

文章编号: 1001 - 9014(2008)03 - 0193 - 05

# 毫米波沟道梯型行波管的等效电路分析

殷海荣, 宫玉彬, 魏彦玉, 巩华荣, 路志刚, 黄民智, 王文祥  
(电子科技大学物理电子学院, 四川 成都 610054)

**摘要:**建立了沟道梯型行波管的等效电路模型,并用等效电路与模拟软件相结合的方法求解了沟道梯型慢波电路的色散、耦合阻抗和衰减,所得到的本征频率与实验数据的误差在 0.5% 以内,耦合阻抗与实验数据的误差在 10% 以内.与使用数值软件 HFSS 相比较,等效电路方法的耗时仅是它的数十分之一.

**关键词:**毫米波;行波管;等效电路;沟道梯型  
**中图分类号:** TN124 **文献标识码:** A

## ANALYSIS OF EQUIVALENT CIRCUIT OF TUNNELADDER TRAVELING WAVE TUBES

YIN Hai-Rong, GONG Yu-Bin, WEI Yan-Yu, GONG Hua-Rong,  
LU Zhi-Gang, HUANG Min-Zhi, WANG Wen-Xiang

(School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** An equivalent circuit model of tunneladder traveling wave tubes (TWTs) was constructed. By the combination of the equivalent circuit method and simulation software, the dispersion, interaction impedance and attenuation of the tunneladder TWT were calculated. The discrepancy of dispersion between the results by equivalent circuit and those of experiments is within 0.5%, and that of interaction impedance is within 10%. The computer time of the equivalent circuit is only several tenths of that calculated by HFSS.

**Key words:** millimeter-wave; traveling wave tubes; equivalent circuit; tunneladder

### 引言

在毫米波段,由于整管尺寸微小,螺旋线行波管的散热性能变差,而耦合腔行波管的加工变得极为困难,因此制造成本大为增加.鉴于此,1981年美国国家航空航天局 Lewis 研究中心提出研究一种适用于空间通讯的窄带、低成本高功率毫米波行波管.为了实现这一目标,Kap 本人提出了一种基于 Kap 线的沟道梯型新型慢波结构<sup>[1]</sup>.这种结构具有耦合阻抗高、电压调谐范围宽、结构紧凑耐压性好、散热性能好和易于加工的特点.之后,研究中心成功研制了两支 29GHz 行波管<sup>[2,3]</sup>.

沟道梯型慢波电路(图 1)结构复杂,对它的分析十分困难,作为近似,KosmahI 建立了一种理想沟道梯型慢波电路模型(图 2)并对它进行了分析<sup>[4]</sup>.但这种结构不但电子通道形状与实际差异较大,并

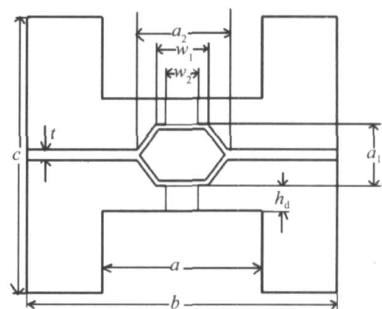


图 1 实用的沟道梯型慢波电路截面图  
Fig 1 The cross-section of practical Tunneladder slow-wave circuit

且没有考虑实际结构中的金刚石介质.虽然单独利用三维模拟软件可以进行计算,但耗时较长<sup>[5-7]</sup>.等效电路方法需要实验数据作为基础,成本较高.将模拟软件与等效电路相结合,不但无须做实验,而且耗

收稿日期: 2007 - 11 - 18, 修回日期: 2008 - 04 - 18

基金项目: 国家自然科学基金重点项目资助课题 (60532010)

作者简介: 殷海荣 (1974-), 男, 重庆人, 博士, 主要研究方向: 微波毫米波功率放大器.

Received date: 2007 - 11 - 18, revised date: 2008 - 04 - 18

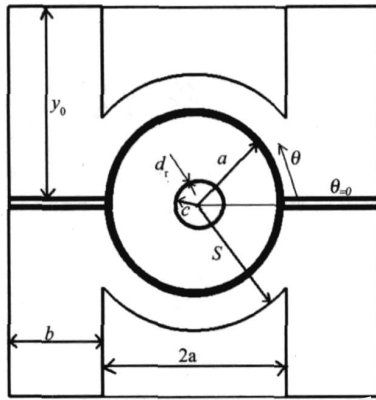


图 2 理想的沟道梯型慢波电路模型截面图  
Fig 2 The cross-section of an ideal model of tunnel ladder slow-wave circuit

时不多,可以用以方便高效地求解色散、耦合阻抗和衰减.

### 1 等效电路模型及色散、耦合阻抗和衰减

当工作波长远大于结构尺寸时,对于沟道梯型慢波电路,相邻两梯级间、脊与梯形杆之间的电流和电荷可以通过感抗和容抗来表示,在脊波导内表面,高频电流的相位随周期要发生微小的改变,因此相当于存在一微小的感抗.将感抗与容抗用相应的集中元件表示,可以建立起沟道梯型慢波电路的等效电路原始模型如图 3(a)所示.

考虑到沟道梯型结构的对称性, $L_2$ 、 $C_2$ 分别与  $L_3 - L_5$ 和  $C_3 - C_5$ 相等,  $L_6$ 等于  $L_7$ ,这样可将等效电路简化,进一步将等效电路等效为 T型网络,便得到如图 3(b)所示的集中元件电路.图 3(b)中,  $C_{n1} = C_{n2} = 2C_3$ ,  $L_{n1} = L_{n2} = 0.5L_3$ ,  $C_d = 0.5C_2$ ,  $L_d = 2L_2$ ,以及  $L_{g1} = L_{g2} = L_6$ .基于这个集中元件等效电路,可以得到色散方程:

$$\cos\phi = 1 + \frac{1}{4} \frac{1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}}{1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}} [2C(1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}) + D] \quad (1)$$

上式中,  $C = L_6 / L_2$ ,  $D = L_1 / L_2$ ,  $\omega_1 = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$ 是将相邻两梯级用电壁短路所形成的谐振腔的谐振频率;  $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_2 C_2}$ 是半个脊波导(即在脊波导的脊对称面上放置一导电壁)的截止频率.  $\phi$ 是每周期的相移,  $\omega$ 是传播波的频率.

当  $\phi = 0$ 时:

$$\omega = \omega_2 \quad (2)$$

这是通带的低端截止频率.

当  $\phi = \pi$ 时:

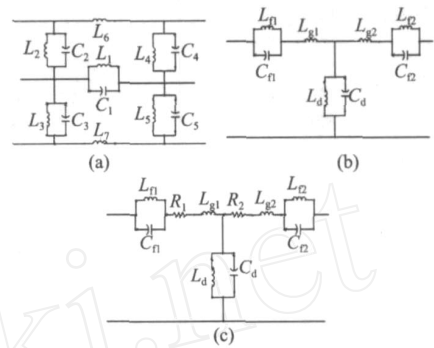


图 3 沟道梯型慢波电路的等效电路 (a) 沟道梯型慢波电路一个周期的原初等效电路 (b) 沟道梯型慢波电路一个周期简化的等效电路 (c) 考虑衰减时沟道梯型慢波电路一个周期的等效电路

Fig 3 The equivalent circuits of tunnel ladder slow-wave structure (a) The primitive equivalent circuit of a pitch of Tunnel ladder (b) The simplified equivalent circuit of a pitch of Tunnel ladder (c) The equivalent circuit of a pitch of tunnel ladder with attenuation considered

$$\begin{aligned} &= [(2C + 8) \frac{2}{\omega^2} + (2C + D) \frac{2}{\omega_1^2} \pm J^{0.5} / 2 \sqrt{C}] \\ &= \frac{2}{\omega^2} \sqrt{\left( \frac{2C + 8}{\omega^2} + \frac{2C + D}{\omega_1^2} \right)^2 - \frac{8C(D + 8 + 2C)}{\omega_1^2}} \quad (3) \end{aligned}$$

为通频带的高端截止频率.对于使用前向基波工作的沟道梯型慢波电路,式(3)取负号,并且  $\omega_1 >$

2.

$\omega_1$ 等于相邻两梯级被电壁短路后的谐振腔的  $TE_{10}$ 模式的谐振频率.用变分法可以计算出相应尺寸半个脊波导的截止频率  $\omega_2$ ,其变分表达式为:

$$\frac{\omega_2^2}{\omega_0^2} = \frac{\frac{hb}{2} + \frac{b^3}{2} \left( \frac{1}{b^2} + \frac{4}{c^2} \right) \sin\left(\frac{s}{b}\right) \sin\left(\frac{2h}{c}\right) + \frac{2b^2 s}{c}}{\frac{hb}{2} + \frac{2bc}{2} \sin\left(\frac{s}{b}\right) \sin\left(\frac{2h}{c}\right) + \frac{2cs}{2}} \quad (4)$$

上式中,  $\omega_0$ 为一常量,其值应使得表达式右端取极小值,  $h = a_1 + h_d$ ,  $s = (b - a) / 2$

表达式(1)中的  $C$ 对色散关系的影响不大,在一般情况下,当  $C$ 在 0.00001和 0.1之间变化,色散频率的最大误差小于 0.7%,作为近似,  $C$ 可以取这之间的任一值.而  $D$ 则可估算为  $1/2h$  ( $l$ 为相邻两梯级间的间隙宽度).这些参数确定之后,式(1)便可单独地确定相应结构的色散特性.

如果利用数值模拟软件的结果,通过式(1)可以精确地得到相应结构的色散关系.如果通带内有  $n$  (大于或等于未知数 4) 个点被数值模拟软件所模拟,由式(1)有:

$$f_{min} = \frac{1}{n} \left[ \cos\phi_n \cdot 1 + \frac{1}{4} \frac{1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}}{1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}} [2C(1 - \frac{2}{\omega^2} \frac{2}{1}) + D] \right]^2 \quad (5)$$

$\phi_i$  是第  $i$  个频率的相移. 通过编制程序, 求上式的极小值得到  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C$  和  $D$  的值, 再代回到式 (1) 中, 便

可再次产生  $\beta\phi$  曲线.

利用等效电路, 耦合阻抗可以表示为:

$$K_c = \frac{DL_1}{\sqrt{\left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)^2 + \left[C + \frac{D}{\left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)^2} + \frac{2}{1 - \frac{L_2}{L_1}}\right] \left[C + \frac{D}{\left(1 - \frac{L_2}{L_1}\right)^2}\right] \frac{1 + \cos\phi}{\cos\phi}} \quad (6)$$

可以看到, 耦合阻抗与  $L_1$  成正比, 要得到耦合阻抗, 必须先得到  $L_2$  的值. 可以依靠实验得到  $L_2$  的值, 在没有实验的条件下, 利用数值模拟软件的耦合阻抗模拟结果也可以得到. 令数值模拟软件得到的耦合阻抗与式 (6) 得到的耦合阻抗相等, 便可得到  $L_2$ . 这样, 利用式 (1) 和式 (6) 便可以快速地确定任意点的频率特性和耦合阻抗.

电路 2 (circuit 2) 为利用式 (4) 等的方法所得到的色散曲线, 理论 (theory) 为文献 [4] 中 KosmahI 的近似模型所得到的色散曲线. 图 4 及以下各图中,  $\text{expt}$  为文献 [3] 所供的实验数据. 可以看到, 电路 1、HFSS 与实验数据吻合良好. 在有用带宽内, 电路 1、HFSS 与实验数据的最大误差小于 0.5%, 电路 2 的最大误差小于 2%, 理论结果误差小于 1.5%.

如果考虑线路衰减, 可以得到沟道梯型慢波电路的等效电路如图 3(c) 所示. 这一电路中, 级联网络每一段的电位幅值要发生改变, 在利用弗洛奎定理时相移常数为复数, 可以利用基尔霍夫定律建立方程组. 衰减的近似表达式:

电路 1 与实验数据结果的良好吻合说明了利用等效电路与模拟软件相结合来求解沟道梯型慢波电路色散的方法的正确性, 从结果对比可以看到, 这种方法也是十分精确的. 利用 HFSS 计算时, 本征频率的收敛标准指定为 0.05%, 网格步长取定为 40GHz

$$A \text{ (dB/cm)} = \frac{8.686 f}{Q V_g} \quad (7)$$

$Q$  为相邻两梯级被电壁短路后的谐振腔的品质因素, 且  $Q = \sqrt{L_1/c_1}/4R$ ,  $R$  是半个脊波导的表面电阻. 对于铜材料来说, 当频率在 30GHz 及以上时, 实验估计的  $R = 0.270 \Omega \text{m}^{-1}$ . 结合上面得到的各个参数值, 衰减便可被唯一地确定.

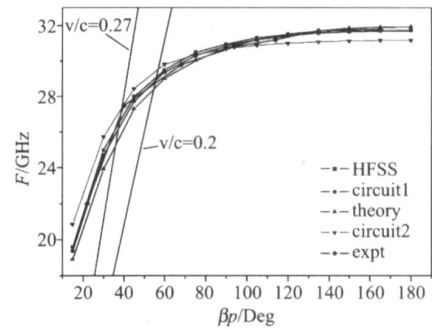


图 4 沟道梯型慢波电路的色散  
Fig 4 The dispersion of a tunneladder slow-wave circuit

## 2 计算结果及讨论

以下计算的结构参数与参考文献 [3] 相同, 实验数据也来自参考文献 [3]. 表 1 给出了各个结构参数值,  $p$  是每周期长度,  $l$  是梯状杆的长度, 其余名称所表示的参数与图 1 相同. 下面的计算中, 选择数值模拟软件 HFSS 进行计算.

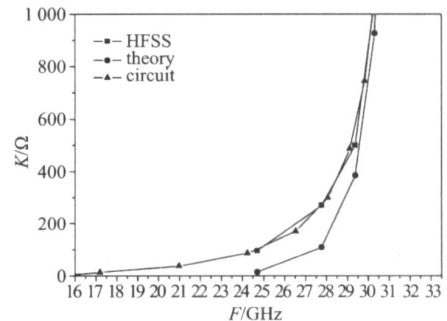


图 5 沟道梯型慢波电路的耦合阻抗  
Fig 5 The interaction impedance of a tunneladder slow-wave circuit

表 1 结构参数值 (cm)  
Table 1 The dimensional parameters of a Tunneladder TWT (cm)

Name	Value	Name	Value	Name	Value	Name	Value
$a$	0.198	$w_1$	0.0581	$a_1$	0.1056	$t$	0.0132
$b$	0.3836	$w_2$	0.0396	$a_2$	0.0766	$p$	0.033
$c$	0.3432	$h_d$	0.0317	$l$	0.0066		

图 4 中, 电路 1 (circuit 1) 所标识的结果为等效电路与 HFSS 共同确定的参数再产生的色散曲线,

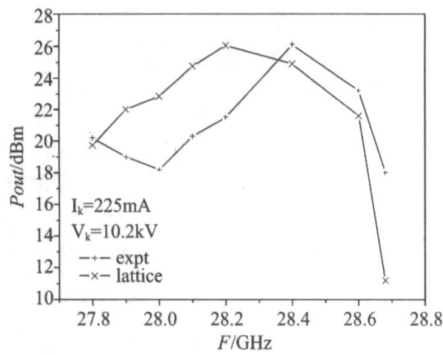


图 6 沟道梯型行波管的小信号增益  
Fig 6 The linear gain of a tunnel ladder TWT

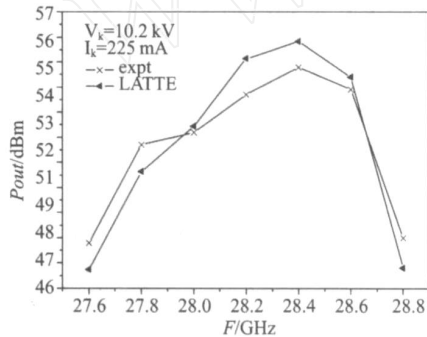


图 7 沟道梯型行波管的饱和增益  
Fig 7 The saturated gain of a tunnel ladder TWT

时自由空间波长的 1%, 这样在主频为 1.8GHz 的 Intel-Pentium M 个人机上计算一次本征频率的时间约为半个小时。如果单独使用 HFSS 计算, 实用设计时结构的色散曲线至少需要计算 20 个点, 而在确定工作频段后, 在工作频段内又至少需要计算 10 个点上, 计算总时间超过 15 小时。如果使用本文的方法, 只需要利用 HFSS 计算 4~8 个点, 计算时间为 2~4 小时。用数值模拟软件计算衰减时, 需要模拟整个慢波电路长度的所有空间, 计算量增加为计算色散时的数十倍, 而利用等效电路与模拟软件相结合的方法结合式 (7) 一同确定衰减, 则几乎不需要再增加额外的计算时间。

从图 5 可以看到, 等效电路的耦合阻抗与 HFSS 模拟的结果吻合得非常好, 而 Kosmahl 的近似模型则有相当大的差距。文献 [1] 显示, 当频率为 28GHz 时, 微扰法实验所得到耦合阻抗约为 2750 $\Omega$ , 与本方法的 2890 $\Omega$  十分接近, 而近似模型只有 1700 $\Omega$ 。

将色散、耦合阻抗和依靠式 (7) 得到的衰减结果代入到一维多信号行波管计算软件 LATTE 中, 所得到的的小信号增益和饱和增益分别如图 6 和图 7 所示。图 6 的输入信号为 14dBm, 图 7 的输入信号为 20dBm。由图 6 和图 7 可以看到, 利用等效电路和模拟软件相结合的方法所得到小信号增益与饱和增益与实验数据的差距分别小于 4dB 和 2dB。

### 3 结论

利用等效电路与模拟软件相结合, 求解了沟道梯型慢波电路的色散特性、耦合阻抗。计算表明, 利用等效电路与模拟软件相结合的方法具有较高的精度, 而其计算耗时只有单纯使用模拟软件的数十分之一。利用本文方法与一维多信号行波管计算软件 LATTE 计算所得到的的小信号增益和饱和增益与实验数据的误差分别在 4dB 和 2dB 以内, 进一步说明了利用等效电路与模拟软件相结合的方法的可行性。

### REFERENCES

- [1] Kap A. Design concepts for a high impedance narrow-band 42GHz power TWT using a "fundamental/forward" ladder-based circuit [R]. Palo Alto CA: Varian Associates, 1987.
- [2] Jacquez A, Kap A, Scott A. A millimeter-wave tunnel-ladder TWT [C]. London: International Electron Devices Meeting, 1983.
- [3] Wilson D, Jacquez A, Andker O. Recent progress in millimeter-wave tunnel-ladder TWTs [C]. California: International Electron Devices Meeting, 1984.
- [4] Kosmahl H G, Palmer R W. Harmonic analysis approach to the Tunnel-ladder—a modified Kap circuit for millimeter-wave TWTAs [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1982, 29(5): 862—869.
- [5] Carter R G, Bosch W, Srivastava V, et al. Computer simulation of intermodulation distortion in traveling wave tube amplifiers [J]. *IEEE Trans Electron Devices*, 2001, 48(1): 178—180.
- [6] Booske J H, Converse M C, Kory C L, et al. Accurate parametric modeling of folded waveguide circuits for millimeter-wave traveling wave tubes [J]. *IEEE Trans Electron Devices*, 2005, 52(5): 685—694.
- [7] CONG Yu-Bin, LU Zhi-Gang, WANG Guan-Jun, et al. Study on mm-wave rectangular grating traveling wave tube with sheet-beam [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (宫玉彬, 路志刚, 王冠军, 等. 带状束矩形栅毫米波行波管的研究. *红外与毫米波学报*), 2006, 25(3): 15—20.