

# 第3章

## 发射与接收系统

主动和被动电子探测系统均有接收系统,但主动电子探测系统有发射系统。发射和接收系统的性能直接影响电子探测系统的性能。本章介绍发射机和接收系统的基本组成、原理和技术指标。

### 3.1 发射系统的功能和技术指标

主动雷达和主动声呐利用目标散射电磁波和声波的特性来检测、发现目标,并测定目标的距离、方位和速度等参数。发射系统是雷达和声呐的重要组成部分。本节主要讨论雷达和声呐发射机的功能、技术指标和系统组成等问题。

#### 3.1.1 功能

发射系统的功能是产生频率源、时基信号和发射波形;将发射波形放大,输出大功率电磁波或声波。频率源包括基准频率、载波频率、本振频率、相干解调频率,时基信号包括发射同步信号、数据采集触发信号和采集时钟信号。发射信号的功率直接影响信噪比,从而影响信号检测性能和测量精度,但不会改变雷达的信杂比和声呐信混比。而采用多普勒频率抑制杂波和混响,使得杂波或混响背景下的检测问题变成噪声背景下的检测问题,增大发射功率对提升信噪比仍然具有重要意义。

#### 3.1.2 技术指标

电子探测系统发射机的技术指标主要有发射脉冲电功率、总效率、工作频率、脉冲重复频率、脉冲宽度、信号形式、信号的稳定性和频谱纯度等,这些技术指标直接影响电子探测系统的探测距离、分辨能力和测距精度等。

##### 1. 工作频率

工作频率又称载频,是指发射机输出信号的中心频率,常记为  $f_0$ 。工作频率往往由电子探测系统的用途、战术性能等决定。

雷达、声呐工作频率的选择见 1.4 节的相关介绍。载频影响绝对带宽,进而影响距离测量精度和分辨率,影响角度分辨率、测量精度和空间信噪比增益。

##### 2. 信号形式

在第 7 章,我们将会看到雷达和声呐的信号波形的选择对于主动雷达和声呐性能、信号处理方式都有重要的影响。电子探测系统常用的信号形式有单频连续波、脉冲连续波、线性调频信号、双曲调频信号、巴克码和伪随机相位编码信号等。

##### 3. 脉冲重复频率和脉冲重复间隔

发射机每秒产生高频脉冲的个数称为脉冲重复频率(PRF)  $F_r$ ,其倒数为脉冲重复周期或脉冲重复间隔(PRI)  $T_r$ ,它等于相邻两个发射脉冲前沿的间隔时间,如图 3.1 所示。雷达脉冲重复频率可以从几十毫秒到几十秒。声呐脉冲重复频率从 0.1 秒量级到分钟量级;对于同一声呐站,一般作用距离分好几档,所以重复频率也有好几档可调。

对于相参脉冲串雷达,脉冲重复频率受限于作用距离(见第 4 章)和多普勒频率(见第 6 章)。脉冲重复频率的选择十分重要,它必须兼顾距离测量和频率测量之间的矛盾;

如果矛盾实在无法克服,就必须做出取舍,尤其是需要利用距离分辨率或频率分辨率抑制杂波或混响时。

提高脉冲重复频率可以增大信号的能量,但在脉冲宽度一定的情形下,占空比也将增加,这对发射机提出了更高的要求。

#### 4. 脉冲宽度

如图 3.1 所示,发射脉冲的持续时间称为脉冲宽度  $\tau$ 。

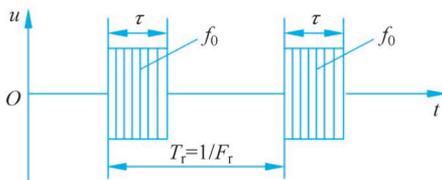


图 3.1 脉冲重复周期、脉冲宽度和频率示意图

对于干扰背景为噪声的情形,增大脉冲宽度,发射脉冲的能量增大,能够提高系统的信噪比;可以改善脉内测频(声呐常用)的频率分辨率和测量精度。

常规雷达的脉冲宽度  $\tau$  为  $0.1 \sim 20 \mu\text{s}$ ,而脉冲压缩雷达的发射脉冲宽度则可由几十微秒到数千微秒。主动声呐脉冲宽度取决于作用距离和具体应用,变化范围在  $0.1 \text{ms}$  到秒级。

#### 5. 带宽

发射信号所占的频带宽度是信号频域参数。带宽有多种定义,如频谱变化  $3\text{dB}$  带宽等,但各定义相互之间仅相差一个系数。发射信号的带宽直接影响距离测量精度和距离分辨率。根据发射波形的不同,发射信号的带宽可以是单个脉冲的带宽,也可以是多个脉冲合成的带宽(如步进频率信号)。

#### 6. 输出功率

发射机的输出功率可用脉冲功率  $P_t$  和平均功率  $P_{\text{av}}$  来表示,其中,脉冲功率  $P_t$  是指脉冲持续期间输出的功率,平均功率  $P_{\text{av}}$  是指脉冲功率在一个重复周期内的平均值。若发射机的输出信号是单一频率的矩形脉冲,脉冲宽度为  $\tau$ ,脉冲重复周期为  $T_r$ ,则  $P_t$  与  $P_{\text{av}}$  的关系为

$$P_{\text{av}} = (\tau/T_r) P_t \quad (3.1)$$

式中,  $\tau/T_r = \tau F_r$  称为占空比。

发射机的输出能量直接影响电子探测系统的探测性能和抗干扰能力,提高发射功率可以增大发射能量。但提高发射功率,就意味着升高电压、电流,考虑到耐压和高功率击穿问题,从发射机的角度来看,不能过分增大脉冲功率。

目前,雷达发射机的输出脉冲功率为几百千瓦至几兆瓦,若采用多部发射机进行功率合成,则雷达的输出脉冲功率可达数十兆瓦,例如,使用有源相控阵时。声呐发射机的输出脉冲功率可由几瓦到几百千瓦不等。

尽管发射功率越大越好,但是被敌方侦察设备侦察到的可能性也越大。在实际中应根据需求选择合适的发射功率,例如,潜艇通信声呐的发射功率就应严格限制。

### 7. 发射机效率

发射机效率是指发射功率与输入功率之比。在雷达发射系统中磁控管单级振荡式发射机、前向波管发射机效率较高,而速调管、行波管发射机效率较低。声呐发射机中最常用的甲乙类发射机的理论效率在70%以上,而E类发射机的理论效率在90%以上。

### 8. 信号稳定度

信号稳定度是指发射信号的振幅(或功率)、频率(或相位)、脉冲宽度和脉冲重复频率等参数随时间作相应变化的程度。发射信号参数的不稳定因素可以分为规律性的与随机性的两类,规律性的不稳定因素往往是由电源滤波不善、机械振动等原因所致;而随机性的不稳定因素则是由发射机的噪声和调制脉冲的随机起伏所致。对于相参雷达或声呐来说,相位(包括频率)稳定度至关重要。

### 9. 可靠性

可靠性又称可靠度,它是指设备执行规定任务的可靠程度,用 $R(t)$ 表示,也可以用平均无故障间隔时间(MTBF)来衡量。发射系统的故障率较高,因此发射系统往往决定了全系统的可靠性。在已知设备工作时间 $t$ 的条件下,若设备的可靠度服从指数分布,则发射机的可靠度可以表示为

$$R(t) = e^{-\mu t} \quad (3.2)$$

式中, $\mu$ 为发射机的失效率,它等于机内各串联元件失效率之和,即 $\mu = \mu_1 + \mu_2 + \dots + \mu_n$ ,且 $\mu = 1/\text{MTBF}$ 。

## 3.2 雷达发射系统

### 3.2.1 雷达发射机的形式

雷达发射机是用来产生高频大功率脉冲信号的装置,雷达发射机分为单级振荡式和主振放大式两大类。

#### 3.2.1.1 单级振荡式发射机

单级振荡式发射机比较简单,如图3.2所示,它所提供的大功率射频信号直接由一级大功率振荡器产生,并受脉冲调制器的控制,因此振荡器输出的是调制后的大功率射频信号。例如,一般的常规脉冲雷达要求的是包络为矩形脉冲序列的大功率射频信号,因而控制振荡器工作的脉冲调制器的输出也就是一个矩形的射频脉冲序列。

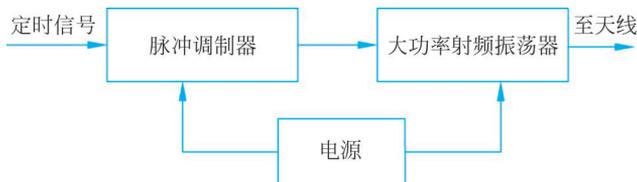


图3.2 单级振荡式发射机

单级振荡式发射机又称为磁控管发射机,脉冲的射频相位是随机的,频率稳定性差,称为非相参发射机,一般用于非相参雷达,如船用导航雷达等简单应用。现代雷达一般

都属于相参雷达,相参雷达一般采用主振放大式发射机。

### 3.2.1.2 主振放大式发射机

图 3.3 所示为现代相参雷达的主振放大式发射机方框图,为了讲述方便,图中主要给出了主振放大式发射机和频率源(见图中虚线框)两部分。图 3.3 中,频率源主要由基准源及频标、频率合成器、波形产生器以及发射激励(上变频)组成。基准源利用石英晶体振荡器产生频率很稳定的连续波振荡,它是整个系统(包括接收系统)的频率基准。主振放大式发射机采用多级放大得到大功率发射信号。

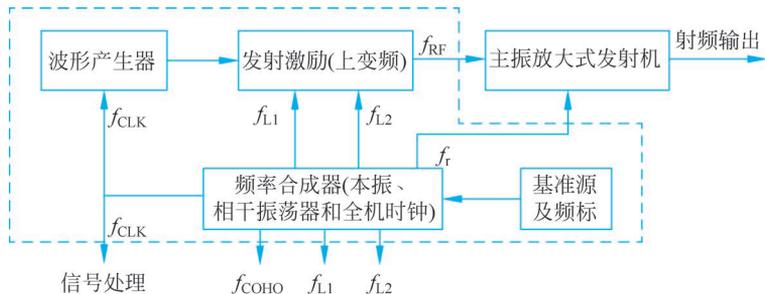


图 3.3 主振放大式发射机

主振放大式发射机采用多级射频放大链。主振放大式发射机又称为相参发射机,其的特点是:

(1) 具有很高的频率稳定度。在主振放大式发射机中,载频的精度和稳定度由低电平级决定,较易采取各种稳频措施,例如,恒温、防振、稳压,以及采用晶体滤波、注入稳频及锁相稳频等措施,所以能够得到很高的频率稳定度。

(2) 发射相位相参信号。在主振放大式发射机中,全系统必须共用一个时钟,包括发射和接收。发射的相参性体现在单个脉冲内或两个脉冲之间信号的相位之间存在着确定的关系,发射系统的所有信号,如定时器的触发脉冲和射频本振等都由一个时钟产生。接收系统包括中频本振信号、信号正交解调的参考频率、同步脉冲和数据采集的时钟均由同一基准信号提供。收发系统信号之间均保持相位相参性,通常把这种系统称为全相参系统。

(3) 适用于频率捷变雷达。频率捷变雷达具有良好的抗干扰能力,雷达每个射频脉冲的载频可以在一定的频带内快速跳变,要求接收机本振电压的频率  $f_L$  与发射信号的载频  $f_0$  同步跳变。采用频率合成技术的频率捷变系统的优点是控制灵活、频率跳变速度快、抗干扰性能好。

(4) 能产生复杂波形。单级振荡式发射机要实现复杂调制比较困难,甚至是不可能;而主振放大式发射机适用于要求复杂波形的雷达系统,各种复杂调制都可以在低电平的波形发生器中形成,而后接的大功率放大级只要有足够的增益和带宽即可。

### 3.2.2 固态发射机

雷达发射系统的放大器件一般采用电真空器件,具有体积重量大、效率低、寿命短的

缺点。

近年来,微波半导体大功率器件获得了飞速发展,应用先进的微波单片集成电路(MMIC)和优化设计的微波网络技术,可将多个微波功率器件、低噪声接收器件等组成固态发射模块或固态接收模块。固态发射机通常由几十个甚至几千个固态发射模块组成,并且已经在机载雷达、相控阵雷达和其他雷达系统中逐步代替常规的微波电子管发射机。

与微波电子管发射机相比,固态发射机具有如下优点:

(1) 不需要阴极加热、寿命长。发射机不消耗阴极加热功率,也没有预热延时。

(2) 具有很高的可靠性。一方面,固态发射模块本身具有很高的可靠性,目前模块的平均无故障间隔时间(MTBF)已超过 100 000 小时;另一方面,固态发射模块已经制成标准件,当组合应用时便于设置备份件,可随时替换损坏的模块。

(3) 体积小、重量轻。固态发射模块工作电压较低,一般低于 40V,不需要体积庞大的高压电源和防护 X 射线的设备。

(4) 工作频带宽、效率高。目前固态发射模块的相对带宽能达到 50%,甚至更宽。由于固态发射模块所用的大功率微波晶体管均采用 C 类放大器工作状态,而且可不用调制器,所以效率较高。

(5) 系统设计和运用灵活。一种设计良好的固态发射模块可以满足多种雷达的使用需求,发射机总的输出功率可用并联模块数目的多少来控制,而不同的输出波形(不同的调制方式、不同的脉冲宽度和重复频率等)则可以通过波形发生器和定时器按一定的程序来实现。

(6) 维护方便,成本较低。由于固态发射模块是批量生产的,因此不需要体积庞大的风冷和水冷设备。

总的来说,大功率微波晶体管和固态发射模块在超高频波段至 L 波段的发展比 S 波段以上的波段更快。目前固态发射模块和固态接收模块已越来越多地应用于超高频至 L 波段,尤其在超高频波段,固态发射机输出的平均功率已接近  $10^6$  W。

### 3.2.3 频率合成器

#### 3.2.3.1 频率合成器的发展概况

频率源是雷达、通信、电子对抗等电子系统实现高性能技术指标的关键部件,不同的系统需要不同的频率,如基准频率、载波频率、本振频率、相干解调频率、信号采样频率等。因此,频率源被人们喻为众多电子系统的“心脏”,当今高性能的频率源都是通过频率合成技术实现的。

频率合成就是产生新频率的过程,而产生新的频率需要用到加(和频)、减(差频)、乘(倍频)、除(分频)运算,以及它们的组合。

频率合成技术出现于 20 世纪 30 年代,最初产生并进入实际应用的是直接频率合成技术,它具有频率转换时间短、近载频相位噪声性能好等优点,但是由于采用大量的倍频、分频、混频和滤波环节,直接式频率合成器的结构复杂、体积大、成本高,而且容易产

生过多的杂散分量,难以达到较高的频谱纯度。20世纪60年代末70年代初,相位反馈理论和模拟锁相技术在频率合成领域中的应用,引发了频率合成技术发展史上的一次革命,相参锁相式合成技术就是这场革命的直接产物。随后数字化的锁相环路器件,如数字鉴相器、数字可编程分频器等器件的出现,以及其在锁相频率合成技术中的应用,标志着数字锁相频率合成技术的实现。由于不断吸收和利用吞脉冲计数器、小数分频器、多模分频器等数字技术发展的新成果,数字锁相频率合成技术日益成熟,锁相式频率合成器具有良好的窄带跟踪特性,可以很好地选择所需频率的信号,抑制杂散分量,并且可避免使用大量滤波器,非常有利于集成化和小型化。此外,数字锁相频率合成器还具有良好的长期频率稳定性和短期频率稳定性。但是,由于锁相环本身是一个惰性环节,使得频率锁定时间较长,故锁相式频率合成器的频率捷变时间较长。目前,锁相环频率合成器在各电子领域中获得了较为广泛的应用。直接数字频率合成器(Direct Digital Synthesizer, DDS)是近几十年发展起来的一种新型频率合成器。1971年, J. Tierney 等撰写的 *A Digital Frequency Synthesizer* 一文,首次提出了 DDS 的概念。随着数字集成电路与微电子技术的迅速发展,这种频率合成方式体现了极高的性价比,具体体现在相对带宽宽、频率转换时间短、频率分辨率高、输出相位连续、可产生宽带正交信号和多种调制信号、可编程和全数字化、控制灵活方便等方面。

### 3.2.3.2 频率合成器的主要技术指标

频率合成器的指标主要包括:

- (1) 工作频率。一般包括合成器输出信号的中心频率及带宽。
- (2) 频率分辨率。频率分辨率是指每个离散频率之间的最小间隔,不同用途的频率合成器对频率分辨率有不同的要求,分辨力可从到赫兹级到兆赫兹级。
- (3) 频率转换时间。频率合成器从一个频率转换到另外一个频率,并且达到稳定所需要的时间称为频率转换时间。在雷达、通信以及电子对抗等许多领域,对频率合成器的频率转换时间往往提出了严格甚至苛刻的要求,频率转换时间有时要达到微秒数量级。

在各种频率合成方法中,直接合成与直接数字频率合成的转换时间是极短的。对于锁相频率合成器而言,频率转换时间就是环路的锁定时间,其数值大约为参考时钟周期的25倍。

- (4) 频率准确度与频率稳定度。频率准确度是指频率合成器的实际输出频率偏离标称工作频率的程度;频率稳定度是指在一定时间间隔内合成器输出频率变化的大小。

频率准确度与稳定度之间既有区别又有联系,只有稳定才能够保证准确。因此,常将工作频率相对于标称值的偏差也计入不稳定偏差之内,所以只考虑频率稳定度即可。

- (5) 频谱纯度。频谱纯度是指合成器信号源输出频谱偏离纯正弦波谱的量度,影响信号源频谱纯度的因素较多,主要包括:

- ① 相位噪声。它表现为时域当中的零交叉随机起伏和频域中的频谱扩展。
- ② AM 噪声。它表现为时域上的包络起伏和频域上频谱扩展。
- ③ 非谐波相关杂散边带(杂散)。

- ④ 谐波相关带。它是由谐波失真产生的。
- ⑤ 有源器件产生的  $f^{-1}$  闪烁噪声,该噪声属于低频的噪声。
- ⑥ 分频器的噪声。
- ⑦ 倍频器的噪声。

在上述影响频谱纯度的7个因素中,起主要作用的是相位噪声和杂散,因此在以后讨论频率稳定性和频谱纯度时主要考虑这两个指标。

(6) 系列化、标准化和模块化的可实现性。任何单只频率合成器不可能包含所有频段,因此有系列化要求。另外,在实现不同频率的合成器时,还要考虑所有模块的通用性(在转换频段工作时,需要换模块的品种越少越好)和互换性。

(7) 成本、体积及质量。

### 3.2.4 常用频率合成技术及其特点

#### 3.2.4.1 直接频率合成技术及其特点

直接频率合成(DS)方法是最早出现的频率合成方法,也是最为经典的混频窗口频率合成技术。该方法是指利用一个或多个高稳定的参考晶体振荡器,经过混频器、倍频器、分频器、带通滤波器实现对输入参考晶振频率的加、减、乘、除运算,以产生所需要的各种频率。

在全相参雷达系统、通信相干接收系统等场合仅使用一个参考晶振,频率合成器输出的各种频率都由该参考晶振直接或间接产生,输出频率的稳定度和频率精度与参考源一致,同时也可以使输出频率与参考晶振保持严格固定的相位关系,因此这种合成方法得到了广泛应用。各种相干频率合成方案有很多变化形式,基本方式都包含在如图3.4所示的原理框图中。

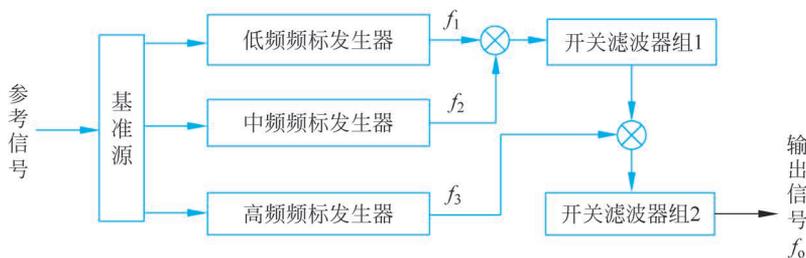


图 3.4 直接频率合成原理方框图

如图3.4所示,输出信号频率  $f_0 = f_3 \pm f_2 \pm f_1$ , 其中,  $f_3$  决定了工作频段,  $f_2$  决定了工作带宽,  $f_1$  决定了频率分辨力。图3.4看起来易于实现,其实不然,因为每个频标发生器和开关滤波器组不仅成本高昂,而且由于混频窗口、滤波器可实现性和开关隔离度等因素的限制,实现起来非常复杂。

直接频率合成的技术特点如下:

(1) 可实现任意频率和带宽信号的合成,比较适用于频率点数较少的情形;当频率点数较多时,该方法比较复杂,体积较大,造价较高。

(2) 小数或分数分频困难, 很难实现较高的频率分辨力。

(3) 跳频时间取决于电路中转换开关的速度, 一般来说, 频率合成器中选用的开关速度在几百纳秒到几个微秒的数量级之间, 可见跳频的速度很快, 故该合成方式常用在诸如通信、雷达、电子对抗领域要求频率捷变速度快的场合。

(4) 可实现极低噪声的频率合成, 通过良好的设计可以做到输出信号的相对频率稳定度同参考频率源相当。

(5) 由于直接频率合成器中往往会使用很多混频器、分频器和倍频器, 必然会产生杂散。这些杂散分布很广、数量较多, 必然会影响信号的频谱纯度, 如果参考频率设计不当和滤波器设计不理想, 那么所产生的杂散可能会大到不能允许的程度, 特别是方案复杂时更是如此。

(6) 要想实现高杂波抑制制度, 需付出很大的代价。

(7) 系列化、标准化及模块化实现困难。随着分辨力、相噪及输出频率指标的不同, 合成器方案变化较大, 系列化、标准化和模块化的难度也随之增加。

### 3.2.4.2 间接频率合成技术及其特点

间接频率合成 (IS) 技术又称锁相环频率合成技术。最基本的锁相环 (PLL) 包含 3 部分: 鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LF)、压控振荡器 (VCO), 其原理方框图如图 3.5 所示。

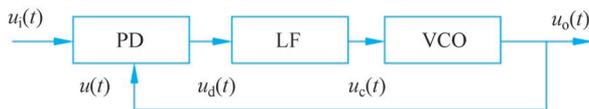


图 3.5 间接频率合成技术原理方框图

在锁相环频率合成器中, 输入信号  $u_i(t)$  通常是由晶振产生的参考信号。当压控振荡器的工作频率  $f_0$  由于某种原因发生变化时, 其相位也要相应地发生变化, 这种变化是在鉴相器中与输入参考信号的相位进行比较产生的, 其结果使鉴相器输出一个与相位误差  $\theta_e$  成正比的误差电压  $u_d(t)$ , 该电压经环路滤波器取出低频直流分量  $u_c(t)$ , 用来控制压控振荡器频率发生变化, 使 VCO 的振荡频率  $f_0$  能够稳定在参考频率  $f_r$  上。

由上面的过程可知, 锁相环实质上是一个相位负反馈控制系统。当系统稳定时,  $f_r = f_0$  (无频差跟踪)、 $\theta_e = C$  (相位差固定)。按照实现方式, 锁相环又可以分成模拟式和数字式。作为频率源使用时, 一般采用数字式。

相对于直接频率合成法来说, 间接频率合成的应用更为广泛, 其特性为

(1) 可实现任意频率和带宽信号的合成。

(2) 若降低对输出信号相位噪声指标的要求和考虑较复杂的方案 (如小数分频锁相环等), 可实现较高的频率分辨力。

(3) 跳频速度取决于环路带宽和捕捉方法, 在极窄跟踪、无鉴频和其他辅助频率捕捉电路中, 频率切换和相位稳定需要较长时间, 一般为毫秒级。通过精心设计, 间接合成器的跳频时间可以控制在几十微秒以内。

(4) 由于传统的混频分频环存在环路内分频, 所以在输出端有较大的环路噪声。为了满足频率分辨力和带宽的要求, 这种分频在传统方案中又是必不可少的, 从而限制了

频率稳定度的提高。

- (5) 除鉴相频率泄漏外,一般混频分频环无其他的杂波输出(小数分频环除外)。
- (6) 简单的方案就可以实现较高的信号杂波比。
- (7) 系列化、标准化及模块化的可实现性较高。
- (8) 一般间接频率合成器方案简单、造价低,体积、质量适中。

### 3.2.4.3 直接数字频率合成技术及其特点

在输出带宽较窄时,直接数字频率合成(DDS)输出信号的杂散一般为 $-70\sim-90\text{dB}$ ,而在输出带宽达到几百兆赫兹级时,杂散为 $-40\sim-50\text{dB}$ 。因此,如何降低 DDS 的输出杂散是 DDS 研究的一个重点内容。

图 3.6 是 DDS 的基本原理方框图。它由标准晶体振荡器参考频率源、相位累加器、正弦波波形存储器(ROM、波形存储器)、数/模转换器和低通滤波器组成。

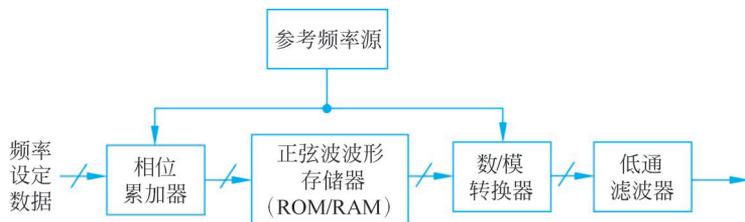


图 3.6 DDS 的基本原理方框图

直接数字频率合成的技术特点如下:

- (1) 时钟上限受电路工艺的固有限制,因此输出频率较低,相对带宽很宽但绝对带宽较窄。就单独的 DDS 芯片而言,不可能实现任意频率和任意带宽的输出。
- (2) 易实现极高的频率分辨力。
- (3) 跳频速度快,一般在几十纳秒数量级。
- (4) 可以实现低噪声的频率合成,残留相位噪声仅是电路的加性噪声。
- (5) 杂波分布比较复杂。
- (6) 信号杂波比由相位截断位数、D/A 转换器的有限分辨力和非线性等因素决定。一般情况下,远区信杂比大于  $40\text{dB}$ ,近区信杂比大于  $80\text{dB}$ 。
- (7) 单片 DDS 电路产生信号的频率很难高于  $1\text{GHz}$ ,所以,只有与其他合成技术相结合才能实现系列化、标准化和模块化。
- (8) 应用 DDS 技术的合成器简化了整个方案的复杂性,因此在可靠性、成本、质量和体积方面明显优于采用其他技术的频率合成器。

如果采用大时间带宽积信号,现代雷达和声呐的发射信号都是采用 DDS 来产生的。因此,DDS 在现代雷达和声呐中具有重要的地位,它和数字信号处理一起,加速了数字阵列雷达(DAR)技术的发展,即全数字相控阵技术的发展。在数字阵列技术中,已经没有传统意义上的移相器或延时线;它发射的移相或时延信号采用 DDS 来实现,其接收波束形成依靠数字信号处理来实现。

### 3.3 声呐发射系统

主动声呐发射系统产生给定波形的大功率电信号。该电信号经换能器转换成声波，是主动声呐不可缺少的主要组成部分之一。

#### 3.3.1 声呐发射系统的组成及作用

图 3.7 是主动声呐发射系统的基本组成框图。

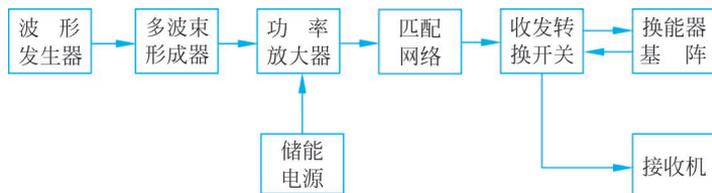


图 3.7 主动声呐发射系统的基本组成框图

主动声呐发射系统主要由 4 部分组成。

第一部分是波形发生器。它的作用是根据总体指标要求，产生具有一定形式的电信号，其信号形式、工作频率、带宽、脉冲长度和重复周期均可选择，信号可以是单频脉冲调制波，也可以是调频脉冲波或其他组合信号波形。此外，它还必须产生时间基准，用作距离测量时间基准、数据采集同步信号、数据采集时钟等。

第二部分是多波束形成器。它的作用是形成多个空间波束的发射驱动信号，向水下空间指定的扇面角度或全向辐射声能，波束的数量取决于声呐对目标搜索速度和定向精度的要求。

第三部分是功率放大器。由于波形发生器产生的电信号功率很小，而声呐发射机要求末级输出功率很大，往往要达到几十千瓦甚至兆瓦级的脉冲功率，所以必须将功率放大，并对换能器进行阻抗匹配，以便能够以足够高的效率向水中辐射足够的声能量。

第四部分是储能电源。因为声呐发射机处于脉冲工作状态，它在脉冲发射期间需要大功率电源供给，所以电源设备都以大电容贮能的办法减小电源设备的体积和重量，并提高电源效率。

当发射机和接收机共用一个换能器时，为了使发射机和接收机都能正常工作，必须采用收发转换开关。早期的收发转换开关使用的是转接变压器，随着大功率硅二极管的出现，近年来多数声呐站都采用无触点二极管作为收发转换开关，这种开关结构简单、重量轻、成本低。

#### 3.3.2 匹配网络

##### 3.3.2.1 发射换能器的等效电路

声呐发射机的负载是电声换能器（又称声呐换能器），一般是将磁致伸缩材料或压电陶瓷材料设计成一定的形状、结构的元件后，再组装成电声换能器。

作为声源用的电声换能器由机械系统和电路系统两部分构成。就其机械系统而言, 分别有表示系统的惯性、弹性和内阻尼损耗特性的部分。惯性以其等效质量  $m$  表示, 弹性以其等效力顺  $C_m$  表示(又称柔顺系数, 它与理论力学中的刚性系数成倒数关系), 内阻尼损耗用阻力系数  $R_m$  表示, 如图 3.8(a) 所示。

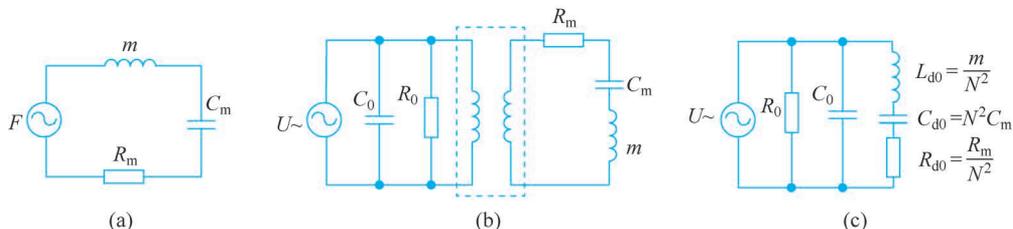


图 3.8 压电式电声换能器的等效电路

电声换能器中机电系统间的相互耦合作用可以用电路系统加上电量后在机械系统上产生的力学量描述。对压电式换能器, 在其电端加电压  $U$ , 则在机械系统产生力  $F$ , 对于线性转换系统有

$$F = G_N U \quad \text{或} \quad U = F / G_N \quad (3.3)$$

式中,  $G_N$  为电声系统机电转换系数, 取决于系统本身的参数。

利用机电类比的观念, 将系统中机电能量间的转换类比于电路中的变压器耦合电路, 图 3.8(b) 所示虚线框内的部分称为“机电变压器”。由此类比电路得到的机电系统的等效电路如图 3.8(c) 所示。在图 3.8 中,  $R_0$ 、 $C_0$  为换能器机械部分嵌定不动时的电阻和电容, 机电变压器的变比为  $N$ , 换能器的机械系统反映到电路中的等效电感、等效电阻和等效电容分别为  $L_{d0}$ 、 $R_{d0}$  和  $C_{d0}$ , 统称阻抗, 用  $Z_d$  表示。

### 3.3.2.2 声呐阻抗匹配电路及匹配网络

声呐发射机的负载是水声换能器, 声呐设计工程师的具体任务是根据应用的要求, 将一定量的电功率加到换能器的电路端子, 且要保障高效率地将发射的电功率传到换能器上, 即要保证声呐发射系统总的电声转换效率。这需要在发射机和换能器之间增加阻抗匹配电路。

阻抗匹配电路由变压器和匹配网络组成。变压器的任务是让纯阻性负载能获得最大的功率和效率。声呐用的功率放大器是非线性工作的, 其输出功率与负载阻抗成反比, 而换能器的阻抗通常在千欧量级, 需要使用升压变压器降低等效负载阻抗。典型的乙类功率放大器效率与输入信号的幅度有关, 所以应该尽量让输出电压振幅接近电源电压。阻抗匹配网络的任务是将电抗性负载(压电陶瓷换能器为电容性, 磁致伸缩换能器则是电感性)变换为纯电阻性负载, 使负载上的功率因数最大。

下面重点讨论匹配网络, 并分两种情况进行说明, 即窄带匹配和宽带匹配。

#### 1. 窄带匹配

当声呐发射机的信号频谱集中到某一中心频率附近较窄的频带中时, 可认为是单频匹配。如在发射单频连续信号或单频长脉冲信号的情况下, 就可以用窄带匹配网络对声呐换能器进行窄带匹配, 如图 3.9 所示。

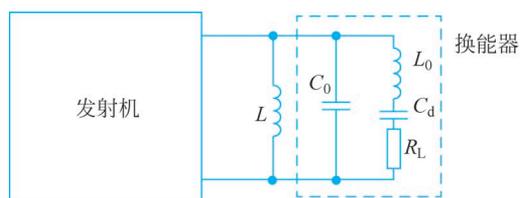


图 3.9 窄带匹配网络

在图 3.9 中,  $C_0$  为换能器静态电容, 即换能器的机械部分嵌定不动时的电容;  $R_L$  为换能器在工作频率上的等效电阻。其机械谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (3.4)$$

换能器的机械系统反映到电路中的等效电阻又称动态电阻。将图 3.9 和图 3.8(c) 比较后可以看出, 换能器的静态电容  $C_0$  和匹配网络的电感  $L_0$  相当于一个并联谐振回路, 其工作带宽为

$$B_{-3\text{dB}} = \frac{\omega_0}{R_L} \quad (3.5)$$

### 2. 宽带匹配

当声呐信号的频谱分布在较宽的频带中, 不能由窄带匹配网络的带宽  $B_{-3\text{dB}}$  覆盖时, 就必须对电声换能器进行宽带匹配。

从经典的滤波器理论入手, 以  $\pi$  型带通滤波器为例, 其原理如图 3.10 所示, 图中虚线框部分被视为待匹配换能器的等效电路, 而电容  $C/2$  又被视为  $\pi$  型带通滤波器的组成元件, 其特性阻抗如图 3.11 所示。

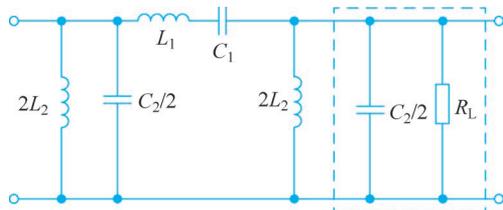


图 3.10  $\pi$  型带通滤波器原理图

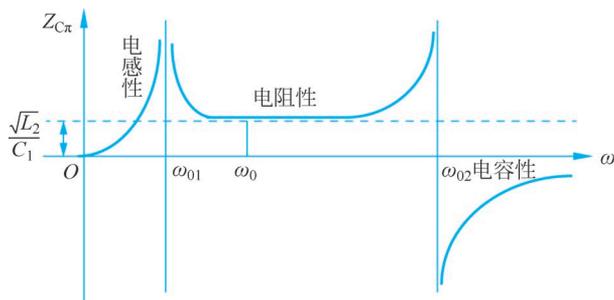


图 3.11  $\pi$  型带通滤波器的特性阻抗

由经典滤波器理论可知,其特性阻抗为

$$Z_{C\pi} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad (3.6)$$

两个谐振频率分别为

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.7)$$

使用中一般取  $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0$ , 从而有

$$n = L_1/L_2 = C_2/C_1 \quad (3.8)$$

带通滤波器的两个截止频率分别为

$$\omega_{C01} = \frac{\omega_0}{\sqrt{n}}(\sqrt{1+n} - 1), \quad \omega_{C02} = \frac{\omega_0}{\sqrt{n}}(\sqrt{1+n} + 1) \quad (3.9)$$

$$B = \Delta\omega = \omega_{C02} - \omega_{C01} = \frac{2\omega_0}{\sqrt{n}} \quad (3.10)$$

因此,有

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{C01} \omega_{C02}} \quad (3.11)$$

### 3.3.3 收发转换装置

当发射机和接收机共用一个换能器(基阵)时,必须采用收发转换装置。当发射机正在发射信号时,收发转换装置将换能器(基阵)与发射机接通,使得发射机输出的电功率绝大多数加到换能器(基阵)上,并以声能的形式辐射到水介质中。但是,在发射机发射大功率信号时,如该信号同时进入接收机的输入端,就会造成接收机器件的损坏。因此,在发射机发射信号时,收发转换装置要将接收机的输入端可靠地短路,一旦信号发射完毕,又要使接收机的输入端转为正常工作状态,让换能器接收到的回波信号进入接收机中。目前,多数收发转换装置采用无触点二极管开关进行收发转换,如图 3.12(a)所示。

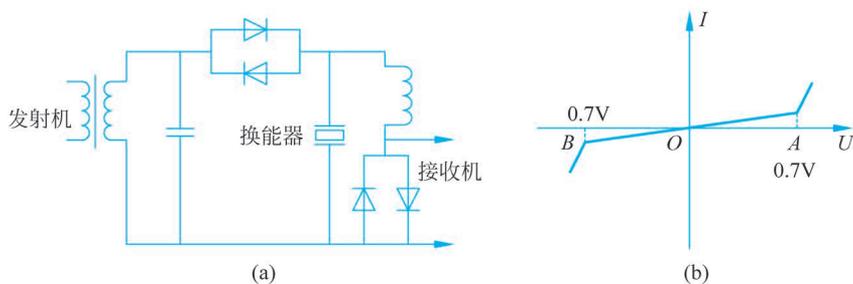


图 3.12 收发转换装置

图 3.12(a)中共有两对(组)反向并联的二极管,收发转换装置的任务是由它们来完成的。两个反向并联的二极管的伏安特性( $U-I$ )曲线如图 3.12(b)所示,当它们两端所加的电压大于 A 点的电压值时,正向连接的二极管导通。而当它们两端所加的反向电

压大于  $B$  点的电压值时,反向连接的二极管导通。当所加的正向或反向电压介于  $A$  点和  $B$  点之间时,两对(组)二极管均不导通。对于只有两只反向并联的硅二极管组成的收发转换开关, $A$  点或  $B$  点的电压近似等于  $0.7V$ 。

收发转换装置的另一个作用是防止发射信号造成接收机电路的阻塞现象。较高的发射信号电压通过接收机输入端的隔直流电容时对该电容充电,发射脉冲结束后,电容器存储的电能释放需要很长一段时间。在这段时间内,这个耦合电容的电位就会使模拟放大器的工作点发生偏移,严重时会使模拟电路的工作点进入非线性区(饱和区或截止区),从而造成接收机电路在这段时间内出现不能正常将信号放大、滤波等的现象,这被形象地称为“阻塞”现象。当接收机的输入端接在如图 3.12(a)所示的位置时,输入端的大信号(发射信号的一部分)箝位在并联二极管的导通电压值,因此隔直电容上的能量被限制在有限值上,这样将其能量释放到正常值的时间就可以大大缩短,从而使由发射信号引起的阻塞时间减小到声呐盲区所允许的范围之内。

### 3.4 接收系统的组成及技术指标

接收系统在整个电子探测系统中,处于天线(换能器)和显示设备之间。从天线(换能器)送给接收机输入端的信号极其微弱,并且伴有噪声和干扰信号,而显示设备要求接收机送来的信号幅度要足够大。因此,电子探测系统接收机的主要功能是对雷达天线接收到的微弱信号进行预选、放大、变频、滤波、解调和数字化处理,同时抑制外部的干扰、杂波以及机内噪声。

#### 3.4.1 雷达接收机的组成及技术指标

##### 1. 雷达接收机的组成

雷达接收机一般采用超外差式接收机,其主要特点是利用混频器将雷达天线接收到的信号与本机信号进行混频,将高频信号变为固定的中频信号,然后将中频信号进行充分放大。超外差式接收机与其他类型的接收机相比,线路结构虽然复杂一些,但灵敏度高、选择性好、工作性能稳定,因而得到了广泛应用。

超外差式接收机一般包含高频设备(包括收发开关、高频放大器、混频器、本机振荡器)、中频放大器、正交解调、信号处理机等组成,如图 3.13 所示。

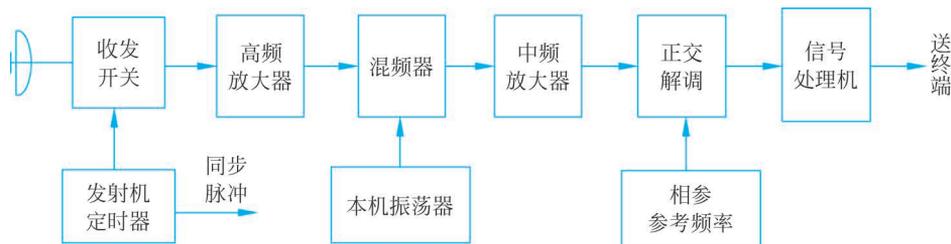


图 3.13 雷达接收机组成原理方框图

## 2. 雷达接收机的技术指标

(1) 灵敏度。灵敏度表示接收机接收微弱信号的能力,能接收的信号越微弱,接收机的灵敏度越高,因而雷达的作用距离就越远。

雷达接收机的灵敏度通常用最小可检测信号功率  $S_{\text{imin}}$  来表示。当接收机的输入信号功率达到  $S_{\text{imin}}$  时,接收机就能正常接收并在输出端检测出这一信号。如果信号功率低于此值,信号将被淹没在噪声干扰之中,不能被可靠地检测出来。由于雷达接收机的灵敏度受噪声电平的限制,要想提高它的灵敏度,就必须尽力减小噪声电平,同时还应使接收机有足够的增益。

目前,超外差式雷达接收机的灵敏度一般为  $10^{-12} \sim 10^{-14} \text{ W}$ ,保证这个灵敏度所需的增益为  $10^6 \sim 10^8$  (120~160dB),这一增益主要由中频放大器来完成。

(2) 接收机的工作频带宽度。接收机的工作频带宽度表示接收机的瞬时工作频率范围。复杂的电子对抗和干扰环境要求雷达发射机和接收机具有较宽的工作带宽,例如,频率捷变雷达要求接收机的工作频带宽度为 10%~20%。接收机的工作频带宽度主要取决于高频部件(馈线系统、高频放大器和本机振荡器)的性能。需要指出的是,当接收机的工作频带较宽时,必须选择较高的中频,以减少混频器输出的寄生响应对接收机性能的影响。

(3) 动态范围。动态范围表示接收机能够正常工作所容许的输入信号强度变化的范围。最小输入信号强度通常取为最小可检测信号功率  $S_{\text{imin}}$ ,最大输入信号强度则根据正常工作的要求而定。当输入信号太强时,接收机将发生饱和而失去放大作用,这种现象称为过载。接收机开始出现过载时的输入功率与最小可检测功率之比称为动态范围。为了保证对强弱信号均能正常接收,就需要采取一定措施,保证动态范围大,例如,采用时间灵敏度控制(STC)和自动增益控制(AGC)、各种增益控制电路等抗干扰措施,其中时间灵敏度控制仅适用于距离确定的情形。非线性放大器如对数放大器和限幅器等,对相参系统是有害的,应尽量避免使用。

(4) 中频的选择和滤波特性。接收机中频的选择和滤波特性是接收机的重要质量指标之一。中频的选择与发射波形的特性、接收机的工作带宽以及所能提供的高频部件和中频部件的性能有关。在现代雷达接收机中,中频的选择范围为 30MHz~4GHz。对于宽频带工作的接收机,应选择较高的中频,以便使虚假的寄生响应减至最小。

减小接收机噪声的关键参数是中频的滤波特性,如果中频滤波特性的带宽大于回波信号带宽,则过多的噪声将进入接收机;反之,如果所选择的带宽比信号带宽窄,则信号能量将会损失,这两种情况都会使接收机输出的信噪比减小。在白噪声(即接收机热噪声)背景下,接收机的频率特性为匹配滤波器时,输出的信噪比最大。

(5) 工作稳定性和频率稳定度。一般来说,工作稳定性是指当环境条件(如温度、湿度、机械振动等)和电源电压发生变化时,接收机的性能参数(如幅度响应、频率响应和相位响应等)受到影响的程度。影响的程度越小越好。

大多数现代雷达系统需要对一串回波进行相参处理,对本机振荡器的短期频率稳定度有极高的要求(高达  $10^{-10}$  或者更高),因此,必须采用频率稳定度和相位稳定度极高的本机振荡器,简称“稳定本振”。

(6) 抗干扰能力。在现代电磁战和复杂的电磁干扰环境中,抗同频干扰(邻近的相同型号雷达之间的干扰)、有源干扰和无源干扰是雷达系统的重要任务之一。有源干扰为敌方施放的各种杂波干扰和邻近雷达的异步脉冲干扰,无源干扰主要是指从海浪、雨雪、地物等反射的杂波干扰和敌机施放的箔条干扰。这些干扰会严重影响雷达对目标的正常检测,甚至使整个雷达系统无法工作。现代雷达接收机必须具有各种抗干扰电路,当雷达系统用频率捷变方法抗干扰时,接收机的本振应与发射机频率同步跳变;同时接收机应有足够大的动态范围,以保证后面的信号处理器有较高的处理精度。

(7) 微电子化和模块化结构。在现代有源相控阵雷达和数字波束形成(DBF)系统中,通常需要几十路甚至几千路接收机通道。如果采用常规的接收机工艺结构,无论在体积、重量、耗电、成本还是技术实现上都有很大困难。采用微电子化和模块化的接收机结构可以解决上述困难,优选方案是采用单片集成电路,包括微波单片集成电路、中频单片集成电路和专用集成电路,其主要优点是体积小、重量轻,另外采用批量生产工艺可使芯片电路电性能一致性好且成本低。用上述几种单片集成电路实现的模块化接收机,特别适用于要求接收通道数量多、幅相一致性严格的多路接收系统,如有源相控阵接收系统和数字多波束形成系统。

### 3.4.2 声呐接收机的组成

声呐接收机一般采用直接放大式,其框图如图 3.14 所示。这种直接放大式接收机电路简单,工作可靠。增益控制包括手动增益控制、自动增益控制和时变增益(TVG)控制。通信声呐和被动声呐采用自动增益控制,主动声呐在噪声限时采用时变增益控制,在混响限时采用混响增益(RCG)控制。TVG 控制要考虑到海水吸收和扩展损失等因素。滤波包括带通滤波和低通滤波,一方面抑制噪声,另一方面用作 A/D 转换的抗混叠滤波。如果采用中频直接采样,则必须使用带通滤波器。单端转差分是为了隔离模拟和数字电路,降低数字电路对模拟电路的干扰。

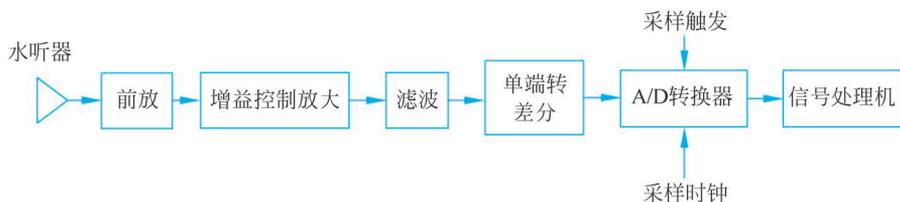


图 3.14 声呐接收机框图

## 3.5 噪声系数和灵敏度

### 3.5.1 噪声系数

#### 1. 噪声系数的定义

噪声系数是指接收机输入端信号噪声比与输出端信号噪声比的比值。

噪声系数的说明见图 3.15。根据定义,噪声系数可表示为

$$F_n = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (3.12)$$

式中,  $S_i$  为输入额定信号功率,  $N_i$  为输入额定噪声功率 ( $N_i = kT_0B_n$ ,  $k$  为玻耳兹曼常数,  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ;  $T_0$  为电阻温度, 单位为 K, 对于室温  $17^\circ\text{C}$ ,  $T_0 = 290\text{K}$ ;  $B_n$  为等效噪声带宽, 当滤波器级数较高时, 近似为系统带宽);  $S_o$  为输出额定信号功率,  $N_o$  为输出额定噪声功率。

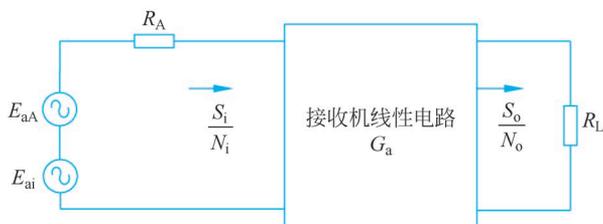


图 3.15 噪声系数的说明

噪声系数  $F_n$  有明确的物理意义, 它表示由于接收机内部噪声的影响, 使接收机输出端的信噪比相对其输入端的信噪比变差的倍数。

式(3.12)可以改写为

$$F_n = \frac{N_o}{N_i G_a} \quad (3.13)$$

式中,  $G_a$  为接收机的额定功率增益,  $N_i G_a$  是输入端噪声通过理想接收机后, 在输出端呈现的额定噪声功率。

因此, 噪声系数的另一定义为实际接收机输出的额定噪声功率  $N_o$  与理想接收机输出的额定噪声功率  $N_i G_a$  之比。

实际接收机的输出额定噪声功率  $N_o$  由两部分组成, 其中一部分是  $N_i G_a$ , 另一部分是接收机内部噪声在输出端所呈现的额定噪声功率  $\Delta N$ , 即

$$N_o = N_i G_a + \Delta N \quad (3.14)$$

将  $N_o$  代入式(3.13), 可得

$$F_n = 1 + \frac{\Delta N}{N_i G_a} \quad (3.15)$$

从式(3.15)可更明显地看出噪声系数与接收机内部噪声的关系, 实际接收机总会有内部噪声 ( $\Delta N > 0$ ), 因此,  $F_n > 1$ 。只有当接收机是理想接收机时, 才会有  $F_n = 1$ 。

由式(3.15)可得接收机内部噪声为

$$\Delta N = (F_n - 1) N_i G_a \quad (3.16)$$

由式(3.13)可得输出噪声为

$$N_o = F_n G_a N_i \quad (3.17)$$

## 2. 级联系统的噪声系数

为简单起见, 假定级联系统各级带宽相等。由式(3.16)和式(3.17)可得图 3.16 和表 3.1。

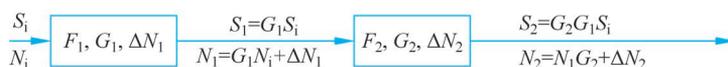


图 3.16 级联系统噪声系数推导用图

表 3.1 级联系统噪声系数推导用表

	第一级	第二级
噪声系数	$F_1 \triangleq \frac{S_i/N_i}{S_1/N_1} = 1 + \frac{\Delta N_1}{N_i G_1}$	$F_2 \triangleq \frac{S_i/N_i}{S_2/N_2} = 1 + \frac{\Delta N_2}{N_i G_2}$
内部噪声	$\Delta N_1 = (F_1 - 1)G_1 N_i$	$\Delta N_2 = (F_2 - 1)G_2 N_i$
输出信号	$S_1 = G_1 S_i$	$S_2 = G_2 G_1 S_i$
输出噪声	$N_1 = F_1 G_1 N_i$	$N_2 = N_1 G_2 + \Delta N_2 = F_1 G_1 G_2 N_i + (F_2 - 1)G_2 N_i$

由图 3.16、表 3.1 和式(3.13)可得

$$F_0 = \frac{S_i/N_i}{S_2/N_2} = \frac{F_1 G_1 G_2 + (F_2 - 1)G_2}{G_2 G_1} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)F_1}{G_1} \quad (3.18)$$

同理可证,  $n$  级电路级联时接收机总噪声系数为

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.19)$$

式中,  $F_1, F_2, \dots, F_n$  和  $G_1, G_2, \dots, G_n$  分别表示第一级、第二级……第  $n$  级电路的噪声系数和额定功率增益。

由式(3.19)可得出重要结论: 为了使接收机的总噪声系数小, 要求各级的噪声系数小, 额定功率增益高。而各级内部噪声的影响并不相同, 级数越靠前, 对总噪声系数的影响越大。所以, 总噪声系数主要取决于最前面几级, 这就是接收机要采用高增益低噪声前置放大器的主要原因。

### 3.5.2 灵敏度

接收机的灵敏度表示接收机接收微弱信号的能力。噪声总是伴随着微弱信号同时出现, 要能检测信号, 微弱信号的功率应大于噪声功率或者接近噪声功率。因此, 灵敏度用接收机输入端的最小可检测信号功率  $S_{\text{imin}}$  来表示。在噪声背景下检测目标, 接收机输出端不仅要使信号放大到足够的数值, 更重要的是使其输出信号噪声比  $S_o/N_o$  达到所需的数值。通常终端检测信号的质量取决于信噪比。

接收机噪声系数也可写成

$$\frac{S_i}{N_i} = F_n \frac{S_o}{N_o} \quad (3.20)$$

此时, 输入信号额定功率为

$$S_i = N_i F_n \frac{S_o}{N_o} \quad (3.21)$$

式中,  $N_i = kT_o B_n$  为接收机输入端的额定噪声功率, 于是进一步得到

$$S_{\text{imin}} = k_0 T_0 B_n F_n \left( \frac{S_o}{N_o} \right)_{\text{min}} \quad (3.22)$$

### 3.5.3 数字化接收机

由于数字信号处理技术的发展和相干雷达及声呐信号处理技术的发展,现代雷达和声呐都已完全数字化。图 3.17(a)为复包络处理型数字化雷达和主动声呐的原理框图。由于雷达和主动声呐均满足窄带条件,信号处理可以采用复包络进行处理而不会损失任何信息,这样可以大幅度降低 A/D 转换频率和对信号处理器的要求。在之前的雷达或声呐接收系统,为了得到复包络,模拟部分需要采用正交双通道,其最大的缺点是设备复杂(需要两个模拟通道)且存在双通道不一致性。为了简化模拟接收通道和保证正交双通道的一致性,现多采用中频直接采样技术得到复包络。对于声呐来说,一般不需要混频,故以虚框标示。中频直接采样有两种实现方法:一是采用正交采样型的 A/D 转换器,输出直接得到同相分量和正交分量;二是经 A/D 采样后,将数字信号通过正交采样的方法得到正交分量。

如图 3.17(b)所示,由于被动声呐信号不满足窄带条件,因此不能解调成复包络形式,必须采用实信号进行处理。尽管被动声呐信号处理是一维的(仅有方位处理,时间处理为简单的积累或有限个波束作 LOFAR 处理),但其运算量并不小,因为其波束形成不能采用移相而必须采用时延来实现。

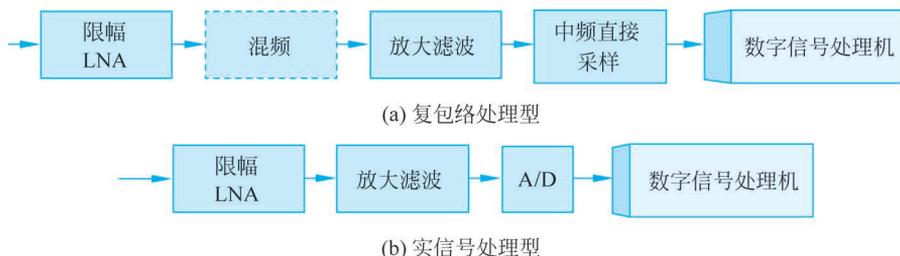


图 3.17 数字化接收机框图

## 3.6 增益控制

接收机的动态范围表示接收机能够正常工作所容许的输入信号强度范围。如果接收的信号太弱,就不能检测出来;如果接收信号太强,接收信号就会饱和过载。因此,动态范围是接收系统的一个重要质量指标。为了防止强信号引起过载,需要增大接收机的动态范围,这就要有增益控制电路。

一般雷达和声呐都有增益控制,如跟踪雷达需要得到归一化的角误差信号,以使天线正确地跟踪运动目标,就需要采用自动增益控制。另外,由海浪等地物反射的杂波干扰、敌方干扰机施放的噪声调制等干扰信号电平,往往远大于有用信号电平,更会使接收机过载而不能正常工作。为使雷达的抗干扰性能良好,通常要求接收机有专门的抗过载电路,如瞬时自动增益控制电路、灵敏度时间控制电路、对数放大器;在声呐中也有自

动增益控制、时间增益控制、混响增益控制、对数放大器等。

增益控制的方法很多,如雷达接收机中的自动增益控制(AGC)、瞬时自动增益控制(IAGC)、灵敏度时间控制(STC)等;声呐接收机中的自动增益控制(AGC)、时间增益控制(TVG)、混响增益控制(RCG)、限幅器、对数放大器等。

雷达的 STC 和声呐的 TVG 主要目的有两个:一是使得远近目标回波一致,因为同一目标远距离回波比近距离弱;二是减小杂波或混响的影响,降低虚警概率,因为近程的杂波或混响比远程大得多。其特点是:近处增益小,远处增益大;一般采用开环控制,较为简单。

本节重点介绍对于雷达和声呐接收机中都很重要的自动增益控制,它属于闭环控制,较为复杂。

### 3.6.1 自动增益控制工作原理

所谓自动增益控制系统,是指接收机的增益随着输入信号的强弱自动改变,使得输出基本保持恒定的系统。

图 3.18 给出了一种简单的 AGC 电路方框图,它由一级峰值检波器和低通滤波器组成。接收机输出的视频脉冲信号经过峰值检波器,再由低通滤波器除去高频成分之后,就得到自动增益控制电压  $U_{AGC}$ ,将它加到被控的中频放大器中,就完成了增益的自动控制作用。当输入信号增大时,视频放大器输出  $u_o$  随之增大,引起控制电压  $U_{AGC}$  增加,从而使受控中频放大器的增益降低;当输入信号减小时,情况正好相反,即中频放大器的增益会增大。因此,自动增益控制电路是一个负反馈系统。

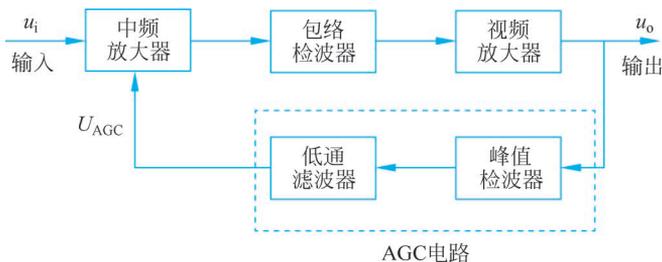


图 3.18 一种简单的 AGC 电路方框图

### 3.6.2 自动增益控制系统的特性

有 4 个量可用于表征 AGC 控制接收机的特性,即动态范围、平滑系数、线性度和最佳时间常数。

#### 1. 动态范围

动态范围决定于信号随距离的变化、目标强度随方位角的变化、介质和目标类型的变化以及显示器极限动态范围。

#### 2. 平滑系数

为了获得好的显示背景,要求 AGC 电路输出起伏要小,而起伏大小与带宽和积分时间的乘积成反比,且因背景不平稳,增益控制本身非线性而变大。因输出幅度起伏会使显示

器对比度变坏,并产生虚警,故常用平滑系数来衡量接收机输出的起伏程度。所谓平滑系数,是指接收机动态范围(单位为 dB)与输出电平相对起伏(单位为 dB)之比,它决定了产生虚警的程度。平滑系数到底选择多少才合适,取决于 AGC 电路后接设备的形式和要求。

### 3. 线性度

线性度指接收机输出端不产生失真时,其输入端的动态范围,以便适应接收机输入的全部背景变化。AGC 接收机常备有手控增益控制,以便减少接收机增益,并防止强回波使显示器饱和。

### 4. 最佳时间常数

最佳 AGC 的积分时间常数要选得合适。积分时间常数选取的方法是利用杂波(声呐中为混响)幅度的变化率比回波幅度变化率小的规律,选择较长的 AGC 的时间常数,以使控制部件对杂波有响应而不对回波有响应。但 AGC 的时间常数不能过长。时间常数小,则电路恢复快,跟踪性能好,但短时间常数的输出起伏大,易产生虚警;时间常数缩小,提高了对杂波的响应,但使回波包络更加畸变(产生大的负斜率或跌落),降低了回波信号功率。然而加大时间常数,虽能抑制虚警,减少回波失真,但接收机的跟踪能力却也降低了。一般来说,时间常数与输出电压的瞬时值成反比,而放大器饱和效应却使恢复时间变长。因此,最佳时间常数的选择要兼顾跟踪能力、虚警率、回波失真程度以及输出方差等各种因素。

## 思考题与习题

- 3.1 电子探测系统发射机的功能是什么? 有哪些技术指标? 这些指标与哪些因素有关?
- 3.2 发射系统组成包括哪些部分? 各自的功能是什么?
- 3.3 雷达主振放大式发射机的特点是什么?
- 3.4 雷达频率合成器的主要指标是什么? 3 种基本频率合成技术的基本原理与特点有哪些异同?
- 3.5 声呐发射机匹配网络的主要任务是什么?
- 3.6 声呐收发转换开关的工作原理是什么?
- 3.7 雷达接收机和声呐接收机组成分别包括哪些部分? 有哪些技术指标? 这些指标与哪些因素有关?
- 3.8 噪声系数的物理意义是什么? 它受哪些因素影响?
- 3.9 接收机灵敏度与噪声系数之间的关系?
- 3.10 已知在雷达接收机中,晶体混频器的额定功率传输系数  $G_e=0.2$ ,噪声系数  $F_e=10$ ,中频放大器的噪声系数  $F_1=6.99\text{dB}$ 。现用噪声系数为  $3\text{dB}$  的高频放大器来降低接收机的总噪声系数。如果要使总噪声系数降低为原来的  $1/10$ ,高频放大器的额定功率增益应为多少?
- 3.11 多级线性放大电路噪声系数主要取决于哪一级? 为什么?
- 3.12 自动增益控制系统的工作原理及其特性是什么?