

特宽频带电调振荡器——行波管 振荡器的实验研究*

任裕安 刘慕仪

提 要

本文介绍了带有外反馈回路的行波管振荡器的特点,并对它的工作原理作了定性分析.对这类振荡器作了一系列性能测试.在外反馈线路中串接一宽调谐频带的钇铁石榴石(YIG)电调滤波器后,行波管在固定电压下工作,只改变YIG滤波器的励磁电流,就可获得双倍频程的振荡.主振频率由2.3千兆赫变到8.78千兆赫,振荡输出功率为300毫瓦到2瓦,全频段下无死点,频率谱线纯洁.如采用卫星行波管的技术,这种振荡器可以作到高效率、长寿命.由于它的优异性能,它将会取代返波管而成为新一代特宽频带的电调振荡器.

一、前 言

行波管作为性能优良的放大器已广泛的用到各种各样的整机系统中,但把行波管作为振荡器应用还不多见.把行波管作为振荡器去研究并对其机理作探讨,从50年代起一直到70年代仍在继续之中.行波管作为振荡器,可分为两大类:第一类是带外部反馈回路的振荡器,和第二类带内部反馈的振荡器.后者由于它本身的局限性,自50年代起作为有用的振荡器来研究的已不多见.现在大都把内部反馈所产生的振荡作为有害的现象来探讨,并加以避免.而第一类型的振荡器,由于其固有的灵活性,则受到一定的重视.如果把新型的微波元件用到行波管振荡器的外部反馈线路中,则可得到一种性能优良的,新一代电调振荡器.本文主要从实验的角度来探讨行波管振荡器的优良性能.

带外部反馈回路的行波管振荡器的原理示于图1.

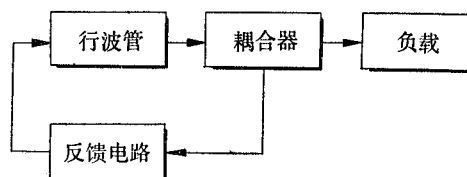


图1 带外部反馈回路的行波管振荡器的原理图

行波管的输出端通过耦合器接到匹配负载上.耦合器从行波管的输出端取出一小部分功率通过反馈电路反馈到行波管的输入端,当条件合适时,这种连接方式就能产生自激振荡.耦合器,反馈电路及其连接到行波管输入端的电缆或波导等统称为外部反馈回路.

* 1978年9月6日收到.

从原理图中我们可以看到其固有优点:首先,行波管只是作为一个有源放大器件,与低电平半导体振荡器中的晶体管的作用一样,是决定振荡器中的功率电平的主要元件。在同一波段中使用不同电平的行波管就可以得到不同的振荡电平(即振荡输出功率)。因此振荡器的输出功率可以不受限制,如用瓦级行波管就可以得到瓦级振荡功率,用千瓦级行波管就可以得到千瓦级振荡功率。其次,决定振荡频率的反馈电路是处在行波管管体之外,而且是在低电平部分,因此容易免除由于电子器件在工作过程中及不同工作阶段中的功耗发热所引起的频率不稳,或频率漂移。若在外反馈回路中采用高品质因数的超导腔体,则可以得到较高的频率稳定度。就这一点来说,这种回路结构比返波管、灯塔管或反射调速管都优越。第三,如果采用高效率、长寿命的行波管作为放大器件时,则振荡器在特定的频段上(即行波管的最佳频段上)可以得到相当高的整机效率和很长的寿命。在效率上比一般返波管、反射调速管或灯塔管振荡器有成倍甚至数十倍的提高。因此,作为飞行器的信标源,这种振荡器对人们是有一定的吸引力的。第四,反馈回路中的滤波器特性是决定振荡器的主振频率的,如果采用目前已广泛使用的钇铁石榴石(YIG)电调滤波器,则整个振荡器必然可以作到宽频带低电压调谐;而行波管作为放大器件,则可以在固定行波管电压下得到宽带振荡,其性能应远比返波管振荡器优越。这种行波管振荡器包括电源在内的重量和体积都远比返波管振荡器轻和小,这是因为返波管要实现宽频带调谐一般都得采用体积庞大的永磁聚焦,而行波管则是采用重量轻体积小的周期永磁聚焦。第五,由于行波管本身的慢波线电压的变化可以引起增幅波的相位变化,此即电子调谐特性,所以我们可以采用目前比较成熟的锁相稳频技术,把行波管振荡器作成一个压控振荡器,并希望使这种振荡器既具有高功率、高效率,也具有高的频稳特性。可以预期,这种振荡器如采用 YIG 电调滤波器,也可以作为频率编码类型的振荡器。基于以上的看法,我们对行波管振荡器的探讨,应该得到重视。

二、行波管振荡器工作原理的定性分析

1. 起振条件

根据图 1 的线路结构,行波管振荡器的起振条件之一是反馈回路的总电长度(包括行波管输入端到输出端的慢波线等效电长度、耦合器、滤波器及连接电缆等)为振荡波长的整数倍,或总相移量为 $2n\pi$ 。这个条件称为相位平衡条件,它决定主振频率值,可表示为:

$$\Sigma\phi = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, 3 \dots) \quad (1)$$

起振条件之二称为振荡幅度平衡条件,亦即由耦合器、滤波器、连接电缆等组成的反馈回路的总损耗 A 小于或等于行波管的总增益 G ,可表示为:

$$A \cdot G \geq 1 \quad (2)$$

2. 模式分隔

根据式(1), n 为任意整数时,都有振荡存在,因此 n 值代表模式的序号,不同模式数就对应于不同的工作频率。如果两个相邻模式靠得很近而不能分离的时候,则相邻模式必然同时出现,振荡变为多频谱,这样的振荡器实用性就不强了。因此研究模式的分隔就很有必要。以下将就图 1 的线路结构讨论模式分隔。

取行波管前向增幅波的相速为 v_p , 则行波管的输入至输出端的相移约为 $\left(\frac{\omega l}{v_p}\right)$, 其中 ω 为主振率频, l 为行波管管内有效长度, 而外反馈回路的总相移为 $\phi(\omega)$, 按相位平衡条件有:

$$\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) + \phi(\omega) = 2n\pi \quad (3)$$

式中 n 为模式数, 取整数。假设相邻模式是相互靠拢, 则可以近似地取式 (3) 的微分作为总的变化量。这样第 n 次模与 $n+1$ 次模的相移量之差为:

$$(\Delta\omega) \frac{l}{v_p} - \frac{\omega l}{v_p^2} \cdot \frac{\partial v_p}{\partial \omega} (\Delta\omega) + \frac{d\phi}{d\omega} \cdot (\Delta\omega) = 2\pi \quad (4)$$

或

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\frac{1}{n}}{1 + \frac{1}{2n\pi} \left(\frac{\omega d\phi}{d\omega} - \phi \right) - \frac{\theta}{2n\pi} \cdot \frac{\omega}{v_p} \cdot \frac{\partial v_p}{\partial \omega}} \quad (5)$$

其中行波管内的总相移量(小讯号状态)

$$\theta = \frac{\omega l}{v_p} = 2N_g\pi \quad (6)$$

式中 N_g 为慢波线有效长度的慢波波长数。式(5)分母的第二和第三项分别表示外反馈回路的总色散和行波管慢波线的色散, 如色散度均很小时, 则相对的模式分隔近似为:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} \cong \frac{1}{n} \quad (7)$$

由上式可见, 相邻模式的频率差约为 $\Delta\omega \approx \frac{\omega}{n}$ 。在实际线路中, n 大约为 30 到 40 左右, 当主振频率为 4000 兆赫时, 则相邻模式的频率差约为 100 兆赫的数量级。

一般讲, 高增益行波管的慢波线路较长, 对应的模式数 n 相当大, 相邻模式较为靠近, 同时行波管在相当宽的频带内都有较大的增益, 如在外反馈回路上不采取任何措施, 则行波管振荡器必然同时出现许多个振荡模式, 彼此互相干扰。一个实现单模式工作的简单办法就是在外反馈回路上串接一个通过式谐振腔, 其谐振频率决定振荡器频率, 其 3 分贝带宽应小于模式分隔的 $\Delta\omega$ 数值。在我们的实验中, 我们采用了带宽约为 20 兆赫的通过式谐振腔或 YIG 电调滤波器, 这一带宽小于模式分隔数 $\Delta\omega$, 因此能实现单模式工作。

3. 电子调谐范围

在同一工作模式下, 可以通过改变螺线电压来获得电子调谐。由行波管的工作原理得知, 当螺线电压被改变时, 行波管增幅波的相位就有改变, 但要保持在同一模式下工作, 则频率必须有所移动才能保持同一振荡模式下的相位平衡条件。这个频率随螺线电压变化的范围称为电子调谐范围。

为了探讨电子调谐与各种参数的关系, 我们从相位平衡条件出发, 则有:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 2n\pi \quad (8)$$

式中 φ_1 为行波管的相移, φ_2 为反馈电路中的滤波器或谐振腔的相移, φ_3 为反馈回路中

的电缆及耦合器叠加的总相移。为了在改变螺线电压时仍保持在同一模式下工作（即 n 值不变），则有：

$$\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3 = 0 \quad (9)$$

在反馈回路中，因滤波器或谐振腔的相位对频率变化远大于电缆的相位对频率变化，即

$$\frac{\partial\varphi_2}{\partial\omega} \gg \frac{\partial\varphi_3}{\partial\omega} \quad (10)$$

则有

$$\Delta\varphi_1 \approx -\Delta\varphi_2 \quad (11)$$

现在的问题归结为寻找 $\Delta\varphi_1$ 与行波管的参数的联系及 $\Delta\varphi_2$ 与谐振腔参数的联系问题。

$\Delta\varphi_1$ 与行波管参数的关系，可由行波管的小讯号理论求得，因为

$$v_e = v(1 - y\mathcal{C}) \quad (12)$$

式中 v_e 为行波管的电子注直流速度， v 为热状态下电磁波在慢波系统上传播的速度， y 为行波管小讯号理论中的增幅波因子， \mathcal{C} 为皮尔斯增益参量。因为 $\beta = \frac{\omega}{v}$ ， $\beta_e = \frac{\omega}{v_e}$ ， $\omega = 2\pi f$ ， f 为工作频率，所以式(12)可改写为

$$\beta = \beta_e(1 - y\mathcal{C}) \quad (13)$$

当在冷状态下慢波线上的电磁波与电子注不同步时，有

$$\beta_1 = \beta_e(1 + b\mathcal{C}) \quad (14)$$

式中 b 为皮尔斯失步参量。

由小讯号理论可以近似地求得 y 与 b 的联系为：

$$y = -0.07(6 + Q\mathcal{C})b + 0.5(1 + Q\mathcal{C}) \quad (15)$$

式中 Q 为行波管中的空间电荷参量。

为了计算行波管的相位移，必须先估计 β 与各参量的关系。设慢波线的总长度为 l ，则行波管内的相移变量 $\Delta\varphi_1$ 应为：

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\beta \cdot l \quad (16)$$

当慢波线电压变化时，即 U_0 变化时，因增益参量 \mathcal{C} 随 U_0 的变化相当缓慢，所以对(13)求 U_0 的微分时，有

$$\frac{d\beta}{dU_0} = (1 - y\mathcal{C})\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} - \beta_e\mathcal{C}\frac{\partial y}{\partial U_0} \quad (17)$$

又

$$\frac{d\beta_1}{dU_0} = (1 + b\mathcal{C})\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} + \beta_e\mathcal{C}\frac{\partial b}{\partial U_0} \quad (18)$$

因 β_1 （只与慢波线路冷波速有关）与 U_0 无关，所以有 $\frac{d\beta_1}{dU_0} = 0$ ，故

$$\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} = -\frac{\beta_e\mathcal{C}}{1 + b\mathcal{C}}\frac{\partial b}{\partial U_0} \quad (19)$$

取增量表示式，则有

$$\frac{\Delta\beta_e}{\beta_e} = -\frac{\mathcal{C}}{1 + b\mathcal{C}}\Delta b \quad (20)$$

的电缆及耦合器叠加的总相移。为了在改变螺线电压时仍保持在同一模式下工作（即 n 值不变），则有：

$$\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3 = 0 \quad (9)$$

在反馈回路中，因滤波器或谐振腔的相位对频率变化远大于电缆的相位对频率变化，即

$$\frac{\partial\varphi_2}{\partial\omega} \gg \frac{\partial\varphi_3}{\partial\omega} \quad (10)$$

则有

$$\Delta\varphi_1 \approx -\Delta\varphi_2 \quad (11)$$

现在的问题归结为寻找 $\Delta\varphi_1$ 与行波管的参数的联系及 $\Delta\varphi_2$ 与谐振腔参数的联系问题。

$\Delta\varphi_1$ 与行波管参数的关系，可由行波管的小讯号理论求得，因为

$$v_e = v(1 - \gamma\mathcal{C}) \quad (12)$$

式中 v_e 为行波管的电子注直流速度， v 为热状态下电磁波在慢波系统上传播的速度， γ 为行波管小讯号理论中的增幅波因子， \mathcal{C} 为皮尔斯增益参量。因为 $\beta = \frac{\omega}{v}$ ， $\beta_e = \frac{\omega}{v_e}$ ， $\omega = 2\pi f$ ， f 为工作频率，所以式(12)可改写为

$$\beta = \beta_e(1 - \gamma\mathcal{C}) \quad (13)$$

当在冷状态下慢波线上的电磁波与电子注不同步时，有

$$\beta_1 = \beta_e(1 + b\mathcal{C}) \quad (14)$$

式中 b 为皮尔斯失步参量。

由小讯号理论可以近似地求得 γ 与 b 的联系为：

$$\gamma = -0.07(6 + Q\mathcal{C})b + 0.5(1 + Q\mathcal{C}) \quad (15)$$

式中 Q 为行波管中的空间电荷参量。

为了计算行波管的相位移，必须先估计 β 与各参量的关系。设慢波线的总长度为 l ，则行波管内的相移变量 $\Delta\varphi_1$ 应为：

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\beta \cdot l \quad (16)$$

当慢波线电压变化时，即 U_0 变化时，因增益参量 \mathcal{C} 随 U_0 的变化相当缓慢，所以对(13)求 U_0 的微分时，有

$$\frac{d\beta}{dU_0} = (1 - \gamma\mathcal{C})\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} - \beta_e\mathcal{C}\frac{\partial\gamma}{\partial U_0} \quad (17)$$

又

$$\frac{d\beta_1}{dU_0} = (1 + b\mathcal{C})\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} + \beta_e\mathcal{C}\frac{\partial b}{\partial U_0} \quad (18)$$

因 β_1 (只与慢波线路冷波速有关)与 U_0 无关，所以有 $\frac{d\beta_1}{dU_0} = 0$ ，故

$$\frac{\partial\beta_e}{\partial U_0} = -\frac{\beta_e\mathcal{C}}{1 + b\mathcal{C}}\frac{\partial b}{\partial U_0} \quad (19)$$

取增量表示式，则有

$$\frac{\Delta\beta_e}{\beta_e} = -\frac{\mathcal{C}}{1 + b\mathcal{C}}\Delta b \quad (20)$$

另外有

$$\frac{\Delta\beta_c}{\beta_c} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta U_0}{U_0} \quad (21)$$

根据以上各式可求得

$$\Delta\beta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0} \beta_c [0.07(1 + b\mathcal{C})(6 + Q\mathcal{C}) + (y\mathcal{C} - 1)] \quad (22)$$

由式(15)得:

$$\Delta\varphi_1 = \pi N_g \frac{\Delta U_0}{U_0} [0.07(6 + Q\mathcal{C})(1 + b\mathcal{C}) + (y\mathcal{C} - 1)] \quad (23)$$

当 $Q\mathcal{C}$ 与 \mathcal{C} 值均很小时, 可以近似地求得

$$\Delta\varphi_1 \simeq -0.58\pi N_g \frac{\Delta U_0}{U_0} \quad (24)$$

对于外线路的谐振腔, 其相移特性当失谐不大时, 有

$$\Delta\varphi_2 = \arctg\left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right) Q' \quad (25)$$

式中 f_0 为谐振频率, Δf 为失谐的频偏, Q' 为腔体的品质因数(有载品质因数), 当失谐不大时, 式(25)变为:

$$\Delta\varphi_2 \simeq + \frac{2\Delta f}{f_0} Q' \quad (26)$$

综合以上各式, 有

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} \simeq 0.9 \frac{N_g}{Q'} \cdot \frac{\Delta U_0}{U_0} \quad (27)$$

由式(27)可以看出: (1)当偏谐不大时, 频率的变化与电压的变化成线性关系, 因此电子调谐也是线性变化的。(2) Q' 值愈小频率变化愈大。(3)按上式推理, 在固定频率工作时, 螺线电源电压的稳定度及波纹均对振荡频率有影响, 这在我们的实验中观察到。

三、行波管振荡器的实验研究

1. 测试中所采用的行波管和元件的性能

本试验所采用的行波管是一个工作在 5 公分波段、输出功率在中心频段下为 8 瓦, 小讯号增益约 40 分贝的行波管。管子是金属陶瓷结构、周期永磁聚焦、同轴输入输出、两级降压收集极。管子的总工作效率约大于 30%。在小讯号同步工作时, 螺线电压约为 1600 伏。在小讯号工作时, 螺线所截获的电流小于 2 毫安。两级降压收集极电压分别为 1000 伏及 500 伏。

所采用的电调 YIG 滤波器是国产的 DLK1/8 型, 它的品质因数较高。YIG 是利用铁磁共振原理工作的, 因此改变外加磁场就可以改变滤波器的中心工作频率。而外磁场的改变可以通过励磁电流来控制。励磁电流由 200 毫安变化到 900 毫安时, 滤波器的中心频率约由 2200 兆赫变到 9000 兆赫, 电调范围达两个倍频以上。滤波器的 3 分贝带宽约 20 兆赫。励磁电源的控制电压不大于 10 伏。

作电子调谐特性测试时,我们采用了半波长同轴谐振腔。腔的外导体的内径为 15 毫米,内导体的外径为 4 毫米,腔的两端用金属平板封闭起来,并用环耦合起来。耦合环放在腔体的中段。测得的带宽为 16 兆赫。

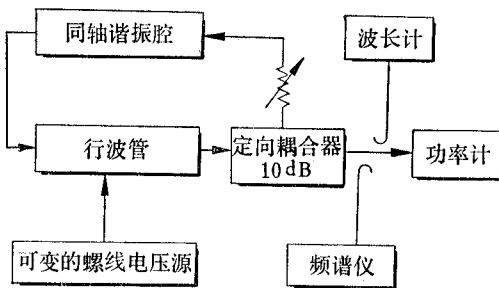


图 2 电子调谐特性的测试线路

线电压 U_H , 振荡器的振荡频率就随着改变。用点测法测得的 U_H 与 f 的特性曲线示于图

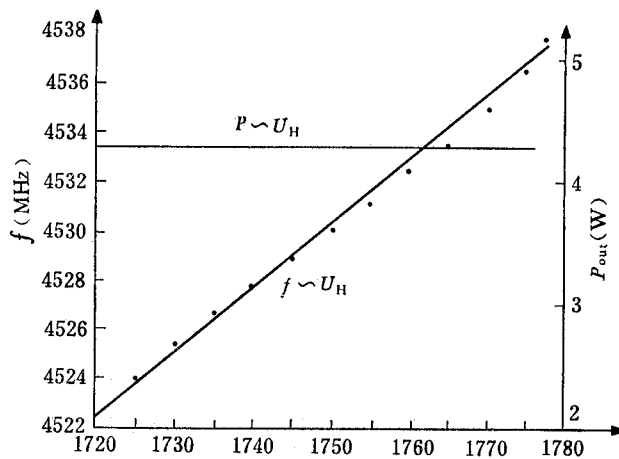


图 3 电子调谐特性曲线

3. 由图可见,当 U_H 变化 60 伏时,振荡频率变化约 16 兆赫,与反馈线路串接的滤波器谐振特性的带宽十分接近。曲线很大一部分是直线性的,其特点是调频宽度与滤波器的品质因数有密切关系,输出功率在整个频段没有变化。这是行波管振荡器的固有优点。因此它是一种性能优良的压控振荡器。

3. 特宽频带电调特性的测试

测试线路的布置示于图 4。在反馈回路上串接了一个 YIG 电调滤波器,其 3 分贝带宽约 20 兆赫。为了能观察全频段的频率功率特性,我们把 50 周电源半波整流后馈给 YIG 电调滤波器,使得励磁线圈有 50 周半波的正弦脉动电流。这脉动电流在 0 到 900 毫安之间来回变化,亦即滤波器的中心频率在 1 到 9 千兆赫之间变化。我们将振荡器的输出通过一个宽带检波器接到 SBR-1 双线示波器上进行观察。另一路通过两个串接的波长计 PX-12、PX-13 来监视输出频率的变化范围。我们在示波器上观察到全频段 (2.3 到 8.78 千兆赫) 的功率输出波形。当连接元件经仔细的匹配调节,全频段没有死点出现,这可由

因为本实验的工作频宽很宽,所用的微波测试线路与元件均用国产同轴线及同轴元件。其中一些接头与元件均需经过仔细调试及选择。

2. 电子调谐特性的测试

测试线路的布置示于图 2,在反馈线路上串接了一个固定调谐的通过式同轴谐振腔滤波器。3 分贝的带宽为 19 兆赫。我们保持行波管各电极电压不变,仅改变螺

图 5 的照片显示。

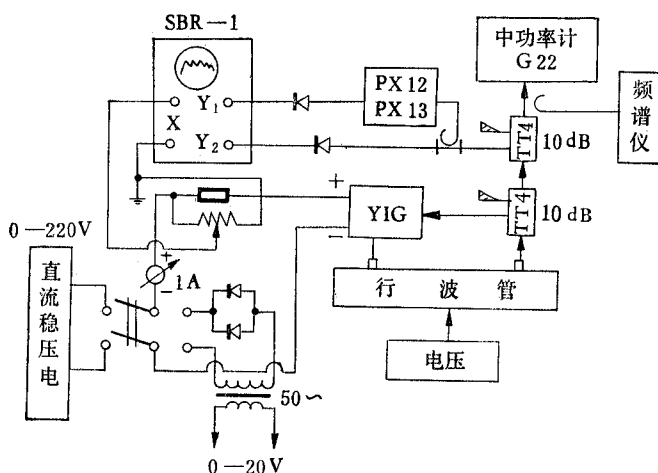


图 4 特宽频带电调特性的测试线路方框图

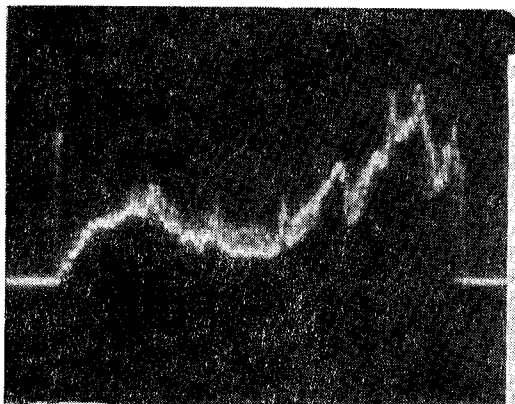


图 5 全频段(2.3 到 8.78 千兆赫)的输出功率与频率的示波照片。在全频段内没有死点出现

为了测量电调频率线性度，我们将 YIG 滤波器接到一个可调的直流晶体管稳压电源上，用点测法测量振荡频率与 YIG 励磁电流的关系。发现主振荡频率 f 与 YIG 励磁电流 I_y 有良好的线性关系。而且 f 与 I_y 的关系重复性能良好，回差也很小。这一点是其他电子管类型振荡器所没有的。 f 与 I_y 的线性关系示于图 6。不同频率下的功率输出也用点测法测试，测试结果也表示在图 6 中。

我们用频谱仪观察振荡器在固定 YIG 励磁电流下的单频谱线。在全频段内逐段仔细观察，发现频谱相当好，单频谱线的线宽约在 300 千赫左右。为了比较，我们也观察了采用反射速调管振荡器 XFL-6B-II 的单频谱线。这两种振荡器的典型频谱谱线见图 7、图 8。在其他频率也有相类似的谱线，为了节省篇幅，不一一赘述。而返波管扫频仪的单频谱线就比较差了，它的谱线图形见图 9。谱线杂乱无章。

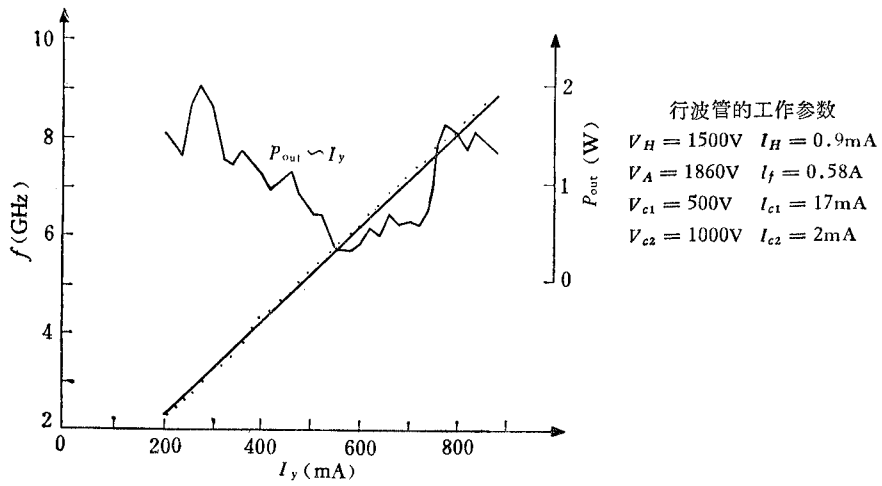


图 6 频率 f 、振荡功率 P_{out} 与励磁电流 I_y 的关系

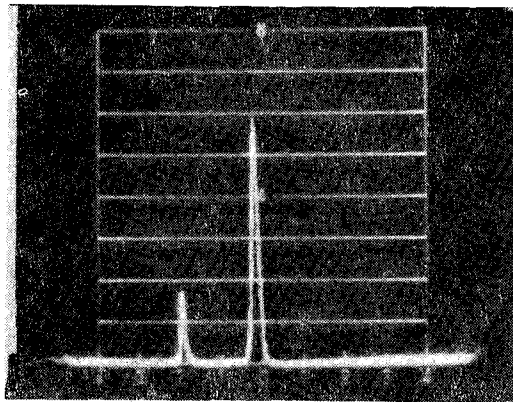


图 7 反射速调管振荡器 XFL-6B-II 的单频谱线。 $f = 5$ 千兆赫，线宽为 300 千赫左右（左边的小谱线是频谱仪上的频标，可作为线宽比较）

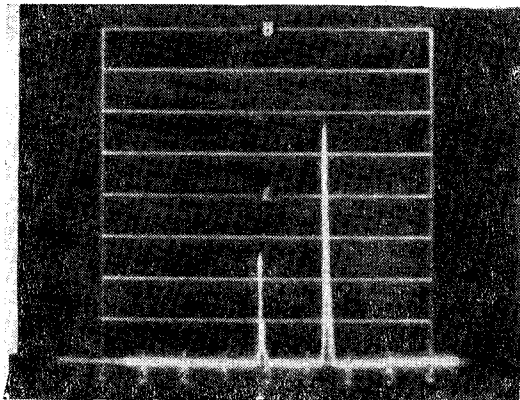


图 8 行波管 YIG 振荡器的单频谱线。 $f = 5$ 千兆赫线宽为 300 千赫左右（左边的谱线是频谱仪上的频标，可作为线宽比较）

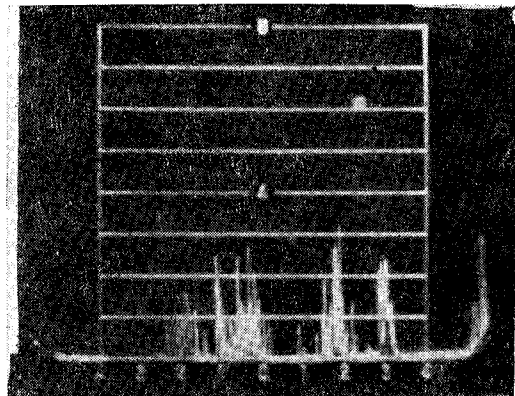


图 9 返波管振荡器的单频谱线。 $f = 5$ 千兆赫，线宽约占 2 兆赫，谱线的质量较差

从上述的测试结果与行波管 YIG 振荡器的整机性能看, 这种振荡器的优良性能是很显然的. 为了便于比较, 我们把三种类型的振荡器的优缺点列于表 1 中作为比较. 我们只限于在相同数量级的输入功耗下, 把整机的总体性能作比较, 亦即把振荡管及其电源和电调线路作为综合体考虑, 而不是对每种振荡管的单个特性来讨论其优缺点. 电压调谐磁控管 (VTM) 的频率电调范围可达 1:3, 而且效率亦不低, 但作为整机总体考虑, VTM 对电源的要求较高, 因为要大范围调频, 就要求电调电路的高压有较大的变动范围 (一般由几百伏变到几千伏), 而且管子的总工作电流亦全部流过这个电调电路, 同时要保证良好的频谱性能则要求电调电路有高的稳定性和低的波纹因数. 大的负载电流, 大的可调电压范围, 高的稳定性, 低的波纹因数, 这几个要求是相互矛盾, 相互制约的, 都要在同一个电调电路体现出来, 必然会使整机线路复杂化. 目前生产的交叉指型返波管与 VTM 有相同的问题, 但前者用得较为广泛, 所以在表 1 中只列出返波管振荡器作为代表. 灯塔管振荡器在整机结构上与反射调速管振荡器有相类似的情况, 我们也只列出反射调速管振荡器的特性作为代表. 由于行波管 YIG 振荡器的固有的电子效率较高 (一般都能大于 10%), 总耗电必然低; 同时 YIG 的电调电路, 是在低电压下工作, 并且是与管子电源无关的独立部分, 所以在半导体线路发展得比较成熟的今天, 行波管 YIG 振荡器是不难作到在低电压下, 有宽的变化范围 (例如由 0 变至 10 伏), 仍能保持高的稳定度的. 而行波管电源是在固定电压下工作, 为了获得高性能的振荡, 阳极及螺线电压要求有高的稳定性与低的波纹因数, 而这两个电极的电源, 功耗很低 (阳极电源不大于半瓦, 螺线电源不大于 3 瓦), 而且是在固定电压下工作, 因而用比较简单的电路与元件就可以保证达到指标. 其余要承受大功耗的电极电源, 收集极电源不需要高稳定性与低的波纹, 因而亦能用简单的

表 1 三类电子管类型的微波振荡器性能比较表

功 能 \ 类 型	返 波 管 振 荡 器	反 射 调 速 管 振 荡 器	行 波 管 YIG 振 荡 器
单机扫频范围	不大于一个倍频程 (电子调谐)	不大于一个倍频程 (只能机械调谐)	约二个倍频程 (电调谐)
输出功率	不大于 100 毫瓦	不大于 100 毫瓦	瓦级功率
频谱纯度	杂谱线, 线宽约占 2 兆赫	单谱线, 线宽为几百千赫	单谱线线宽为几百千赫
电调电压与振荡频率的关系	近似于指数规律, 要对调变电压进行补偿	不能宽频电调	线性规律很好回差小; 重复性好
电调电路复杂程度	功耗大, 线路复杂	不能作宽带电调	简单, 功耗小
整机功耗	约 400 瓦*	约 50 瓦	小于 50 瓦
整机体积与重量	重, 很大	轻, 不大	轻, 不大
全景宽扫频	大能	不能	能
微波管现成品的通用性	只能作振荡器通用性差	只能作振荡器通用性差	通用性强既可作放大器亦可作振荡器
微波管的电源结构	管子电源与电调电路综合, 结构复杂, 电源质量难保证	管子电源与变频电路分离, 结构简单, 电源质量能保证	管子电源与电调回路分离, 结构简单, 固定电压, 工作电源质量容易保证

* 仪器说明书上标定的功耗。

电路与元件来作成。由表 1 我们可以看出,从总体考虑,行波管 YIG 振荡器在电调性能方面比目前得到应用的返波管振荡器有好得多的频谱性能和整机使用性能。可以相信这类振荡器可能会逐步用行波管代替返波管而成为新一代电调振荡器。这样将为行波管的应用开拓一个新的途径。

参 考 文 献

- [1] H. R. Johnson, and J. R. Whinnery, *IRE Trans.*, **ED-2** (1953), 11.
- [2] W. K. Beam and D. J. Blattner, *RCA Rev.*, **17**(1956), 86.