

提高行波管的返波起振电流

杨金生¹,张金玲²,陈庆有¹,张晋林¹

(1. 北京真空电子技术研究所,北京 100016;2. 内蒙古工业大学电子工程系,呼和浩特 010064)

摘 要: 本文利用二波理论对三种典型实用的非均匀输出线路的返波起振电流进行了研究并得出相应结论. 分析不仅适用于弱的渐变线路,也适用于中等及较强的线路渐变,为研究宽带高功率行波管提供了重要的设计依据.

关键词: 行波管; 返波; 起振电流

中图分类号: TN124 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 12-0102-03

How to Enhance the Start Oscillation Current of the Backward-wave in a TWT

YANG Jin-sheng¹, ZHANG Jin-ling², CHEN Qing-you¹, ZHANG Jin-lin¹

(1. Beijing Vacuum Electronics Research Institute, Beijing 100016, China;

2. Dept. of Electrical Engineering, Innermongolia Industry University, Huhehaote 010064, China)

Abstract: Using two-wave theory the start oscillation currents of backward-wave oscillations(BWO) with three kinds of typical practical non-homogeneous output circuits are analyzed and some corresponding conclusions are made. The results are applicable not only in weakly tapered circuits but also in those strongly tapered circuits. Furthermore some important principles for the design of high power traveling-wave tubes are given.

Key words: traveling-wave tube; backward-wave; start oscillation current

1 引言

在行波管中,利用非均匀传输线不仅可以提高电子与波的相互作用效率,也可以用来抑制返波自激,在某种意义上后者比前者更为重要.随着功率电平的提高,带宽的增加,返波振荡趋于严重,成为限制宽带和高功率电平的主要因素.

对抑制返波振荡方法的研究,国外从六、七十年代起就进行了大量的研究工作,目前主要包括四种方法:

- (1) 在输出线路上设置渐变或跳变^[1~4].
- (2) 管内置衰减器的方法.
- (3) 曲折线返波谐振吸收法^[5].
- (4) 其它滤波线路方法.

其中比较有效的是采用非均匀线路的方法,因为它不仅可以提高行波管的返波起振电流,而且还可以兼顾二次谐波的抑制和行波管效率的提高.

本文依据二波理论^[6]的基本方法对三种典型有实际应用的非均匀线路的返波增益进行了计算,并对由此而得到的起振电流进行了比较.分析不仅适用于弱的渐变线路,也适用于较强的渐变线路.

2 输出线路模型

图 1~2 为二段输出线路,其中图 1 的 L_1 段的传播常数比主传播常数小, L_2 段的传播常数比主传播常数大,图 2 中 L_1 段的传播常数为主传播常数, L_2 段的传播常数

比主传播常数大,图 3 为三段输出线路,其中 L_1 段的传播常数比主传播常数小, L_3 段的传播常数比主传播常数大,而 L_2 段为线性渐变段.

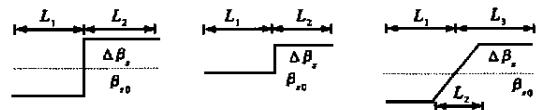


图 1 二段输出线路模型

图 2 二段输出线路模型

图 3 三段输出线路模型

3 返波增益

现采用二波理论对图 1~3 所示的三种典型的非均匀输出线路的返波增益进行计算.考虑一维问题,并假设线路无损和忽略反射,对图 1~2 所示的两段输出线路,则输入输出关系为:

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{e^{j\omega L}}{a_1 a_2 + c_1 c_2} \quad (1)$$

式中: $a_1 a_2 + c_1 c_2 = \cos \beta_1 L_1 \cos \beta_2 L_2 - \frac{\beta_1^2 - \beta_2^2}{\beta_1 \beta_2} \sin \beta_1 L_1 \sin \beta_2 L_2$

$$- \frac{(\beta_1^2 - \beta_0^2)(\beta_2^2 - \beta_0^2)}{\beta_1 \beta_2} \sin \beta_1 L_1 \sin \beta_2 L_2 - j \left[\frac{\beta_1^2 - \beta_0^2}{\beta_1} \sin \beta_1 L_1 \cos \beta_2 L_2 + \frac{\beta_2^2 - \beta_0^2}{\beta_2} \sin \beta_1 L_1 \sin \beta_2 L_2 \right] R - jT \quad (2)$$

其中 σ_n 为文献[6]所定义的互作用参数, σ_{sm} 为传播常数.

由式(1)可得在 L 段上的返波功率增益为:

$$G = \left| \frac{U_{C1}}{U_{C2}} \right|^2 = \frac{1}{|a_1 a_2 + c_1 c_2|^2} = \frac{1}{R^2 + T^2} \quad (3)$$

若以 dB 为单位,则应为:

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \frac{1}{R^2 + T^2} \quad (4)$$

对图 3 所示的三段输出线路,其输入输出关系为:

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{e^{j\omega L}}{c_3(c_2 a_1 + c_1 a_2^*) + a_3(a_1 a_2 + c_1 c_2)} \quad (5)$$

式中:

$$\begin{aligned} & a_3(a_1 a_2 + c_1 c_2) + c_3(c_2 a_1 + c_1 a_2^*) \\ & = [\cos \theta_3 L_3 \cos \theta_2 L_2 \cos \theta_1 L_1 - ((\sigma_{12} - \sigma_{11}) \\ & \cdot (\sigma_{23} - \sigma_{22}) / \sigma_{12}) \cos \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 - (\sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \\ & \cos \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 - ((\sigma_{11} - \sigma_{12}) (\sigma_{33} - \sigma_{32}) / \sigma_{12}) \\ & \sin \theta_3 L_3 \cos \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 - ((\sigma_{23} - \sigma_{22}) (\sigma_{33} - \sigma_{32}) / \sigma_{12}) \\ & \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \cos \theta_1 L_1 - (\sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \cos \theta_1 L_1 \\ & - (\sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \cos \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1] \\ & - j[(\sigma_{33} - \sigma_{32}) / \sigma_{12}] \sin \theta_3 L_3 \cos \theta_2 L_2 \cos \theta_1 L_1 \\ & - ((\sigma_{11} - \sigma_{12}) (\sigma_{23} - \sigma_{22}) (\sigma_{33} - \sigma_{32}) / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 \\ & - ((\sigma_{33} - \sigma_{32}) \sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 + ((\sigma_{11} - \sigma_{12}) / \sigma_{12}) \\ & \cos \theta_3 L_3 \cos \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 + ((\sigma_{11} - \sigma_{12}) / \sigma_{12}) \cos \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \cos \theta_1 L_1 \\ & + ((\sigma_{23} - \sigma_{22}) \sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1 \\ & - ((\sigma_{11} - \sigma_{12}) \sigma_{12}^2 / \sigma_{12}) \sin \theta_3 L_3 \sin \theta_2 L_2 \sin \theta_1 L_1] R - jT \end{aligned} \quad (6)$$

由式(5)可得在 L 段上的返波功率增益为:

$$G = \left| \frac{U_{C1}}{U_{C2}} \right|^2 = \frac{1}{|a_3(a_1 a_2 + c_1 c_2) + c_3(c_2 a_1 + c_1 a_2^*)|^2} = \frac{1}{R^2 + T^2} \quad (7)$$

若以 dB 为单位,则应为:

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \frac{1}{R^2 + T^2} \quad (8)$$

4 起振电流的计算结果

由于在二波理论的近似处理中,只能给出弱的跳变或渐变的起振电流比 I_s/I_{s0} (渐变管的起振电流与均匀管的起振电流之比)的近似的表达式,但对中等强度或较强的跳变或渐变却无法给出其具体的 I_s/I_{s0} 表达式,所以我们以渐变位置为参量,渐变强度 D (其定义为 $D = L/L_1$) 为变量,找到返波增益达到 30dB 时的起振电流 I_s ,并将 I_s/I_{s0} 随 D 的变化情况绘制于图 4~7.

图 4 所示为图 1 所示的跳变输出线路的起振电流与均匀管的起振电流的比 I_s/I_{s0} 随跳变强度 D 的变化情况,从图中可以看出,当 $L_1=L_2$ 时, D 达到 5 左右后 I_s/I_{s0} 会迅速增加,其最大值可达到 15,这一结果与文献[6]中所得的结果是完全一致的.同时,为考察跳变位置的影响,还选取了 $L_1/L_2 = 0.5, 1.2, 1.5$ 三种情况进行了计算,从图中结果可看出,当 $L_1/L_2 = 1.2$ 时,其结果与 $L_1/L_2 = 1$ 相差不大;但 $L_1/L_2 = 1.5$ 或 $L_1/L_2 = 0.5$ 两种情况却与前者相差很大,其 I_s/I_{s0} 开始上升

的位置向跳变较强的方向移动,且其所能达到的最大值会降低.

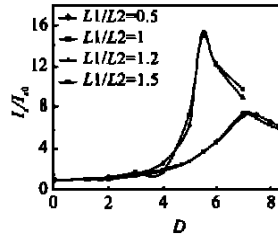


图 4 图 1 所示二段输出线路的起振电流

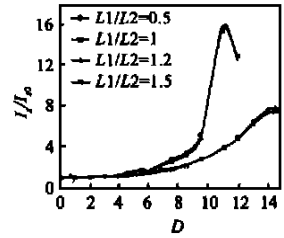


图 5 图 2 所示二段输出线路的起振电流

图 5 为图 2 所示结构的计算结果,从表面上看与图 4 有相似的结果,但对相同的 I_s/I_{s0} 值,这种结构所要求的 D 的值要大的多.当 $L_1=L_2$ 时, D 达到 10 左右后 I_s/I_{s0} 才会迅速增加,其最大值也可达到 15,其跳变位置变化的计算结果与图 4 的结果也非常类似,只是所要求的跳变强度比图 1 所示结构要强得多.

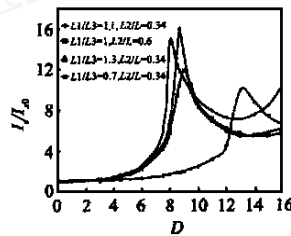


图 6 三段输出线路的起振电流

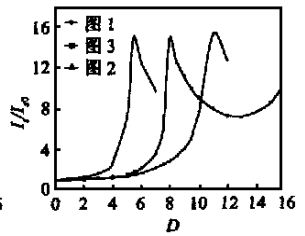


图 7 三种不同输出线路的比较

图 6 所示为三段输出线路的 I_s/I_{s0} 随 D 的变化情况,当 D 很小时, I_s/I_{s0} 也是很小的,当 D 达到 7.5 左右时, I_s/I_{s0} 迅速增加,其最大值可达 16,最后减小到接近 8.当 $L_1/L_3 = 1.1, L_2/L_3 = 0.34$ 时, I_s/I_{s0} 最早开始上升,不论 L_1/L_3 增加还是减小, I_s/I_{s0} 的开始上升点均向较强的 D 方向移动,但推移缓慢,但当 L_2/L_3 增加时, I_s/I_{s0} 的开始上升点却很快向较强的 D 方向移动,且所能达到的最大值会降低.

为了对三种不同的输出线路进行比较,将三种结构的 I_s/I_{s0} 值最早开始上升的三条曲线绘于图 7 中,从图中可看出,图 1 所示的跳变输出线路中 I_s/I_{s0} 值开始上升所需 D 值最小,图 3 所示结构次之,图 2 所示结构再次之,且三者所能达到的最大值相差不大.若单从提高 I_s/I_{s0} 值的角度来看,前二者均是可取的,且所需的 D 值为中等强度的渐变.

5 结论

通过对三种非均匀输出线路返波起振电流的计算可以看出,渐变输出线路对提高起振电流是很有效的,三种输出线路对起振电流的提高所能达到的最大值也相差不大,但得到相同倍数的起振电流放大时,不同输出线路的渐变强度是不同的,图 1 所示的输出线路所要求的渐变强度最小,而图 2 所示的输出线路所要求的渐变强度最大,图 3 所示的输出线路所要求的渐变强度介于二者之间.至于在行波管中采用哪种方

式的输出线路,还有待通过同时考虑到谐波增益和效率等其它因素后决定.

参考文献:

- [1] Harper. J. Circuit velocity step taper for suppression of backward-wave oscillation in electron interaction devices. U. S. Patent 3 761 760, September 1973.
- [2] Jung. A. R. 10KW and up from helix t. w. t. IEDM, 24th Technical Digest, December 1978:530 - 532.
- [3] B. Epsztein and G. Kantorowicz. Suppression of backward-wave oscillations in multikilowatt helix TWT s. Proc. 1973 European Microwave Conf.
- [4] C. Hagstrom and O. Nilsson. Start oscillation currents in tapered BWO s. Proc. 1973 European Microwave Conf.
- [5] A. J. Sangster. Backward-wave suppression in a very wide-helix traveling-wave tube using a slow waveguide filter. IEEProc. ,Part. H, February 1991:138(1).

- [6] B. Olle Nilsson and Claes E. Hagstrom. A two-wave theory of traveling-wave tubes and backward-wave oscillations. IEEE Transactions on Electron Devices ,October 1975 ,ED-22(10) :869 - 880.

作者简介:



杨金生 1968年生,1990年毕业于东北师范大学物理系,1996年获理学硕士学位,现为信息产业部电子第十二研究所博士研究生,从事电真空器件的研制工作.

张金玲 1968年生,1990年毕业于内蒙古大学物理系,1993年获理学硕士学位,现从事人工神经网络和电磁场理论方面的教学和科研工作.

(上接第 112 页)

- [2] Beckmann, P. ,and A. Spizzichino. Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surface [M]. Pergamon London, 1936.
- [3] DeSanto, J. A. Scattering from a perfectly reflecting arbitrary periodic surface: An exactly theory [J]. Nov.-Dec. 1981. Radio Science 16:1315 - 1326.
- [4] Jordon A. K. ,et al. Electromagnetic scattering patterns from sinusoidal surfaces [J]. Nov. - Dec. ,1979. Radio Science ,14:1077 - 1088.
- [5] C. H. Chen ,et al. Electromagnetic scattering of waves by random rough surface A finite-difference-time-domain approach [J]. Microwave Opt. Technol. Lett. ,1991. 4(9) :355 - 358.
- [6] M. E. Veysoglu ,et al. A finite-difference-time-domain analysis of wave scattering from periodic surface :oblique incidence case [J]. J. Electro-

magnetic Waves Applicat. ,1993. 7(12) :1595 - 1607.

- [7] J. A. Roden , et al. Time-domain analysis of periodic structures at oblique incidence :orthogonal and nonorthogonal FDTD implementation [J]. IEEE T-MTT. ,1998 ,46(4) .
- [8] J. P. B éenger. A Perfectly Matched Layer For the Absorption of Electromagnetic Waves [J]. J. Comput. Phys. 1994 ,114:185 - 200.
- [9] Z. S. Sacks ,et al. A Perfectly matched anisotropic absorber for use as an absorbing boundary condition [J]. IEEE. T-AP. Dec. 1995 ,43:1460 - 1463.
- [10] A. Norman ,et al. Transient scattering of a short pulse from a conducting sinusoidal surface [J]. J. Electromagnetic Waves Applicat. ,1996 ,10(4) :461 - 487.