

微带型行波管外平衡器的计算机 辅助设计和实验研究*

迟镜莹 张国兴 顾 璜

(东南大学, 南京)

摘要 利用微带电路作成的行波管外平衡器的理论研究和实验工作已经完成。为了进一步改进行波管的性能, 本文对平衡器的设计计算方法进行了讨论, 改进设计了一个单级平衡器, 使在 2.8—7.0GHz 的频带内增益起落从 11.6dB 降为 2.74dB。同时提出不对称增益特性的双级复式补偿平衡器的概念和方法, 设计和研制了一个双级平衡器。利用计算机对微波电路参量进行了优选调整后, 在 2.5—7.5GHz 的频带内, 增益起落从 13.6dB 降为 2.73dB。实验结果的变动量为 5dB。

关键词 行波管; 平衡器; 反射电路; 插入损耗; 增益频率特性

一、引 言

由微带线构成的反射电路与 90° 混合式微带型 3dB 定向耦合器所组成的电路作为行波管外平衡器, 对改善增益频率特性, 扩展行波管放大器的有效带宽, 是一种既简便又经济的可行方案。我们已经完成了初步的试验^[1], 使增益起落在 3.5—7.5GHz 频带内从 10dB 降为 5dB。为了进一步降低增益起伏、扩展频带, 本文借助于电子计算机对平衡器进行了改进设计。在计算机上对反射电路参量: 吸收电阻 R , 反射电路微带线阻抗 Z 及长度 l 进行选择, 使增益频率特性得到了显著的改善。为了进一步减小增益起伏, 我们又提出和设计了两级反射电路的外平衡器, 并进行了比较试验, 使之在 2.5—7.5GHz 频带内, 增益变动从 13.6dB 降至 5dB, 频带展宽了 1GHz, 取得了满意的结果。

二、计算公式

1. 插入损耗 L

反射型外平衡器的设计目标是要得到与行波管增益特性 $G(f)$ 互补的插入损耗特性 $L(f)$ 。反射型外平衡器插入损耗公式为

$$L = 10 \lg \frac{1}{|\Gamma_A|^2} \quad (1)$$

* 1987年4月27日收到, 1987年10月6日修改定稿

式中, Γ_A 为平衡器开路微带线输入端的反射系数, 其值决定于反射电路的输入阻抗 Z_A 和 3dB 电桥输入、输出线阻抗 Z_0 。而 Z_A 为

$$Z_A = \frac{1}{G + jY \tan \beta l}, \quad G = \frac{1}{R}, \quad Y = \frac{1}{Z}, \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2)$$

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}, \quad |\Gamma_A|^2 = \frac{(1 - GZ_0)^2 + (YZ_0 \tan \beta l)^2}{(1 + GZ_0)^2 + (YZ_0 \tan \beta l)^2} \quad (3)$$

可见, 为了得到所需插入损耗频率特性 $L(f)$, 以补偿行波管的钟形增益频率特性 $G(f)$, R , Z 和 l 必须取合理的数值, 这正是设计的任务。

2. 反射电路长度的计算

显然, 为了补偿行波管钟形增益频率特性, 应使在中频 f_0 处, $|\Gamma_A|$ 最小, $L \rightarrow$ 最大, 在上下边频 f_2, f_1 处 $|\Gamma_A| \rightarrow$ 最大, L 最小, 即有 $|\Gamma_A| \rightarrow 1, L \rightarrow 0$ 。因此开路微带线的长度应同时满足^[2]:

$$l = (2k + 1) \frac{\lambda_1}{4} \quad (4)$$

$$l = (2n + 1) \frac{\lambda_2}{4} \quad (5)$$

$$l = i \frac{\lambda_0}{2} \quad (6)$$

式中, i, k 和 n 均为正整数, 其值决定于频带, 一般取

$$i = n = k + 1 \quad (7)$$

则有:

$$k = \frac{3\lambda_2 - \lambda_1}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} = \frac{3f_1 - f_2}{2(f_2 - f_1)} \quad (8)$$

3. 反射电路阻抗计算

阻抗 R, Z 可从行波管增益频率特性的补偿要求确定。对于行波管钟形增益特性可选取三个典型频率点: 频带中心频率 f_0 、边频 f_1 或 f_2 和 f_0 与边频 f_1 或 f_2 之间的中点频率 f_3 进行计算。在 f_0, f_3 及 f_1 或 f_2 处, 要求的衰减值分别为 L_0, L_3 及 0。则有

$$|\Gamma_0|^2 = 1/10^{L_0/10} \quad (9)$$

$$|\Gamma_3|^2 = 1/10^{L_3/10} \quad (10)$$

因而有

$$R = \frac{pZ_0}{1 \pm \sqrt{1 - p^2}} \quad (11)$$

$$Z = \frac{RZ_0 \tan \theta_3}{\sqrt{2Z_0 R \left(\frac{1 + \Gamma_3^2}{1 - \Gamma_3^2} \right) - Z_0^2 - R^2}} \quad (12)$$

$$p = \frac{(\tan^2 \theta_0 / \tan^2 \theta_3) - 1}{\left(\frac{1 + \Gamma_3^2}{1 - \Gamma_3^2} \right) \tan^2 \theta_0 - \left(\frac{1 + \Gamma_0^2}{1 - \Gamma_0^2} \right)} \quad (13)$$

$$\theta_0 = i\pi, \quad \theta_3 = i\pi \frac{f_3}{f_0} \quad (14)$$

4. ω 和 ϵ_{eff} 的计算

为了满足上述阻抗的要求, 反射电路微带线宽度 ω 和有效介电常数 ϵ_{eff} 的计算按文献[3]的方法进行。

5. 其他因素的影响

实际设计时还应考虑反射电路终端开路电容和 50Ω 输入、输出微带线宽 w_1 与反射电路微带线宽 w_2 连接处的不连续台阶电容的影响。这些影响相当于反射电路微带线长度变化。这将导致频率的偏移, 需要进行补偿。第一种影响的补偿使反射电路微带线长度缩短 Δl_1 , 第二种影响的补偿使反射电路的长度缩短 Δl_2 , 反射电路实际长度应为^[3]

$$l_p = l_T - (\Delta l_1 + \Delta l_2) \quad (15)$$

式中 l_T 为未补偿前的理论计算值;

$$\Delta l_1 = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}} - 0.258} \right) \left(\frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813} \right) \quad (16)$$

$$\Delta l_2 = \Delta l_1 (1 - w_1/w_2) \quad (17)$$

式中 h 为衬底介质基片厚度。

6. 平衡器的衰减特性

根据行波管增益特性的补偿要求, 确定平衡器各频率点的衰减补偿量 L , 求出反射系数 Γ , 利用上述公式, 即可依次算出平衡器的阻抗 Z 和 R , 反射电路微带线长度 l , 宽度 ω 和有效介电常数 ϵ_{eff} , 导引波长 λ_g 以及开路和台阶不连续电容修正量 $\Delta l_1, \Delta l_2$ 。由此结果再进行相反的计算, 便求得平衡器的衰减特性 $L(f)$ 。若不符合要求, 则可通过改变 R, Z 和 l 进行必要的调整。

三、平衡器的计算机辅助设计和实验结果

利用上述方法, 设计 C 波段行波管用外平衡器。根据行波管的频带 (2.8—7.0GHz) 和增益-频率特性(见图 1 实线), 可计算出平衡器的损耗-频率特性曲线, 那么加上平衡器

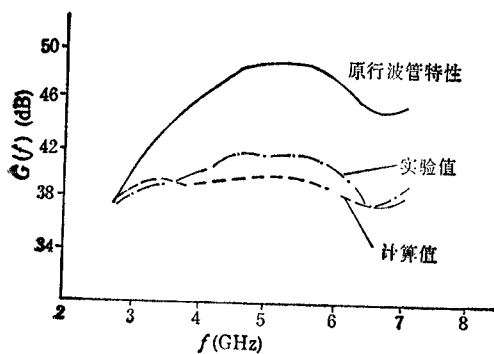


图 1 加平衡器前后, 行波管的增益-频率特性的计算值和实验值

后, 行波管的增益-频率特性就是前二者之差。我们根据实际行波管的增益特性在计算机上对反射电路参量: R, Z, l 进行反复选择, 以得到满意的值。为此必须选择频率点 f_3 及其所对应的损耗 L_3 及 i, k, n , 使计算机作出的损耗-频率特性曲线能较好地补偿行波管的增益特性, 且边频上插入损耗要小。再经过一系列选择比较并在计算机上作图, 最后得到的平衡器损耗-频率特性曲线如图 1。因为所给行波管在高频端增益比

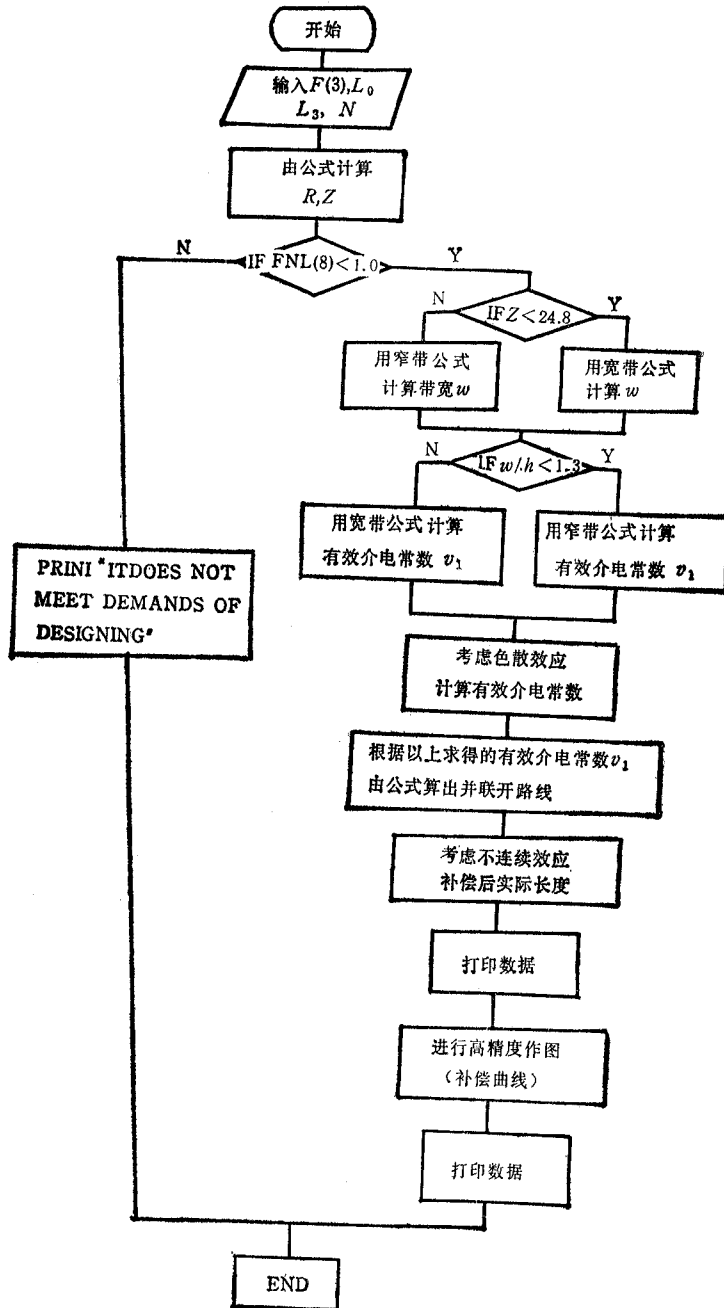


图2 计算机程序框图

低频端高,所以中心频率的补偿从 5GHz 移到 5.5GHz.

计算机的计算程序如图 2 所示. 从计算机输入 k, i, n , 基片厚度 h , 输入、输出线阻抗 Z_0 及频率点 f_0, f_3 及其所对应的损耗 L_0, L_3 . 通过对上述各量的选择, 得到如下一组数据: $F_0 = 5.5\text{GHz}$, $L_0 = 8.5\text{dB}$, $F_3 = 6.83\text{GHz}$, $L_3 = 7\text{dB}$, $R = 22.7\Omega$, $Z = 54.7\Omega$

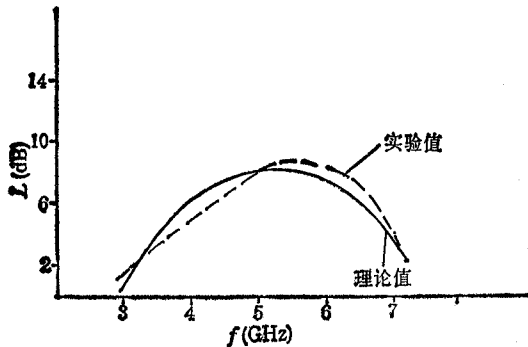


图3 C波段外平衡器的损耗-频率特性

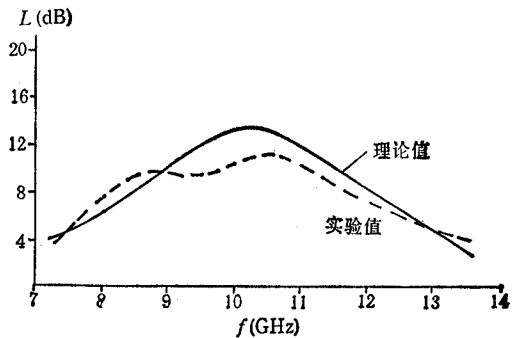


图4 X波段外平衡器的损耗-频率特性

$l = 10.7\text{mm}$ 。可见增益波动小于 3dB 。

由于反射电路微带线存在不连续性,经补偿后得到 $l_p = 10.5\text{mm}$ 。

由上述计算,所研制的 C, X 波段两种平衡器的损耗特性示于图 3 和图 4 中。C 波段外平衡器与行波管相连后的计算值和实测结果示于图 1。

四、两级复式补偿平衡器的设计

以上平衡器的设计,都是假定待补偿行波管的增益特性 $G(f)$ 是对称的钟形特性。实际上,行波管的 $G(f)$ 通常不可能是规则的钟形,而常会在局部区域出现脉冲式的增益峰。因此,我们又设计了一种两级复式补偿平衡器。这是一种分级补偿法。首先对行波管增益特性曲线上(通常在中频右边)的增益峰设计一个平衡器,进行窄带补偿,作为第一级。然后,对一级补偿后的增益特性,设计第二级平衡器,进行全带宽钟形补偿。这种两级平衡器也可以展宽频带。利用此法可使上述单级平衡器的频带从 $2.8\text{—}7.0\text{GHz}$ 展宽到 $2.5\text{—}7.5\text{GHz}$, 增益波动小于 3dB 。图 5 为两级平衡器的结构图。两级平衡器反射电路的各参量 R, Z 及 l 仍用计算机进行优选。反复选择 f_0, L_0, f_3, L_3 等参量,并在计算机上作图。最后选取数值为:

第一级 $f_0 = 6.75\text{GHz}, L_0 = 8.5\text{dB}, f_3 = 7.5\text{GHz}, L_3 = 7\text{dB}, R = 110.2\Omega, Z = 46\Omega, l = 8.2\text{mm}, w_2 = 0.9\text{mm};$

第二级 $f_0 = 4.5\text{GHz}, L_0 = 10\text{dB}, f_3 = 5.5\text{GHz}, L_3 = 7.6\text{dB}, R = 26\Omega, Z = 48\Omega, l = 12.7\text{mm}, w_2 = 0.9\text{mm}.$

由上述的计算数据,我们选用衬底基片厚为 0.8mm 、尺寸为 $30 \times 50\text{mm}^2$ 的 99% 陶瓷片做成的两级平衡器进行了试验。经两级平衡器补偿后,行波管增益特性的计算值和实验值示于图 6。

由图 6 可看出,行波管增益波动为 13.6dB , 经两级补偿后,降到 5dB 。由于加工误差,没能达到理论设计要求的 3dB 。首先是因为第一级的并联电阻位置偏向开路线,使开路线实际长度缩短了,补偿曲线偏向高频端。这样在第二级补偿后,由于第一级频偏,使中频附近衰减量不足,所以补偿后中频增益偏高,而高频端补偿则过大。其次是因为加工制造的电阻值比设计值低。第一级的 R 值低 3.5Ω , 第二级的 R 值低 1.1Ω 。阻抗决定

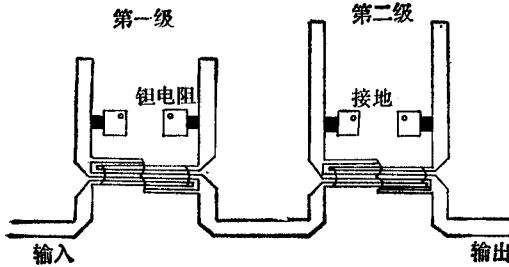


图5 两级平衡器结构图

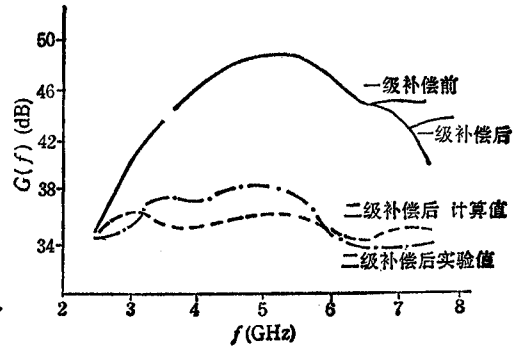


图6 两级平衡器的补偿效果

L 的大小, R 小 L 也小。由于上述两种原因, 致使两级平衡器的补偿没能达到设计值。如严格控制制造工艺, 两级平衡器是能在两个倍频程范围内获得理想的补偿效果的。

本文工作曾得到 55 所的帮助, 顺致谢意。

参 考 文 献

- [1] 张国兴, 迟镜莹, 行波管用微带型外平衡器, 南京工学院学报, 1986 年, 第 1 期, 第 71 页。
- [2] Fulvio Ananasso, *Microwaves*, 18(1978)11, 108—113.
- [3] C. T. Edwards, *Foundations for Microwave Circuit Design*, John Wiley & Sons, 1981.
- [4] A. Presser, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-26(1978)10, 801—805.

CAD AND EXPERIMENTAL RESEARCH OF THE MICROSTRIP EQUALIZER FOR TWT AMPLIFIER

Chi Jingying Zhang Guoxing Gu Huang
(Southeast University, Nanjing)

Abstract Theoretical and experimental research have been done for external TWT equalizer by using microstrip circuit. In order to further improve the performance of TWT, a CAD method is employed to optimize the circuit parameters, and then the gain variation can be reduced from 11.2 dB to 2.74 dB at a bandwidth of 2.8—7.0 GHz. A two-stage equalizer has been also tested. After adjusting six parameters in the microstrip circuit by the use of computer, the gain variation could be reduced from 13.6 dB to 2.73 dB at a bandwidth of 2.5—7.5 GHz. But the experimental results is about 5 dB. The deviation between them is analyzed qualitatively.

Key words Travelling wave tube; Equalizer; Insertion loss; Gain frequency characteristics