

高增益行波管的振荡抑制*

陈培龙

(中国科学院电子学研究所)

提 要

本文介绍我们在研制高增益小功率行波管过程中所遇到的振荡,分析了产生振荡的机理,并由此找到了抑制振荡的方法。管子最终所达到的增益在70dB以上,最大的输出功率可达到3W。

一、前 言

我们研制的C波段高增益小功率行波管的主要技术指标如下:

$$G > 70\text{dB}, \quad p \geq 2\text{W}$$

在设计和制管的初期阶段,我们采用一般形式的衰减器结构,如图1所示:

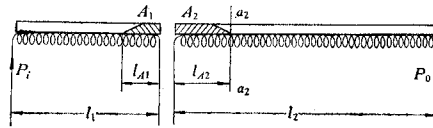


图1 衰减器结构示意图

Fig. 1 The Sketch of the structure of the helix with attenuators.

图中,螺旋线和衰减器都在总长的1/3处切断。A₁及A₂分别为输入、输出段的衰减器,a₂—a₂为输出段衰减器尖部所在的平面。

在上述结构下,尽管我们对A₂的衰减量及长度作了多次增加和变化(长度不同,错位放置),但试制出来的样管都发生了强烈的自激振荡,振荡功率可达1—2W。

如何抑制振荡成了继续工作的主要问题。我们通过对产生振荡的机理的分析,终于找到了一种增设“隔离衰减器”的方法,使增益高达70dB以上的行波管获得了稳定性,成功地研制出了 $G > 70\text{dB}$, $p = 3\text{W}$ 的合格管子。管子经用户作整机试验性能良好。

二、产生振荡的机理分析

采用图1的结构,要制出增益高达70dB以上的管子是极为困难的。为了更好的分析管子产生振荡的原因,首先介绍一下该管的有关设计参量:

* 1981年2月13日收到。

$$\begin{aligned} \gamma a' &= 1.42, & \lambda_g &= 4.755\text{mm}, & C &= 0.0814, \\ B &= 40.3, & N_1 &= 12, & N_2 &= 24.6. \end{aligned}$$

从以上这些设计参量可见, BCN_2 (净增益) 很大, 约 80dB. 因此, 从高频迴路上来看, 在输出窗与衰减器 A_2 之间很容易产生反射引起的振荡. 在衰减器 A_2 这端产生反射的途径有两个, 一个是衰减器 A_2 的尖部反射, 另一个则是切断螺线的终端反射. 当输能头和衰减器 A_2 的尖部以及螺线终端的“反射损耗”之和再加上螺线的冷损耗小于 BCN_2 时, 振荡就会在输出端到 A_2 之间发生. (相位条件总可在某些频率上得到满足.) 由于螺旋线的精度可以做得较高, 因而螺旋线的不均匀性所引起的反射可以忽略.

下面先来估算一下上述三者的“反射损耗”:

1. 输能头的“反射损耗” $L_{\text{窗}}$ 根据定义, 可给出反射系数 Γ 、“反射损耗” L 和相应的驻波系数 ρ 的幅值之间的计算公式:

$$\begin{aligned} |\Gamma| &= \frac{|u_{\text{反}}|}{|u_{\text{入}}|} = \left(\frac{\rho_{\text{反}}}{\rho_{\text{入}}}\right)^{\frac{1}{2}}, \\ L &= -10 \lg\left(\frac{\rho_{\text{反}}}{\rho_{\text{入}}}\right) = -20 \lg |\Gamma| \quad (\text{dB}), \\ \rho &= \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}; \end{aligned}$$

Γ 、 L 、 ρ 的幅值之间的数值关系如表 1 所示:

表 1 Tab. 1

$L(\text{dB})$	10	14	20	25	30	35	40	50
Γ	0.316	0.2	0.1	0.0562	0.0316	0.0178	0.01	0.00316
ρ	1.926	1.5	1.222	1.12	1.068	1.035	1.022	1.0068

一般情况下, 输能头的匹配只能做到 $\rho = 1.5$ 左右, 在边频上还要差, 约为 2. 从表 1 可见, $\rho = 1.5$ 时, 对应的 L 值只有 14dB; 在边频处 $\rho = 2$, L 约 10dB; 因而输能头的反射损耗是较小的. 螺旋线的冷损耗对抑制振荡的贡献也是很小的, 约 10dB. 由此可见, 若要不出现振荡, 则 A_2 的反射损耗至少要大于 50dB, 最好大于 60dB; 相应的匹配要求为 $\rho < 1.0068$. 这个要求在工艺上是达不到的.

2. 切断螺线终端的“反射损耗” $L_{\text{切断}}$ 假定 A_2 是理想的无反射的衰减器, 则从图 1 中的 $a_2 - a_2$ 平面向左看, 它的等效反射系数和反射损耗为:

$$\begin{aligned} \text{反射损耗 } L_{\text{切断}} &= 2A_2 \quad (\text{来去两次经过 } A_2), \\ \text{反射系数 } |\Gamma| &= 10^{-\left(\frac{L_{\text{切断}}}{20}\right)} = 10^{-\frac{A_2}{10}}, \\ \text{等效驻波系数 } \rho &= \frac{1 + 10^{-\frac{A_2}{10}}}{1 - 10^{-\frac{A_2}{10}}}; \end{aligned}$$

在上列表达式中, 我们假定切断螺线终端的反射为全反射.

当三个衰减器 A_2 的衰减量都在 15dB 左右时 (这是很容易实现的), 在 $a_2 - a_2$ 平面上

看,切断螺线的反射损耗就会高达 90dB. 如此大的等效反射损耗是足以抑制切断螺线终端反射引起的振荡的. 从这个分析中,我们还可以得出这样的结论,即在切断螺线的结构中,每个衰减器的衰减量可以做得比不切断螺线结构所需要的小. 一般来说,每个衰减器的衰减量在 10 到 15dB 之间就足够了.

3. 衰减器 A_2 的尖部反射损耗 从 1、2 节的讨论中,已可明显的看出,由于只要 A_2 本身的衰减量足够大,切断螺线的终端反射就可忽略不计;同时输能头的反射损耗限于工艺和设计水平又较难进一步再增大,因此为了抑制反射引起的振荡,就必然对衰减器 A_2 的尖部反射作不切实际的要求,这样的要求是达不到的. 所以在如图 1 的结构下,尽管我们对 A_2 作了多次改变,管子仍都产生了强烈的自激振荡.

三、抑制振荡的方法

抑制上述振荡有两条途径,但总的思路是设法把难题分开来加以处理.

1. 改善输能头的匹配 如能把输能头的匹配做到 $\rho < 1.068$, 则它的反射损耗就会大于 30dB; 从而对 A_2 的尖部反射损耗的要求就可降到 40dB 左右, 相应的匹配为 $\rho = 1.022$ 左右. 这样,总的反射损耗就在 70dB 左右,再加上螺线的冷损耗,就有可能把这种振荡抑制掉. 例如,德律风根公司最近研制的小信号增益为 60dB 的 TL12022 管就是这样做的^[1]. 但是,若对管子提出短路稳定性要求的话,上述这个方法仍然是行不通的.

2. 增设“隔离衰减器” 众所周知,低频线路中经常采用级与级之间的“隔离电阻”来防止振荡. 问题在于是否可以采用类似的方法来抑制上述这种反射引起的微波振荡呢? 从线路上来看,信号在螺旋线上传播的过程中不断的得到放大,如能在输出段的螺线中间加进一个类似于“隔离电阻”的“隔离衰减器”的话,那么,上述这种反射引起的振荡情况就会发生很大的变化.

四、“隔离衰减器”的作用的分析

引入“隔离衰减器”后的结构如下:

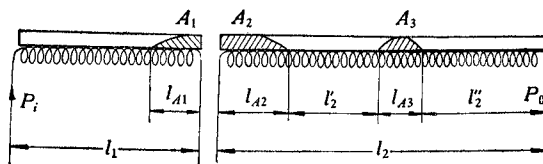


图 2 有“隔离衰减器”后的结构示意图

Fig. 2 The sketch of the structure of the helix with isolation attenuator

A_1 、 A_2 为主衰减器, A_3 为“隔离衰减器”. 由于引入了“隔离衰减器” A_3 , 就把输出段的螺旋线分隔为 l_2 和 l'_2 两部分, 所以前述的这种反射引起的振荡就转化为在 l_2 和 l'_2 的局部区域中发生. 显然, 抑制 l_2 和 l'_2 区域内的反射振荡就变得容易了.

1. l_2'' 区域 A_3 放在 l_2 的中间, 因此在 l_2 和 l_2'' 区间内的 BCN_2' 和 BCN_2'' 近似地各为 BCN_2 的一半, 即在 40dB 左右. 因此在输能头的反射损耗为 14dB ($\rho = 1.5$) 的情况下, 为了抑制在 l_2'' 内产生的反射振荡, 只要求 A_3 的尖部反射损耗大于 30dB, 这相当于只要求匹配 $\rho = 1.068$, 这个要求是很低的, 从而使衰减器的制作工艺大大简化而易于实现. 实际上, 衰减器的尖部匹配可做到 $\rho = 1.02-1.04$. 因此, 只要选择匹配性能较好的衰减器, 就可使在 l_2'' 内不发生反射引起的振荡.

2. l_2 区域 在 l_2 内产生振荡的可能性也是很小的. 因为在 l_2 内的螺旋线的两端都有衰减器, 所以螺线两端的反射损耗都较大. 一般来说, 两端的反射损耗之和约为 50—60dB, 这样大的反射损耗值是足以使 l_2 区域获得稳定的.

3. l_2 区域 在讨论了 l_2 和 l_2'' 区域内的情况之后, 便会提出另一个问题, “在 l_2 的整个区域内会不会产生振荡呢?”

这个问题可以这样来分析, 由于引入了 A_3 , 因而在 l_2 的整个区域内, 对抑制反射引起的振荡来说, 相当于引入了两倍的 A_3 的衰减量(来去两次). 当 A_3 的衰减量为 10—15dB 时, A_3 对抑制 l_2 内振荡的贡献便可达到 20—30dB. 这样, 对 A_2 的尖部反射损耗的要求便可从 60dB 降为 30—40dB; 相应的匹配要求便可从 $\rho \leq 1.0068$ 降为 1.022. 在一般情况下, 只要把 A_2 的匹配做得好些, A_3 适当的做得大些(例如 15dB), 那么在 l_2 内产生振荡的可能性便可消除.

由于 A_3 的衰减量不大, 所以线路波虽然受到 A_3 的衰减, 但仍然与已调制的电子注有相当的相互作用, 因此 A_3 的引入对整管的增益影响不大. 为了使 A_3 不致于对效率和其它参量产生不利的影响, 则应使 A_3 之后的螺旋线的增益大于某一数值, 例如, 大于 26dB^[2]. 我们研制的管子增益较高, 在 A_3 之后的螺旋线仍有近 40dB 的净增益, 该管的电子作用效率与常规型的差不多, 约为 14%.

综上所述, 可明显地看到, 增设“隔离衰减器”的方法能在衰减器工艺和输能头匹配不够理想的情况下, 使管子的增益做得尽可能的高. 我们研制的高增益 C 波段行波管就是通过这个方法成功地使管子获得了 70dB 以上的增益. 国外在这方面也有报道^[3].

五、高增益行波管输入段的振荡

在制管过程中, 我们还发现在上述振荡得到克服之后, 仍有与管子输入端的匹配有关的振荡. 它的主要特点是, 当输入端的匹配发生变化时, 例如, 改变电缆的位置或拧紧拧松接头等, 管子的输出端就会出现时有时无的振荡功率. 为了证明这种振荡来自管子的输入段, 我们做了一个实验. 方法是在管子的输入接头上接上一个短路调配器, 调节活塞到不同的位置, 就可看到, 在一些位置上, 管子有稳定的振荡功率输出, 在另一些位置上, 则没有. 这个实验证明了管子的输入段处于临界状态. 当输入接头的匹配变坏时, 由于它的反射损耗减小, 使总的反射损耗(输入接头和衰减器 A_1) 小于 l_1 内的增益 BCN_1 , 结果便使 l_1 的区间内产生了振荡, 在输出端出现了振荡功率.

由于 BCN_1 不太大, 约为 40dB, 因此这种振荡不难克服; 只要适当地加长衰减器 A_1 的长度和改善 A_1 的尖部匹配性能(使 A_1 的尖部匹配 $\rho = 1.04$), 就可使输入段获得短路

稳定性。

最后,我们顺便提一下,由于采用了切断螺线工艺并把 A_1 、 A_2 的衰减量做得较大,再加上切断螺线所带来的很大的隔离度^[4],因而反射引起的振荡不会在输入与输出段之间发生。

本项工作中的衰减器的检测工作主要是张秀芬同志进行的,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Bretting and P. Treytl, *1973 European Microwave Conference Proceedings*, Vol. 2, C. 10. 4.
- [2] C. C. Cutler and D. J. Brangaccio, *IRE Trans. on ED. PGED-3* (1953), 9.
- [3] J. C. Marechal, *Microwave Journal*, 15(1972), p. 21.
- [4] 郭开周, *电子管技术*, 1978年,第1期,14页。

THE SUPPRESSION OF OSCILLATIONS OF HIGH GAIN TWT

Chen Pei-long

(*Institute of Electronics, Academia Sinica*)

In this paper, the method for suppressing the oscillations occurred in the small power high gain TWT's is presented, and the mechanism of generating these oscillations is analysed. By adding an isolation attenuator these oscillations are suppressed