系统的工作方式	142

第一章 概述

一、动目标显示系统的任务组成及简要工作

雷达需要探测的目标，通常是飞机、舰艇等速度较高的运动目标，它所产生的回波，称为动目标回波。但在雷达探测范围之内，往往存在着各种不需要探测的目标，它们也会产生回波。例如，山峦、建筑物等固定目标产生的固定目标回波，海浪产生的回波，云雨和敌人施放的金属片（干扰）等速度极低的目标所产生的干扰回波。有时，常把固定目标回波和干扰回波等统称为杂波或无源干扰。另外，邻近的雷达还可能产生非同步脉冲干扰，但它属于有源干扰。

当杂波和动目标回波在雷达的显示器上同时出现时，要识别动目标回波是困难的。比如，动目标回波与固定目标回波重叠时，要发现动目标回波，就十分困难；即使动目标回波不重叠在固定目标回波之上，而处于成片的固定目标回波之间，要很快识别出动目标回波，也是不容易的。如果雷达终端采用自动检测和数据处理系统时，则由于有大量的固定目标回波和其他杂波的存在，将会不必要地增大系统的容量和复杂性。因此，无论从抗干扰或改善雷达工作性能的观点来看，选择出动目标回波而消除固定目标回波，都是个很重要的问题。

动目标显示系统的任务，主要是消除固定目标回波（也包括抑制其他杂波），同时保留动目标回波。

动目标显示系统，由相参电路和对消电路两大部分组成。其组成方块图如图 1—1 所示。

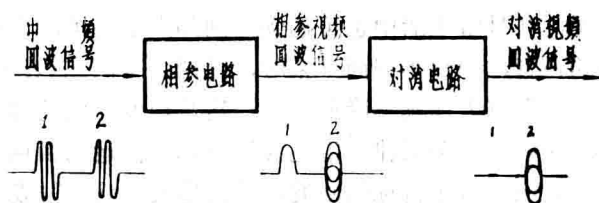


图 1—1 动目标显示系统的组成方块图

相参电路采用相参原理，将正常接收机送来的中频回波信号转换成相参视频回波信号。即把中频的动目标回波变成跳动的“实心”回波，而固定目标回波变成不跳动的“空心”回波。对消电路采用对消原理，将相参视频回波信号转换成对消视频回波信号。即在相参原理的基础上，消除固定目标回波，而保留（输出）动目标回波（也是跳动的“实心”回波）。相参与对消视频回波的图象如图 1—1 中所示，其中的 1、2 分别指明固定目标与动目标的回波图象。

动目标显示系统，根据电路中采用数字技术与否，分为模拟式动目标显示（MTI）系统和数字式动目标显示（DMTI）系统。MTI 系统，相参电路和对消电路均采用模拟式电路，它的工作性能并不令人满意。而 DMTI 系统，在基本原理上和 MTI 系统是一致的，不

同之处是系统中广泛采用了数字式电路。这是六十年代以来,随着数字技术在雷达信号处理方面得到广泛应用时才出现的。开初,只是用数字式的对消电路来代替模拟式的对消电路;后来,其他部分也广泛采用数字式电路,这才形成了比较完整的DMTI系统。DMTI系统的工作性能较好,目前已得到广泛应用。

二、动目标回波与固定目标回波的差别

由于运动目标与固定目标之间,存在着运动与不运动的差别,因此,它们分别产生的动目标回波与固定目标回波,就必然存在着一定的差别。回波方面的这种差别,正是相参法鉴别动目标回波与固定目标回波的基本依据。

(一) 动目标回波与固定目标回波在频率上的差别

动目标回波与固定目标回波,频率上的差别在于:固定目标回波的频率等于发射脉冲的频率;动目标回波的频率不等于发射脉冲的频率,而要偏离发射脉冲的频率一个偏离量。若设发射脉冲的频率(即雷达的工作频率)为 f_0 ,则动目标回波的频率 f_s 可由下式决定,

$$f_s = f_0 \pm F_d \quad (1-1a)$$

而
$$F_d = \frac{2V_r}{\lambda_0} \quad (1-1b)$$

其中, F_d 是 f_s 偏离 f_0 的偏离量,称为多卜勒频率。它与雷达的工作波长 λ_0 成反比,与目标的径向速度 V_r 成正比。当目标向着雷达站(简称向站)运动时,式(1-1a)中取正号,成为 $f_s = f_0 + F_d$,表明回波的频率比发射脉冲的频率高一个多卜勒频率;当目标背离雷达站(简称背站)运动时,式(1-1a)中取负号,成为 $f_s = f_0 - F_d$,表明回波频率比发射脉冲的频率低一个多卜勒频率。

动目标回波的频率之所以偏离发射脉冲的频率一个多卜勒频率,完全是由于多卜勒效应引起的。所谓多卜勒效应,即波源和接收者之间发生相对运动时,接收者接收到的信号的频率和波源发出的信号的频率不相等这一物理现象。此现象,首先在声学上由物理学家克里斯顿·多卜勒于1842年发现,在日常生活中也可遇到。例如火车鸣笛,火车原地不动时,人们听到的是气笛本来发出的声音,当火车迎面开来时,音调变得高亢(表明频率升高了),但火车背离而去时,音调变得低沉(表明频率降低了)。这是声波方面的多卜勒效应现象。在电磁波范围内也具有和声波相同的这种规律。雷达探测目标时,运动目标与雷达站之间存在着相对运动,会产生多卜勒效应。由于目标的回波,是雷达天线将信号发射出去,经目标接收并同时反射回来,再被天线接收而得到的。可见,对于天线和目标,都可以说既是波源又是接收者。所以,当天线发射信号被运动目标接收的过程中,有多卜勒效应产生;运动目标反射信号而被天线接收的过程中,也会产生多卜勒效应。这两种情况结合起来,就是雷达探测运动目标时所产生的多卜勒效应。下面具体加以说明。

图1-2所示,天线辐射的电磁波恒以光速 C 向外传播,已知发射脉冲的频率为 f_0 ,周期为 T_0 。由于天线的位置固定不变,则电波在空间传播的波长为 $\lambda_0 = CT_0 = C/f_0$,频率为 $f_0 = C/\lambda_0$ 。此频率,既是天线在单位时间内发出来的正弦波的周数,也是单位时间内传至(过)空间某点的正弦波的周数(图中所示,单位时间内传过A点的正弦波的周数为2)。若目标不运动(如处于A点),则单位时间内接收到正弦波的周数就是 C/λ_0 ,即接收到的信号的频率等于发射脉冲的频率。

当目标以径向速度 V_r 向站运动时,目标边前进边接收,相当于“抢前”接收信号,使单

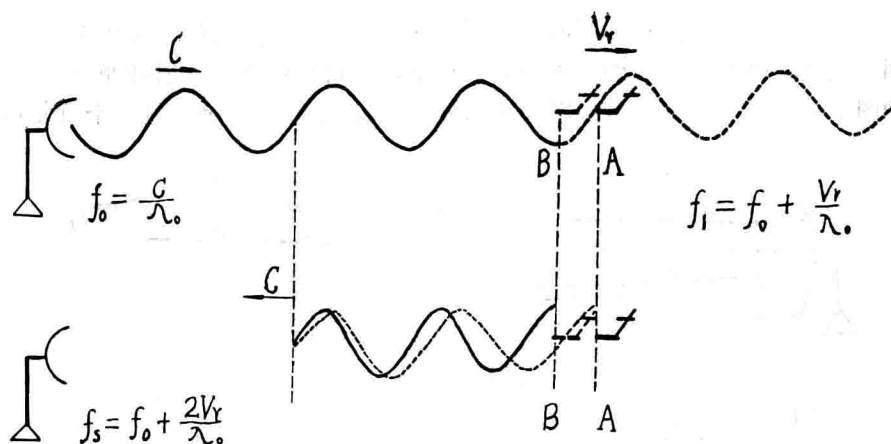


图1—2 多卜勒效应示意图

单位时间内多接收到的正弦波为 V_r / λ_0 。（图中所示，单位时间内目标从A点运动至B点时多接收了 $1/4$ 周正弦波）。这里的 V_r / λ_0 ，就是天线发射信号被向站运动的目标接收时，产生的多卜勒频率。所以，向站运动的目标接收到的信号频率 f_1 为：

$$f_1 = \frac{C}{\lambda_0} + \frac{V_r}{\lambda_0} = f_0 + \frac{V_r}{\lambda_0}$$

目标在接收信号的过程中同时产生反射，反射信号的频率必然等于接收到的频率，仍用 f_1 表示。反射波则恒以光速 C 传向雷达站。目标反射信号是边前进边反射的，相当于把信号“抢前”反射到空间，使空间传播的波长被压缩而变短（波长变短，即频率升高），且目标反射信号时前进的径向速度和目标接收信号时的径向速度完全一样（同一径向速度）。由此可以认为，天线在单位时间内多接收到的正弦波也为 V_r / λ_0 。此处的 V_r / λ_0 则是向站运动的目标反射信号被天线所接收时，产生的多卜勒频率。故目标向站运动时，回波的频率为：

$$\begin{aligned} f_s &= f_1 + \frac{V_r}{\lambda_0} = f_0 + \frac{V_r}{\lambda_0} + \frac{V_r}{\lambda_0} \\ &= f_0 + \frac{2V_r}{\lambda_0} = f_0 + F_d \end{aligned}$$

用同样的分析方法可得，当目标背站运动时，回波的频率为：

$$f_s = f_0 - \frac{2V_r}{\lambda_0} = f_0 - F_d$$

以上分析中，目标向站或背站的问题，已由 F_d 前面的符号所体现，故 F_d 的数值仅取决于 λ_0 和 V_r 本身的大小。径向速度 V_r 与目标运动速度 V 之间的关系，可由下式表示：

$$V_r = V \cos \theta$$

式中， θ 为目标的运动方向与雷达站的径向方向（即目标与雷达站间的直线方向）之间的夹角。在雷达通常采用的波段范围，由于飞机的飞行速度引起的多卜勒频率，约在几十千赫的范围以内。

由于固定目标与雷达站之间无相对运动，不产生多卜勒频率，因此固定目标回波的频率等于发射脉冲的频率。

（二）动目标回波与固定目标回波在间隔时间上的差别

由于固定目标与雷达站之间的距离固定不变，电波往返于两者之间所经历的时间也不

变, 所以各个重复周期, 固定目标回波与发射脉冲之间的间隔时间 t_1 始终相等。运动目标与雷达站之间的距离不断变化, 因而在不同重复周期, 动目标回波与发射脉冲之间的间隔时间也不同, 如图 1—3 所示。如果目标以径向速度 V_r 背站运动, 则每经过一个重复周期 T_r ,

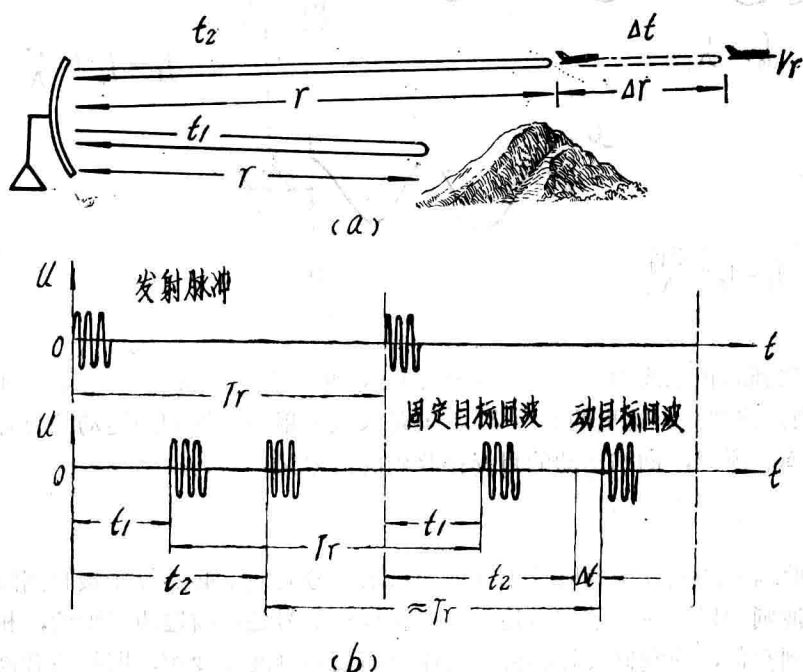


图1—3 动目标回波与固定目标回波在间隔时间上的差别

目标的距离增加一个 Δr , 相应地动目标回波与发射脉冲之间间隔时间也要增加一个 Δt 。根据雷达测距的基本公式, 则有

$$\Delta r = \frac{1}{2} C \Delta t$$

根据目标的径向速度和运动时间,

$$\Delta r = V_r (T_r + \Delta t) \approx V_r T_r \quad (\because \Delta t \ll T_r)$$

则

$$\frac{1}{2} C \Delta t = V_r T_r$$

$$\Delta t = \frac{2 V_r T_r}{C} \quad (1-2a)$$

式 (1—2 a) 表明, 每经一个重复周期, 间隔时间的变化量 Δt , 与 V_r 和 T_r 成正比, 与 C 成反比。经过 n 个重复周期, 间隔时间的变化量为:

$$n \Delta t = \frac{2 n V_r T_r}{C} \quad (1-2b)$$

如果目标向站运动时, 间隔时间将会减小, 其间隔时间的变化量仍可用式 (1—2) 表示。

“一切客观事物本来就是互相联系的和具有内部规律的”。动目标回波与发射脉冲之间的间隔时间的变化, 和多卜勒频率的产生, 实质上是一个问题的两个方面, 是相互联系而

不是孤立地发生的，因为这两方面都是由于目标运动所引起的。间隔时间的变化量 Δt 和多卜勒频率 F_d 之间的关系，可由下式表示。

$$\begin{aligned}\Delta t &= \frac{2 V_r T_r}{C} = \frac{2 V_r T_r}{\lambda_0 f_0} & (\because C = \lambda_0 f_0) \\ &= \frac{2 V_r}{\lambda_0} \cdot \frac{T_r}{f_0} = F_d \frac{T_r}{f_0}\end{aligned}\quad (1-3)$$

上式表明， Δt 与 F_d 成正比。

雷达天线接收到的动目标回波与固定目标回波，虽然有差别，但差别很小，要从显示器上直接地明显地显示出来，是困难的。但它是有效地鉴别动目标回波与固定目标回波的基本依据。不同体制的雷达，采用不同的方法，利用上述差别，将动目标回波与固定目标回波明显地区分开来。

连续波雷达，只是利用动目标回波与固定目标回波在频率上的差别。它将连续波的回波信号与发射信号进行差拍，再将差拍电压的包络经检波器检波输出，并根据检波输出电压是否变化来区分动目标回波与固定目标回波。若检波输出电压为直流，说明目标回波的频率等于发射信号的频率，回波是固定目标回波；若检波输出电压是变化的（按多卜勒频率变化），说明回波的频率不等于发射信号的频率，回波为动目标回波，并可根据多卜勒频率的高低，来判断目标的径向速度的大小。但连续波雷达无目标回波与发射信号之间的间隔时间可言，一般不用来测定目标的距离。

对于脉冲制雷达，若采用上述差拍检波的方法时，在检波输出的脉冲回波中，无疑，固定目标回波的顶部是不变化的，而动目标回波的顶部是变化的。但要依据回波顶部变化与否来鉴别动目标回波与固定目标回波，实际上是不可能的。这是由于雷达的脉冲宽度很窄，目标运动所引起的多卜勒频率又不高，使得回波脉冲的宽度，仅在多卜勒频率的周期的几十分之一以下。即检波输出的动目标回波的顶部，在整个持续时间内变化的数值，仅为正弦波在几十分之一周期（甚致更短）的时间内变化的数值。此值甚小，很难识别，可以认为动目标回波的顶部是不变的。因此，对于脉冲制雷达，可以不计动目标回波与固定目标回波在频率上的差别，主要利用动目标回波与固定目标回波在间隔时间上的差别，来研究不同重复周期回波幅度的大小问题，从而找到动目标回波与固定目标回波在幅度上的更为明显的差别。这是相参原理要专门研究的问题，此处不再多讲。这里还需说明，在主要利用间隔时间上的差别来分析问题时，多卜勒频率的概念，以及它和间隔时间的变化量之间的关系，仍然是经常用到的。

第二章 模拟式动目标显示(MTI)系统

模拟式动目标显示(MTI)系统,采用模拟式电路的相参电路和对消电路。但相参与对消的基本原理,不仅是理解MTI系统的基础,而且也是理解数字式动目标显示(DMTI)系统的基础。尤其是相参原理的基本概念,将会贯穿于研究整个动目标显示系统的始终。

第一节 相参原理

相参原理,即用相参法鉴别动目标回波与固定目标回波的原理。它主要是根据动目标回波与固定目标回波在间隔时间上的差别,采用相位比较方法,将间隔时间上的微小差别,转换成幅度上的明显的差别。具体地说,相参法就是利用一个能代表发射脉冲的连续波电压——相参电压,作为计时间(或计相位)的标准,将回波电压去同相参电压进行相位比较,把回波电压在间隔时间上的微小变化,转换成回波电压与相参电压之间相位差上的较大变化(原因在于相参电压的频率很高);再将回波电压和相参电压相加,把相位差上的较大的变化转换成回波脉冲幅度上的较大变化。结果,使得不同重复周期的动目标回波,幅度不相等,在幅度调制的A型显示器上呈现跳动的“实心”回波;而固定目标回波的幅度相等,呈现不跳动的“空心”回波。这样,就把两种目标的回波明显地区分开了。

一、高频相参法与中频相参法

回波电压和相参电压之间的相位比较,既可在高频进行,也可在中频进行。前者称为高频相参法,后者称为中频相参法。目前,雷达中主要采用中频相参法。但从高频相参法中,比较容易清楚地理解相参法的基本原理,因而先介绍高频相参法,然后,在此基础上研究中频相参法。

(一) 高频相参法

高频相参法,是用高频回波电压和高频相参电压进行相位比较的。高频相参电路的组成方块如图2—1所示。它由高频相参振荡器和相位检波器两部分组成。相参振荡器,产生连续振荡电压,即相参电压。因为相参电压是进行相位比较的基准信号,所以既要求它的幅度

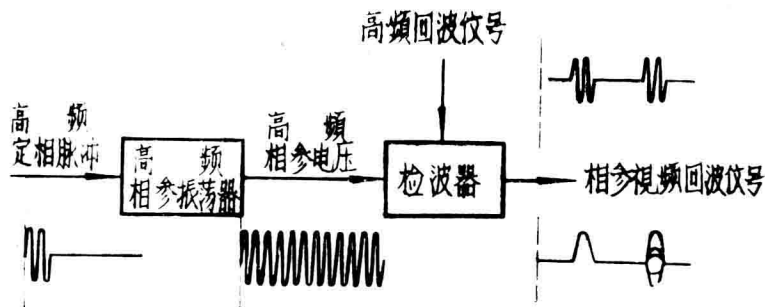


图2—1 高频相参电路的组成方块图

稳定, 频率稳定并等于发射脉冲的频率, 还要求它的初相, 在每个重复周期都和发射脉冲的初相保持固定的关系 (图 2—2 中 a 、 b 图所示, 相参电压的初相与发射脉冲的初相保持同相关系, 这是固定关系中的一种情况)。对于初相的要求, 是通过高频定相脉冲给相参电压定相来实现的。高频定相脉冲, 是从发射脉冲中取出的少量能量, 不管用何种方法取得, 它的初相都必然和发射脉冲的初相保持固定的关系。它给相参电压定相 (即强迫相参电压的相位趋向定相脉冲的相位) 的结果, 可以认为, 相参电压的初相和发射脉冲的初相就保持固定关系了。由于每个重复周期, 相参电压的初相和发射脉冲的初相均保持固定关系, 频率又十分稳定, 所以在各个重复周期内的任意固定时刻, 相参电压的瞬时相位 (角) 也和发射脉冲的初相保持固定的关系。这样, 相参电压就既能给目标回波计间隔时间, 又能准确地计回波落后于发射脉冲初相的相角了。为了研究问题简便、明确起见, 假定, 高频回波的频率等于发射脉冲的频率 (未考虑动目标回波的多卜勒频率), 回波的初相与发射脉冲的初相相同 (未考虑目标反射信号时引起的附加相位), 相邻重复周期回波的幅度不变 (忽略了回波本身的幅度起伏, 而固定目标回波的幅度不变, 是相参法所要求的基本条件)。后面将会提到, 这些假定是合理的或者基本上可以达到的。

回波电压与相参电压进行相位比较时, 各重复周期内两者之间相位关系, 如图 2—2 中的 a 、 b 图所示。

若设 φ_0 为发射脉冲、回波电压、相参电压的初相; f_0 为它们的频率。则雷达刚发现目标回波 2 的那个重复周期, 相对于回波 2 返回瞬间 t_2 , 相参电压的相角为 $\varphi_0 + 2\pi f_0 t_2$, 回波电压与相参电压之间的相位差为

$$\psi = (\varphi_0 + 2\pi f_0 t_2) - \varphi_0 = 2\pi f_0 t_2 = \psi_0$$

式中, 前一个 φ_0 是相参电压的初相, 后一个 φ_0 是回波电压的初相, ψ_0 表示刚发现目标回波那个重复周期回波电压与相参电压之间的相位差, 简称初始相位差。图 2—2 中设 ψ_0 为 2π 的整数倍。

经过一个重复周期后, 动目标回波与发射脉冲之间的间隔时间将增大 (或减小) 一个 Δt (图 2—2 C 中所示, 回波 2 是背站运动目标的回波, 属于增大一个 Δt 的情况), 相参电压的相角相应地增大 (或减小) 一个 $2\pi f_0 \Delta t$, 则动目标回波电压与相参电压之间的相位差为

$$\begin{aligned}\psi &= (\varphi_0 + 2\pi f_0 t_2 \pm 2\pi f_0 \Delta t) - \varphi_0 \\ &= \psi_0 \pm 2\pi f_0 \Delta t\end{aligned}$$

将式 (1—3) 代入上式得

$$\psi = \psi_0 \pm \frac{4\pi V_r}{\lambda_0} T_r = \psi_0 \pm 2\pi F_d T_r$$

若目标以径向速度作匀速运动时, 经过 n 个重复周期后, 间隔时间的变化量为 $n\Delta t$, 则相位差为

$$\begin{aligned}\psi &= \psi_0 \pm 2\pi f_0 n\Delta t \\ &= \psi_0 \pm \frac{4\pi V_r}{\lambda_0} nT_r \\ &= \psi_0 \pm 2\pi F_d nT_r\end{aligned}\tag{2—1}$$

式 (2—1) 表明, 动目标回波电压与相参电压之间的相位差随多卜勒频率 (或目标的径向

速度)变化而变化,当多卜勒频率(或径向速度)一定时,相位差又随时间 $t = nT_r$ 变化。式中符号“ $\pm$ ”,目标背站运动时用“ $+$ ”,向站运动时用“ $-$ ”。图2-2中所示,画出了每经一个重复周期相位差依次增加一个 90° 的情形。

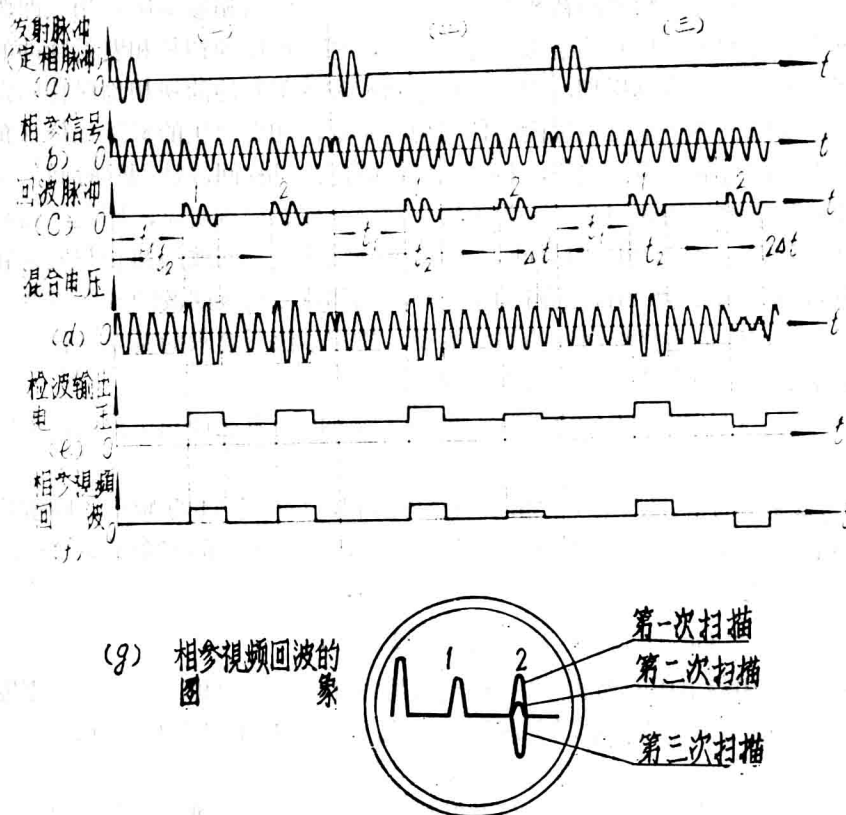


图2-2 高频相参法各主要电压的波形关系

对于固定目标回波1来说,各重复周期它与发射脉冲之间的间隔时间均为 t_1 ,故回波电压与相参电压之间的相位差,始终保持 $\psi = 2\pi f_0 t_1$ 不变。图2-2中画出了相位始终不变的情形。

为了将相位差的变化转换为幅度的变化,将回波电压和相参电压相加。由于各重复周期,固定目标回波电压与相参电压之间的相位差不变,两电压的幅度也不变,则合成电压的幅度不变;而动目标回波电压与相参电压之间的相位差不断变化,则合成电压的幅度也不断变化。波形如图2-2中d图所示。合成电压经检波器检波,得到e图所示的波形。再隔去直流成分之后,输出的视频脉冲,称为相参视频回波脉冲,其中固定目标的相参视频回波的幅度始终不变,而动目标的相参视频回波幅度不断变化。波形如f图所示。

将相参视频回波信号送至幅度调制的A型显示器显示,固定目标回波呈现幅度稳定的“空心”回波,动目标回波呈现幅度跳动的“实心”回波。图2-2中g图所示,是相参视频回波信号的图象,可将两种回波明显的区分开来。

采用高频相参法时,相参振荡器的振荡频率很高,振荡频率的稳定度不易达到要求。而相

参振荡器的振荡频率为中频时，频率稳定度易达到要求，故雷达中主要采用中频相参法。

(二) 中频相参法

中频相参法是用中频回波电压和中频相参电压进行相位比较的。中频相参电路的组成方块如图2—3所示。从发射系统取来的高频定向脉冲，在定相混频器中与本振电压（是信号混频器所采用的同一个本振电压）混频，变成中频定相脉冲。该脉冲经放大后送至相参振荡器，对中频相参电压定相。中频相参振荡器所产生的中频相参电压，因受定相脉冲定相，可认为它的初相与定相脉冲的初相相同。高频回波信号，经信号混频器混频，变成中频回波信号，再经放大送至限幅中放。限幅中放，用来限掉中频回波电压的幅度起伏部分，其主要目的是使相邻重复周期，中频固定目标回波的幅度相等，从而进一步保证相参视频的固定目标回波幅度相等。中频回波电压与中频相参电压一起加到相位检波器，经混合（相加）、检波后，输出相参视频回波信号，送往对消电路或A型显示器。

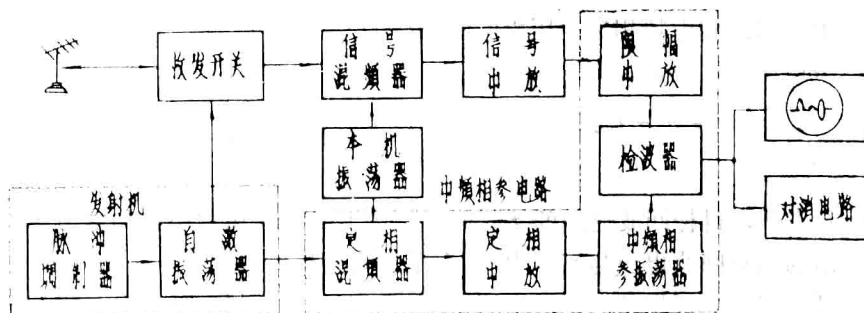


图2—3 中频相参电路的组成方块图

从中频相参电路的组成方块及工作概况可知，中频相参法与高频相参法的基本原理是相似的。主要区别是，前者在中频条件下进行相位比较，后者在高频条件下进行相位比较。下面着重从这两者之间的联系来说明中频相参法。高频相参法之所以能将目标回波与发射脉冲之间间隔时间上的微小变化，转换成高频回波与高频相参电压之间相位差上的较大变化，原因在于相参电压的频率高（周期短），很小的间隔时间，便能引起较大的相参电压的相角，故能产生较大的相位差。而中频相参法，显然相参电压的频率低，相同间隔时间引起的中频相参电压的相角小，但绝不能认为中频回波电压与中频相参电压之间产生的相位差也小，还得看中频回波电压的初相是否变化，才能说明相位差的大小。实际上，由于中频回波和中频定相脉冲，是用同一个本振电压混频得到的。而中频相参电压，因受中频定相脉冲的定相，可以看成是定相脉冲的延续，也可进一步看成是高频相参电压与本振电压混频产生的。因此，通过同一本振电压混频之后，相参电压的相角有变化，回波的初相也必然会有相应的变化，两种变化互相抵消其结果是：变频后的中频回波电压与中频相参电压之间的相位关系，仍然保持变频前高频回波电压与高频相参电压之间的相位关系。即两者相位差相等。下面具体加以证明。

设本振电压的频率为 f_L ，与发射脉冲前沿对应时刻的相角（初相）为 φ_{L0} 。在发射脉冲的频率 f_0 高于本振频率的条件下，根据变频原理，中频定相脉冲的频率和初相分别为 $f_0 - f_L$ 和 $\varphi_0 - \varphi_{L0}$ 。由于中频相参电压的频率和初相与中频定相脉冲的频率和初相相同，故中频

相参电压的频率 f_c 和初相 φ_{c0} 分别为

$$f_c = f_0 - f_L$$

$$\varphi_{c0} = \varphi_0 - \varphi_{L0}$$

若目标回波在 t 瞬时返回雷达, 则此瞬时, 相参电压的相角为

$$\varphi_c = \varphi_{c0} + 2\pi f_c t = \varphi_0 - \varphi_{L0} + 2\pi f_c t$$

本振电压的相角 φ_L 为

$$\varphi_L = \varphi_{L0} + 2\pi f_L t$$

高频回波电压与本振电压变频后, 所得中频回波电压的相角(初相) φ_s 为

$$\varphi_s = \varphi_0 - \varphi_L = \varphi_0 - \varphi_{L0} - 2\pi f_L t$$

由此式看出, 中频回波电压的初相是随间隔时间 t 变化的(高频回波的初相 φ_0 不随时间变化)。

t 瞬时, 中频回波和中频相参电压之间的相位差 ψ_i 为

$$\begin{aligned}\psi_i &= \varphi_c - \varphi_s = (\varphi_0 - \varphi_{L0} + 2\pi f_c t) - (\varphi_0 - \varphi_{L0} - 2\pi f_L t) \\ &= 2\pi f_L t + 2\pi f_c t = 2\pi (f_L + f_c) t \\ &= 2\pi f_0 t\end{aligned}\quad (2-2a)$$

式(2-2a)表明, 目标回波返回的 t 瞬时, 中频回波电压与中频相参电压之间的相位差, 等于变频前的高频回波电压与高频相参电压之间的相位差($\psi = 2\pi f_0 t$)。即 $\psi_i = \psi$ 。从此式还可看到, 中频相参电压产生的相角($2\pi f_c t$)部分虽然小, 但加上变频时中频回波电压变化的初相($2\pi f_L t$)部分, 结果正好使 $\psi_i = \psi$; 而本振电压的初相 φ_{L0} , 因对 φ_c 和 φ_s 均有影响, 故在考虑相位差($\varphi_c - \varphi_s$)时相互抵消了。

式(2-2a)对于动目标回波和固定目标回波都是适用的。对于动目标回波来说, 各重复周期返回的时刻是变化的, 即间隔时间 $t = t_2 \pm n\Delta t$, 则中频回波电压与中频相参电压之间的相位差为

$$\psi_i = 2\pi f_0 (t_2 \pm n\Delta t) = \psi_0 \pm 2\pi F_{dn} T_r \quad (2-2b)$$

式(2-2b)和式(2-1)是完全一样的。对于固定目标回波来说, $t = t_1$ 不变, 中频回波电压与中频相参电压之间的相位差为

$$\psi_i = 2\pi f_0 t_1$$

图2-4所示, 为中频相参法各主要电压的相位关系图。从图中看出, t_1 瞬时高频回波电压与高频相参电压之间的相位差 $\psi = 0^\circ$ 。对于中频相参法而言, 在 t_1 瞬时, 中频相参电压的相角(以余弦波衡量)为 $\varphi_c = -60^\circ$ 〔若将中频相参电压看成高频相参电压与本振电压混频所得, 当用正弦波来衡量时, 高频相参电压的相角为 0° , 本振电压的相角为 60° , 则混频所得的中频相参电压的相角(以余弦波衡量)为: $0^\circ - 60^\circ = -60^\circ$, 结果是一样的〕; 而中频回波电压, 由高频回波电压与本振电压混频所得, 当用正弦波来衡量时, 高频回波电压的初相为 0° , 本振电压的相角为 60° , 则混频所得中频回波电压的初相(以余弦波衡量)为: $\varphi_s = 0^\circ - 60^\circ = -60^\circ$ 。结果, 中频回波电压与中频相参电压之间的相位差为: $\psi_i = \varphi_c - \varphi_s = 0^\circ$, 即 $\psi_i = \psi$ 。

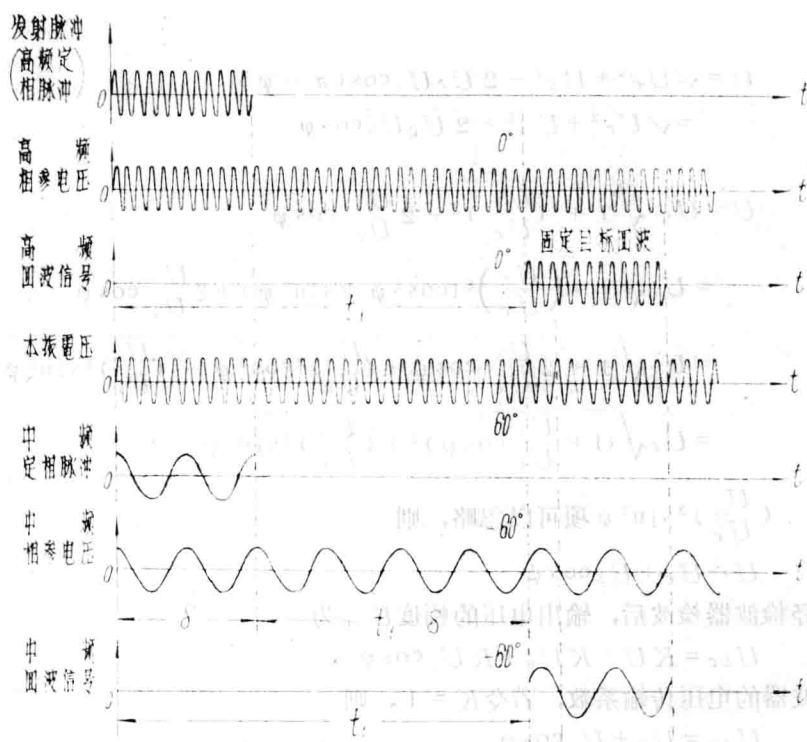


图2-4 中频相参法各主要电压的相位关系

二、相参视频回波信号的变化规律

前面讨论高频相参法和中频相参法，主要是对相参原理作定性的分析。这里，将相参原理作定量的分析，并讨论其带规律性的问题。

(一) 相参视频回波幅度随相位差变化的规律

相位检波器如图 2-5 a 所示，仅用一只检波二极管，称为单边相位检波器。中频回波电压 u_s 和中频相参电压 u_c ，在检波器输入端进行相位比较并相加，形成合成电压 u ，合成电压经检波器检波、隔直流之后，输出相参视频回波信号。由于合成电压的大小随回波电压与相参电压之间相位差的大小变化，故输出相参视频回波的幅度也随相位差变化。而中频回波电压与中频相参电压之间的相位差等于高频回波电压与高频相参电压之间的相位差，即 $\psi_i = \psi$ 。根据这一结论，不分中频还是高频相参法，在一般情况下，均按高频相参法来研究。

设回波电压的幅度为 U_s ，相参电压的幅度为 U_c ，两者之间的相位差为 ψ ，合成电压的幅度为 U ，它们之间的矢量关系如图 2-5 b 所示。

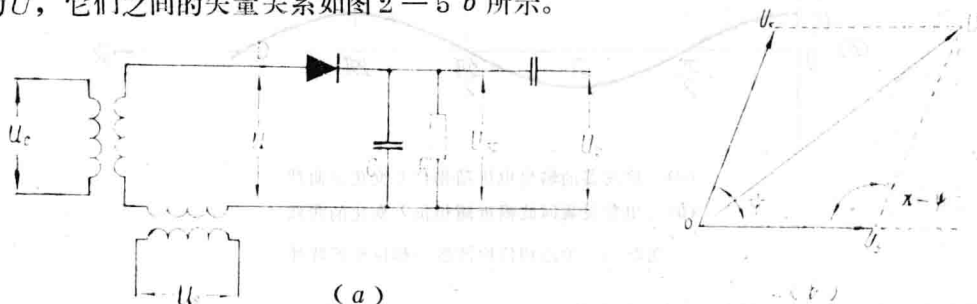


图2-5 单边相位检波器电路及回波电压、相参电压的矢量关系

根据余弦定理, 合成电压的幅度 U 为

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{U_c^2 + U_s^2 - 2 U_c U_s \cos(\pi - \psi)} \\ &= \sqrt{U_c^2 + U_s^2 + 2 U_c U_s \cos \psi} \end{aligned}$$

将上式简化为

$$\begin{aligned} U &= U_c \sqrt{1 + \left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 + 2 \frac{U_s}{U_c} \cos \psi} \\ &= U_c \sqrt{1 + \left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 (\cos^2 \psi + \sin^2 \psi) + 2 \frac{U_s}{U_c} \cos \psi} \\ &= U_c \sqrt{1 + 2 \frac{U_s}{U_c} \cos \psi + \left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 \cos^2 \psi + \left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 \sin^2 \psi} \\ &= U_c \sqrt{\left(1 + \frac{U_s}{U_c} \cos \psi\right)^2 + \left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 \sin^2 \psi} \end{aligned}$$

当 $U_c \gg U_s$ 时, $\left(\frac{U_s}{U_c}\right)^2 \sin^2 \psi$ 项可以忽略, 则

$$U \approx U_c + U_s \cos \psi$$

合成电压经检波器检波后, 输出电压的幅度 U_{sc} 为

$$U_{sc} = K U \approx K U_c + K U_s \cos \psi$$

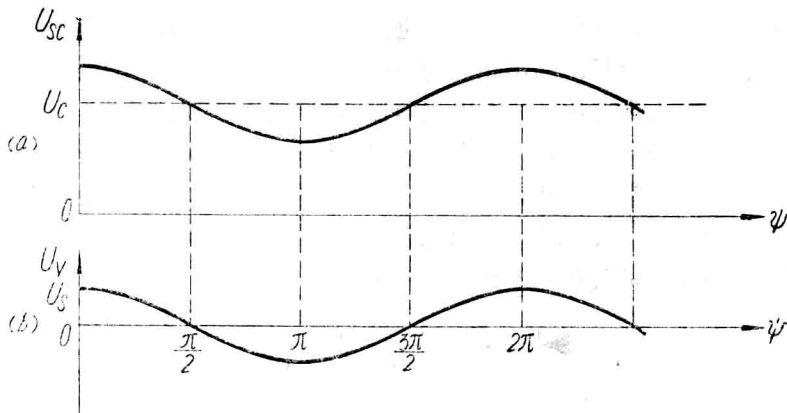
式中, K 为检波器的电压传输系数, 若令 $K = 1$, 则

$$U_{sc} = U_c + U_s \cos \psi$$

上式表明, 检波器输出的电压包括两部分: 一部分是直流成分, 即式中的第一项, 是相参电压经检波后产生的; 另一部分是由与相参电压有不同相位差的回波电压产生的, 为视频回波的幅度部分。检波输出电压随相位差 ψ 变化的曲线如图 2-6 a 所示。将 U_{sc} 的直流成分分隔去, 便得相参视频回波的幅度 U_v 为

$$U_v = U_s \cos \psi \quad (2-3a)$$

式 (2-3 a) 表明, 当 $U_c \gg U_s$ 时, 相参视频回波的幅度随相位差按余弦规律变化。 U_v



(a) 检波器的输出电压随相位差变化的曲线

(b) 相参视频回波幅度随相位差变化的曲线

图2-6 单边相位检波器的相位检波特性

$-\psi$ 曲线如图 2-6 b 所示, 称为单边相位检波特性。将式 (2-1) 代入 (2-3 a) 可

得

$$\begin{aligned}U_V &= U_S \cos(\psi_0 \pm 2\pi f_0 n \Delta t) \\&= U_S \cos(\psi_0 \pm \frac{4\pi V_r}{\lambda_0} n T_r) \\&= U_S \cos(\psi_0 \pm 2\pi F_d n T_r) \\&= U_S \cos(\psi_0 \pm n \Delta \psi)\end{aligned}\quad (2-3b)$$

式中

$$\begin{aligned}\psi_0 &= 2\pi f_0 t_2 \\ \Delta \psi &= 2\pi f_0 \Delta t = \frac{4\pi V_r}{\lambda_0} T_r = 2\pi F_d T_r\end{aligned}\quad (2-4)$$

ψ_0 是初始相位差, $\Delta \psi$ 为每经一个重复周期相位差的变化量。若动目标回波与固定目标回波的初始相位差均用 $\psi_0 = 2\pi f_0 t_2$ 表示, 则式 (2-3b) 对于动目标回波和固定目标回波来说都是适用的。当知道 U_S 、 ψ_0 和 $\Delta \psi$ 时, 就可根据式 (2-3b) 或单边相位检波特性, 求得各重复周期相参视频回波的幅度。

对于固定目标回波, 由于 $\Delta \psi = 0$, 则各重复周期回波电压与相参电压之间的相位差 $\psi = \psi_0$ 不变, 相参视频回波的幅度 U_V 不变, 故在 A 型显示器上呈现稳定不跳动的“空心”回波。不同距离的固定目标回波, 由于 ψ_0 的值不同, 则 U_V 便有大小和正负的不同, 所以不同距离的固定目标回波的图象, 也有正负和大小的不同。图象如图 2-7 中所示。

对于动目标回波, 因为 $\Delta \psi$ 不等于零, 回波电压与相参电压之间的相位差 ψ , 随重复周期的不同而不同, 使回波幅度的大小和极性不断变化, 所以在显示器上呈现跳动的“实心”回波。图象如图 2-7 中所示。而不同径向速度 V_r 的动目标回波, 则因相位差的变化量 $\Delta \psi$ 不同, 每经一个重复周期、回波幅度变化的大小也不同, 故不同动目标回波的跳动规律也就必然不同。

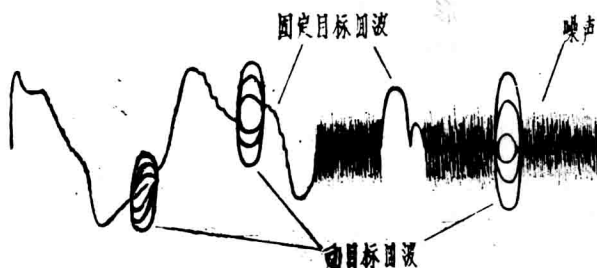


图2-7 相参视频回波信号在A型显示器上的图象

当动目标回波与固定目标回波重迭时, 天线所接收到的就是两者合成的回波。合成回波电压与相参电压相加, 经检波器检波后得到的相参视频回波, 在 A 型显示器上呈现为“空心”回波基础上的“实心”回波。不难理解, “空心”回波部分, 是固定目标回波, 而“实心”回波部分, 是动目标回波。对于接收机的噪声, 由于各种重复周期它的大小和相位都是随机的, 与相参电压之间的相位差也是随机的, 因此在显示器上呈现出杂乱起伏、正负极性皆有的波形。图象如图 2-7 中所示。

(二) 相参视频回波信号的变化规律

式 (2-3) 除表明相参视频回波幅度随相位差变化而变化的规律之外, 由于相位差是随时间 (nT_r) 变化的, 故式 (2-3) 还表明相参视频回波的幅度是随时间 (nT_r) 变化的。而每经一个重复周期相位差的变化量 $\Delta \psi$, 则由目标的径向速度 V_r (或与 V_r 相对应的多卜勒频率 F_d) 决定, 所以, 对于不同径向速度的目标, 相参视频回波信号的变化规律不同, 回波跳动的频率也不同。在后面的对消原理中将会明白, 相参视频回波信号的跳动频率越高, 对消输出电压的幅度越大, 反之越小。这里, 首先研究两种径向速度的情况。