

内 部

78002

电子技术会议录

——雷达发射调制技术专辑

第四机械工业部第一研究所

· 一九七八年五月

目 录

关于新体制雷达发射机的几个问题.....	(1)
高稳定连续波发射机整机设计中的若干问题.....	(15)
微波宽带功率放大器的设计.....	(29)
FC-10F超高频功率放大器	(47)
七公分固态调频连续波发射机.....	(61)
微波晶体管功率放大器.....	(67)
双工线调制器在正失配和负配条件下的分析.....	(87)
可控硅降Q稳幅电路.....	(94)
恒流刚管调制器.....	(104)
5.2千兆赫连续调相器	(107)
激光耦合器阶段汇报小结.....	(113)
中功率行波管的可控硅调制器和截尾电路的新应用.....	(118)
用于250千瓦磁控管发射机的直流磁调制器	(125)
雷达发射机中的可控硅调压装置.....	(131)
10KW可控硅调压稳压电沅	(145)
波导V弧控保装置.....	(151)
大功率撬棒介绍.....	(163)
前向波放大链相位、噪声特性的测试.....	(172)
关于射频功率自动稳定器的研制.....	(181)

关于新体制雷达发射机的几个问题

西电 强伯涵

一、引言

六十年代以来雷达体制有了较大的进展，特别是数字技术的发展和电子数字计算机的应用，使许多新体制雷达有了实现的可能。目前为了提高地物杂波下的可见度，广泛采用数字动目标显示技术或脉冲多卜勒体制，为了增大探测距离或改善距离鉴别能力，采用脉冲压缩技术，为了提高抗干扰能力，采用频率捷变技术或脉冲串波形，此外，三坐标雷达、多功能相控阵雷达的应用也日益增多。就发射机的角度来说，这些新体制雷达的特点主要表现为雷达信号形式不同以及对信号稳定度有较高的要求。例如，脉冲压缩、综合孔径、频扫三坐标及多功能雷达等都要求雷达信号具有大的持续时间带宽积（TB）和相位相干性。在稳定度方面，例如动目标显示在三厘米波段要求频率稳定度在 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ 数量级，而脉冲前沿的抖动不得大于几个毫微秒；脉冲多卜勒体制，当要求杂波抑制比为90分贝时，短期频率稳定度甚至要达 10^{-10} ，其相位失真不得大于几度。

为了正确地制订发射机的技术指标，应该了解新体制雷达为什么对发射机提出这些特殊的要求，了解它与各部分的关系以及可能的实现途径。本文将对这些有关问题作一简要的介绍。

二、几种新体制雷达对发射机的特殊要求

新型雷达体制，除了和常规雷达一样，要求发射机效率高、体积小、重量轻和可靠性高以外，还有一些特殊的要求。这些特殊要求可归结为要有高的短期和长期频率稳定度，能快速变频，有宽的瞬时带宽，相位稳定，噪声低，适应大范围的脉宽和工作比，能够进行复杂调制等。下面就几种主要雷达体制分别加以说明。

(1) 脉冲压缩

为了获得高的探测能力和好的距离分辨力，现代雷达普遍采用脉冲压缩技术，即采用信号持续时间 T 与信号带宽 B 的乘积远大于1（ $TB \gg 1$ ）的发射信号。从脉宽 T 和带宽 B 的数值来区分，脉冲压缩雷达可分为两类：一类是为了克服峰值功率的限制以增大探测距离的，它们的脉宽较长，可达数十至数百微秒，甚至有达毫秒量级的，但瞬时带宽不大，一般只有几兆赫；另一类主要是用来获得高距离分辨力的，例如机场监视、地形测绘以及用于分辨目标的细微结构等，它们的脉宽往往不大，但瞬时带宽可以很宽，达数百兆赫。显然，用于脉冲压缩的发射机，首先要满足上述大脉宽或大瞬时带宽的要求。

脉冲压缩雷达发射机的另一个重要问题是信号失真问题。在发射机中信号失真有两个来源：一个是频率域的失真，它是放大链的振幅特性和相位特性的非线性引起的；另一个是时间域的失真，是由调制脉冲的失真（例如顶部的脉动）和脉冲振幅不稳定引起信号的附加相位调制和振幅调制而造成的。

信号失真问题可以用成对回波理论来分析。分析表明，不论是信号的频率失真还是寄生调制都会使主回波两侧出现成对的虚假回波。假设频率失真或寄生调制为简谐性质，它们在带宽 B 或持续时间 T 之内具有 n 次变化，变化的幅值为 m ，则所产生的虚假回波离主回波的时间

隔为 $\frac{n}{B}$ ，或近似等于 $n\tau$ （ τ 是压缩后的主回波脉冲宽度），虚假回波的振幅等于失真幅值的一

半即 $\frac{m}{2}$ （相对于主回波振幅）。显然，为了保证脉冲压缩雷达良好工作，对虚假回波的大小

应有一定要求。典型值是虚假回波应比主回波小30~40分贝。这样就对发射机的频率失真和寄生调制的最大值提出了要求。例如当成对回波电平不大于30分贝时，振幅脉动应小于3%，相位脉动应小于2.8°，不过这个要求还和失真的变化次数 n 有关。如果失真的变化很慢，例如 $n \ll 1$ ，则虚假回波就有一部分与主回波重迭，或者可能全部落在压缩后脉冲宽度之内。所以当 $n \ll 1$ 时，失真的影响是使主回波变宽和不对称，使雷达的距离分辨力有所降低。这样的虚假回波当然可以允许大些。

发射机的频率失真通常和所用的超高频管本身的非线性有关，也和所用馈线系统的匹配情况有关。一般说来，在信号带宽小于百分之几的情况下，匹配良好的宽频带超高频管可以不必考虑频率失真的影响。但是，如果负载匹配情况不良，也可能引起显著的非线性失真。例如，某大功率行波管在不同负载驻波比条件下产生的相位和振幅特性的非线性峰-峰值，如表1所示。

表1 负载不匹配造成的非线性失真

负载驻波比	峰-峰值 误差	
	相 位	振 幅
1.63 : 1	15°	0.75分贝
1.40 : 1	11°	0.55分贝
1.21 : 1	6°	0.25分贝

由表可知，当负载驻波比为1.63时，由于该级的相位非线性失真这一项所造成的虚假回波电平就接近40分贝。对于要求整个发射机的虚假回波在30~40分贝以下，这项失真显然太大了。

对于信号的瞬时带宽大于百分之几的情况（例如美帝ALCOR相干测量雷达，它的宽带信号的瞬时带宽为500兆赫，相对带宽接近10%），则超高频管本身的非线性以及它和馈线的匹配问题都要十分注意。

时间域失真的影响一般比非线性失真更严重。因为不管信号带宽 B 是多大，由于脉冲调制器或电元的瞬态现象很容易在脉冲持续时间 T 内产生几周的幅度或相位调制，所以调制脉冲的顶部脉动或电元波纹必须满足如下要求：在脉冲持续时间 T 内把失真分解为傅里叶分量，对于时间 T 内为 $2 \sim BT$ 周的分量其幅度必须足够小，对于 $n \gg BT$ 的分量，因落在匹配滤波器通带之外，可以不加考虑，对于 $n \ll 1$ 的分量，则要小到不足以使主回波过分展宽。这里也举个例子加以说明。某线性调频脉冲压缩雷达，末级用大功率速调管，采用阴极脉冲调制，阴极电压为140千伏，电子注电流为145安，脉冲宽度为30微秒。管子对阴极电压的相位

灵敏度为 $7^\circ/1\%$ 。根据系统要求,由脉冲顶降造成的相位线性偏离不得大于 15° ,由于脉冲顶部脉动造成的寄生相位调制为 5° (对于 $n \leq 1$)和 1.2° (对于 $n \geq 1$)。可见,调制脉冲在30微秒内的顶部降落应小于:

$$15^\circ/7^\circ/1\% = 2.14\%$$

脉冲顶部的脉动应小于:

$$5^\circ/7^\circ/1\% = 0.714\% \text{ (对于 } n \leq 1 \text{)}$$

$$1.2^\circ/7^\circ/1\% = 0.177\% \text{ (对于 } n \geq 1 \text{)}$$

对脉冲调制波形的上述要求是相当严格的,往往要采取一些特殊措施才能达到。

除了信号失真以外,有时还要考虑发射机的带内噪声输出对雷达的影响,因为带内噪声输出同样会引起脉冲压缩的时间旁瓣。一般要求发射信号的频谱纯度电平在50分贝以上。

(2)动目标显示

最常用的动目标显示技术是所谓的相干动目标显示,它是利用动目标回波信号的多卜勒频移来区分运动目标和固定目标的。就相干动目标显示技术而言,既可以用单级振荡式发射机,也可以用多级放大式发射机。但是,如果要消除二次地物回波,就必须保持脉间相干,应采用多级放大式发射机。

发射机的各种不稳定情况都会对动目标显示系统的性能产生限制。通常用改善因子 I 来表征动目标显示雷达的性能。改善因子 I 是指接收机输出的信杂功率比与接收机输入的信杂功率比之比。

这里不来推导发射机各种不稳定因素对于改善因子 I 所起影响的关系式,仅在表2中列出所得的结果。表2假设各项不稳定因素的峰值都发生在相邻脉冲之间。如果该不稳定因素具有随机性质,那么公式中的峰值可用均方根值代替。此外,如果不稳定因素的出现具有某一已知的频率(例如高压电流的波纹),则不稳定所造成的相对影响,可由其等效多卜勒频率在动目标显示系统的速度响应曲线上的位置来确定。例如,当它的响应比最大响应低6分贝时,则对改善因子的限制就要比表2中的限制约小6分贝。

表2 发射机不稳定因素对动目标显示改善因子的限制

相邻脉冲间的不稳定因素	对改善因子的限制
发射机的频率变化 Δf	$I = 20 \log \frac{1}{\pi \Delta f \tau}$
发射机的相移变化 $\Delta \varphi$	$I = 20 \log \frac{1}{\Delta \varphi}$
发射脉冲的抖动 Δt	$I = 20 \log \frac{\tau}{\sqrt{2} \Delta t \sqrt{D}}^*$
发射脉冲宽度的抖动 $\Delta \tau$	$I = 20 \log \frac{\tau}{\Delta \tau \sqrt{D}}^*$
发射脉冲振幅的变化 ΔE	$I = 20 \log \frac{\Delta E}{E}$

为了对发射机稳定性要求有一具体的概念,下面举一个例子来说明。

* D 是编码脉冲时间带宽积,对于非编码脉冲 $D = 1$

一部频率为1300兆赫的雷达，脉冲宽度为2微秒，重复频率为360赫。要求系统的改善因子在40分贝以下，对发射机的任一单项不稳定因素而言，对改善因子的限制应在50分贝以下（相当于电压比为316:1）。若发射机用行波管做激励级，以增幅管做末级，则相邻脉冲间的相位不稳定值应小于

$$\Delta\varphi = \frac{1}{316} = 0.00316 \text{ 弧度} = 0.18^\circ$$

若每级允许的相位不稳定值为 0.1° ，则对增幅管而言，允许的电流变化应小于

$$\frac{\Delta I}{I} = \Delta\varphi / K\%$$

式中，K是增幅管对每1% $\frac{\Delta I}{I}$ 的相位调制灵敏度，设 $K = 0.4^\circ$ ，

$$\text{则 } \frac{\Delta I}{I} = \frac{0.1}{0.4} \% = 0.25\%$$

若所用的是线型脉冲调制器，则调制器允许的脉冲电压变化应小于

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{1}{2} \frac{\Delta I}{I} = 0.12\%$$

对于行波管来说，其相位调制灵敏度为 $\frac{\Delta\varphi}{\varphi} \approx \frac{1}{3} \frac{\Delta E}{E}$ ，若行波管的电长度为 10λ ，则电子注电压的不稳定值应小于

$$\frac{\Delta E}{E} = 3 \frac{\Delta\varphi}{\varphi} = 3 \frac{0.1^\circ}{10 \times 360^\circ} = 0.008\%$$

假设行波管采用阴极调制，也为线型脉冲调制器，则高压电沅电压变化1%引起的调制脉冲电压的变化为0.8%，故高压电沅的波纹应小于

$$\frac{\Delta E_0}{E_0} = \frac{1}{0.8} \frac{\Delta E}{E} = 0.01\%$$

发射脉冲的时间抖动必须小于

$$\Delta t = \frac{\tau}{316\sqrt{2}} = \frac{2 \times 10^{-6}}{316\sqrt{2}} = 4.5 \times 10^{-9} \text{ 秒} = 4.5 \text{ 毫微秒}$$

脉冲宽度的不稳定值必须小于

$$\Delta\tau = \frac{\tau}{316} = \frac{2}{316} = 0.006 \text{ 微秒}$$

脉冲振幅的变化必须小于

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{1}{316} = 0.3\%$$

从上面这个例子可以看出，用行波管做放大管时，由于相位稳定性的要求对电子注电压的稳定性特别严格，而对于窄脉冲系统，脉冲的时间抖动要求特别严格。

在动目标显示系统中，为了克服音速的影响，常常采用参差脉冲重复频率来工作。在这种情况下，对发射机不稳定因素的要求，虽然和对以单一脉冲重复频率工作时一样，但发射机要满足这些要求就更困难了。这时使调制器输出变化的最主要原因是脉间高压电沅电压的变化，而且不大可能用增大电沅滤波电容的办法来改善。为此，在参差脉冲重复频率下工作

时,对于刚性开关调制器,通常要用串联稳压器或工作于恒流状态,对于线型脉冲调制器,可用降 Ω 稳幅电路或采用旁路调整技术。

如果在脉冲压缩雷达中采用动目标显示技术,则还有由于寄生调制及噪声引起的时间旁瓣不能被对消的问题,因为这些时间旁瓣具有随机的性质。例如,随机的时间旁瓣若比发射信号低40分贝,但杂波超过检测门限60分贝,则动目标显示的剩余输出就超出门限20分贝,会使动目标显示系统失效。虽然这个问题在对消系统中还可以设法得到一些解决,但发射机的稳定问题需要特别注意。

(3)脉冲多卜勒

脉冲多卜勒雷达,也是一种利用运动目标的多卜勒频移从地物杂波背景中检测出有用信号的雷达,它对固定目标的抑制能力,一般来说,比动目标显示系统还要好10~20分贝,并可测定目标的速度。它的特点是对脉冲串的单根谱线进行多卜勒滤波,为了避免速度模糊,采用高的脉冲重复频率。脉冲多卜勒雷达必须用多级放大式发射机。

脉冲多卜勒发射机除了高工作比这个特点外,主要是稳定度问题。为了方便起见,通常在频域中(而不是在时域中)衡量其稳定度,也就是用信号的谱线宽度和频谱纯度来表示发射机的稳定度。

雷达信号的谱线宽度直接影响脉冲多卜勒雷达的作用距离和速度分辨力。因为信号通常是窄带的,而噪声是宽带的,若能将滤波器的带宽压缩到与信号带宽相匹配,就可以提高滤波器输出的信号噪声比,也就是改善其作用距离。所以,比较窄的信号谱线宽度有可能提高作用距离。至于多卜勒滤波器的带宽窄,速度分辨力就高,这是十分明显的。

信号的频谱纯度是指主谱线以外的噪声边带,它通常是由寄生调制引起的。如果信号的噪声边带相当大,以致地物杂波的噪声边带在所要求检测的多卜勒频率上大于接收机的热噪声电平,那么就会影响脉冲多卜勒雷达杂波下的可见度。另一方面,在一定的检测电平下,这些噪声边带还可能作为假目标出现在目标检测电路中,或者也可能使接收机的输出信噪比变坏。

信号的谱线宽度主要取决于主振器的质量,并随倍频次数而增加。因此,对于用晶振倍频法的主振器,通常应尽量把晶振频率取得高些,以减小倍频次数。例如机载脉冲多卜勒雷达,10千兆赫主振器的谱线宽度为100兆赫,若晶振频率为100兆赫,则其谱线宽度要求为1赫。

信号的频谱纯度和寄生调制有关。寄生调制可分为载波寄生调制和脉冲寄生调制两种类型。载波调制又可分为振幅调制、共同的频率调制和单独的频率调制。所谓共同的调制是指发射信号和本振信号有相同的调制规律,而单独的是指发射信号或本振信号所独有的寄生调制。脉冲调制也可分为共同的脉位调制、单独的脉位调制、单独的脉宽调制以及脉冲顶降。这里所指的共同调制为发射脉冲与距离波门、发射机阻塞波门之间有共同的调制规律,否则就称为单独的寄生调制。共同的脉宽调制一般不会出现,脉幅调制在其它要求得到满足时也可以忽略。

就寄生调制的规律而言,有正弦调制、窄带噪声调制和脉间随机调制。脉冲顶降可单独考虑。下面分别加以说明。

正弦调制 这类调制通常是由电沉波纹电网频率干扰或正弦振动等引起的。正弦调制产生的离散调制边带对脉冲多卜勒雷达的影响和边带频率的数值有关。例如,当寄生调制产生的边带频率离信号谱线的间隔比检测滤波器到主瓣杂波边缘的频率间隔 f_{min} 大时,就必须

使该分量低于接收机的热噪声，否则就会把它误认为目标，或者降低该多卜勒频率上的目标信噪比。如果边带频率位于接收机检波前滤波器带宽 B_n 的一半与 f_{min} 之间，则由于所要检测的目标的边带能量落到检测滤波器之外，要产生信噪比损失；在此频率范围内，强目标的调制边带落到邻接检测滤波器中也可能表现为虚假的弱目标。不过，后者对于低于 $5B_n$ 的边带频率影响并不严重，因为滤波器的边缘不会很陡，不致于把这些边带误认为是分离的目标。频率更低的调制边带，也会引起信噪比损失，或者引起过大的跟踪误差。但从国外脉冲多卜勒雷达的现场测试报导来看，主要是虚假回波问题，而且分析表明，为满足这一要求，对发射机的限制往往严于其它要求。所以这里仅列出对发射机在较高调制频率上的要求(表3)。表中的信噪比损失假设为0.1分贝。

表3 载波或脉冲正弦调制的允许偏离值与调制频率的关系

调制频率		载波调制		脉冲调制		
		共同调频 δ_F	单独调频 δ_F	单脉冲调制 δ_w	共同脉位调制 δ_p	单独脉位调制 δ_p
$\frac{B_n}{2} - f_{min}$	目标信噪比损失	$f_m(0.1i!)^{\frac{1}{i}}$	$2f_m(0.1i!)^{\frac{1}{i}}$	无要求(对自然采样)		
	杂波展宽	$f_m \left[j! \sqrt{\frac{K_S}{C/N}} \right]^{\frac{1}{j}}$	$2f_m \left[j! \sqrt{\frac{K_S}{C/N}} \right]^{\frac{1}{j}}$			
$5B_n - f_{min}$	虚假目标	$f_m \sqrt{\frac{K_S}{(S/N)_{max}}}$	$2f_m \sqrt{\frac{K_S}{(S/N)_{max}}}$	$2\tau \sqrt{\frac{K_S}{(S/N)_{max}}}$	$\tau \sqrt{\frac{K_S}{(S/N)_{max}}}$	$2\tau \sqrt{\frac{K_S}{(S/N)_{max}}}$
$> f_{min}$	杂波展宽	$f_m \sqrt{\frac{K_S}{(C/N)}}$	$2f_m \sqrt{\frac{K_S}{(C/N)}}$	$2\tau \sqrt{\frac{K_S}{(C/N)}}$	$\tau \sqrt{\frac{K_S}{(C/N)}}$	$2\tau \sqrt{\frac{K_S}{(C/N)}}$

δ_F : 载频最大允许偏离值(赫)

δ_w : 脉宽最大允许偏离值(秒)

δ_p : 脉位最大允许偏离值(秒)

f_m : 调制频率(赫)

K_S : 调制边带功率相对系统噪声的安全系数($K_S \leq 1$)

$(S/N)_{max}$: 不引起自动增益控制或限幅的最大目标功率信噪比

(C/N) : 主瓣杂波与系统噪声功率比

$$i = \frac{1}{f_m} \left[\frac{B_n}{2} + f_m \right] \text{ 的整数部分}$$

$$j = \frac{1}{f_m} (f_{min} + f_m) \text{ 的整数部分}$$

为了有一个数量级的概念，计算几个典型的数值。设 $f_{min}=500$ 赫， C/N 为70分贝， K_S 取-10分贝，则在 $f_m=500$ 赫处，允许的单脉冲调频的最大偏离值为：

$$\delta_F = 2 \times 500 \times 10^{-4} = 0.1 \text{ 赫}$$

若用边带/载波功率电平来表示寄生调频的大小，则对于小的调制指数，每1千赫带宽的边带功率 P_{DS} 与载波功率 P_C 之比为：

$$\frac{P_{DS}}{P_C} = \left(\frac{\Delta f_{rms}}{f_m} \right)^2$$

现在 $f_m=500$ 赫， $\Delta f_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \delta_F = 0.07$ 赫，故

$$\frac{P_{DS}}{P_C} = \left(\frac{0.07}{500} \right)^2 = 2 \times 10^{-8}$$

即边带功率应比载波功率低83分贝(以1千赫带宽计算)。

若产生共同脉位调制,在上述同样条件下,最大脉位偏离为

$$\delta_p = \tau \sqrt{K_s / (C/N)} = \tau \times 10^{-4}$$

设脉冲宽度为1微秒,则最大脉位偏离仅为0.1毫微秒。

从以上数据可知,脉冲多卜勒雷达对发射机的短期稳定度要求是十分严格的。

窄带噪声调制 它的影响和正弦调制相似,仍可利用表3的公式,但所得的值是允许的噪声调制均方根值的 $\sqrt{2}$ 倍。

脉间随机调制 它的影响是杂波展宽噪声进入检测滤波器。如果是相位调制,则允许的调制均方根值(弧度)为: $[K_s f_R / (C/N) B_n]^{1/2}$; 如果是脉位调制或单边沿脉宽调制,则允许的调制均方根值(秒)为: $\tau [K_s f_R / (C/N) B_n]^{1/2}$ 。这里的 f_R 是脉冲重复频率。

脉冲顶降 脉冲顶降使射频信号的频谱包络失真,发生中心偏移,因此会减小有用信号的功率:

$$\text{功率损失百分数} = \frac{1}{3} \left(\frac{\pi}{3.6} K_\phi \frac{\Delta E}{E_0} \right)^2$$

式中, K_ϕ 是发射管的相位调制灵敏度, $\Delta E/E$ 是调制脉冲的相对顶降。由于行波管和速调管的相位调制灵敏度较高,故此项影响也要注意。

(4) 脉冲串波形

雷达信号理论表明,某一特定的信号波形只能适应一定的目标环境和给定的战术技术条件,对各种不同用途都理想的信号形式是不存在的。雷达信号的特性通常用模糊函数来表示。从模糊函数的形状来区分有刀刃形、钉板形和图钉形三种。现代数字化多功能雷达,为了适应不同的用途,往往要求雷达信号形式能随目标环境的不同而灵活地加以改变。雷达信号理论表明,脉冲串波形辅以不同的加权,可以灵活地获得不同的钉板形或图钉形模糊函数,因此脉冲串波形的应用有其可喜的前景。

发射机要适应脉冲串的工作,存在一定困难,其中最突出的是效率问题,特别是在阴极脉冲调制的情况下,在脉冲上升与下降期间产生的功率损耗相当大。为此,希望采用具有阴影栅的直线电子注微波管或能够自调制的正交场管。

脉冲串波形从本质上说来也是一种脉冲压缩,所以上述脉冲压缩信号的失真问题同样存在。在应用脉冲串波形的发射机中,往往要用振幅或相位的自动校正电路。

三、关于放大链的几个问题

根据上面的讨论,为了满足新型雷达体制的特殊要求,往往要采用多级放大式发射机。在这种发射机中,雷达信号在低电平级形成,发射机的主要任务是把低电平信号经若干级放大器(通常称为放大链)不失真地放大到要求的高功率电平。设计多级放大式发射机有许多问题,其中影响最大的是放大链的选择问题。本节着重讨论这个问题,兼而述及多级发射机所特有的噪声问题和不稳定度的予分配问题。

(1) 放大链的选择

目前微波波段(1000兆赫以上)广泛使用行波管、多腔速调管和正交场前向波管。因此放大链的组成方式大体有三种:行波管-速调管、行波管-行波管和行波管-前向波管。这三种方式各有其特点,应根据具体应用条件进行选择。

第一种方式的特点主要是由大功率速调管决定的。由于大功率速调管具有高的增益(约

25~60分贝) 和大的输出功率, 所以放大链的级数少, 相应地说比较简单。但其体积大, 重量重, 不仅多腔速调管本身, 而且它的磁聚焦系统及防护设备也相当庞大和笨重。此外, 它的工作电压较高 (约上百千伏), 瞬时带宽较窄 (约0.5%~5%, 行波速调管例外), 相位调制灵敏度也较高 (电子注电压改变1%约为 5° ~ 12°)。可见, 这种方式的放大链适用于要求功率大而对体积、重量限制不严的固定式雷达站。

对于移动式雷达, 后两种方式都有应用。据国外资料报导, 行波管-行波管式放大链在机载雷达中用得较多。这是因为机载雷达一般要求功率不大, 所以行波管的低效率 and 低电子枪导流系数尚不致有太大的影响, 而它的增益高 (约20~50分贝)、瞬时带宽大 (10~100%)、输出噪声小 (约-90分贝/兆赫), 因此放大链简单, 较能适应新雷达体制的需要。可是当要求发射机的功率较大时, 行波管往往会失去其优越性, 而其低效率和高工作电压的缺点却突出了。这时往往倾向于用第三种方式 (行波管-前向波管)。表4列出了同样功率电平下行波管和前向波管的各参数。由表可以看出, 除了增益和带内噪声这两项外, 其余参数前向波管均优于行波管。所以国外有的资料把行波管-前向波管放大链称为最佳组合。不过我们觉得还应结合具体条件来分析, 因为前向波管的低增益必然会使放大链的级数增

表4 行波管和前向波管参数比较

参 数	行 波 管	前 向 波 管
波段	C	C
输出频率 (峰值 平均)	500千瓦 5千瓦	500千瓦 5千瓦
阴极电压	-80千伏	-25千伏
收集极电压	-40千伏	—
增益	30分贝	13分贝
带宽	5%	10%
总效率	40%	55%
相位调制灵敏度	$14^{\circ}/1\%$	$4^{\circ}/1\%$
相位非线性	$\pm 15^{\circ}$	$\pm 10^{\circ}$
调幅/调相转换	$5^{\circ}/1$ 分贝	$2^{\circ}/1$ 分贝
振幅调制灵敏度	0.16分贝/1%	0.5分贝/1%
寄生输出	-30分贝	-45分贝
谐波输出	-30分贝	-45分贝
带内噪声	-130分贝/赫	-114分贝/赫
脉间噪声	-90分贝米/兆赫	-110分贝米/兆赫
高频时间跳动 (均方根值)	1 微秒	2 微秒
尺寸	$12^{\circ} \times 12^{\circ} \times 35^{\circ}$	$14^{\circ} \times 14^{\circ} \times 24^{\circ}$
重量	约100公斤	约80公斤

多, 放大链的级数一多, 就抵消了它的相位调制灵敏度低的优点, 并且放大链的复杂性也增加了。但是从这里倒可以提出个问题, 即能否在保持前向波管优点的前提下设法提高它的增益呢? 这种可能性是存在的。在一般的前向波管中, 高频激励信号形成的场, 在慢波系统表

面最强，靠近阴极表面较弱，所以它不能有效地控制从阴极发射出的电子流，从而造成了低增益。假如改变前向波管的结构，使高频激励尽可能地靠近阴极表面，就有可能提高其增益。这就是所谓阴极激励的前向波管。在这种前向波管中把阴极也做成慢波系统的结构，表面复以铂箔作为二次发射面。阴极慢波系统的一端是匹配负载，与阳极慢波系统的匹配负载在位置上是相对的，如图1所示，这样做是为了使高频输入端与输出端有效隔离。据美帝《雷声公司》报导，这种前向波管在1兆瓦功率电平上能以30分贝增益稳定工作。

另一种值得一提的方式是利用加注工作的磁控管作为放大链的末级或末前级。所谓加注工作就是用稳定的外来信号去同步磁控管的工作，但和一般的振荡器相位锁定又有区别，即外来信号是在磁控管加上调制脉冲之前就注入的。实践证明，这样做可以有效地抑制起始时间的噪声和抖动。据美帝《雷达手册》介绍，磁控管加注工作可获得40分贝的增益，甚至可以用固态微波沅来推动工作。理论分析表明，加注磁控管的瞬时带宽与增益的关系如下式所示：

$$B = 4.8 F_{0.2} \sqrt{\frac{1}{G}}$$

式中， $F_{0.2}$ 是磁控管的频率牵引系数，一般10厘米磁控管的 $F_{0.2}$ 约为10~15兆赫，3厘米磁控管约为15~20兆赫。所以当增益 $G=20$ 分贝时，可得的瞬时带宽约分别为5兆赫和10兆赫。但是利用电感窗加载的办法可以降低磁控管的有载Q值，从而增大 $F_{0.2}$ 值，这样可以提高增益而不致降低瞬时带宽值。考虑到研制一个新的前向波器件往往周期较长，而磁控管的现有品种较多，所以这种方式的应用还是值得一试的。

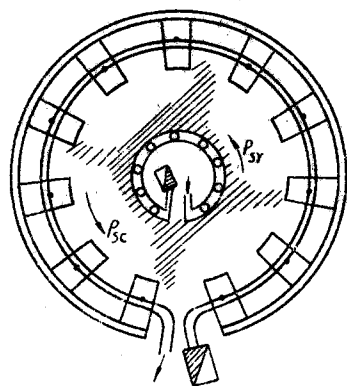


图1 阴极激励前向波管的结构示意图

(2) 噪声问题

为了获得雷达的高性能，必须对发射机产生的噪声加以足够的重视。放大链的噪声输出一般可分为三种类型：一种是寄生输出，这是指微波管产生的非工作模式的寄生振荡；一种是带内噪声，它是微波管在正常工作模式下工作时处于频带宽度内的噪声输出，还有一种是管子不工作处于脉冲与脉冲之间的所谓脉间噪声。

对于行波管和前向波管，最常见的寄生输出是在阴极调制时出现于脉冲上升边和下降边中的 π 模（或 2π 模）寄生振荡，从慢波系统的色散特性可以看出，这是由于 π 模振荡所要求的电子注同步电压最低的缘故。对于前向波管来说，在加上调制电压但未加高频激励时，还会有大的宽带噪声输出。

为了减小寄生输出，对于前向波管，除了使调制脉冲的上升和下降尽量快以外，还应使高频激励脉冲宽于调制脉冲，以套住调制脉冲。应该指出，即使是冷阴极的前向波管，仍要注意这个问题。因为管子在脉冲过后仍有重入的电子流（即使有漂移区）存在，这些重入的电子流会有足够的能量以保持阴极的二次发射。再说管子在起动以后，由于电子返击阴极，阴极也有热发射，所以对于后续的脉冲，如果不加高频激励，就会有较大的寄生输出。

对于行波管，不能采用使高频激励脉冲加宽的办法来抑制寄生输出，因为行波管具有较高的相位调制灵敏度，如果在调制脉冲的上升边和下降边内加入高频激励，那么就会产生严重的相位失真。第一节已经讨论过，这是系统所不允许的。为此，在行波管中，往往和在前向波管中相反，使高频激励脉冲窄于调制脉冲，让调制脉冲套住高频脉冲而避开上升边和下

降边。这样，为了抑制调制脉冲上升边与下降边内的 π 模寄生输出，就只有把上升边和下降边做得尽量陡，或者不用阴极调制，而采用调制阳极或栅极调制。还要注意的几级行波管级联的情况，因为行波管的小信号增益通常要比饱和增益大几个分贝，所以前级的寄生输出被放大时，其增益就比满功率输出时的高，其总误差一般可达12分贝。

放大链的带内噪声主要取决于微波管的质量，在级联的情况下，特别值得注意的是第一级（输入级）的信噪比，整个放大链的信噪比不可能比最差的一级好。

放大链的脉间噪声，一般可认为在阴极脉冲调制时影响不大，因为这时管子上不加高压，管子相当于一个无沅器件。但对于直流运用的前向波管或栅极调制的行波管，则要注意使其在脉间电子注电流充分截止，否则即使很小的电流流过也会产生严重的噪声输出。

(3) 不稳定度的予分配

雷达整机对发射机提出的不稳定度要求，当然不能等于放大链中任一级的不稳定度，而应该根据不稳定的性质、放大链各级实现的难易等权衡分配。一般说来，脉内的寄生调制、脉间的不稳定，有时还有相位线性度，都需要进行各级的不稳定度予分配。例如脉内的寄生调幅，显然前级（输入级）的影响是主要的，因为

$$S_{SC}(t) = \left[\prod_{n=1}^N \sqrt{G_n d_n} (1 + a_1 \cos \omega_{m1} t) + \prod_{n=2}^N \sqrt{G_n d_n} (1 + a_2 \cos \omega_{m2} t) + \dots + \sqrt{G_N d_N} (1 + a_N \cos \omega_{mN} t) \right] S_{Sr}(t)$$

式中， $S_{Sr}(t)$ 、 $S_{Sc}(t)$ 分别为放大链的输入信号与输出信号， G_n 是第 n 级放大器的增益， d_n 是第 n 级放大器输入环流器的正向衰减， a_n 和 ω_{mn} 分别为第 n 级放大器引入的寄生调幅的调幅系数和调制频率。考虑到 $G_n \gg 1$ ，所以

$$S_{SC}(t) \approx S_{Sr}(t) \prod_{n=1}^N \sqrt{G_n d_n} (1 + a_1 \cos \omega_{m1} t)$$

对于寄生调相，各级放大器引入的影响是迭加的，因为

$$S_{SC}(t) = \prod_{n=1}^N \sqrt{G_n d_n} |S_{Sr}(t)| e^{j[\omega_0 t + \theta(t) + \sum_{n=1}^N (b_n \sin \omega_{mn} t + \varphi_{mn})]}$$

式中， $|S_{Sr}(t)| e^{j[\omega_0 t + \theta(t)]}$ 是输入信号， $b_n \sin \omega_{mn} t + \varphi_{mn}$ 是第 n 级放大器引入的相位失真。可以看出，最不理想的是各级引入的调制频率 ω_{mn} 和初始相位 φ_{mn} 均相同的情况。

一般说来，高功率级要采取改善措施比较困难些，所以分配的不稳定度也应该大些。当然有些相位调制灵敏度特别不好的级也应适当照顾。有的资料介绍末阶的不稳定度能占整个发射机不稳定度的50%~75%，可供参考。

为了进一步改善放大链的振幅失真与相位失真（特别是后者），往往需要采用闭环的振幅或相位校正电路。

四、关于脉冲调制器

(1) 脉冲调制器的选择

关于各种脉冲调制器的性能在《雷达手册》第四分册中已有比较，这里不再重复。对阴

极脉冲调制而言，刚管调制器和线型调制器两者都可以应用。线型脉冲调制器通过最佳化设计同样可以取得良好的波形。但是，在要求进行复杂编码的场合，特别是脉冲串波形，通常只好采用串联式的刚管调制器。对于调制阳极，脉冲调制一般用浮动板调制器。

值得提出的是阵列式的组合调制器，刚管的和线型的脉冲调制器均可采用。但前者因受晶体管器件的限制，目前要做到大功率尚有困难，后者用可控硅作开关，看来较有前途。它的可靠性好，维护方便，成本低，体积相对来说较小，而且还便于标准化、系列化。关键的问题是要解决高变比的组合脉冲变压器。

(2) 脉冲校平问题

新体制雷达发射机对调制脉冲有严格的质量要求。前面已经说明，发射机的噪声和频谱质量直接与调制脉冲的上升下降时间、脉冲顶部的过冲、振铃、脉动和顶降、脉冲振幅的脉间稳定度等有关。由于微波管的振幅和相位调制灵敏度很难改善，所以高频脉冲的质量主要应由调制器给出良好的脉冲波形来控制。在脉冲调制器中，为改善脉冲顶部的平坦度和脉间振幅稳定度所采用的措施，均称为脉冲校平技术。表5和表6列出了刚管调制器和线型调制可能采用的脉冲校平技术，并简述了它们的特点。在调制器的设计中，首先要使调制器参数最佳化，当不能满足这种要求时，再辅以无沅校平技术，一般最后才采用有沅校平技术，因为这些都是以线路的复杂化为代价的。

表5 刚管调制器的脉冲校平技术

脉 内 校 平	无沅校平
	(1) RL网络顶部补偿：补偿脉冲顶降，效率略有降低，重复周期应比RL网络时常数大得多 (2) 用低阻抗人工线作储能电容：可消除顶降，但有2%以下的顶部脉动 (3) 二极管电沅钳位（图2）：可补偿脉冲变压器在可变重复频率下的状态偏移及电沅负载间分压引起的顶降，要求电沅有好的调整率与足够大的输出电容 (4) 调制管恒流工作加负反馈
脉 间 调 整	有沅校平
	(1) 开环串联调整（图3）：调制管工作于放大区，改变栅极激励电压以补偿脉冲顶降与过冲，脉内不稳定性一般可达0.5% (2) 闭环串联调整（图4）：回路稳定增益为10~20，能使1%的不稳定值降至0.1%~0.05%
脉 间 调 整	(1) 电子开关线电压调整器：可将电网电压或负载的15%变化降低到1%
	(2) 相控整流器：比线电压调整器有更大的控制范围，但开关瞬态效应严重
	(3) 串联调整稳压器：即一般的串联稳压器，整流部分可用12相 Δ -Y系统
	(4) 并联调整稳压器：通常用来减小脉冲负载对于电沅的变化
	(5) 可控硅逆变器电沅

表6 线型调制器的脉冲校平技术

脉 内 校 平	无沅校平 (1) 不均匀人工线：可补偿脉冲变压器励磁电感引起的顶降 (2) 二极管电容钳位(图5)：可消除人工线产生的顶部脉动及减小脉冲变压器产生的振铃，但电容上电压建立有暂态过程，线路效率有所降低 (3) 二极管电沅钳位(图6)：可补偿脉冲变压器在可变重复频率下的状态偏移及减小顶部脉动，要求电沅有好的调整率与大的输出电容 有沅校平 闭环并联调整(图7)：回路稳定增益为10，可使1%的变化降至0.1%
	脉 间 调 整 (1) 降Q法(图8)：人工线电压到达预定电平时，降低充电回路Q值，使充电截止，电沅有予调整时可使脉间波动降至0.1% (2) 旁路调整法(图9)：使人工线过充电，再通过旁路元件将过量电荷泄放掉，它较降Q法有更高的稳定度 (3) 阶梯充电法(图10)：人工线充电分若干阶梯进行，阶梯数由电平监测器经逻辑电路控制，它可以不要高压电沅变压器及大的滤波元件，应用于高重复频率尚有困难 (4) 组合调制器的补偿法：组合调制器中留部分组件作补偿振幅降低用

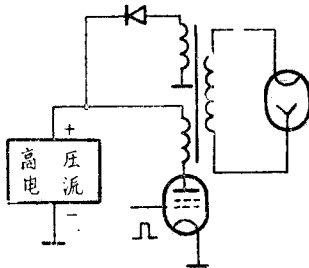


图2 刚管调制器的二极管电沅钳位电路

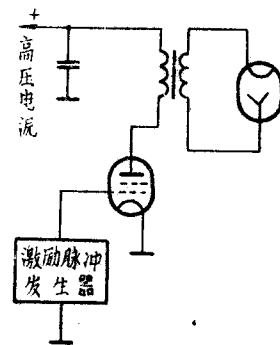


图3 刚管调制器的开环串联调整

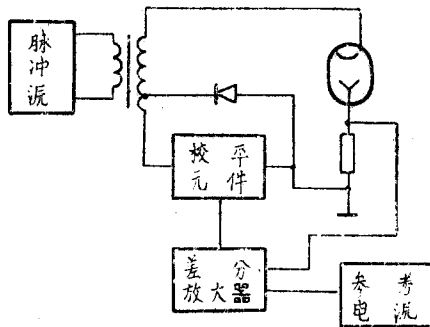


图4 刚管调制器的闭环串联调整

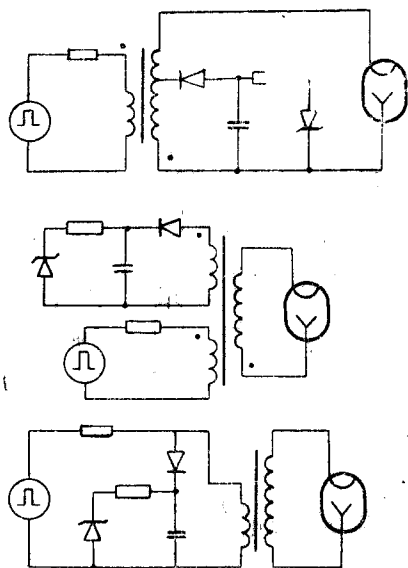


图5 线型调制器的二极管电离钳位电路

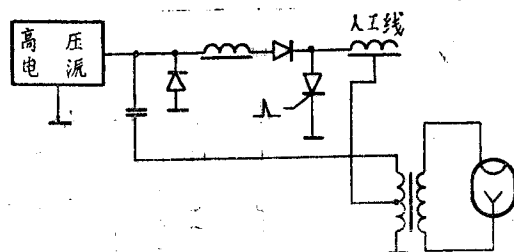


图6 线型调制器的二极管电流钳位电路

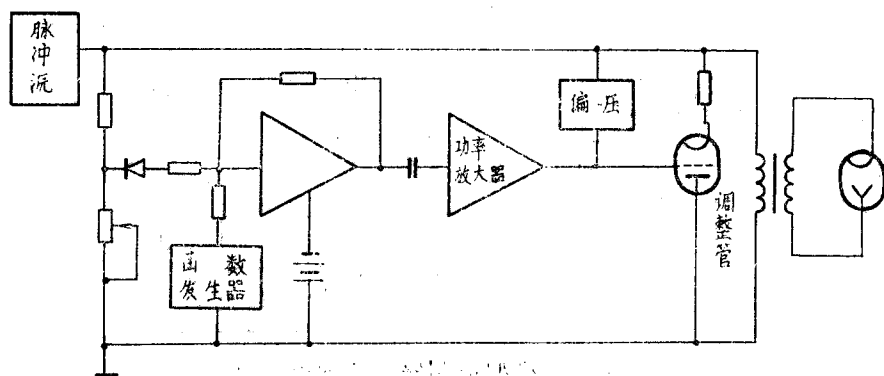


图7 线型调制器的闭环并联调整

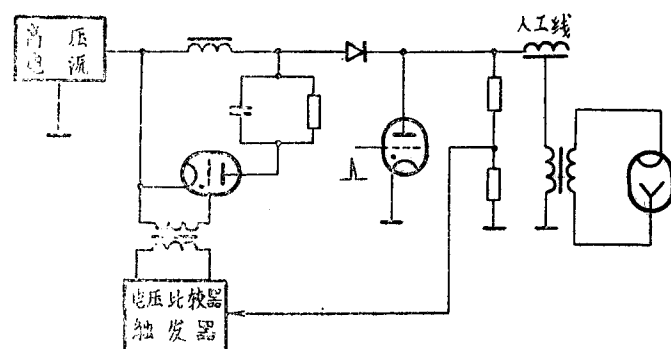


图8 线型调制器的降Q稳幅电路

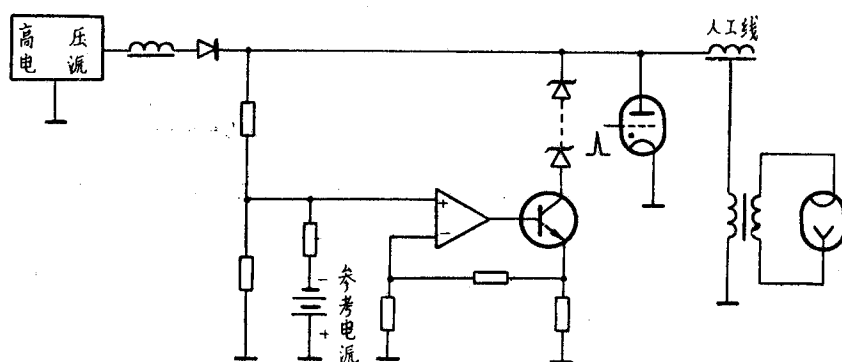


图9 线型调制器的旁路调整稳幅电路

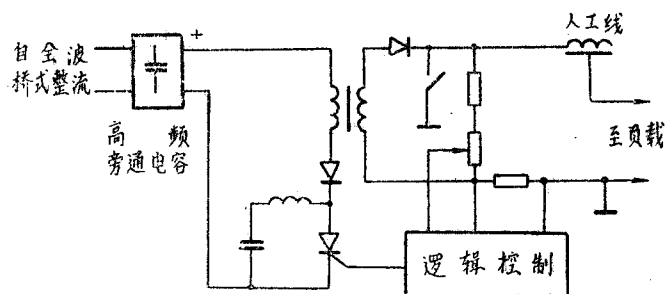


图10 线型调制器的阶梯充电电路

高稳定連續波发射机整机設計中的若干問題

赏宝珩执笔

一、引言

高稳定连续波发射机广泛应用于现代通信、多卜勒雷达、遙控、导航与精密跟踪测量系统中。现代高精密的单脉冲雷达，虽然具有单站定位测速的优点，然而对某些导弹、卫星轨道的测量却往往不能满足精度要求。连续波雷达组成的测量系统，在测角精度方面高于光学经纬仪一个量级，在测距与测速方面优于单脉冲雷达一至两个量级。所以能够做到这一点，是因为选择了好的测量体制，雷达的基准信号频率高度稳定，不但长期高稳定度性能好，而且瞬时稳定度性能好，数量级在 10^{-9} ~ 10^{-10} 范围。基准信号通常用品振或原子频标。连续波发射机的任务就是将晶振或原子频标信号经过频率变换与功率放大发射出去。为满足测距、遙控、通信等要求，在载频上还加上调制信号。连续波发射机在总系统中占重要作用。整机设计的任务主要就是如何多快好省地实现发射机的基本功能。

二、連續波发射机的主要特点与指标要求

1. 可靠性要求

由于雷达的工作对象往往是某个高速飞行器，工作时间短促，可靠性要求就较高。此外，高精密跟踪系统地面台站多，属于串联系统，因而对发射机分系统的可靠性要求又相应地提高了。通常可靠性指标有两种：① λ ——称作故障率，指单位时间内出现的故障次数；② $1/\lambda = M$ 称作平均无故障工作时间，设备在 t 时间内的可靠度按 $R(t) = e^{-\lambda t}$ 计算。可靠性高的电子设备，可靠度优于99.8%，〔12〕若平均无故障工作时间在1000小时以上，较差的则为90%及4~8小时；可靠性指标与整机设计，电子设备组成方案，元、器件可靠性有密切关系，并可通过备余度来提高可靠性。

2. 工作频段

连续波发射机大部分工作于 S、C、X 三个频段范围内。考虑工作频段的主要因素有电波传播的折射误差、天线的机动性能和发射器件所具备的条件等等，其中发射管是个重大的技术关。从馈线可靠性而言，波导优于同轴线，S 波段波导结构笨重，因此，从折中选择来说 C 波段较可取。

3. 功率电平

根据任务所要求的作用距离，通常较多地工作于1千瓦级水平，个别场合才考虑10千瓦，连续功率上升1个量级会对发射机整机的维护使用带来较大的复杂性。将发射机功率提高10千瓦，只能作为最后手段。不要輕易地选择大于10千瓦的发射功率。

4. 调制方式

调制方式取决于系统的总体设计，通常采用调相制，或付载频调相制。调相有数字与模拟两种，实现起来并无特别困难。中频调相器件本身经济可靠，不消耗微波功率，在某些条件下还可以利用多次倍频以扩大调制深度。这也是改善调制线性度的一种方法。但要相应地