

335834

成都工学院图书馆

基本馆藏

电子学译丛

上海市电子学会编译委员会编



16

上海市科学技术编译馆

09
3011
16

电 子 学 译 丛

(16)

上海市电子学会编译委员会编

*

上海市科学技术编译馆出版

(上海南昌路59号)

上海市印刷六厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本 787×1092 1/16 印张 6 12/16 字数 200,000

1965年11月第1版 1965年11月第1次印刷

印数 1-2,800

编号 15·329 定价(科七) 0.95 元

目 录

1. 4 毫米波长雷达实验装置	1
2. 交叉場前向波放大器——一种适用于雷达系统的新型电子管	11
3. 毫米波諧波发生器、混頻器和檢波器	16
4. 一种大倍頻系数的倍頻器	23
5. 最小損耗带通滤波器的設計	26
6. 四分之一波长短截綫的設計曲綫图	36
7. 毫米波段低損耗波导与元件的状况	37
8. 隧道二极管直流-交流变换器	41
9. 調諧放大器	50
10. 晶体三极管調幅器和解調器	53
11. 采用隧道二极管和晶体管的控制电路	60
12. 三极管轉換开关的某些实验研究結果	62
13. 扩展晶体管放大器的高頻响应	65
14. 測定晶体管頻率特性用的半导体扫頻仪	72
15. 半导体参数測量仪	76
16. 开关电路图解設計法	80
17. 在非綫性負載下失真极小的低頻振蕩器	83
18. 示波器的新用途——信号噪声比的測量	91
19. 随机取样示波技术	95
20. 低电平、低頻率檢測系統	102

1. 4 毫米波长雷达实验装置

H. Allaries

«Philips Technical Review» 1963/64, No. 10, pp. 274~286 (英文)

目前,在区域不太大、但需要高分辨力的地方,例如在狭窄而往来频繁的航路中调度船舶等场合下,一般使用 8 毫米波长的雷达。本文介绍的,是飞利浦研究所最近制成的一个 4 毫米波长的雷达实验装置。装置中采用了几个新型的管子,其中包括一个 4 毫米的磁控管和一个 4 毫米波长的反射速调管。虽然本装置所能观测的最大距离不过几千米,但在短距离应用时,细节的分辨力却非常良好。

目前雷达使用着各种不同的波段。波段的选择取决于雷达工作的距离。距离达数百公里时多用 25 厘米^[1]或 25 厘米以上的波长;一百公里以内的多用 10 厘米波长;距离再短时,可采用 3 厘米或更短一些的波长。一般说来,波长愈短,探测的距离就愈小。但是,另一方面,波长短了,分辨的本领提高了,也就是说,在荧光屏上分辨互相靠得很近的目标的本领增加了。

对某些特殊的用途,例如,在狭窄而又往来频繁的航线上调度船只,就需要用毫米波的波长。本刊早些时候曾介绍过 8 毫米波长的雷达^[2]。8 毫米波长雷达所能探测的距离是比较短的,但是这样的距离用在调度指挥航线上的船只时却已足够了。然而,这种雷达的分辨本领却十分强,在荧光屏上可以清楚地看见某些例如对导航来说是十分重要的细节。

由于得到了几个新的管子——其中有一个 4 毫米波长的磁控管和一个 4 毫米波长的速调管,研究所以装置了 4 毫米波长的雷达。图 1 所示是设备中的一部分。本设备的试制,使我们可以更进一步研究缩短波长对分辨本领和距离的影响以及与此有关的技术问题。

一般设计

为了获得尽可能高的径向分辨本领,发射的脉冲必须极短。但是,磁控管的工作波长有一定的限度,脉冲宽度低于某一最小值时,磁控管就不可能正常工作。经验证明,脉冲频率必须等于最佳负载条件下磁控管的空腔谐振系统的 Q 值。大多数磁控管

的 Q 值约为 200,那么,4 毫米波长时,最小的脉冲宽度是 4 毫微秒。实际选用的脉冲宽度是 5 毫微秒。理论上,这可以得到 0.75 米的径向分辨本领,但是,脉冲不可避免地会产生失真,故实际上分辨本领没有这么高。

每一点的切向分辨本领^[3]决定于发射的射频能束的宽度。在装置本文所述的雷达时,必须要注意天线附近的雷达波束的宽度粗略地说来是个常量,它的大小主要决定于天线本身的宽度。离开天线一定距离以后(这个距离决定于天线的孔径角),由于发散作用,波束会愈来愈宽。一方面,天线不可能做得很宽而又不影响短距离处的切向分辨本领。另一方面,狭天线的孔径角大,这又会使距离远时切向分辨本领降低。在 4 毫米雷达中,我们采用 1.5 米宽的天线。在水平面,天线孔径角(波束宽度)为 0.0027 弧度,相当于 0.15 度。在这种条件下,可以计算出,波束只有到了 560 米处才比天线本身宽。在 560 米以内,切向分辨本领实际上为常数且等于 1.5 米。

3 厘米或更长一些波长的雷达,通常采用发射和接收两用的天线。为了防止发射脉冲直接漏入接收机使接收机过载,在发射脉冲期间,接收机输入端用气体放电型的收发转换开关使之短路。但是,这种开关的着火(电离)时间有几个毫微秒,对于毫米波的短脉冲来说,它是无法起保护作用的。由于这个原因,和 8 毫米波长的雷达装置一样 4 毫米雷达也采用发射天线和接收天线分开的办法。两个天线都是由一个十分短的抛物线圆筒放在两块平行平板内组成的(见图 1)。两天线的宽度都为 1.5 米。垂直的孔径是 35 毫米,垂直面产生的波束宽度为 6.7° 。天线的方向性增益 $G_0 = 45$ 分贝。

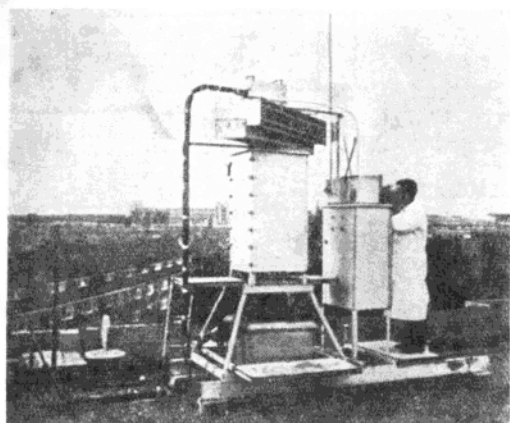


图 1 4 毫米实验雷达装置：照片为设备中的天线系统及发射机和接收机的一部分

如果要充分利用理论上的分辨本领，阴极射线管就要有显示图象细节的能力。4 毫米雷达采用的是 40 厘米直径萤光屏的阴极射线管——只要亮度不嫌过度的话，可以把光斑缩小到 0.5 毫米的直径。所以，为了在萤光屏上获得 0.75 米的最佳径向分辨本领，扫描面积的半径不应该超过 300 米。由于雷达的探测距离要比这远得多，也有可能转换到半径 1 千米或 3 千米的区域，此时，萤光屏就不能够有效地显示出所有有效径向细节。对切向分辨本领来说，在 300 米以内，萤光屏能够显示的图象细节超过了雷达的探测能力。距离超过 300 米情况就相反。

第二个重要的设计参数是雷达脉冲的重复频率。脉冲重复频率可以给出最大值和最小值。最小值决定于这样的事实：当天线转过角度等于它的波束宽度时，天线至少必须发射一个脉冲，否则，小目标就无法发现。天线旋转的最大速度固定为 $w=120$ 转/分，相当于 4π 弧度/秒的角速度。当水平波束宽度 $\Theta_h=0.0027$ 弧度时，我们便得到最小的脉冲重复频率 $f_{r\text{最小}}$ 为：

$$f_{r\text{最小}} = w/\Theta_h = 4730 \text{ 赫}$$

最大的脉冲重复频率决定于两个因素。第一，它不能小于雷达装置往返一次理论距离行程所需的时间。下面将谈到，在我们的情况下，这个理论上的距离为 4.7 千米。为了保险起见，我们取 6 千米，那么，最大脉冲重复频率就等于 25 千赫。

脉冲重复频率的第二个上限决定于磁控管所允许的负载，或者，更确切地说，不能超过磁控管的平均功率与峰值功率的比值。这个比值（称为工作

比）等于 τf_r （ τ 是脉冲持续时间），对于所用的磁控管来说，其值为 $1/5000$ ，从这里得出的 f_r 的最大允许值为 40 千赫。

令 f_r 等于上述两个最大值中较小的一个，我们就可以得到每一目标的最大可能的击中数目，即显示的最大可能亮度。以后将谈到，有必要把脉冲重复频率减小到 12.5 千赫。

为了充分利用短脉冲所提供的可能性，接收机应该有一个足够的频带宽度。频宽愈大，脉冲的鉴别力愈高，但增加了相对噪声，使灵敏度降低。一个好的折衷方法^[4]是选择频宽 B 在 τ^{-1} 和 $2\tau^{-1}$ 之间。对于短距离的 4 毫米雷达来说，优良的脉冲鉴别力比最佳的灵敏度更为重要，因此，取 $B=2\tau^{-1}=400$ 兆赫。使用一般雷达所用的中间频率和普通的管子，是不可能达到这么宽的频带的，因此，实验设备采用了四个行波管（四管级联），使中间频率高达 4×10^9 赫（4000 兆赫），而相对频宽仅为 10%。

下面讨论接收机的时候，我们将详细阐述放大器的设计问题。这里要提出的是，接收机上测得的噪声系数 $F=222 \times$ 。输入端的表观噪声功率等于 FkT_0B ，其中 k 是波尔兹曼常数， T_0 是标准噪声温度 290°K 。所能检测的最小信号功率 $S_{\text{最小}}$ 约为：

$$S_{\text{最小}} \cong FkT_0B = 3.61 \times 10^{-10} \text{ 瓦}$$

雷达的最大工作距离为：

$$R_{\text{最大}}^4 = P_0 \frac{A^2 \sigma}{4\lambda^2 S_{\text{最小}}}$$

式中 P_0 是磁控管的峰值功率， A 是天线的有效面积， σ 是反射面积，通常为 1 米^2 。把这些数值代入上式，若 $P_0=20$ 千瓦， $A=0.042 \text{ 米}^2$ ，我们可计算得 $R_{\text{最大}}=4.7$ 千米。

上述的数据及本装置的其他数据列于表 1。

表 1 4 毫米实验雷达的工作参数

波长	$\lambda=4$ 毫米
天线宽度	$l_h=1.5$ 米
天线高度	$l_v=35$ 毫米
天线最大的旋转速度	$w=120$ 转/分
脉冲宽度	$\tau=5$ 毫秒
脉冲重复频率	$f_r=12.5$ 千赫
发射功率峰值	$P_0=20$ 千瓦
平均发射功率	$P_0\tau f_r=1.3$ 瓦
频宽	$B=400$ 兆赫
中频的中心频率	$f_m=4$ 兆赫
工作距离	0.3 千米；1 千米；3 千米
接收机的噪声系数	$F_{\text{tot}}=23.5$ 分贝
晶体混频器的变换损失	$L_1=13.6$ 分贝

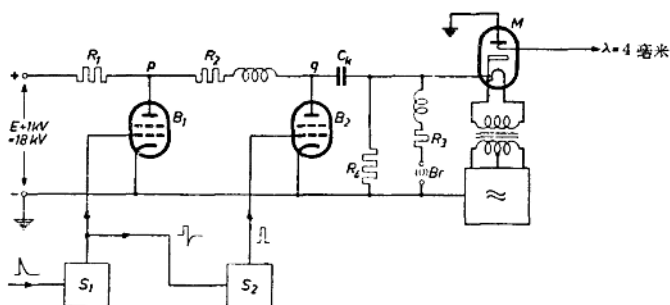


图2 调制器的简化图。 M 是 4 毫米波长的磁控管。电路必须周期性地供给 -17kV 的电压脉冲给磁控管的阴极，脉冲电压的上升时间应该非常短，以使磁控管产生脉冲持续期为 5 毫微秒的脉冲波系列。脉冲的第一部分由 B_1 产生，第二部分由 B_2 产生。 B_1 和 B_2 的触发脉冲则分别由间歇振荡器 S_1 和 S_2 产生

下面我们将比较详细地介绍雷达中的各主要部分即：发射机，接收机，显示器部分和各种辅助设备。

发 射 机

调制器电路

设计发射机的主要问题是产生极短的高压脉冲以使磁控管产生振荡。因此我们在下面详细地讨论这个问题。

正常工作时，磁控管需要幅度为 17 千伏的高压脉冲。如果不用矩形脉冲而采用半-高宽为 5 毫微秒的三角形脉冲，则上升时间也将是 5 毫微秒。

实际上，磁控管的板极总是接地的，其阴极和灯丝处于脉冲的负高压电位，我们称产生脉冲的电路为调制器。图 2 所示是本装置采用的调制器电路。

由于电路接收的是高电位，磁控管的灯丝是通过变压器镇电的。即使制作上十分当心，变压器的分布电容也难以低于 10 微微法。此外，磁控管本身的输入电容也有 5 微微法，产生电压脉冲的电子管有 10 微微法的输出电容。加上 5 微微法的绕线电容，总的分布电容 C 约等于 30 微微法，这个电容 C 要求在 5 毫微秒内被充电至 -17 千伏。对于线性增加的电压，这要求有 102 安培的连续充电电流 ($i = C \Delta V / \Delta t$)。与此相比，磁控管所消耗的 3~4 安培电流相形之下就十分小了，因此予以忽略。充电要求的平均功率为 $\frac{1}{2} C (\Delta V)^2 f = 54$ 瓦，没有什么特殊困难，但是，102 安培的充电电流对产生脉冲的电子管来说是一个非常高的要求。

为了避免这个困难，我们先认为磁控管的阴极电位在跌落到 -14 千伏之前是不振荡的，因而在此

之前，电压脉冲的形状无关重要。从图 3 可以看出，脉冲电压是分两步形成的，第一部分脉冲的上升时间为 50 毫微秒，第二部分为 5 毫微秒。脉冲的第二部分由束射四极管 QEP 20/18 产生的，只要稍为增加它的灯丝加热电压管子就能输出 30 安培的电流。对于线性上升的脉冲，用这个电流值在 5 毫微秒内使 30 微微法的电容充电到 5kV 是可以实现的。脉冲的第一部分要使阴极电位从 0 变到 -12kV ，而第二部分则应在 5 毫微秒内使阴极电位变到 -17kV 。

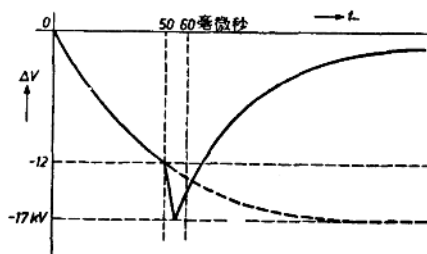


图3 4 毫米波长磁控管阴极上的脉冲电压 ΔV 分两步形成。第一部分在 50 毫微秒内形成 -12kV 的电压，而第二部分则在 5 毫微秒内从 -12kV 变到 -17kV 。

如果不采取文中所述的措施，当脉冲结束之后，磁控管阴极上的电压将沿有面的实线回到零电位。

如图 2 所示， B_1 和 B_2 管就是用作调制器的，它们的板极经过电阻 R_2 并联连接，再经过电容 C_k 耦合到磁控管的阴极。 B_1 选用 QB5/1750 型束射四极管； B_2 是 QEP 20/18 束射四极管，上面已经提到了。

当电路 S_1 (下面即将与 S_2 一起讨论) 收到一个触发脉冲后，它将输出一个持续期为 50 毫微秒、幅度为 800 伏的脉冲到 B_1 的控制栅。由于 B_1 突然导电，磁控管的阴极电位在 50 毫微秒内降到 -12kV 。

接着, 电路 S_2 输送一个脉冲持续期为 5 毫微秒、幅度为 800 伏的脉冲到 B_2 的控制栅。因为 R_2 是线绕电阻, 所以它的自感量比较大。在 5 毫微秒的瞬间内, R_2 的阻抗已足够保证 p, q 两点几乎完全隔绝, 因此在 5kV 电压降的期间 (由于 B_2 导电引起的), 只有上述的 30 微微法的电容需要充电。虽然 R_2 的阻抗对于脉冲的第一部分来说要小得多, 但这个电阻还是起着作用, 它的存在使得 p 点的电位下降得稍快于 q 点, 结果使 B_1 的功率耗损保持在允许的范围之内。

S_1 和 S_2 的脉冲终了之后, B_1 和 B_2 停止导电, p 点和 q 点应该经过电阻 R_1 重新恢复到原来的 +18kV 电位。但由于分布电容的存在, 这一恢复过程是比较慢的。若不采取措施, 阴极脉冲将会如图 3 所示那样出现长尾巴。预防方法是在阴极并联一个火花隙 (图 2 中的 Br)。火花隙电容的充电电流在电阻 R_3 上产生电压降, 从而使空腔的放电延迟到阴极电压达到最大值才发生。这使磁控管阴极上的电压波形如图 4 所示。脉冲前沿通过高阻抗分两步形成, 而有关电容的放电则经过火花隙和低阻抗 R_3 进行。

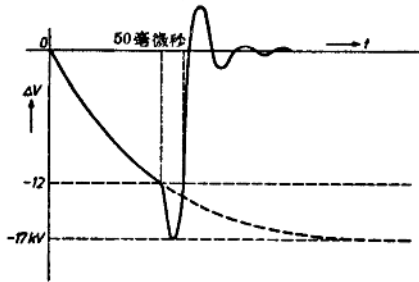


图 4 由于采用了火花隙 (见图 2 的 Br), 当脉冲结束后, 磁控管的阴极电压很快就回复到零

火花隙位于空间电流最强的地方, 目的是要迅速地熄灭火花。在熄灭的时间, 在耦合电容 C_k 中有某些残余电荷存在, 这些残余电荷必须通过电阻 R_4 泄漏干净。所以这个电阻必须足够地小, 以便在下一个脉冲来到以前, 所有的残余电荷均泄漏干净。同时, p 和 q 的电位必须回升到 +18kV, 也就是说 R_1 不能超过一个最大值。但是这个最大值应该选择得尽可能高以保证电源负载不致变化太大, 一般地说, 100 kΩ 的数值是比较合适的。图 3 中 B_1 栅极的 50 毫微秒脉冲是由 S_1 电路的间歇振荡器产生的 (见图 5)。为了使 B_1 管在短时间大量地导电, 其栅极必须在此期间同时上升到高的正电位, 结果出现大的栅流, 即栅极是低阻抗输入。因此, 间歇振荡器的特点是要能通过低阻抗供给大正电流。为此采用四个 QQE 02/5 型束射四极管并联工作, 以增大跨导和使有足够的阴极面积。从电路图中可以看出, 从自耦变压器 T_1 的抽头抽取的电流是板极电流、栅极电流和通过限幅二极管 OA211 电流的总和 (约等于 20 安培)。 T_2 次级电流为 5 安培, 电压为 900 伏,

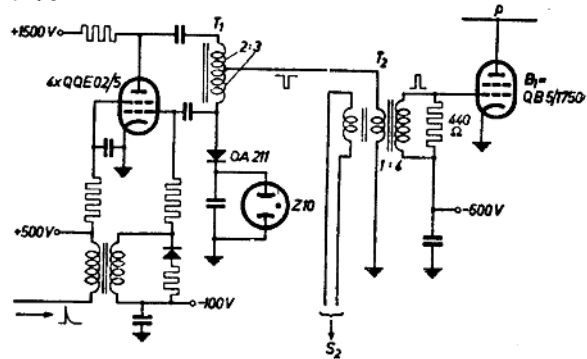


图 5 间歇振荡器 S_1 的原理图, 它产生激励脉冲加到图 2 B_1 的栅极上

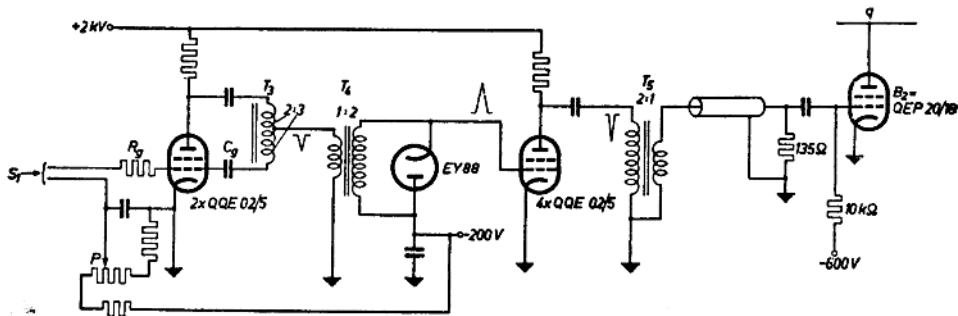


图 6 间歇振荡器 S_2 的原理图, 输出激励脉冲到图 2 B_2 的控制栅

約 2 安培电流通过 440 欧姆的端电阻，其余的供栅极电流之用。

图 2 中的 S_2 电路专作供给调制器 B_2 以脉冲之用，它与图 5 中的間歇振荡器相似，不同的是只采用两个 QQE 02/5 束射四极管相并联（见图 6）。起动振荡器的脉冲是从图 5 变压器 T_2 的輔助繞組得到的。第一个間歇振荡器开始工作 50 毫微秒以后第二个間歇振荡器接着开始工作；这个延迟时间由栅极电阻 R_g 与耦合电容 C_g 供给。其大小可以通过电位器 P 稍作调节。

由于 S_2 输出的脉冲要比 S_1 短得多，采取下列措施以限制間歇振荡器脉冲的长度：第一，自耦变压器 T_3 设计为饱和的；第二，增加了由四个 QQE 02/5 束射管组成的一级。因为这一级的负偏压很大，它只能被振荡器的脉冲尖峰触发。

变压器 T_3 、 T_4 和 T_5 用 10 毫米直径立方体结构的铁淦氧作磁芯。刚开始时，电路中的高压在电子管的管脚之間引起跳火。在插座之間加了硅潤滑剂以后，这个问题就解决了。

过载保护

上面提起过，理論允許的调制器脉冲重复频率 25 千赫是不能实现的，一定要减小到 12.5 千赫。原因是，虽然磁控管在 14 kV 时才开始所需的 4 毫米波长的振荡，但在此以前，較低频率的振荡已经开始这主要是因为板极电压（见图 4）上升的初期比較慢。因此产生的能量不可能离开磁控管并促使阴极过热。

为了防止阴极损坏，在磁控管的输出波导上接了一个 H 弯头（即把矩形波导的短边弯曲）。如图 7 所示，弯头的外侧上开着一一条条縫組成柵的形状。当 4 毫米波的能量流通过波导时，从热阴极发射出来的光经过縫到达光电导体上。光电导体接在电路里，假如光的强度，即阴极的工作温度超过了允許的最大值，电路就自动减小磁控管灯絲的加热电流。

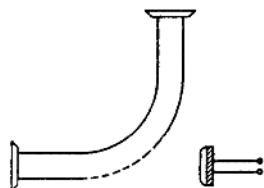


图 7 磁控管输出波导的 H 弯头，弯头的外侧开有若干小縫。从阴极发出的光经过小縫到达光电导管，用以自动控制灯絲加热电流，防止阴极温度超过额定值

4 毫米波的能量最后通过普通的旋轉接头傳至旋轉天綫。

接收机

图 8 所示是接收机部分。晶体混频器 K 直接装在接收天綫 B 的上面，通过一个矩形波导和一个旋轉接头 C 接收信号。本机振荡器的反射束調管产生频率为 71 千兆赫的射频能量；中間频率为 4 千兆赫（7.5 厘米波长）。本机振荡器信号通过方向耦合器进行混频。

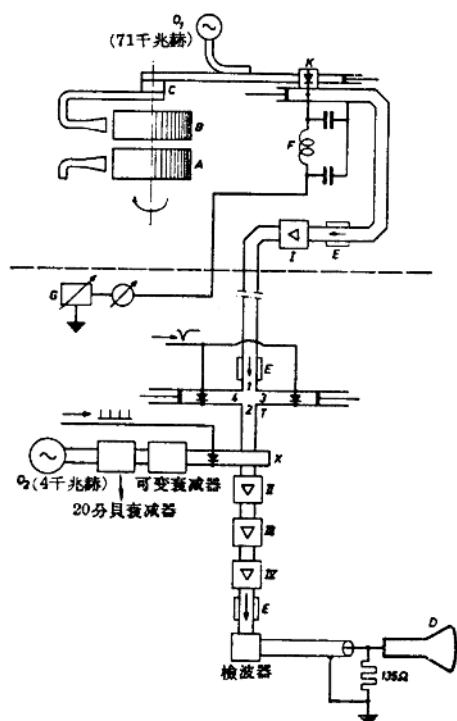


图 8 4 毫米波长雷达接收系統的簡图

A 是发射天綫， B 是接收天綫， C 是旋轉接头， O_1 是本机振荡器。 K 是晶体混频器， F 是滤波器， G 是直流电压源， E 是方向性隔离器。 I 、 II 、 III 、 IV 是放大级，均采用行波管。 T 是晶体开关，供给扫描增益。 X 是交叉波导管耦合器， O_2 是輔助振荡器，此輔助振荡器的作用是在环形扫描显示荧光屏上产生距离比例尺。 Det 是檢波器（圆形密封 EC157 型三极管）， D 是阴极射綫管

对于 75 千兆赫的信号频率而言，采用满足图象质量的 400 兆赫频带宽度当然不会产生什么问题，在这种情况下，相对频寬只有 0.5%。对于中頻放大器来说亦没有什么多大困难，因为相对频寬也不超过 10%；前面已说过，正因如此，我們选择了当达

4千兆赫的中間頻率。但是,因为中間頻率高了,晶体混頻器产生了新的問題:由于信号频率与本机振荡器的頻差为4千兆赫,而为了晶体管能同时接收到外来信号和本机振荡器的信号,那么,混頻器的相对頻寬要大于5%。这个問題是用擴弃調諧的方法来解决的(波长較长的雷达中一般采用調諧方法)。在通常的方法中,与晶体混頻器組成一体的波导管中的活塞調节得使在本机振荡器工作期間能产生最大的晶体管电流;換言之,系統調到本机振荡器的频率。由于反射束調管能够輸出足够的本机振荡功率,我們决定調到信号频率。尽管沒有匹配,本机振荡器仍能供給0.5毫安电流給晶体混頻器。

选用高中間频率的另一个好处是因为能消除大部分本机振荡器的噪声。本机振荡器也会产生一个噪声頻譜,噪声頻譜的寬度决定于速調管的輸出空腔的质量。在普通波长的雷达中,噪声頻譜互相作用后的差拍频率部分落入中頻放大器的頻帶之內,但在采用高中間频率的情况下,它們就落在頻帶之外了。

晶体安裝在与4毫米波导有相同內徑的支架中。要使固有分布电容小和混頻效应高,晶体的触須在与晶体薄片接触的地方一定要非常細。但是,細小的触須就意味着大的串联电感,在普通的晶体支架中,串联电感更大,因为触須中有一个回路。因此和晶体的接触就有彈性了。

这个缺点用如图9所示的結構加以解决。鍍薄片裝在輸出端上并成 45° 角。触須非常短,触須直徑只有20微米,触須的头是用电解的方法弄尖的,触須被焊在很厚的針上。把針旋动,触須就和晶体接

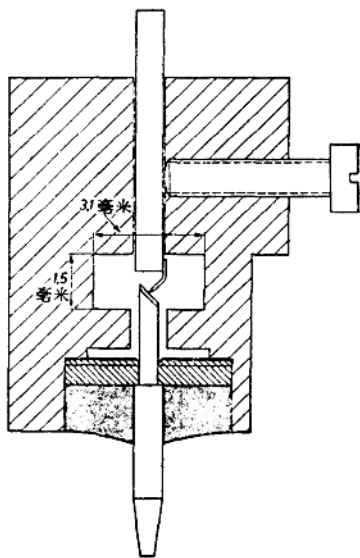


图9 4毫米波晶体混頻器的安裝架,設計得可以尽量减小晶体触須的长度以使电感尽量小

触,接触压力是由于触須有少许扭轉而产生的。由于鍍的电子迁移率較大,亦即电阻較小所以用鍍片而沒有用硅片。

即使采取了上述措施,变换損失还是很高的(14分貝),其中一部分是損失在晶体的輸出端。虽然这里的电容已尽可能地小,但是在这里,它不是用普通的方法,即中頻輸入調諧电路补偿的。

为了使頻帶尽可能的寬,含有晶体管支架的4毫米波导直接与中頻輸入信号的7.5厘米波导耦合

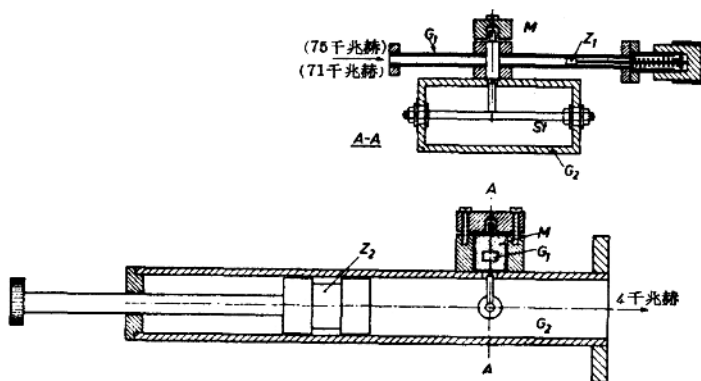


图10 混頻級的机械部分,图示为安装晶体管的支架 M ,耦合到4毫米波导 G_1 上。 G_1 接收75兆赫的雷达信号和71兆赫的本机振荡器信号,混頻后再把中頻信号送到7.5厘米波导 G_2 中去。后者的耦合是通过 S_1 来实现的。两个波导都裝有調諧活塞(Z_1, Z_2);4毫米波导的活塞实际上沒有任何縫隙

(见图 10)。图中可看出, 中频信号是经过同轴的圆柱针通过公共壁孔而传输的。这个针同时也是十字形耦合的一部分, 采用这种耦合的目的, 是要在晶体输出与 7.5 厘米波导之间获得良好的匹配。St 和波导壁的联接是电容性连接而不是金属和金属的直接连接。以便能在这点测量晶体的电流。这个测试线, 除了一个保护晶体不受电压脉冲影响的滤波器外, 还有调整晶体到最佳工作点的可变偏压装置。

中频信号沿着 7.5 厘米波导到达第一个行波管 (I), 这个管子也是装在天线支架上的。波导管有一个方向性隔离器用来防止强的雷达回波引起重复反射, 这种重复反射将在荧光屏上显示出一连串的小点。第一个放大管力求噪声系数低, 增益约 18.5 分贝。噪声系数测得为 9 分贝 (或 $8 \times$)。

经第一个放大管放大的信号通过 12 米长的波导传送到操纵室内的雷达装置。波导的横截面做成短而宽的形状, 目的是为了避开过多的色散, 亦即避免宽频谱分量之间电子渡越时间之差过分地大, 而产生脉冲的失真。截面较宽的波导管, 这个差值就愈小。

在第二级放大之前, 波导又有第二个方向性隔离器, 它是专门用来抑制可变衰减器的反射的。这个部件的工作情况在这里只能作简单的叙述。它有一个魔 T (见图 8), 其中的 3, 4 两臂各有二极管和短路活塞^[6]当脉冲发出之前, 二极管是导电的, 这使得进入的信号几乎完全被反射并且被方向性隔离器所吸收。在传输的时候, 接收机不接收。此后, 二极管电流指数下降, 从臂 1 到臂 2 的信号传输逐步增加。这个与时间有关的增益控制, 作为平面位置显示管的局部增益控制, 能使径向图象的亮度更加均匀。

信号接着经过一个交叉波导耦合器, 后者使信号衰减 20 分贝, 有了这个耦合器, 4 千兆赫的脉冲能够加上去而在平面位置指示管上产生距离比例尺。4 千兆赫信号还可以用来调节放大级 II, III 和 IV, 每级放大器都有一个行波管。由于第二级的噪声比第一级小得多, 因此这一级的增益较高 (约 25 分贝)。这一级的测得噪声系数为 11.1 分贝 (即 $13 \times$)。第三级增益更高, 约为 35 分贝。它的相对噪声很小可以忽略不计, 因而没有进行测量。最后一级作为功率放大器, 能供给 10 瓦的功率。四级放大级联后的总增益在 90 至 100 分贝之间。

多级接收机的噪声系数可用大家熟知的公式计算:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)G_1^{-1} + (F_3 - 1)(G_1G_2)^{-1} + \dots + (F_k - 1)(G_1G_2 \dots G_{k-1})^{-1}$$

式中的 F_k 和 G_k 分别为接收机第 k 级的噪声系数和增益。

由于晶体混频器是接收机的第一级, 引入下列符号更好一些:

$$L_1 = \text{变换损耗} = G_1^{-1}; \quad n_1 = \text{噪声温度}^{[6]} = F_1G_1$$

这样, F 可写成下式:

$$F = L_1[n_1 + F_2 - 1 + (F_3 - 1)G_2^{-1} + \dots]$$

晶体的变换损耗测得为 23 (即大约为 14 分贝), 噪声温度测得为 2.5。为了决定各放大级的噪声系数, 应用了一个 4 毫米带宽^[7]的气体放电噪声源。把分别测得的数值代入上式, 就可以得到前面已出现过的总噪声系数 $223 \times$ (即 23.5 分贝)。

在调整各级的工作点时, 考虑了行波管的增益不是常数而是随着输入信号的加强而减小的事实。最后用适当选择螺旋线上电压的办法改变了这个关系 (见图 11 的曲线 1 和 2)。在最后两级, 螺旋线上的电压经适当选择后, 增益在十分大的信号上才开始减小, 因此总的增益如图 11 的曲线 3 所示。大信号时, “增益-输入功率” 曲线是平坦的, 因而图象亮度相当均匀, 这样, 阴极射线管用限幅器就显得多余了。

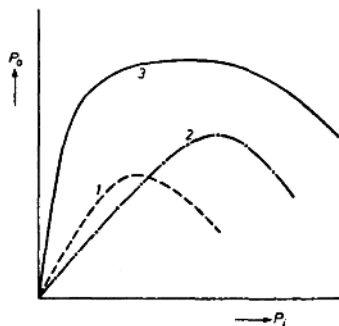


图 11 行波管的输出信号功率 P_0 与输入信号功率 P_i 的关系曲线。在大输入信号时, 增益减小, 最后小于 1。使接收机四个管子的工作点不同 (例如第 III 管用曲线 1, 第 IV 管用曲线 2), 则其总的增益特性如曲线 3 所示。在大信号时, 特性曲线相当平坦

采用一个圆形密封 EC157 型三极管在放大器的末级作检波器, 三极管的栅极阴极之间的空间和 7.5 厘米波导连成一体 (见图 12)。波导的剖面造得使管子的栅阻阻抗与波导的阻抗匹配, 而同时维持所需要的 4 千兆赫的频率。

选择 EC157 管作检波器, 是由于所用的阴极射线管在 6 伏的低偏压下就能被完全截止之故。这就可以不必在检波器之后再加一级 200 兆赫频宽的視頻放大器了。但是, 这也就是说, 检波器必须通过其

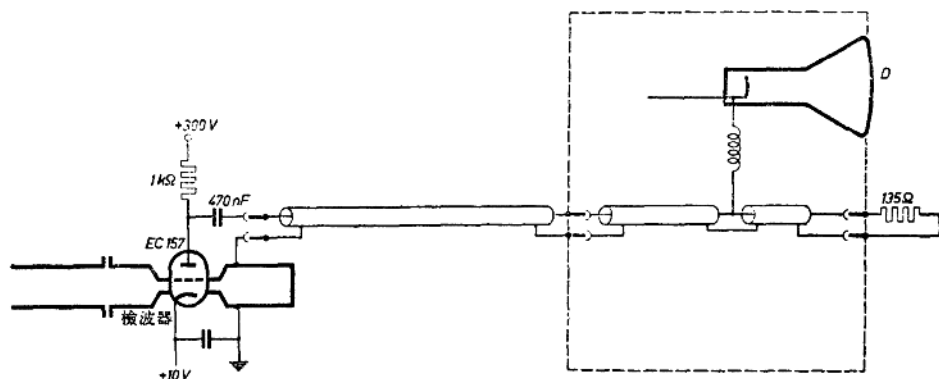


图 12 中頻檢波器是 EC157 型圓形密封三极管，其柵陰空間與 4 千兆赫的波導合成一體

輸出端的 135 歐姆輸出阻抗的同軸電纜，把視頻信號送到陰極射線管，而其電流至少要有 6/135 安培，即大約 50 毫安的電流。晶體檢波器要供給这么大的電流是不太容易的。

EC157 管的柵偏壓應選擇得使管子工作在板極特性曲線的彎曲部分（屏極檢波器）。視頻信號壓降在 1000 歐姆的板極電阻上，並且通過 470×10^{-9} 法的耦合電容送到同軸電纜。在電源與陰極射線管的控制柵之間加入一個小電感，加入的方法與電視機相同^[8]，用以獲得所需的 200 兆赫的帶寬來傳輸視頻信號。為了能在示波器上顯示出這個視頻信號，同軸電纜的終端阻抗不是接到陰極射線管上，而是接在平面位置顯示器操作台面板的可以移去的插頭上。

對直流成份的恢復^[9]沒有採取什麼措施，這是因為大部分時間是沒有信號通過的，因而在 470×10^{-9} 法的耦合電容器上的電荷位移是可以忽略的。

顯示部分和輔助設備

顯示部分的主要部件，除陰極射線管之外，還有鋸齒波發生器，它激勵陰極射線示波器的偏轉線圈和使偏轉線圈與天線同步的伺服系統。這些器件的結構原理大家很熟悉，這裡不作重複敘述。但是，必須注意的是，當雷達在短距離工作時，由鋸齒波發生器供給的電壓和電流有可觀的增加。從 300 米距離遠的目標反射回來的回波，在雷達脈沖發出 2 毫微秒之後到達接收機。距離 300 米意味着斑點必須在 2 毫微秒內從管的中心移動到圓周邊沿。為了使線圈兩端的電壓在合適的範圍內，我們只繞了幾圈，但偏轉電流需要大大增加。從電感 $L=800$ 微亨，考

慮斑點最大偏轉時所需安匝數，就很容易計算出激勵電流應為 1.5 安培，電壓應為 600 伏。因為鋸齒波發生器在導電狀態下其輸出管必須維持某一板壓值，所以電源電壓採用 800 伏。把兩個 E130L 井聯，可以滿足大電流的要求。

設備中除了電源部分之外，還有其他產生各種脈沖和觸發信號的電路。這些信號是將晶體控制的 1500 千赫信號發生器的輸出信號經分頻後取得的。其中最高的頻率是用來在平面位置指示管上產生距離比例尺的一些頻率。最低的是脈沖重復頻率 12.5 千赫。經過分頻後，脈沖的前沿可能有些跳動，因此，最低頻率的脈沖前沿直接地與晶體振盪器的振盪相耦合。

系統的性能及討論

圖 13 的照片是本雷達裝置在目標距離為 300 米遠時的顯示圖像。圖中箭頭所指的那一點可以看出，建築物的前牆和與它相隔 3 米遠的栏杆分隔得很清楚。建築物和栏杆的實際位置如圖 14 所示。建築物的後牆在圖像中也顯示了出來，這是因為前牆有很多玻璃窗，4 毫米波的一部分能量能夠通過它的緣故。

圖 15 照片中的目標其實也是圖 13 照片中的目標，不同的是距離為 1000 米。從圖中可看出，超過這個距離後，接收不到什麼回波信號。因此，本裝置的最大有效距離大約為 1 千米，這就是說，實際距離比理論值 4.7 千米要短得多。理論與實際不符的原因如下：

a) 微波能量在發射時經過大約 1.5 米的波導，而在接收時又經過大約 1 米的波導。為了減小損

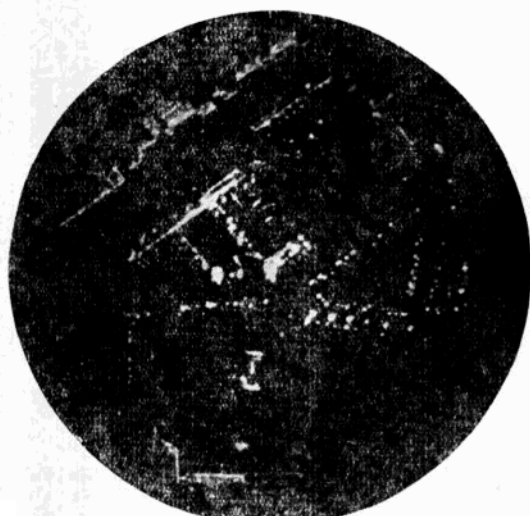


图 13 这是距离为 300 米远时,显示图象的照片

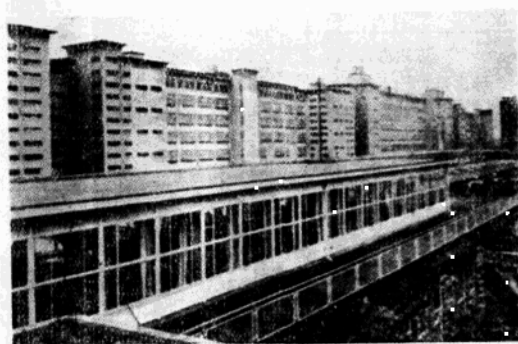


图 14 建筑物的玻璃窗以及相隔 3 米远的栏杆都分别清楚地显示出来(见图 13 箭头所示)。建筑物后面的工厂在荧光屏的左上角也看得很清楚

耗,采用损耗最小的 5 毫米型(WG25)波导管,它只是获得刚好能避免传输 TE_{02} 波。其次,波导是用红铜代替黄铜制造的。但两段波导的衰减仍有 3.5 分贝。再加上两个旋转接头的损耗 2.4 分贝,微波部分总的衰减大约有 6 分贝。当然,缩短波导是能够减小这个衰减损耗的,例如,在本装置中,就可以用移动天线旋转点的办法来缩短波导长度。

b) 当在自由空间传播时,大气层损耗是比较低的。雷达显示是在晴朗的天气条件下进行的,根据参考文献报道^[10],4 毫米波在氧气中的吸收是每千米 0.2 分贝;在湿度为 44%,有水蒸气扩散的条件下,每一千米损耗为 0.05 分贝。这两者加起来,每一千米的损耗为 0.25 分贝,雷达信号往返距离是目



图 15 目标与图 13 照片的相同,但距离为 1000 米。实验表明,超过 500 米后,图象细节急剧减少

标物距离的两倍,因此,每一千米被大气吸收 0.5 分贝。与 a) 相比,这还是比较微小的。

在下雨或者有雾的情况下,情况将截然不同。这时要用下列数字(包括雷达倍乘系数 2):
有雾时:

0.23 克/米 ³ (相当于	
400 米可见度):	1.6 分贝/千米
2.3 克/米 ³ (相当于	
100 米可见度):	10 分贝/千米

下雨时:

每小时 0.25 毫米	
(毛毛雨):	0.4 分贝/千米
每小时 1 毫米(小雨):	1.6 分贝/千米
每小时 16 毫米(大雨):	16 分贝/千米

以上数字还应该再加上氧气和水蒸气的吸收衰减损耗 0.5 分贝/千米。

有雾时,尤其是下雨时,散射损耗比吸收损耗大得多。散射能量中的一部分可以到达接收天线上来,引起和噪声一样的干扰,模糊已经被衰减了的回波信号。关于散射的问题,如果用圆极化天线代替线形天线,散射损耗是可以大大地减小的。

c) 在“一般设计”那一节中详细讨论的雷达探测距离的公式,用到 4 毫米波的情况下,大概是受到一定限制的。有理由认为这么短的电波反射所引起的损耗一定比较长波长的电波多。在谈到图 13 的 4 毫米波能够很容易通过玻璃等目标物。但是,另一方面,这么短的波,确实能够从目标的一部分所反

射,但被反射的波束是有它的方向的,一般很难回到接收天线上。所以說,这个公式只能是真实距离的一次近似值。

在接收机那一节中,我們說过第一个行波管的噪声系数为 9 分貝 ($8\times$)。由于晶体混频器的变换损失很大(14 分貝),第一个行波管的噪声系数对总的噪声系数*有着显著的影响。采用一个固有噪声低的管子,可以大大改善噪声系数。一般地說,这样做对工作距离是不会有很大影响的(距离是与最小的可测信号的四次方根成反比,最小的可测信号与总噪声直接成比例),但是,噪声小了,在扫描区内能够看得见的回波确是多了。在本实验装置中,重点放在如何尽可能地获得最好的分辨率,因此,第一个行波管的噪声系数虽然比較大了些,但总的說来还没有带来什么害处。

参 考 文 献

- [1] Philips Telecomm. Rev., 22, 51~62, 1961.
- [2] Philips Tech. Rev., 21, 92~103, 1959/60.
- [3] S. Silver, Microwave antenna theory and design, M. I. T. Radiation Laboratory Series No. 12, McGraw-Hill, New York 1949, Cha-

pter 1.

- [4] J. F. Reintjes and G. T. Coate, Principles of radar, McGraw-Hill, New York 1952, p. 392 ff.
- [5] M. I. T. Radiation Laboratory Series No. 9, McGraw-Hill, New York 1948, p. 706 (magic-T); IRE Trans. on MTT 8, 108~111, 1960 (diode switching); Philips Tech. Rev. 22, 16~28, 1960/61 (application of magic T).
- [6] M. I. T. Radiation Laboratory Series No. 15, McGraw-Hill, New York 1948, pp. 213 and 227.
- [7] Philips Tech. Rev. Vol. 23, p. 293~309, 1961/62.
- [8] M. I. T. Radiation Laboratory Series No. 18, McGraw-Hill, New York 1948, Chapter 2.
- [9] Philips Tech. Library, Centrex, Eindhoven 1952, Part I, p. 88.
- [10] IRE Nat. Conv. Rec. Vol. 5, Part 1, p. 12~18, 1957.

(郑震川译)

* 可以直接从前面六号字印刷的那一小段計算中推导出來: F_2 是第一个管的噪声系数;由于变换损失 G_1^{-1} 很大,和 F_2 相比,噪声温度 $n_1 = F_1 G_1$ 是很小的。

2. 交叉場前向波放大器——一种适用于雷达系統的新型电子管

L. E. Brown

《Microwave J.》1964, No. 5, pp. 66~71 (英文)

近代雷达对管子的要求

对新型雷达的要求,用放大器比用功率振荡器更容易满足。这主要是因为放大器具有良好的相位-频率稳定性和(或)宽频带;而对相控阵雷达,因要用二极管开关(它的峰值功率有限)来控制电子注,也非用放大器不可。要求使用放大器的其他系统还有:脉冲频率分集制雷达,活动目标显示雷达,单脉冲雷达,CHIRP 雷达*,高分辨相干雷达,多普勒雷达,某些連續波系統和很高功率系統等。

除了良好的相位-频率稳定性和宽频带的要求外,对空中系統和某些地面应用(如相控阵雷达中有大量的輸出級),高效率 and 低工作电压的要求也日趋突出。

不同形式的交叉場放大器能同时满足上述要求,而且还具有有时希望的“透过”特性(即当管子不工作时,輸入信号能基本无衰减的通过管子),这主要是由于管子增益不高之故。

为使下面便于討論,先将几个名詞定义如下:

O 型器件——磁場軸和高頻回路軸平行的器件。

M 型器件——磁場軸垂直于高頻回路平面的器件。

E 型器件——器件中不加磁場,电子注靠徑向电場力和离心力的作用而維持平衡。

前向波相互作用——高頻波的前进方向与电子注方向相同的相互作用。

返波相互作用——高頻波的前进方向与电子注方向相反的相互作用。

重入結構——电子与高頻回路的耦合不止一个通道。

非重入結構——电子与高頻回路的耦合仅有一个通道。

工作原理

如詞义所指,交叉場前向波放大器系利用慢波結構中的前向空間諧波和电子相互作用,并注入微波信号加以放大的器件(文中凡提到交叉場放大器,若不另加說明,均指前向波作用的器件)。

图1为典型的重入型交叉場放大器的作用区。如图所示,电場和磁場互成直角。现将交叉場放大器的工作原理簡述如下:

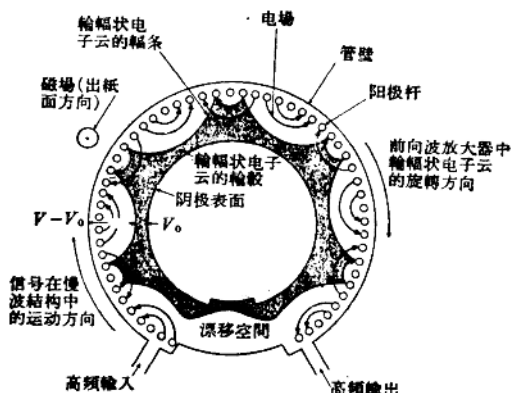


图1 重入型交叉場放大器相互作用区的簡图

和磁控管相似,圍繞着圓筒形阴极的是輪輻狀的电子云。粗略地讲,电子所受到的向外电場力和向內的向心力恰好平衡,因而电子以圓的軌道旋轉运动。电子的切向速度与电場和磁場的比率成正比。阳极表面为慢波結構,在其中的波以光速的 $1/5$ 到 $1/10$ 的速度傳播(其具体数值取决于管子的功率电平)。适当地調节电場和磁場,使輪輻狀电子云表面的电子速度等于阳极上的慢波速度,这样,就和行波管一样,电子和波产生同步,并沿着慢波結構前进。

* 一种用脉冲压缩的探测雷达——譯者注

在同步条件下,某些电子受高频电场的作用不断减速,给出能量,使高频波得到放大。电子给出能量后,继续向阳极移动。这一过程是在电子通过直流电场时发生,能量来自直流电场。粗略地讲,电子在高频场中损失的能量等于从直流电场获得的能量。电子最后到达阳极表面时的动能,就和辐状电子云表面的电子动能一样,并未改变。可见,电子云实际上是直流场和低频场之间交换能量的媒介质,从而把直流能量变成高频能量,而起放大作用^[5]。

同增幅管比较

增幅管是分布发射的重入电子注交叉场放大器,和电子相互作用的是返波,而不是前向波。因而,它不是真正的放大器,而是一种同步振荡器。这种返波相互作用和返波振荡器产生振荡的高频反馈原理相同。问题是:当高频激励信号未加时如何避免自激振荡。因电子注通过重入腔反馈,会出现寄生模式振荡。增幅管由于采用电子反馈机理,带来一些缺陷,即:带宽受到限制,增益和功率随频率变化而周期衰减。典型的特性是:在较高功率电平时,增益在 10 分贝左右,有约 10% 的带宽^[6]。然而,若系统中未加高频激励时的寄生振荡或带宽不成问题,或者在脉冲间隔内无用频率输入管子并不会影响雷达频谱时,增幅管作为高效率、低增益、末前级功率放大,仍不失为有用的管子。

交叉场器件效率高和相位稳定的主要原因

交叉场器件的重要优点之一是有相当高的效率。效率高这种优点主要是由能量交换的方式决定的。电子在高频拒斥场运动时,把从直流电场获得的位能变成波的高频能量。因为电子形成群聚,并与高频波的最大拒斥场同相,就得到最有效的能量交换。电子和波相互作用时,电子的同步速度基本保持不变,故其动能亦不变。由此可见,对于与波有效的交换了能量的电子,其效率为:

$$\eta_e = 1 - \frac{V_0}{V}$$

其中 V_0 是相当同步电子速度的电压, V 是阴极和阳极间的电压,它形成了直流电场^[7]。相互作用时,因为有自动的相位聚焦特性,电子在所有的功率和频率值都能保持最佳空间相位。而在 O 型行波管

中,只是在特定的电参数下效率才是最佳,当参数不能都是最佳时,效率就要下降。

相互作用的自动相位聚焦特性在交叉场器件中也是保持相位稳定的因素,可以做到相位稳定性几乎与阳极电压无关。而在行波管和速调管中,相位特性取决于电子速度,电子速度又受到电子注电压变化的影响,故相位稳定性就不如交叉场放大器。

交叉场放大器的结构

目前已经生产和正在研制的交叉场放大器有下列几种基本结构:一种是注入电子型,另二种是分布发射的变型。此外,结构形式还可以是环形的,也可以是直线形的。与高频系统的连接可以是重入的,也可以是非重入的。显然,根据上述方案组合起来,会有好几种结构。

注入电子注

在注入电子型交叉场放大器中(图 2),用电子枪把细电子流注入慢波结构和底极之间的相互作用区。高频波由管子的电子枪一端向慢波结构输入,慢波结构与底极之间加上直流电场,通常由永久磁铁产生的静磁场与电场垂直。

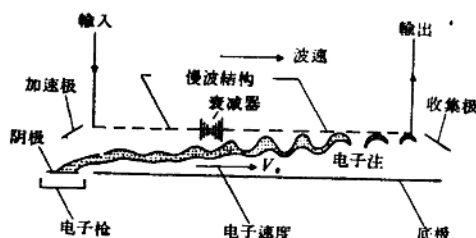


图 2 注入电子型前向波交叉场放大器的简图

这类管子在大平均功率和高增益下工作时,有宽的频带。但峰值功率大时,由于所要求的电压高到和同功率的行波管一样,故对脉冲应用并无突出的优点。

重入电子注分布发射交叉场放大器

在这种结构中,群聚好的电子注通过漂移空间由输出端返回到输入端,就不存在返波器件所固有的高频反馈问题。但由于在漂移空间对电子注要适当的去群聚来控制反馈,则要获得良好的稳定性,增益就有限。

非重入电子注分布发射交叉场放大器

这种结构消除了各种形式的电子反馈和电磁反馈,能得到高增益。可以抑制寄生模式和不希望的

高频反馈，而不影响电子相互作用。因为不加高频激励，就没有高频输出，故这种管子的增益和带宽性能都好。这种管子也适用于 A-B 类工作，因为它在去掉高频激励后不会继续振荡。

交叉场器件的主要优点

效率

交叉场器件最突出的优点是效率高。O 型器件即使采用抑制收集极技术后，效率可显著提高，但比之交叉场器件仍逊色不少。行波管的效率在实验室可达 30%，但在高功率电平，实际生产时不会超过 10~20%。而交叉场器件的效率在实验室达 80%，生产中也在 50% 以上。

直流阻抗

另一重要优点是直流阻抗低。典型的大功率脉冲行波管工作时，直流输入阻抗为 3000 欧姆，而交叉场器件中不大于 1000 欧姆。

输入电压

由于效率高和直流输入阻抗低，对给定的输出功率，所需要的电源电压必然低。输入电压一低，就会给系统设计带来许多有利之处，如要求在给定增益下得到 0.25 兆瓦输出，O 型器件所需电源电压为 60~80 千伏，而交叉场器件只要 20~30 千伏。这就减轻了绝缘要求（对高空系统的设计特别重要），放宽了对元件的耐压指标，对高频隔离保护和 X 射线屏蔽也可简化。

尺寸

通常交叉场器件的整管尺寸较小，这有三个原因：第一，相互作用空间可做得比较小；第二，可做成圆形结构，能进一步缩小体积；第三，由于改善了效率，交叉场器件可用空气冷却，省掉了一般 O 型大功率器件通常使用的水冷套。

相位稳定性

这个优点体现为下面几个方面：一是相位推出系数（在给定的电压变化值下相位移的度数）很小，这是管子设计本身决定的。一是在强饱和条件下工作，而不影响相位稳定性。通常，交叉场器件的过饱和也不会导致输出功率降低，如图 3 所示。这是因为在交叉场器件中，电子与高频场交换能量后即离开相互作用空间，故在强饱和和信号下工作时仍有良好的相位稳定性。而在 O 型器件中，电子给出大部分能量后，仍留在相互作用空间，且与波失去同步，这样，相位和效率两者就难以兼顾。

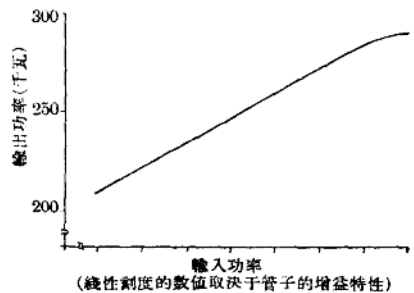


图 3 在典型的交叉场放大器中输出功率随输入功率变化的曲线（阴极电压保持恒定）

辅助离子泵

通常，大功率交叉场放大器不带辅助泵。在 O 型放大器中，残存气体稍有电离，就使性能变坏，几乎非用辅助泵不可。而在 M 型交叉场放大器中，杂散离子和电子有不同的路径，故不参加相互作用，不会影响性能。

用交叉场放大器后整机的优点

由于各种管子特性不同，用了交叉场放大器后，给整机系统带来下列好处：

1. 由于管子工作电压低、效率高，对调制器中所用元件的耐压要求降低，调制器可以做得较小；同时，调制器的电压和功率低了，可靠性也就提高了。与行波管调制器相比，重量可减轻三分之二左右。

2. 因只要较低的脉冲电压（当工作于 B 类放大时可完全不加脉冲电压），降低了对高频隔离保护的要求。

3. 大功率行波管一般要用铅板来屏蔽 X 射线，交叉场放大器因工作电压低，就无此需要。

4. 多数大功率行波管因离子振荡问题，要用离子泵，用交叉场放大器时，对离子泵及其电源都可省去。

5. 交叉场放大器体积小，重心低，便于装配和维护。

6. 交叉场放大器效率高，通常只要空气冷却，不必象许多大功率行波管那样用液体冷却。这就便于维护，并可使整机做得轻巧。

7. 交叉场放大器本身的重量一般比行波管轻一半左右。

8. 交叉场放大器有平滑的响应特性和良好的饱和特性，用行波管时所需的滤波平衡器，此时可以省去。同时，因频带内功率变化不大，所用换向器、

天綫和其他微波元件一般均可按較低功率工作来設計。

9. 相干系統要求良好的相位稳定性, 交叉場放大器由于相位推出系数小, 对調制器脉冲波形的要求就不象用行波管时那样严格。

10. 随着管子效率提高, 系統輸入功率可近似成比例的减小。

除上述优点外, 在某些系統使用时还会有一些其他的优点, 現介紹于下:

有一种前向波交叉場放大器的冷插入損耗(无电子注时)很小, 可允許高频激励功率基本上无損耗地通过管子工作。这样, 在为改善可靠性而不用高频开关时, 万一电子注回路发生故障, 也能直接降低功率使用。对作用距离相当近的空设备(如无綫电信标), 就能用这种方法迅速降低功率使用。由于冷插入損耗小, 能把开关管放在功率放大器和激励管之間, 在較低功率下工作, 这就降低了对开关管的功率要求, 还可减小进入接收机混頻晶体中的漏过功率。

实验室内制成了一种能B类調制工作的前向波交叉場放大器, 使用时就无需調制器。管子阳极上加的是固定的直流电压, 当工作时, 由高频激励功率产生电子注电流, 就用不着高功率脉冲調制器了。

在有些結構中用冷阴极, 其优点是可靠, 零件减少, 省掉灯絲加热回路。用灯絲加热时要有交流电源, 甚至在相干系統中还要經過滤波的直流电源, 这是为了防止灯絲阴极周围的交流場影响到高频場, 避免如行波管中由此而产生的相位調制。

表1 給出交叉場放大器和其他大功率微波放大器的特性比較。

表1 大功率微波管一般特性比較表

	行波管	速調管	交叉場放大器
1 效率%	10~25	25~40	40~60
2 帶寬%	10~100	0.5~5	10~40
3 增益(分貝)	20~50	25~60	10~25
4 导流系数	1~2	1~2	3~6
5 相对工作电压	3	3	1
6 相位推出系数 (电压变化1% 相位移的度数)	9~20°	5~12°	1~2°
7 低功率电平换向 时工作	不能	不能	有些結構能
8 产生X射綫	强	强	弱
9 尺寸	大, 长	大, 长	小, 短
10 相对重量	2	2	1
11 B类工作	不能	不能	能
12 冷却要求	液冷	液冷	液冷和空气 冷却均可
13 对高频隔离保护 的要求	高	高	低
14 直流阻抗	高	高	低

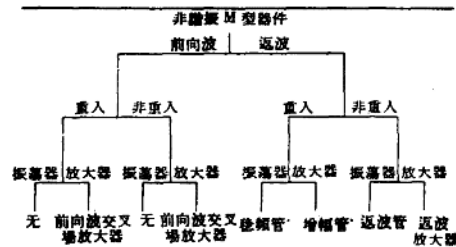


图4 非諧振 M 型器件分类表

和其他結構交叉場放大器的关系

图4 中列出交叉場器件的分类表, 为便于和其他管型比較, 用非諧振交叉場器件来进行分类。

交叉場放大器的研制現狀

$L \sim K$ 波段交叉場放大器已有生产和正在研制。其中 L 、 S 、 C 、 x 波段的管子已經生产。峰值脉冲功率約达1兆瓦, 平均功率有几千瓦。在实验室中, 饱和增益大于20分貝。某一厂商正在研制峰值功率10兆瓦、平均功率20千瓦的 S 波段交叉場放大器。主要发展的是: 用于相控陣雷达、高分辨相

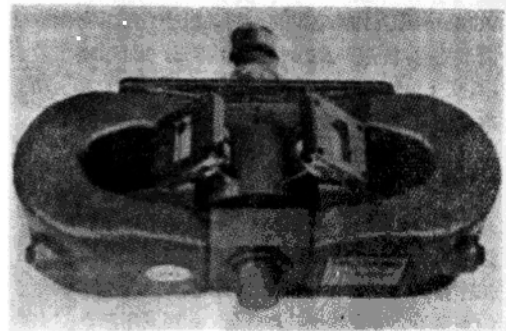


图5 SFD 实验室 210 型 x 波段重入电子注交叉場放大器(空气冷却)

干雷达的脉冲功率管和用于雷达干扰设备的大平均功率管。对連續阴极重入电子注放大器(图5)和注入电子注非重入放大器(图6)都正在研制, 迄今还