

## 8 mm 集成鳍线宽带机调耿氏振荡器\*

徐 军\*\* 薛 泉 薛良金

(电子科技大学应用物理所 成都 610054)

**【摘要】** 提出了一种在集成鳍线振荡器中安装 Gunn 管芯的载体结构,并且用复功率守恒法对该结构作了分析,得到载体在振荡电路中与 Gunn 管芯匹配的最佳尺寸。由于文中所提出的结构妥善地解决了 Gunn 管芯的安装问题,并且便于作优化调整,使得振荡器具有高可靠性、宽带及平坦功率输出的特点。使用这种方法设计的 Ka 频段集成鳍线振荡器具有 12 GHz 以上的机调带宽,带内输出功率大于 30 mW。

**关键词** 鳍线; 耿氏管; 振荡器; 毫米波; 匹配; 复功率守恒法

**中图分类号** TN 015; TN 752

毫米波技术在制导、电子对抗、通信等领域已受到系统设计师的普遍关注。70 年代以来,毫米波耿氏振荡器作为中小功率的毫米波固态源,一直是人们重视的研究课题。集成耿氏振荡器以其体积小、抗振性强、成本低、批量生产一致性好,特别是便于和其他电路集成在一起的特点引起人们极大的兴趣。近年来,在国内外研制集成振荡器的文献报道中,采用的几乎都是封装 Gunn 器件<sup>[1~5]</sup>。由于耿氏器件封装参数的离散性大,给振荡器电路设计和调试带来一定困难。另外,由于封装参数的影响,也使振荡器机调带宽不够宽。为解决这个问题,本文提出一种采用 Gunn 管芯制作集成鳍线振荡器结构,该结构通过调整单侧鳍线下端管芯载体的几何尺寸,使其与 Gunn 管芯匹配,从而实现集成耿氏振荡器的宽带调谐特性。

### 1 电路结构

集成鳍线耿氏管芯振荡器的电路如图 1 所示。从图 1 可见,振荡器由三个部分构成。第一部分为鳍线——波导过渡,输出端口为标准矩形波导;第二部分是振荡器的核心,耿氏管芯通过热压安装在单侧鳍线下端管芯载体上,并经过超声压焊使搭接金丝与鳍线电路相接;第三部分是可调节短路鳍线,通过短路活塞的调节完成振荡器的频率调谐功能。

### 2 单侧鳍线加载矩形金属块的理论分析

图 2 是单侧鳍线加载矩形金属块的横截面图。图中,介质基片安装在矩形波导宽边中心位置,加载载体的一侧壁与金属鳍同在  $y=0$  平面上,载体厚度为  $t$ ,高度为  $d$ ,金属鳍厚度为  $t_1$ ,介质基片厚度  $d$ ,介电常数  $\epsilon$ 。

我们采用复功率守恒法进行分析。复功率守恒法由模式匹配法演变而来,它将复功率转换技术

1996 年 1 月 10 日收稿,1996 年 4 月 13 日修改定稿

\* 国防科工委预研基金资助项目

\*\* 男 33 岁 硕士 讲师

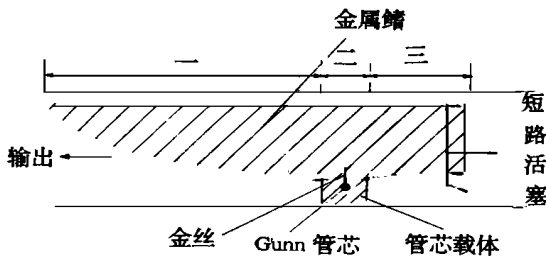


图 1 鳍线 Gunn 管芯振荡器电路

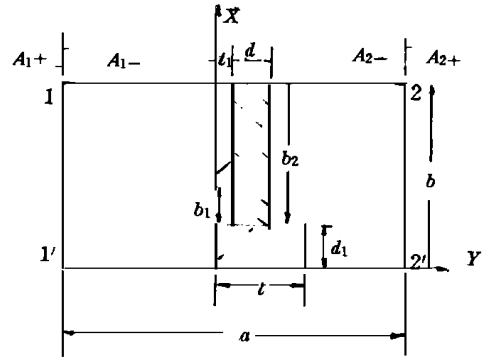


图 2 加载单侧鳍线

与横向谐振技术有机结合起来 对图 2 所示的结构,因为有横向传播,在  $y$  方向上的各处不连续性都将引起 LSE 与 LSM 模的耦合。

第一步利用  $y = 0$  处的边界条件及 LSE 模和 LSM 模的标量位函数,可求出  $y = 0, z = 0$  处的电场,由切向电场连续,并在  $0 \leq x \leq b$  内对  $x$  积分可得

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_0^h \\ \underline{A}_0^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{K_n}{K_m} H_{mn}^{TM} \end{bmatrix} & 0 \\ \left[ \int \frac{c}{K_m K_n} \left( \frac{m}{b} H_{mn}^{TM} - \frac{n}{b_1} H_{mn}^{TE} \right) \right] & \begin{bmatrix} \frac{K_m}{K_n} H_{mn}^{TE} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{A}_1^h \\ \underline{A}_1^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 下标 - 代表矩阵,  $\underline{A}_0^h, \underline{A}_0^e$  是  $y < 0$  区内模的幅度,  $\underline{A}_1^h, \underline{A}_1^e$  是  $0 < y < t_1$  区域内模的幅度。且

$$\begin{cases} H_{mn}^{TE} = \frac{\int_{b_1}^b \sin \frac{m^c}{b} x \sin \frac{n^c}{b_1} (x - d_1) dx}{\int_b^b \sin^2 \frac{m^c}{b} x dx} \\ H_{mn}^{TM} = \frac{\int_{b_1}^b \cos \frac{m^c}{b} x \cos \frac{n^c}{b_1} (x - d_1) dx}{\int_b^b \cos^2 \frac{m^c}{b} x dx} \end{cases} \quad (2)$$

其中  $m$  是指  $y < 0$  区内的模<sup>[7]</sup>

将式 (1) 改写成

$$(A^+ - A^-) = H(B^+ + B^-) \quad (3)$$

其中  $A, H, B$  矩阵的含义对照式 (1) 即可得到 下标 +、- 分别指对网络而言的入射波和反射波令

$$P_A = \begin{bmatrix} P_A^h & 0 \\ 0 & P_A^e \end{bmatrix} \quad P_B = \begin{bmatrix} P_B^h & 0 \\ 0 & P_B^e \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $P_A^h, P_A^e, P_B^h, P_B^e$  是对角矩阵, 其对角元素表示各自区域内单位幅度的模所携带的功率, 且  $P_A^h = \frac{b}{2} Y_m^h V, P_A^e = \frac{b}{2} Y_m^e, P_B^h = \frac{b_1}{2} Y_n^h V, P_B^e = \frac{b_1}{2} Y_n^e$ , 当  $m$  或  $n$  的值为 0 时,  $V = 2$ , 否则  $V = 1$

由复功率守恒<sup>[6]</sup>可得

$$(A^+ - A^-)^+ P_A (A^+ + A^-) + (B^+ - B^-)^+ P_B (B^+ + B^-) = 0 \quad (5)$$

其中 上标 + 指共扼转置 ( $A^+, A^-, B^+, B^-, P_A, P_B$  元素为复数), 其物理意义是: 流入无源域中任意平面的复功率之和为零。

联立式 (3)和式 (5)求解,并经过简单的矩阵运算可得  $y=0$  处不连接性的  $S$  矩阵  
 第二步利用均匀传输线的  $S$  矩阵及  $S$  矩阵的级联可求出  $11', 22$  面间的  $S$  矩阵

$$\begin{bmatrix} A_{1-} \\ A_{2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^T & S_{12}^T \\ S_{21}^T & S_{22}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1+} \\ A_{2+} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 上标  $T$ 是指  $11', 22$  面间整个网络的参数,  $A_{i+}, A_{i-}, i=1, 2$  是 LSE, LSM 模在  $11', 22$  处的入射波、反射波幅度构成的矩阵

利用波导壁的边界条件,消去  $A_{2+}, A_{2-}$  可得

$$\begin{bmatrix} I & S_{12}^T [I + S_{22}^T]^{-1} S_{21}^T - S_{11}^T \\ I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1-} \\ A_{1+} \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

要使齐次方程组有非零解,其系数行列式值必为零,可得本征方程

$$|I + S_{12}^T - S_{12}^T [I + S_{22}^T]^{-1} S_{21}^T| = 0 \quad (8)$$

由此可求出  $U$  值,进而可求得各区的场分量。在此基础上,采用常用的电压—功率定义,得到图 2 所示电路的特性阻抗。图 3 为单侧鳍线加载矩形金属块  $d, t$  不同尺寸时电路的特性阻抗。

### 3 鳍线振荡器电路的理论分析及优化

对图 1 所示的鳍线振荡器电路,将物理结构等效为图 4 所示的等效电路。其中,管芯载体长为  $2l$ , Gunn 管芯装配在载体中间  $AA'$  面,载体区域内的特性导纳为  $Y_C, j\beta_1$  为载体在鳍线中引入不连续

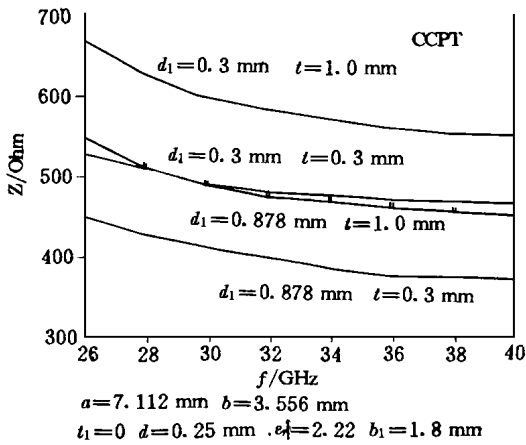


图 3 鳍线加载的特性阻抗

连续性所带来的电纳,其值可由文献 [10]所介绍的方法求得,  $j\beta$  是由短路活塞所决定的电纳值,  $Y_L$  是电路负载导纳,  $Y_D$  是 Gunn 器件导纳。

由图 4 的等效电路,可得到 Gunn 器件的驱动点导纳为

$$Y_n = Y_C \frac{Y_L + j\beta_1 + jY_C \tan \Gamma l}{Y_C + j(Y_L + j\beta_1) \tan \Gamma l} + jY_C \frac{B_1 + B_2 + Y_C \tan \Gamma l}{Y_C - (B_1 + B_2) \tan \Gamma l} = G_n + jB_n \quad (9)$$

当电路振荡时其振荡条件为

$$Y_n + Y_D = 0 \quad (10)$$

设

$$Y_D = -G_D + jB_D \quad (11)$$

将式 (9)、(11)代入式 (10)可得

$$G_n = G_D \quad B_n = -B_D \quad (12)$$

在实际鳍线振荡器电路中,  $B_n$  总可通过短路活塞的调整(即调整图 4 中的  $j\beta$ )使之满足振荡器的平衡条件  $B_n = -B_D$ ,而  $G_n$  是一个载体尺寸、振荡器负载  $Y_L$  和短路活塞电纳  $j\beta$  等有关的函数,为了使 Gunn 器件在整个 Ka 频段与外电路都具有良好的匹配,获得振荡器工作频率的宽带特性及满意的输出功率,就必须对电路中的各参量进行优化,即调整上述参数,使  $|G_n - G_D|$  在整个 Ka 频

段最小。

根据上面的分析,  $G$  和  $G^i$  分别具有如下的函数形式

$$G^{(i)} = f_1(B_1, Y_L, Y_C, B, l, k_i) \tag{13}$$

$$G^i = f_2(k_i) \tag{14}$$

在式 (14) 中,  $G^i$  除包含管芯本身的电参数外, 已考虑了连接管芯与电路的金丝影响。令

$$f^{(i)} = |f_1 - f_2| \tag{15}$$

优化目标即为不同工作频率  $k_i$  所对应的  $f^{(i)}$  具有最小的均方根值和均方根差值。

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta_1 &= \frac{\sum_{i=1}^n [f^{(i)}]^2}{n} \\ \Delta_2 &= \frac{\sum_{i=1}^n [f^{(i)}]^2 - \left(\sum_{i=1}^n f^{(i)}\right)^2}{n} \end{aligned} \right. \tag{16}$$

这样就能实现宽带的驱动点导纳匹配和平坦的振荡器功率输出。

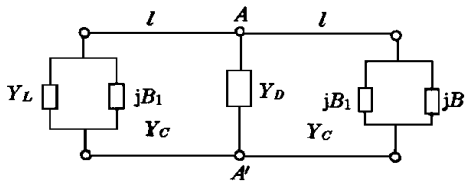


图 4 振荡器等效电路

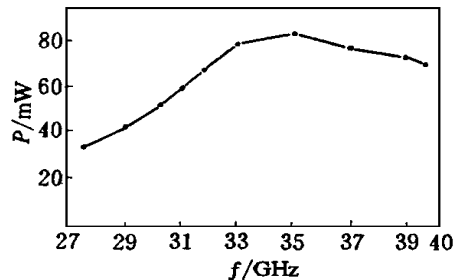


图 5 振荡器的测试结果

## 4 优化结果的实验及结论

式 (15) 中的参变量实际上都反映了图 1 所示结构中的尺寸。通过优化, 得到管芯载体尺寸为  $l = 1.8 \text{ mm}$ ,  $t = 1.6 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0.9 \text{ mm}$ , 加载体处鳍线槽宽  $b_1 = 0.3 \text{ mm}$ 。在这组数据基础上, 我们设计制作了 Ka 频段集成鳍线 Gunn 管芯振荡器, 经过实验调试, 对优化的尺寸进行了适当修正。图 5 给出了该振荡器频率及功率输出的测试结果曲线, 可以看到, 振荡器具有大于 12 GHz 的机调带宽, 但带内输出功率的平坦度与理论预期值还有一定距离, 这是因为在分析鳍线加载结构的不连续性时采用了近似算法。

通过对鳍线中管芯载体结构的分析和对分析结果的优化, 本文得到了在整个 Ka 频段与 Gunn 管芯阻抗相匹配的载体结构尺寸和鳍线电路尺寸, 并由此设计制作了集成鳍线 Gunn 管芯振荡器。实测结果表明, 该振荡器具有宽的机调带宽, 中等功率输出和较高的频稳特性。实验表明, 本文所采用的分析优化方法对这类振荡器设计具有很好的指导意义。

## 参 考 文 献

- 1 Knoechel R. Design and performance of microwave oscillators in integrated fin-line technique. Microwave, Optics, Acoust, 1979, 3(3): 115~ 120
- 2 Hofmann H, Meinel H, Adelseck B. New integrated mm-wave components using fin-lines. 1978 IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig Ottawa, Canada, 1978: 21~ 23
- 3 Hofmann H. M-wave Gunn oscillator with distributed feed-back fin-line circuit. 1980 IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, San Diego, CA, 1980: 59~ 61
- 4 Cohen L D. Advances in printed mm-wave oscillator circuits. 1980 IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig, Washington, DC, 1980: 264~ 266
- 5 薛泉, 薛良金, 林为干. 毫米波鳍线—微带振荡器. 电子科学学刊, 1996, 18(1): 87~ 89
- 6 Naono Safavi Reza, Macphie Robert H. On solving waveguide Junction scattering problems by the conservation of complex power technique. IEEE Trans. April 1981, MTT-29: 337~ 343
- 7 Mansour R R, Macphie R H. Scattering at an N-furcated parallel-plate waveguide junction. IEEE Trans, 1985, MTT-33: 830~ 835
- 8 Mansour R R, Macphie R H. A unified hybrid-mode analysis for planar transmission lines with multilayer isotropic/anisotropic substrates. IEEE Trans, 1987, MTT-35: 1382~ 1391
- 9 张永鸿. Ka波段鳍线振荡器. 电子科技大学硕士论文, 1994: 28~ 29
- 10 Henmawy Hadia El, Schunemann Klaus. Impedance transformation in fin lines. IEE PROC, 1982, 129(6): 342~ 350

## A Mechanical Tunable Ka Band Integrated Fin-line Gunn Oscillator

Xu Jun    Xue Quan    Xue Liangjin

(Inst. of Applied Physics, UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** A new oscillator structure for Gunn chip mounting in integrated finline is suggested and analyzed with the conservation of complex power technique in this paper. An optimum size of the mounting structure is searched for the best match between the Gunn chip and circuit. Because the structure suggested in this paper is very easy to mount Gunn chip and to tune its resonating frequency, this oscillator has high reliability and wide bandwidth with flat output power. Using this method, a Ka band integrated finline Gunn oscillator is made with bandwidth of over 12 GHz and more than 30 mW out-put power.

**Key words** finline; Gunn diode; oscillator; millimeter wave; match; conservation of complex; power technique

编辑 徐培红