

内 部 76001

电子技术会议录

——数字技术在雷达上应用

第四机械工业部第一研究所

一九七六年三月

毛主席语录

千万不要忘记阶级斗争。

什么“三项指示为纲”，安定团结不是不要阶级斗争，阶级斗争是纲，其余都是目。

列宁为什么说对资产阶级专政，这个问题要搞清楚。这个问题不搞清楚，就会变修正主义。要使全国知道。

破除迷信，独立自主地干工业、干农业、干技术革命和文化革命。

我们的方针要放在什么基点上？放在自己力量的基点上，叫做自力更生。



数字技术在雷达中的应用	西北电讯工程学院 蔡希尧 (1)
展望数字计算技术在雷达中的应用	长沙工学院 孙仲康 (28)
一种简单的数字化距离跟踪系统	三机部六〇七所 顾德蒙 (49)
数字距离跟踪系统的统计综合和分析	七机部二十三所 齐目远 (58)
一类数字式鉴时器的设计	七机部二十三所 齐目远 (71)
数字比幅测角设备的考虑	一〇三八所 第二研究室 (76)
雷达信号及其数字处理	北京工业学院 王 中 (86)
数字式自适应双门限检测装置	三机部第六〇七所 李天幸 (105)
数字式动目标显示技术小结	长江机器制造厂 DMTI 集中设计组 (117)
慢门限产生器说明书	长江机器制造厂 DMTI 集中设计组 (130)
数字技术在对消和恒虚警率中的应用	一〇三八所 第二室 (141)
检索存贮器在雷达数据处理中的应用	西北电讯工程学院 李友堂等 (152)
数字技术在平面位置显示器中的应用	一〇三八所 第二室 (166)
倒相编码数字脉压	南京航空学院 脉压科研组 (181)
伪随机序列雷达脉冲压缩	西北电讯工程学院 杨 治 韩培尧 (189)
跟踪机动目标的自适应滤波	复旦大学 信息论教研组 (245)
模型中的非线性对最优滤波器性能的影响	成都电讯工程学院 郑光治 (260)
卡尔曼滤波在弹道计算中的应用	一〇三八所 第二研究室 (286)
walsh 函数的简单介绍	南京大学 郑维德 苏维宜 (293)
卡尔曼滤波简介	复旦大学 倪重匡 (324)
高速模一数转换 [报告综合]	(342)

数字技术在雷达中的应用

西北电讯工程学院 蔡希尧

数字技术在雷达中的应用，是一个很广泛的问题，牵涉到雷达的各个组成部分以及整个雷达的工作模式，并且关系到许多技术上和理论上的新问题。因此，在一篇文章中很难一一加以论述，只准备从雷达系统的发展角度出发，着重地谈一谈数字化的必要性与计算机在雷达系统中所起的作用，然后讨论几个当前开展雷达数字化工作中的主要技术问题。

雷达数字化的开展与计算机的应用，大体上都从终端开始，然后发展为多功能雷达，并且正在向着雷达的自适应方向迈进，所以我们的讨论也沿着这个次序来进行。

一、雷达终端的数字化问题

这是目前已经广泛数字化了的一个方面。图 1 是一种终端的组成方式。操纵员在平面显示器上发现目标以后，用插入的标志对准目标，通过编码器将目标的座标译为数码，经过缓

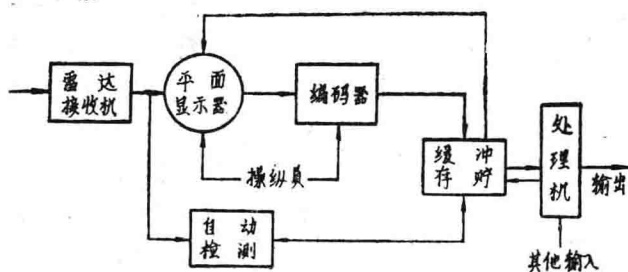


图 1

冲存储器送入处理机，它一般是一个通用计算机。当录取的目标已经建立了航迹以后，处理机将通过缓冲存储器给显示器送来跟踪标志，然后，被跟踪的目标座标的录取将由自动检测设备来承担，操纵员可以去录取新的目标数据，对于这些已经被跟踪的目标只需要进行监视就可以了。有时候，整个录取工作也可以由检测器自动来完成。

图2是另一种雷达的终端组成方式〔1〕，它包括了一次雷达和二次雷达，经过自动录取后传送给处理机。图中的平面显示器一般显示经过处理机综合以后的图象，但也可以显示一次雷达的直接输出。

为什么雷达终端要加上这么一套录取设备呢？我们知道，雷达所得的情报除了在本站显示以外，还要报告上级和友邻，这种报告要求准确及时。经过录取，可以去伪存真，把不必要的假信号去掉，报上有用的信号，而且还可以利用窄频带通信线路来传送雷达数据，既省钱，又效率高〔2〕。

过去，雷达情报的传送曾经采用过两种办法，一种是人工标图，用电话上报，这是完全手工操作的，容量很小，精度差，出错率大，目标数量稍多一些，就无法应付。另一种办法是图象传递，这需要宽频带接力通信设备，花钱多，效率低。采用数字录取以后，以上的这些缺点都可以克服，使得雷达数据便于加入通信网，提高了容量、精度和速度，而且可以利用窄频带的通信工具。下面通过简单的计算来说明这一点。

假设在某个方位上有40个目标，雷达脉冲的宽度为 $2\mu\text{S}$ 。当40个目标分布在不同距离上的情况下，它总共占据 $80\mu\text{S}$ 。如果雷达的有效作用距离为375公里，即相当于 $2500\mu\text{S}$ ，那么，在一次扫描中，有信号的时间只占扫描时间的 $80/2500 \approx 3\%$ ，其余97%的时间内都是没有目标的。用图象传送雷达信息，这97%的时间全浪费了，不能利用。

我们知道，信息的传送有这样一个特性，这就是容许传送的时间长，则所需的频带窄，容许的时间短，则所需的频带宽，时间与频带的乘积是一常数。在所举的例子中，用图象传递时，40个目标必须在 $80\mu\text{S}$ 内传送出去。设雷达的视频信号频带为1.5兆赫，则传送时间与通频带的乘积是 $80 \times 1.5 = 120$ 。现在，我们设法把目标的距离录取下来，不是在 $80\mu\text{S}$ 内，而是在 $2500\mu\text{S}$ 内把信号传送出去，那么，传送的频带可以减小到 $120 \times 10^6 / 2500 = 48$ 千赫。实际上我们所说的同一方位有40个目标，一般是在一个波束宽度以内的目标总数。如波束宽度为 3° ，它进行圆周扫描的速率为每分钟10转，即每秒转过 60° ，转过 3° 所需的时间为 50ms ，相当于20次扫描。我们可以利用 50ms 来传送这40个目标的数据，这样，就可以进一步把频带压缩到 $48/20 = 2.4$ 千赫。用窄带系统传送雷达信息，比起用图象传递的办法来，有许多优点，这就是效率高，比较灵活，抑低了噪声干扰，费用节省。在雷达情报系统中，通信设备的费用往往占很大的比重，情报的可靠性很大程度上决定于通信线路。经过录取以后有这么优点，所以现代雷达终端基本上都加上了数字录取设备。

第二点，要讲一讲显示器的改造问题，也就是显示器要数字化的问题。显示器是人和机器之间的桥梁。操作人员和指挥员是通过显示器了解雷达所获取的情报，并据此采取控制措施。五十年代以来，由于荧光材料和电子光学系统的改进，光点的尺寸可小到 0.25mm ，适

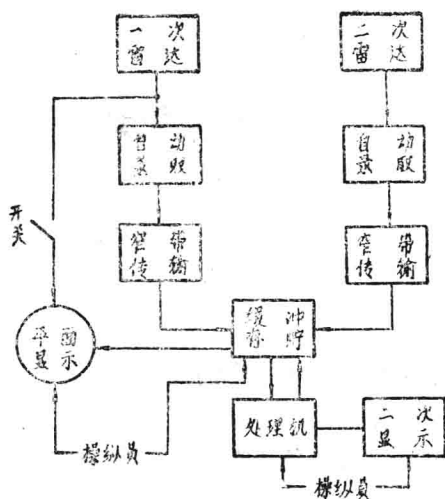


图 2

应了窄波束雷达的需要。平面显示器的致偏线圈，用定圈式代替了动圈式，便利了多个显示器的同步和其他标志的插入显示。但是，就数字终端的需要来看，原有显示器满足不了要求，必须改造。

以图 1 所示的录取系统为例。在人工进行录取时，就必须在显示器上插入录取标志；处理机对目标建立起航迹以后，要对被跟踪的目标反馈一个跟踪标志，以便操纵员进行监视。当目标批数较多的时候，我们自然会想到对不同的目标最好再加上其他的标志，例如批号，高度等等，以便于观察。此外，有的场合还要求显示飞行计划等更多的数据。我们必须设法解决这些问题。

在人工录取的场合，目标的批次不多，因此需要显示的符号不太多，一般地利用显示器的回扫时间来写入字符；有的则在若干次扫描中抽出一回来写入字符。由于要写入字符，并接受处理机的控制，所以这类显示器和老式的平面显示器已经有所不同，部分或大部分的电路都需要数字化。

当目标数量较多的时候，写字符的时间也随之增长，以上这两种办法就不能满足要求，较好的解决办法就是采用综合显示的技术，如图 2 所示。录取是自动的，或者分成多个平面显示器采用半自动录取，录取得来的数据，连同跟踪标志以及其他需要显示的字符，通过缓冲存储器，在处理机的控制之下，显示在平面显示器上。现在，加在显示器上的不是雷达直接输出的视频信号，但是每个目标的座标都和雷达测量所得的座标是一样的。这种显示器完全摆脱了前面所说的限制。近年来由于显示管的改进和致偏线圈采用印刷技术，字符的书写时间已经可以降低到 $5\mu\text{S}$ ，在整个半径上的扫描时间也大大地缩短了，这就允许在显示器上书写较多的字符，提高重显频率而增强目标的亮度。显然，这种显示器的扫描和字符的产生，以及各种控制功能，都必须采用数字电路了。

现在讲一讲计算机在雷达终端中的作用。在通常的警戒和引导雷达终端中，处理机（它一般是一个通用计算机）的主要作用是：对目标进行航迹相关和航迹外推的计算，控制录取显示器和检测器的工作，对输出的目标参数进行编码，并对其他一些输入数据进行处理。有时候也可以利用这个计算机对小批量的目标进行引导计算，或者用软件实现自动检测等。这里，着重地对航迹相关和外推计算进行一点说明，因为这是终端设备的一个重要功能，也是用计算机代替人工的一个实例。关于检测的问题，以后再做讨论。

航迹相关就是从录取得来的目标数据中，识别属于同一批目标的数据，归在一起连成一条航迹，航迹外推则是根据被跟踪目标的已有座标数据，推算一定时间以后目标所处的位置。过去，航迹相关是在标图桌上用铅笔和直尺来描画的，目标数目稍多一点就无法应付。外推计算也是人工的，容量、精度和速度都不能满足要求。用计算机进行航迹相关的基本概念，可以用图 3 来说明。1 和 2 是已有的座标，计算机根据这些已有数据（可以多于两个点）和目标的运动规律，推算出一定时间（通常为雷达波束环扫的一个周期）以后的目标位置，如图

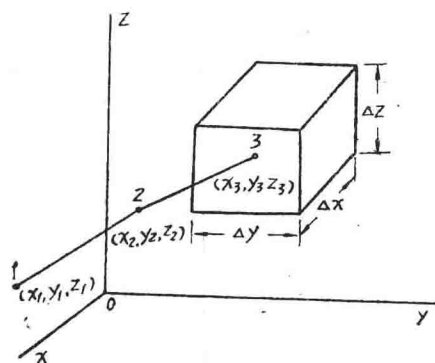


图 3

中的点3，在这个点的周围规定一个区域 $(\Delta X, \Delta Y, \Delta Z)$ ，如果录取到的座标为 (X'_3, Y'_3, Z'_3) ，并满足

$$\begin{aligned} |X'_3 - X_3| &\leq \frac{\Delta X}{2}, \\ |Y'_3 - Y_3| &\leq \frac{\Delta Y}{2}, \\ |Z'_3 - Z_3| &\leq \frac{\Delta Z}{2}. \end{aligned} \quad (1)$$

则认为 (X'_3, Y'_3, Z'_3) 是这一目标航迹的新座标，并把它存贮起来进行新的外推计算。这种方法叫做“波门相关”。用计算机很容易实现，也可以用专用的硬件来进行相关。

外推计算要根据目标运动的规律和对精度的要求等，采用适当的计算方法。由于测量设备的不完善和干扰的存在，测量的结果总是有误差的，这些误差有随机的分量存在，因此，从已知的座标数据去推算未来的座标，是一个统计估值的问题。

最简单的外推方法是两点匀速外推。这种方法必须有两个已知数据，并认为目标是匀速运动的。如果数据的录取是按等时间间隔 T_r 来进行的，以一维外推为例，有

$$X_3 = X_2 + \frac{X_2 - X_1}{T_r} \cdot T_r = 2X_2 - X_1, \quad (2)$$

也可以从已知的两点推算相隔时间更久的座标 X_k ， k 是整数，

$$X_k = X_1 + \frac{X_2 - X_1}{T_r} \cdot (k-1) T_r = X_1 + (k-1) (X_2 - X_1). \quad (3)$$

如果要把目标运动的加速度考虑进去，则需要有三个已知数据，这就是“三点加速外推”。以 v 代表速度， a 代表加速度，有

$$\begin{aligned} X_2 &= X_1 + vT_r + \frac{1}{2}aT_r^2, \\ X_3 &= X_1 + v \cdot 2T_r + \frac{1}{2}a(2T_r)^2, \end{aligned}$$

从这两式子得到

$$\begin{aligned} v &= \frac{-X_3 + 4X_2 - 3X_1}{2T_r}, \\ a &= \frac{X_3 - 2X_2 + X_1}{T_r^2} \end{aligned}$$

可见从已知的三点 (X_1, X_2, X_3) 能得出 v 和 a ，因此可以外推以后的座标，例如

$$X_4 = X_1 - 3X_2 + 3X_3. \quad (4)$$

如果描述目标运动需要比加速度更高阶的项，则要求已知的点数随之增多，外推方法就更能适应目标的机动，但计算的工作量也将随之增加。

以上的方法都没有考虑测量误差所起的影响。考虑测量误差以后外推的计算要复杂得多。常用的有最小二乘系数法〔3〕和最小均方误差法〔4〕，它们都是求条件极值的问题。这些方法在理论上是最佳的，但是，当运动方程的阶次要求较高时，所需要的已知座标点也随之增多，达不到必须的数目，不能开始外推，因此外推时延较大。还有一种新的外推方法，叫做“递推外推”，即卡尔曼滤波法〔5〕，它也是一种最小均方误差准则的外推方法，

但计算过程是递推的,只要知道两个已知数据就可以开始计算,而随着已知坐标数据的增加,始终保持着最佳的外推关系。

上面提到的这些外推方法,从数据的精度上讲,卡尔曼滤波法是最好的,两点匀速外推是最差的,但计算时间与内存容量的消费则刚好相反〔6〕。实际工作中究竟选用哪一种方法,得根据具体的要求来确定。

二、多功能相控阵雷达〔7〕〔8〕〔9〕〔10〕

雷达的进一步数字化,比较集中地体现在多功能相控阵雷达之中,在这种雷达中,计算机成了控制雷达工作必不可少的一个组成部分,而雷达的各个组成部分的数字化程度也加强了。这种雷达具有多种功能,对付目标的容量增多,机动性能改善了,雷达的可维护性也改进了。例如显示器所用的寄存器插件与波束控制机或其他部件中所用的寄存器插件是一样的,可以互换而基本上不需要校准。雷达的各个部件可以利用程序进行测试,诊断故障,并立即显示出来。这种雷达的组成可用图4来表示,其中处理机的作用是:

1. 控制雷达的工作模式。按照情况的变化,可以使雷达进行搜索,也可以进行跟踪,或用来鉴别目标是运动的或静止的,对所发现的干扰采取相应的处理方法等等。工作模式改变了,发射机和接收机的工作频率、波形也将随之改变,发射功率有时也需要变化,因此,发射机和接收机都要接受处理机的控制。

2. 进行控制计算。例如进行航迹相关和外推计算,敌我识别,对我机的引导计算,跟踪航迹与航行计划的比较等。

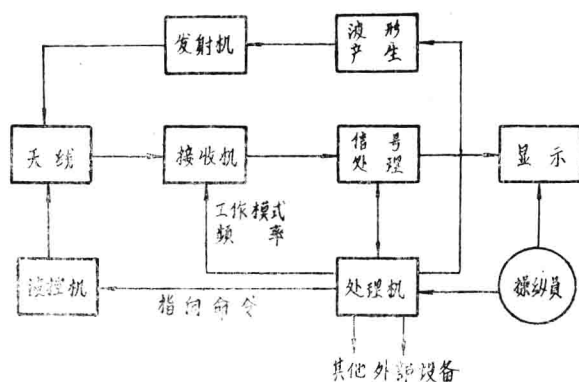


图 4

3. 失效的鉴别。处理机通过诊断程序定期地检查各个部件的工作状态;各个部件如出现故障,也可以向处理机报告。诊断程序能够确定故障发生在什么地方,以便于处理。由于强干扰而使雷达工作不正常,处理机也能加以鉴别而采取相应的措施。

4. 除了上述与雷达本身的工作有关的任务以外,处理机往往还要承担武器控制的任
务,包括计算杀伤概率、导弹的数量、投弹地点、最佳发火时间以及燃料的供应等等。

在这样的雷达系统中，操纵员通过显示器了解情况，并经过显示器与处理机实施控制。在任何情况下，处理机的工作都应当容许操纵员进行干预，并应在整个工作时间内向操纵员报告雷达所处的状态，当操纵员实行某一控制动作以后，处理机要向他及时提供反馈信号，报告控制的结果情况。

这样的雷达，工作更加合理，更好地发挥了作用。拿我们通用的平面雷达来说，天线的波束是固定的，以一定的速率作圆周扫描，有目标的方向它不能多停留一会，没有目标的方向它并不少花时间。现在，天线的波束可以在有目标的方向多花时间，而搜索的范围也可以机动灵活。根据工作模式的不同可以改变方向图，以更好地完成测量任务。此外，发射机可以按照需要改变调制波形和工作频率，接收机也可以改变工作频率和匹配滤波器的特性。虽然这样的雷达新技术多，制造困难，花钱多，但是它的工作能力多样化了，对付目标的容量增大了，录取的数据精度和速度改善了，一部雷达等于好多部雷达所起的作用，总的说来是值得的。

由于计算机与雷达的各个组成部分都发生联系，所以，单单从这一点来说，雷达的各个部件就相应地要加上数字化的接口，以达到和处理机互通信息的目的。至于波形的变换，信号的滤波、检测，波束的控制等等，也必须采用数字技术，才能协调工作。这些问题，以后将进行讨论，这里只准备谈一下有关波束控制计算机的问题。

相控阵天线波束的指向是由移相器来决定的。每变换一次指向或方向图，移相器的相位就要相应地改变，就要进行一次计算，这一计算工作，处理机本身当然是可以做到的，但实际应用中，一般是专门设置一个波束控制计算机，它接受处理机的命令（包括波束指向的方位角、仰角，方向图的要求，以及工作频率），然后计算各个天线单元（简称振子）所需要的相移，控制各个振子的移相器改变相位。由于振子是按顺序排列的，同一方向任何振子的相移计算公式是相同的，是它的排列顺序的函数，所以用一个专用机比较方便，这样，也可以空出时间让处理机进行其他的工作。举例来说明。

波束指向方程的一般形式是〔10〕

$$\phi(X, Y) = a_1X + a_2X^2 + a_3X^3 + a_4X^4 + b_1Y + b_2Y^2 + b_3Y^3 + b_4Y^4 \quad (5)$$

这个式子中包括由X和Y所组成的两个相似的多项式，X和Y分别表示天线平面内振子排列的互相垂直的两个方向。式中的 a_1X 和 b_1Y 表示指向， a_2X^2 和 b_2Y^2 是波前校正项， $a_3X^3 + a_4X^4$ 和 $b_3Y^3 + b_4Y^4$ 是为各种形状的波束形成所加入的控制项。从(5)式知道，当系数a和b给定后， $\phi(X, Y)$ 可以按X和Y的顺序值(0, 1, 2, ……)依次进行计算，因为振子是沿X和Y等距离排列的。这样，我们可以得到波束控制机的运算设备的结构如图5所示。图中只画了X方向的，Y方向的计算完全相同。图中的小方框代表寄存器，框中的数是予置的，旁边的数是每一步的运算结果， Σ 为加法器。按照X的取值，从0开始，每次增1，逐次算出 $a_1X + a_2X^2 + a_3X^3 + a_4X^4$ 。例如 $X = 0$ ，输出为0； $X = 1$ ，输出为 $a_1 + a_2 + a_3 + a_4$ ； $X = 2$ ，输出为 $2a_1 + 4a_2 + 8a_3 + 16a_4$ ，依次类推。图中最下面的四个寄存器输出之和就是 $a_1X + a_2X^2 + a_3X^3 + a_4X^4$ 。

图5只是波控机的运算器的一种结构方式，可以按照振子馈电的方式的不同等约定条件，设计其他形式的运算器。但是从这个例子可以说明波束控制采用专用机是方便的。

适应当前母线式小型计算机的发展情况，还可以得出如图6所示的多功能雷达结构〔10〕，

【11】。在这种结构中，每一个雷达部件都做为一种处理机的外围设备通过母线与处理机及存

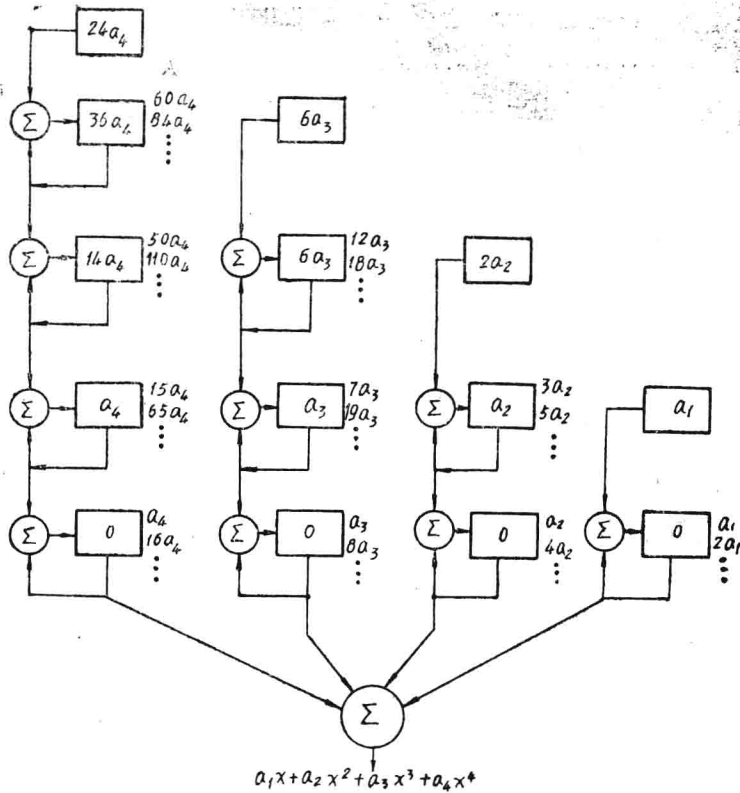


图 5

贮器交换数据，接受处理机的控制，或者向处理机提出服务请求。根据各部件的特性及数据处理轻重缓急的情况，确定数据交换的方式和中断的优先次序，由处理机实行分时控制。这种形式的雷达，部件的增减非常方便，例如接收机的部数可以根据工作需要或技术上新的进展而增减或更新，已经接在母线上的接收机，则可以由程序来分配它们的用途。这样的雷达，与我们所熟悉的老式雷达，结构和工作方式大不相同了，所以，摆在我们面前的新任务之一，就是要掌握逻辑设计技术，信息的数字处理技术，接口设备的设计技术，以及必要的软件知识。

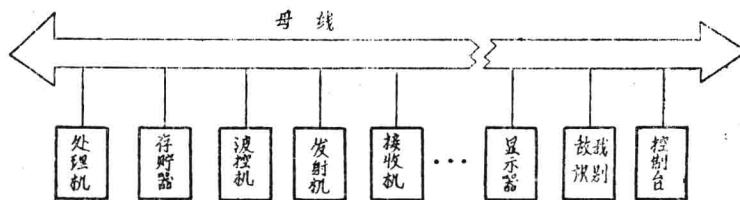


图 6

三、雷达的自适应问题

过去，雷达一经设计完成以后，它的参数都是固定不变的，这在实际使用时很不方便。客观的条件和工作要求不同，对雷达的参数要求也不同。例如从搜索转入跟踪，对方向图的要求不一样；跟踪目标的时候，如果发射功率不变，则在目标的距离远的时候嫌不足，近了又嫌太大；测量目标距离时的波形与测量速度时的波形最好有所区别等等。如果雷达的参数能随着客观条件的变化和主观要求的不同而改变，以使工作更加合理，一部雷达就可以发挥更大的作用。主观要求的不同，事先可以约定。客观条件的改变，需要雷达自己去发现。自适应雷达就是能够适应客观条件的变化，自动调整参数，使它的工作状态适应变化了的客观条件的雷达。目前雷达高度数字化以后，自适应的功能逐渐成为实际可行的了。

自适应的问题是一个误差控制的问题。下面以天线的自适应为例来说明。近年来对天线波束的自适应问题研究较多[12][13][14][15][16][17]目前已经进入实验阶段。

研究天线阵列自适应的方法主要有两种，一种是最小均方误差准则，另一种是发现概率最大准则，也就是信噪比最大准则。这两种方法所得到的结果是一样的。下面的讨论根据第一种准则进行。

图7表示了天线阵列自适应的原理。图中的 $X_i(t)$ 为输入， ω_i 是加权系数，输出 $S(t)$ 为

$$S(t) = \sum_{i=1}^n X_i(t) \omega_i \quad (6)$$

或者写成矩阵的表示式为：

$$S(t) = W^T X(t) \quad (7)$$

式中 W^T 是 W 的转置矩阵，

$$W = \begin{pmatrix} \omega_1 \\ \vdots \\ \omega_i \\ \vdots \\ \omega_n \end{pmatrix} \quad (8)$$

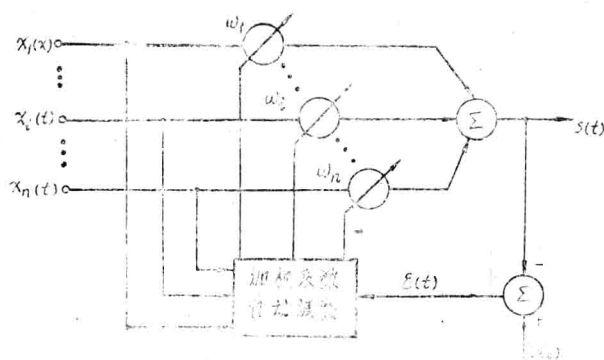


图 7

$X(t)$ 为

$$X(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ \vdots \\ X_i(t) \\ \vdots \\ X_n(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

在离散输入的情况下, (7)式可以写成

$$S(j) = W^T X(j) \quad (10)$$

图中的 $D(t)$ 是参考信号, 它是我们希望得到的信号, 或者是与所希望的信号接近的信号, $D(t)$ 与 $S(t)$ 之差是误差信号 $e(t)$, 所以

$$e(j) = D(j) - W^T X(j) \quad (11)$$

图7中的加权系数 ω_i 是可调的, 自适应的均方误差准则就是如何调节加权系数使误差 $e(t)$ 的均方值为最小。计算的结果得出最佳的加权重系数应满足以下的关系, 即

$$W_{opt} = \phi^{-1}(X, X) \phi(X, D) \quad (12)$$

式中 $\phi^{-1}(X, X)$ 是 $\phi(X, X)$ 的逆矩阵,

$$\phi(X, X) = E[X(j) X^T(j)] = E \begin{bmatrix} X_1 X_1 & X_1 X_2 & \cdots & X_1 X_n \\ X_2 X_1 & \cdots & \cdots & X_2 X_n \\ \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ X_n X_1 & \cdots & \cdots & X_n X_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

$\phi(X, D)$ 则是

$$\phi(X, D) = E[X(j) D(j)] = E \begin{bmatrix} X_1 D \\ \vdots \\ X_i D \\ \vdots \\ X_n D \end{bmatrix} \quad (14)$$

最佳加权系数应当按(12)求得。但是当 n 值较大时, 计算逆矩阵 $\phi^{-1}(X, X)$ 的工作量很大, 而完全准确地知道 $\phi(X, X)$ 也是不可能的。所以通常用最陡坡度法求最佳加权系数的近似解, 其结果是

$$\omega(j+1) = \omega(j) - 2k_s e(j) x(j) \quad (15)$$

式中 k_s 是一个与收敛的快慢及系统的稳定性有关的系数。根据(15)式可以得出每一支

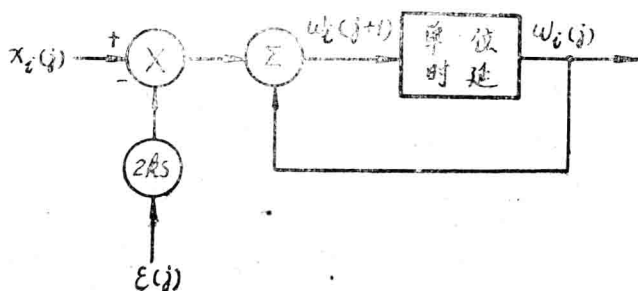


图 8

路的组成如图 8。

利用这种方法控制天线的方向图的一个应用例子，就是在有干扰的环境下工作时，可以自动调整天线的方向图，使它在干扰源的方向抑低增益，以保持接收机的正常工作[13]。参考图 9，(a)是开始时的无方向性的方向图；(b)是发现了干扰源的方向，自适应系统中的反馈支路起了作用，加权系数有了变化，在干扰源方向的天线增益开始降低；(c)是继续调节加权系数，干扰源方向的增益进一步下降；(d)是最后达到稳定的方向图，在干扰源方向增益大

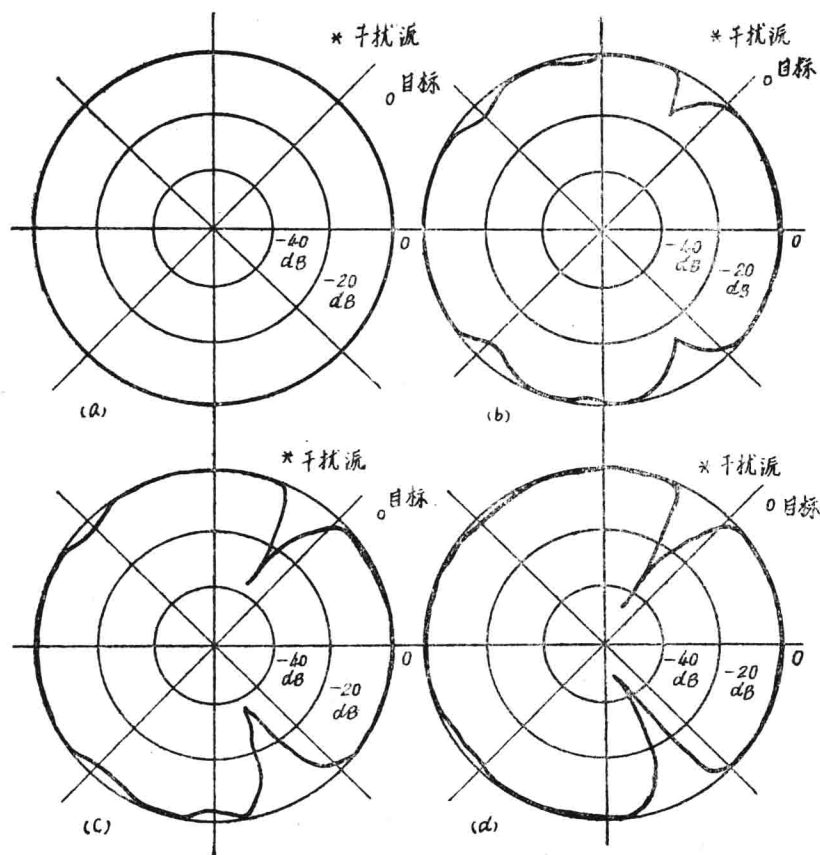


图 9

大降低，而在其他方向仍然保持相当高的增益，这样显然起了很好的抗干扰作用。这种系统的响应时间大约是几十毫秒，实验的结果与理论分析很接近。从目前的系统工作来看，还有一些限制，例如目标与干扰源处于同一方向则无法区分，干扰的频谱与参考信号的频谱相同也不能区分，因此还需要配合其他的抗干扰手段，以求达到更好的效果。

以上是从雷达系统的角度讨论了数字化的一些基本问题。我们目前的工作多数集中于雷达信号的数字处理以及终端的数字化方面，所以，下面将以信号检测和数字滤波为主题，讨论几个有共同性的基本问题。

四、信号的数字检测

在雷达信号录取设备中,数字式检测器是必不可少的一个组成部分。这方面的工作我们已经进行了多年,大家都比较熟悉,所以在这里只准备讨论几个原则性的问题。

设计一个检测器,需要考虑的主要问题有:(1)检测灵敏度,这就是达到所要求的发现概率时所需的最小信噪比;(2)保持检测器的恒虚警率问题;(3)录取数据的精度;(4)目标分裂的避免等。检测器方案的选择应当根据这些要求来确定,其中录取数据的精度问题,在距离上与所选的距离单元的大小有关,通常距离单元选为雷达脉冲的宽度或者小一些;方位录取精度则与检测器的逻辑设计有关,将在以后讨论。目标分裂的避免方法,一般是在规定的检测单元前后采用多个单元判定的方法,用硬件实现,并不复杂。所以在以下的讨论中,将主要是针对第一和第二两个问题。

1. 早期对数字式检测器的研究和设计,大多把注意力集中在检测灵敏度问题上,影响灵敏度的主要有信号的量化(分层)和检测器的工作方式及逻辑设计。

常用的检测器是将输入的模拟量进行二分层,这样整个设备较简单,但对灵敏度将引入1—2.5分贝的损失。如果进行多分层,可以减少这一损失,但设备量要增加。例如采用四分层,损失可以减小到0.5分贝;采用八分层,在积累次数较大的时候,损失可以小到0.06分贝[18]。

检测器的逻辑结构方式,已经采用的有好多种,它们的性能各有特点,相差不大。我们现在最常用的是“滑窗式检测器”,对于这类检测器已有详细的论述[19][20]。通常滑窗宽度 L ,取与波束扫过目标时的雷达接收机所能接收到的回波次数 M 相等的值。检测器将这些回波经过二分层以后,成为(1)和(0)所组成的序列,全部存贮起来,然后按照(1)的密度判定目标开始和目标存在。此外,还按照(1)和(0)的分布情况(例如规定连续出现三个(0)),做为目标结束的标志。按照目标开始和目标结束时所对应的方位角可以计算出方位中心。

滑窗式检测器的优点是把波束范围内全部信息都贮存起来,便于分析,测角的精度也比较好,但所需的设备量较大。检测器的发现概率 P_D 可以按二项式分布来计算,

$$P_D = \sum_{N=K}^M \binom{M}{N} P_s^N q_s^{M-N} \quad (16)$$

式中 K 是发现目标的门限值, P_s 是被检测的距离单元上出现(1)的概率, q_s 是出现(0)的概率, $q_s = 1 - P_s$,下标 S 表示检测器在信号区工作。

当检测器在噪声区工作时,(1)和(0)序列构成了平稳的过程,与在信号区不同,因此,计算虚警概率的公式应当与(16)式有所不同。过去的一些资料中,都直接应用(16)式计算虚警概率 P_F ,只不过把(16)式中的 P_s 和 q_s 换成对应于噪声区的 P_n 和 q_n ,这不适合于我们通常所使用的波束为环扫的检测器。因为在噪声区工作的扫描周期数总是远大于 M ,而滑窗则在这个区域内不断地推进,与 $L = M$ 的信号区并不相同。有人提出虚警概率的计算应根据[21]

$$P_F = P_{rob}(S_r = k, S_{r-1} = k-1) \quad (17)$$

去找寻公式。上式中 S_r 代表第 r 次扫描时窗口内(1)的总数。利用(17)式所提供的概念,很

容易得出

$$P_F = \binom{L-1}{K-1} P_n^K q_n^{L-K+1} \quad (18)$$

这里 L 为滑窗宽度。由于 $q_n \approx 1$, $P_n \ll 1$, 所以(18)式也可以简化为

$$P_F \approx \binom{L-1}{K-1} P_n^K \quad (19)$$

作者对(17)式的提出是直观的, 它所得到的(18)式的函义其实是: P_F 是各种满足发现准则的(1)和(0)的排列重现时间的平均值的倒数。利用概率论中重现事件的理论, 我们可以得到与(18)式相同的结果。所以应用(18)式或(19)式计算 P_F 比较合理。

滑窗式检测器的另一种实用方式, 是取滑窗宽度 $L < M$, 叫做“小滑窗检测器”。这样的检测器, 可以应用于多种不同波束宽度和不同重复频率的雷达, 也就是以同一检测器应用于积累次数不同的场合。设计时可以取滑窗宽度 L 等于最小的 M 值, 即

$$L = M_{\min} \quad (20)$$

在这一条件下, 当 $M > M_{\min}$ 时, 检测器的虚警概率从(18)式知道是不变的, 但信号积累次数提高了, 所以发现概率则有所提高。如果在 $M = M_{\min}$ 时, 发现概率已经满足要求, 那么当 $M > M_{\min}$ 时当然也是满足要求的, 但检测器的设备量却不致于因 M 的增多而变大。这类检测器的测角精度与 $L = M$ 时是相同的。

还有一类我们比较熟悉的检测器, 叫做重合法检测器, 它按照输入的二进制序列中连续出现(1)的个数规定一种发现准则, 例如规定连续出现三个(1)则认为发现目标。这种检测器实际上只是滑窗式检测器的一个特例, 它的分析与计算, 都可以包括在滑窗式检测器中。

根据序列中(1)的密度来发现目标, 在逻辑上的安排不同, 还可以得到不同型式的检测器。一种使用较多的办法是采用计数器记录序列中(1)的个数, 规则是计数器在被清除的条件下, 一旦输入序列中出现(1), 就开始计数。计数的规则又可以分成多种, 有的规定计数器开始计数后, 只要不出现结束条件, 凡是序列中出现(1), 计数器加1; 出现(0)则维持原来状态。有的规定计数器开始计数后只要不出现结束条件, 不管输入序列是(1)或(0), 每次都加1。还有的规定序列中是(1)则计数器加2, 是(0)同时计数器中的值不是零则减1。结束条件则一般是采用连续出现两个(0)或三个(0), 也有更复杂的规定。开始计数以后, 一旦满足结束条件, 则清除计数器, 一切从头开始。这些不同的计数规则, 反映在检测灵敏度和测角精度上有所差别, 但出入不大。设计时根据具体的要求进行详细的计算以后, 可以确定采用什么计数规则和结束条件。

这类检测器因为采用了计数器, 设备量比较节省, 是它的优点。灵敏度比滑窗式稍差一点, 但相差不远, 大约在1分贝以内[21]。测量方位中心的误差均值小于 $\frac{1}{2} \Delta\theta$, 这里 $\Delta\theta$ 是在一个雷达重复周期内波束所转过的方位角; 方差则在一个 $\Delta\theta$ 上下。

这类检测器的分析方法要应用马尔柯夫过程理论, 有关的计算公式可参考[21][23][24][25]。

还有一类与以上所列举的检测器不同的检测器, 采用反馈式的积累电路[26][27][28][29], 它的原理如图10所示, 输出与输入之间的关系为

$$Y(j) = K_1 Y(j-1) - K_2 Y(j-2) + X(j-1) \quad (21)$$

j 代表扫描的顺序数。这种检测器的两个极点不要求在同一位置上,反馈系数 K_1 和 K_2 根据输出有最大信噪比的要求来选择。与滑窗式检测器比较,灵敏度大约低0.5分贝。方位中心的估算方法取起始方位和结束方位的平均值,或者直接取输出达到最大值时的方位角做为方位中心。用这种方位估值的方法所得的结果,与最佳估值方法比较,相差约为15%〔29〕,但这种检测器的设备简单得多。

从理论上说来,以上所列举的检测方法都不是最佳的,理论上最佳的检测准则是似然比准则。这种准则要求对于输入序列中的每一个(1)和(0)的概率都是已知的,这是一个严重的限制,在实

际上往往是做不到的,所以实用的检测器没有采用这一准则。如果所要求的每一个概率都能给定的话,采用似然比准则是可行的。除了用软件以外,也可以用简单的硬件方法来实现〔30〕。

近年来在计算技术中发展了一种存贮技术,叫做“关联存贮”〔31〕。用这种方法做成的存贮器和普通的存贮器一样,具有存贮数据的能力,能够写入和读出数据,所不同的是,它不象普通存贮器那样,按地址来实现数据的写入或读出,而是按照数据内容的某种关系来进行读写的。它可以执行许多比较的功能,例如两个数的相等或不相等,大于或小于,大于或等于和小于或等于,两者之间和两者之外等等。数据的读写是通过这些比较以后来找寻地址。如果参加比较的数据,一个是输入的,一个是已被存贮的,则通过比较可以进行数据相关,所以它能够用于雷达的信号检测,也能够用于前面所讨论过的航迹相关。〔32〕

应用关联存贮的方法进行信号检测,可以根据最大被检测的目标数来设置存贮容量,而不必按距离单元的总数来设置存贮容量。但是每个字的长度要长一些,因为需要记录目标的座标和一些特征数据,如积累的次数,目标存在标志等等。它的工作过程是这样的:当输入序列中出现(1)时,读出当时的座标,与已有的存贮内容做比较,如不符合,则认为是新目标,给它一个地址,记上座标和积累次数。如果比较结果与某一地址的内容相符合,则认为是已有的目标,把积累次数加1。当积累次数达到门限值时,则写上目标存在的标志。对已有的目标如果连续两次或三次不符合,则认为目标消失,予以清除。输入数据与已有数据的比较,是所有地址按位同时进行的,所以速度很高。可以用“异或”逻辑或“等同”逻辑来完成相关比较。现在,能够用大面积集成电路做成这种设备〔33〕,因此在体积重量和耗电等方面都较节省。这样的检测器,在实际的设备中已经开始应用了。

2. 恒虚警问题:

检测器要保持恒虚警,这是一个老问题。在用计算机进行航迹相关与外推计算的终端系统中,为了避免内存饱和,检测器保持恒虚警的问题就更加突出起来。

我们知道,按正态分布的噪声经过检波,所得的包线是按瑞利分布的;同一距离单元上的杂波包线,在多次扫描的条件下,也是按瑞利分布的〔34〕。因此,在同一距离单元上,虚

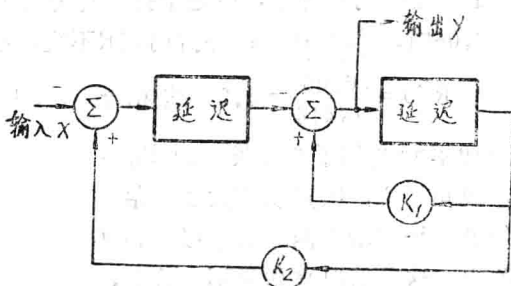


图 10

警概率的表达式是

$$P_n = e \times p \left\{ -\frac{1}{2} (R/\sigma)^2 \right\} \tag{22}$$

式中R是分层的门限电平，σ是干扰的均方根值。根据(22)式我们可以画出图11的曲线。当R/σ = 6.06时，P_n = 10⁻⁸；保持门限R不变，令σ从原来的值增大到1.414倍，也就是

$$R/\sigma = \frac{6.06}{1.414} = 4.3, \text{ 这相当}$$

于噪声功率σ²增加了3分贝，则 P_n = 10⁻⁴。换句话说，噪声功率大了一倍，可以使虚警概率增大四个数量级。在实际工作中，这种情况当然是不允许的，必须设法保持虚警概率的稳定。

在热噪声等类的干扰下，用于检测器中的恒虚警电路的组成一般如图12所示。这种电路大多在雷达逆程时对噪声采样，然后通过滤波器得到平均值。滤波器过去用模拟积分电路，以后改用数字式积分。图中的A是一常数，控制门限与平均值的比例。由于采样是在逆程进行的，因此往往需要很多个扫描周期的积累，才能得到合理的平均值。如果目标数不多，忽略了它的影响，也可以在正程对噪声采样[35]。利用正程积累的恒虚警电路，积累时间可以大为缩短。

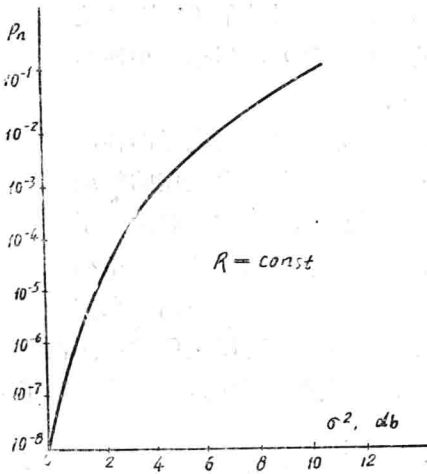


图 11

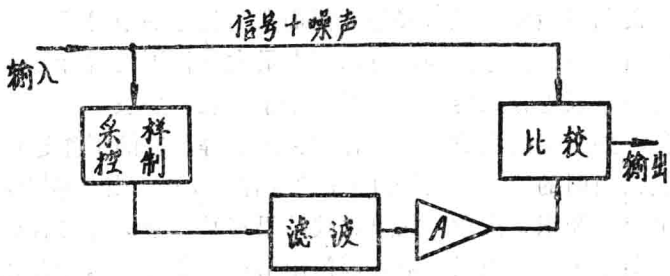


图 12

除了噪声的影响以外，各种杂波的干扰对虚警概率的影响有时候更值得我们注意。杂波的分布与噪声不同，常常是有区域性的，而且处在正程的杂波对检测器才起影响，因此不能在逆程时采样，已经设计了一些实际可行的杂波恒虚警电路，发表了许多对这些电路的理论分析文章[19][36][37][38][39][40][41]。目前使用比较普遍的，也是最简单的一种电路，叫做“单元平均恒虚警电路”，它的结构如图13所示。输入是经过量化以后的数字量。移位寄存器的中心单元为被检测的距离单元，前后各有M个参考单元，它们的平均值做为门限电平T。参考单元必须足够多，它的平均值才能正确地反映沿距离分布的杂波电平。中心单元的