

理论分析毫米波螺旋线行波管慢波系统导体和介质损耗

郝保良^{*①②} 黄明光^① 刘濮鲲^① 肖 刘^① 刘 韦^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100049)

摘 要: 该文基于夹持杆分层螺旋带模型和 3 维电磁场模型分析, 详细研究了毫米波螺旋线行波管慢波系统的导体和介质损耗。螺旋带模型中介质损耗考虑为纵向传播常数的虚部, 给出电磁场的解析解, 导体损耗由螺旋线和管壳表面的面电流不连续性获得。3 维电磁场模型分析通过本征模法, 求解单周期结构的品质因数和周期储能, 获得有限导电率导体和夹持杆陶瓷损耗角带来的慢波系统高频损耗。结果表明, 毫米波段螺旋线的导体损耗和夹持杆的介质损耗远大于管壳导体损耗, 介质损耗与陶瓷损耗角呈线性关系, 对高频损耗的影响不可忽略。

关键词: 螺旋线行波管; 毫米波; 导体损耗; 介质损耗

中图分类号: TN124

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)02-0455-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00249

Theoretical Analysis of Conductivity and Dielectric Attenuation in Millimeter-wave TWT Helical SWS

Hao Bao-liang^{①②} Huang Ming-guang^① Liu Pu-kun^① Xiao Liu^① Liu Wei^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Conductivity and dielectric attenuation in millimeter-wave TWT helical Slow-Wave Structure (SWS) are analyzed by a stratified dielectric helix tape and a 3D electromagnetic model. In tape model, the imaginary part of complex propagation constant is considered as dielectric attenuation, and the conductivity losses are obtained by discontinuous surface current on metal helix and envelope. For 3D electromagnetic model, the RF losses of SWS are deduced through a quality factor and stored energy in a periodic structure with finite conductivity of helix and envelop and loss tangent of supported rods. An analysis of a Ka helical SWS shows that the conductivity loss of helix and dielectric attenuation of supported rods are greater than conductivity loss of envelope, the dielectric attenuation is linear with ceramic loss tangent and can not be neglected in millimeter wave band.

Key words: Helical Traveling Wave Tube (TWT); Millimeter wave; Conductivity attenuation; Dielectric attenuation

1 引言

优化设计螺旋线行波管慢波系统——螺旋线、夹持杆及管壳的材料与几何尺寸, 获得较平的色散曲线, 尽可能高的耦合阻抗和尽可能低的高频损耗, 是研制高性能行波管的关键技术之一。目前, 微波波段的军用和民用器件及系统相对成熟, 波段资源拥挤, 考虑到毫米波天线主瓣窄、雷达分辨率高、可用频带宽及重量轻等特性, 拓展频带到毫米波段是各主要国家的重要发展方向。螺旋线行波管由于宽频带、高增益、高功率、高效率、长寿命及重

量轻等优点, 仍为 Ka 和 Q 波段雷达和卫星通信系统的首选器件^[1]。

行波管的高频系统尺寸与工作波长具有共度性, 频率越高尺寸越小。电磁波在毫米波段表现出一种表面波的特性, 螺旋线上的导体损耗远大于厘米波段, 并且夹持杆的陶瓷损耗角迅速增加, 介质损耗的影响不可忽略^[2-4], 因此, 高频损耗的研究是毫米波行波管的性能提高的重要课题。考虑到高频损耗相对较小, 实验中精确测量是非常困难的^[5]。研究螺旋线慢波结构的高频损耗主要是两种理论方法, 一种是解析解的形式, 将 3 维分立结构等效为可以解析的 2 维均匀结构, 分为螺旋导电面和螺旋带模型。其中后者由于考虑了螺旋带的宽度影响, 计算精度更高, 经过不断的发展^[6-8], 在无翼片加

2010-03-18 收到, 2010-10-08 改回

国家自然科学基金重点项目(60931001)和国家自然科学基金(60801030)资助课题

*通信作者: 郝保良 blhao@mail.ie.ac.cn

载的慢波结构中, 其色散和耦合阻抗的计算和试验吻合的较好。另外一种 3 维数值解, 分为传输法和谐振法, 前者通过计算传输系数 S21 的变化导出系统插损获得慢波结构损耗^[9], 计算速度快, 而由于难以实现全频带的理想匹配, 这种方法只适用于模拟具有较大损耗值的结构, 对于小损耗的高频结构模拟误差较大, 后者基于螺旋线结构的螺旋周期性, 网格化单周期的慢波结构, 设置周期端面的相位差^[10,11], 计算单周期的本征频率和 3 维电磁场结构, 后处理获得冷测参数, 更符合实际的工作状态。通常厘米波段的耦合阻抗大、衰减小, 电子效率较高, 螺旋线慢波结构的冷测计算主要关注与色散曲线和耦合阻抗。近几年, 由于螺旋线毫米波行波管发展的迫切需要, 学者开始关注毫米波段的高频损耗^[2-4], 但缺少系统和详尽的理论分析螺旋线、管壳和夹持杆的高频损耗特点。

过大的高频损耗降低了毫米波段电子效率及增加了高频热耗, 采用低耗材料并精确计算损耗是毫米波行波管发展的重要研究内容。本文基于改进的螺旋带模型, 考虑夹持杆的分层复等效介电常数和螺旋带的宽度及厚度, 采用契贝谢夫多项式展开去除螺旋带上的均匀面电流假设, 迭代求出螺旋线慢波结构的复传播常数^[4]和 2 维电磁场解析解, 复传播常数的虚部为介质损耗, 并由导体表面磁场的不连续性, 计算不同导电率下的空间谐波的导体损耗, 叠加获得导体总损耗; 采用 3 维有限元软件 HFSS^[12], 设置周期结构的端面相位差和材料特征, 本征模法求解其复谐振频率, 与文献^[10,11]通过群速和功率流的间接方法不同, 直接计算单周期结构的品质因数、储能和 3 维电磁场结构, 获得有限导电率的导体及夹持杆陶瓷损耗角带来的慢波系统高频损耗。

2 螺旋带模型解析解

解析螺旋带模型的难点在于夹持杆的等效方法和螺旋线的宽度与厚度的处理。本节采用图 1 所示的介质分层结构, 利用夹持杆的几何学等效原理将分立夹持杆等效为分层的介质圆筒^[7], 并将螺旋带厚度考虑为一等厚真空层。第 (i) 层的等效介电常数为

$$\operatorname{Re}(\bar{\epsilon}_r^{(i)}) = 1 + (\operatorname{Re}(\epsilon_r) - 1)(A^{(i)}/A_s^{(i)}) \quad (1)$$

这里, $\epsilon_r = \operatorname{Re}(\epsilon_r) - j \tan \delta$ 为夹持杆复介电常数, $\tan \delta$ 为夹持杆的陶瓷损耗角, $A^{(i)}$ 和 $A_s^{(i)}$ 分别为该层的夹持杆介质和圆筒横向面积, 等效介电常数的虚部可由下式获得

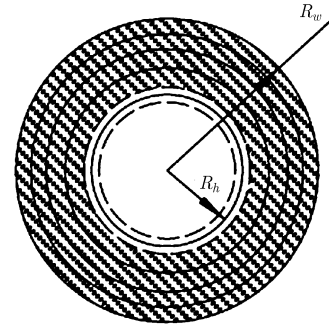


图 1 介质分层结构螺旋带模型

$$\operatorname{Im}(\bar{\epsilon}_r^{(i)}) = \frac{\operatorname{Im}(\epsilon_r)}{\operatorname{Re}(\epsilon_r)} \operatorname{Re}(\bar{\epsilon}_r^{(i)}) \quad (2)$$

螺旋线慢波结构物理上具有螺旋对称性, 纵向空间谐波和角向空间谐波满足同一谐波因子, 电磁场满足弗洛格定理

$$F(r, \theta, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n(r) \exp[ik_z z + in(k_H z - \theta)] \quad (3)$$

这里, $k_H = 2\pi/L$, L 为螺距。

在柱坐标系下采用典型的变态贝赛尔函数^[6]表示各层中的电磁场

$$\left. \begin{aligned} E_{zn}^{(i)} &= I_n(\gamma_n^{(i)} r) A_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) B_n^{(i)} \\ H_{zn}^{(i)} &= I_n(\gamma_n^{(i)} r) C_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) D_n^{(i)} \\ E_{rn}^{(i)} &= -i \frac{k_{zn}}{\gamma_n^{(i)}} \left(I_n'(\gamma_n^{(i)} r) A_n^{(i)} + K_n'(\gamma_n^{(i)} r) B_n^{(i)} \right) \\ &\quad - \frac{n\omega\mu_0}{\gamma_n^{(i)2} r} \left(I_n(\gamma_n^{(i)} r) C_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) D_n^{(i)} \right) \\ E_{\phi n}^{(i)} &= -\frac{n}{\gamma_n^{(i)2} r} k_{zn} \left(I_n(\gamma_n^{(i)} r) A_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) B_n^{(i)} \right) \\ &\quad + i \frac{\omega\mu_0}{\gamma_n^{(i)}} \left(I_n'(\gamma_n^{(i)} r) C_n^{(i)} + K_n'(\gamma_n^{(i)} r) D_n^{(i)} \right) \\ H_{rn}^{(i)} &= -i \frac{k_{zn}}{\gamma_n^{(i)}} \left(I_n'(\gamma_n^{(i)} r) C_n^{(i)} + K_n'(\gamma_n^{(i)} r) D_n^{(i)} \right) \\ &\quad + \frac{n\omega\epsilon_0\epsilon_i}{\gamma_n^{(i)2} r} \left(I_n(\gamma_n^{(i)} r) A_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) B_n^{(i)} \right) \\ H_{\phi n}^{(i)} &= -\frac{n}{\gamma_n^{(i)2} r} k_{zn} \left(I_n(\gamma_n^{(i)} r) C_n^{(i)} + K_n(\gamma_n^{(i)} r) D_n^{(i)} \right) \\ &\quad - i \frac{\omega\epsilon_0\epsilon_i}{\gamma_n^{(i)}} \left(I_n'(\gamma_n^{(i)} r) A_n^{(i)} + K_n'(\gamma_n^{(i)} r) B_n^{(i)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

这里 $k_{zn} = k_{z0} + nk_H$, $\gamma_n^{(i)2} = k_{zn}^2 - [\omega^2/(\epsilon_0 c^2)]\epsilon_i$ 分别为纵向、横向传播常数, n 为空间谐波次数, 并且螺旋线内部的场 $B_n = D_n = 0$ 。

利用边界匹配条件和传输矩阵原理表达螺旋带与管壳上场的关系^[8], 在螺旋带 2 维正交坐标上, 展开螺旋线上电流为契贝谢夫多项式的叠加, 积分得

到 n 次空间谐波场与总面电流的关系式

$$\begin{pmatrix} E_{n\xi}(\xi, \eta) \\ E_{n\eta}(\xi, \eta) \end{pmatrix} = \frac{w/2}{2\pi a \sin \psi} \exp[i\kappa\xi] \tilde{Z}_n \exp[i\alpha_n s] \cdot \begin{pmatrix} \sum_{l=0}^{\infty} J_{\xi l} (-1)^l \pi i^l J_l(\alpha_n) \\ \sum_{l=0}^{\infty} J_{\eta l} (-1)^l \pi i^l \frac{l+1}{\alpha_n} J_{l+1}(\alpha_n) \end{pmatrix} \quad (5)$$

利用贝赛尔和契贝谢夫积分恒等式, 在螺旋带上积分得到色散方程

$$\begin{pmatrix} M_{00} & M_{01} & M_{02} & \cdots \\ M_{10} & M_{11} & M_{12} & \cdots \\ M_{20} & M_{21} & M_{22} & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{\xi 0} \\ J_{\eta 0} \\ J_{\xi 1} \\ J_{\eta 1} \\ \cdots \end{pmatrix} = \mathbf{M}\mathbf{J} = 0 \quad (6)$$

$$M_{ll'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^l i^{(l+l')} \begin{pmatrix} J_l(\alpha_n) & 0 \\ 0 & \frac{l+1}{\alpha_n} J_{l+1}(\alpha_n) \end{pmatrix} \cdot \tilde{Z}_n \sum_{l'=0}^{\infty} \begin{pmatrix} J_{l'}(\alpha_n) & 0 \\ 0 & \frac{l'+1}{\alpha_n} J_{l'+1}(\alpha_n) \end{pmatrix} \quad (7)$$

这里 $\alpha_n = (w/2)(n/a \sin \psi + \kappa \cot \psi)$ 为螺旋带2维坐标系下的第 n 次谐波有效传播常数。

引入抛物线复数解非线性方程迭代算法^[13], 逐步逼近求解使得 $\det(\mathbf{M}) \rightarrow 0$, 求得复传播常数 k_z , 从而计算出色散曲线 $v_p = \omega / \text{Re}(k_z)$ 。假定沿螺旋方向的基次面电流分量为任一任意常数, 由式(6)可求出其它面电流分量, 获得电磁场的横向分布, 耦合阻抗通过文献[8]中的计算方法得到。

慢波结构的高频损耗分为3个部分—螺旋线和管壳的导体损耗 α_1 、 α_2 及夹持杆的介质损耗 α_3 ^[4]

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \quad (8)$$

$$\alpha_{1,2} = \frac{8.686 \times \pi a R_{m1,2}}{2P_r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (H'_{\varphi n2} - H'_{\varphi n1} + H'_{zn1} - H'_{zn2}) \quad (9)$$

$$\alpha_3 = \text{Im}(k_z) \times 8.686 \quad (10)$$

这里 $R_m = \sqrt{(\pi f \mu) / \sigma}$ 为表面电阻, σ 为导体有限导电率, P_r 为慢波结构横截面的功率流

$$P_r = \pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{Rw} (E_{rn} \times H_{\varphi n}^* - E_{\varphi n}^* \times H_{rn}) ds \quad (11)$$

需要说明的是, 在螺旋线慢波结构中, 电子束与满足同步条件的慢电磁波的基次空间谐波发生能量交换, 冷测计算中通常只给出基次空间谐波的色散关系和耦合阻抗, 而在高频损耗的计算中包含了

所有的空间谐波, 原因在于只有空间谐波的总和组成的慢电磁波才满足边界条件, 各次空间谐波是同时存在、不可分割的。

3 3 维电磁场分析

目前3维电磁场分析软件主要有国外的商业软件HFSS^[8]、CST MWS^[14]和专业软件CTLSS^[15]及国内的微波管专业软件MTSS^[16]。其中HFSS基于有限元方法, 是开发最早、应用最广和认可度最高的3维高频电磁场模拟软件。应用其本征模模块, 设定金属有限导电率和陶瓷损耗角, 参数化扫描单周期两端面相位(Master, Slave), 得到不同相位差对应的复本征频率和3维电磁场, 后处理获得所需冷测参数。计算色散和耦合阻抗的文献较多, 这里不在叙述, 仅对高频衰减特性进行详细研究。

假定电磁波沿慢波系统传播衰减因子为 α , 则传输功率的大小正比于衰减因子的平方, 即 $P(z) = P e^{-2\alpha z}$ 。传输功率的减少量 $-(dP/dz) = 2\alpha P$, 它表示单位长度上减少的传输功率 $P_L = -(dP/dz) = 2\alpha P$, 由此可得衰减常数为

$$\alpha = \frac{P_L}{2P} (\text{Np/m}) = 8.686 \frac{P_L}{2P} (\text{dB/m}) \quad (12)$$

式中 P_L 为单位长度上减少的传输功率, P 为系统传输的总功率流。

对于理想导体和无耗介质组成的螺旋线慢波结构, 无功功率损耗。而由于螺旋线、管壳金属材料具有有限导电率及夹持杆的陶瓷损耗角, 慢波在高频结构中传播将引起衰减。在确定边界的谐振腔结构中, 功率损耗 P_L 与谐振腔的固有品质因子 Q 具有以下关系^[17]

$$P_L = (2\pi f \times W) / Q \quad (13)$$

这里 $W = \frac{\mu}{2} \int_V \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} dV = \frac{\varepsilon}{2} \int_V \mathbf{E}^* \cdot \mathbf{E} dV$ 是谐振腔的体积储能。

本征模求解算法中, 单周期慢波结构在给定周期端面相位差和金属边界时可视为一等效谐振腔, 因此, 求解衰减常数变成求解谐振腔品质因子 Q 的问题。在 HFSS 中, 谐振腔的品质因子^[12]

$$Q = \frac{1 \text{Re}(f)}{2 \text{Im}(f)} \quad (14)$$

对于无耗腔, 给定相位差本征频率为实数, 品质因子无穷大; 对于有耗腔, 本征频率为复数, 品质因子为有限量。设定螺旋线、管壳的有限导电率及夹持杆的陶瓷损耗角, 单位长度上慢波结构的损耗常数

$$\alpha = \frac{8.686 \times 2\pi \operatorname{Im}(f)W}{L \times P} \text{ (dB/m)} \quad (15)$$

引入衰减材料后软件模拟需进行复频率的收敛判断, 收敛精度 0.01%, 四面体网格接近十万, 采用 DELL 高端工作站四核并行计算, 消耗 15-20 G 内存, 单频点计算在两小时左右。

4 计算与讨论

表 1 是电子所研制的 Ka 波段毫米波行波管的高频参数。该管采用 T 形氧化铍夹持杆、蒙乃尔管壳、钼螺旋线上溅铜工艺降低螺旋线上的导体损耗, 本节以该结构为例详细研究毫米波段的高频损耗。

表 1 Ka 波段慢波结构参数

管壳内半径	1.24 mm
螺旋线内半径	0.34 mm
螺旋带带宽	0.25 mm
螺旋带厚度	0.1 mm
夹持杆	BeO

金属材料的导电率随频率变化不大, 材料的选取决定其导电率的大小。螺旋线慢波结构中常见金属材料为钼、铜、钨和蒙乃尔 4 种, 良好表面抛光^[10]的导电率分别为 $\sigma = 1.76e7, 5.8e7, 1.82e7$ 和 $2.1e6$ S/m。常见夹持杆陶瓷为氧化铍、氮化硼和金刚石, 由于氮化硼的加工技术及金刚石的价格等限制, 氧化铍仍为国内行波管夹持杆的主要材料。陶瓷随频率的升高介电常数变化不大, 而损耗角增加较大, 毫米波段是厘米波段的倍数关系。相对切断区的衰减器的衰减值, 夹持杆的高频损耗是微小量, 试验中精确测量其值是非常困难的, 不同厂家不同资料中氧化铍在毫米波段的损耗角不同, 表 2 是不同资料中给出的陶瓷损耗角 $\tan \delta$ 。

表 2 氧化铍陶瓷损耗角 $\tan \delta$

文献[19]	10 GHz, $6e-4$ 25 GHz, $240e-4$
文献[20]	10 GHz, $1e-4$
文献[21]	25 GHz, $40e-4$
文献[22]	30 GHz, $5.4e-4$ 30 GHz, $7.2e-4$

在螺旋带模型中, 螺旋带的厚度 s 被等效为一个等厚真空层 $\epsilon_r = 1$, 3 根 T 形夹持杆的介电常数由几何学等效原理^[7]给出

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{nr} = & 1 + 3(\epsilon_r - 1) \left[\frac{XY}{N} + \left(Rh + s + \frac{nY}{N} \right)^2 \right. \\ & \cdot \left(\alpha_n - \frac{\sin 2\alpha_n}{2} \right) - \left(Rh + s + \frac{(n-1)Y}{N} \right)^2 \\ & \cdot \left(\alpha_{n-1} - \frac{\sin 2\alpha_{n-1}}{2} \right) \left. \right] \left/ \left[\pi \left[\left(Rh + s + \frac{nY}{N} \right)^2 \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - \left(Rh + s + \frac{(n-1)Y}{N} \right)^2 \right] \right] \right] \quad (16) \end{aligned}$$

这里 N 是等效的总层数, $Y = R_w - R_h - s$, $\alpha_n = a \sin \left[X/2 \left(Rh + s + \frac{nY}{N} \right) \right]$ 。

3 维有限元软件采用四面体网格, 优点是能够更加逼近实际的物理边界, 计算精度高, 缺点是结构中含有衰减材料时, 需要对复谐振频率进行收敛判断, 迭代收敛速度较慢, 网格量几何数上升, 消耗了更多的计算机资源, 甚至无法收敛。与 3 维有限元软件相比, 螺旋带模型使用合理的近似, 将 3 维结构的等效为 2 维可解析形式, 推导出如式(6)一类非线性色散方程, 给定工作频率, 迭代逼近求解慢波结构中的传播常数, 计算速度快, 色散和轴向耦合阻抗的计算精度与试验及 HFSS 比较具有较好的一致性^[8,18], 在无翼片加载行波管中得到了广泛的工程应用。

图 2 是螺旋线为铜、钼和钨 3 种材料, 夹持杆为无耗陶瓷, 管壳为良导体, 采用螺旋带模型和 HFSS 模拟计算的螺旋线上的导体衰耗。从图中可看出, 随着导电率的降低, 螺旋带上的导体损耗增加; 并且螺旋带计算结果比 3 维有限元模拟小 10%~20%, 其原因在于螺旋带模型中将螺旋带厚度视为等厚真空层, 螺旋线为一无限金属薄片, 不能考虑带与带之间的电磁场, 忽略了螺旋带侧面的导体损耗, 计算结果偏低, 实际仿真中可通过一个侧面损耗因子提高设计精度。由于铜质地较软, 在高波段不能直接绕制成螺旋线, 而是采用电镀或溅射方式附着在钼或钨基底螺旋线上, 通过氢炉烧制等工艺使铜和基底紧密结合。考虑到铜的趋附深度很浅, 约为 $0.4 \mu\text{m}$, 铜薄膜的厚度大于 $1 \mu\text{m}$ 就使得高频损耗降低一半, 有助于毫米波段电子效率的提高, 降低高频热耗及提高功率容量。图 3 为螺距变化时, 工作在 35 GHz 溅铜螺旋线的导体损耗, 螺距增加周期内导体体积减少, 损耗降低, 同样螺旋带模型计算小于有限元模拟结果, 并随着螺距增加其差值有所变大。

图 4 是螺旋线为良导体、夹持杆为无损陶瓷, 管壳为无损蒙乃尔和纯铜时的导体损耗, 同样导电

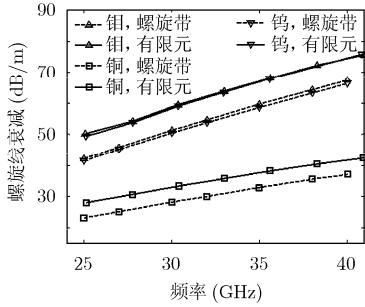


图2 螺旋导体损耗与频率关系曲线

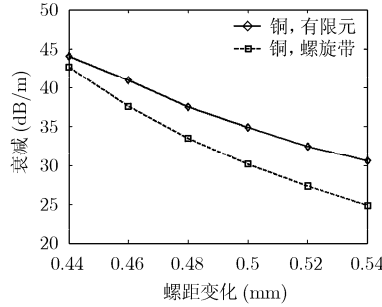


图3 不同螺距下铜螺旋线的导体损耗

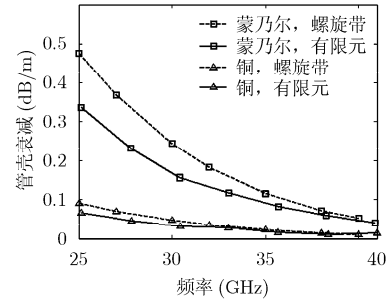


图4 管壳导体损耗与频率关系曲线

率越小损耗越大，频率越高带模型和有限元模型结果差别越小，与螺旋线上的导体损耗不同，频率升高管壳损耗反而降低，其原因在于毫米波是表面波，频率越高，能量越靠近螺旋线，计算得出其值相对螺旋线上的导体损耗非常小，可以忽略。

在厘米波段，夹持杆的陶瓷损耗角很小，介质损耗通常被忽略。由传输线理论可知，介质损耗与损耗角满足 $\alpha = (\omega/2v_p)\tan\delta$ ，陶瓷引起的高频损耗随工作频率线性增加，并且毫米波段的陶瓷损耗角大于厘米波段，夹持杆的介质损耗不可忽略。试验测量陶瓷损耗角的方法大体有两种，一种是传输系数法，但陶瓷损耗角需要大于 0.1；另一种是谐振腔法，由于毫米波波长短，谐振腔和被测件的尺寸很小，陶瓷损耗角的测量是相当困难的，如表 2 中，不同材料的测量结果各有不同，其差值甚至在十倍以上。

图 5 为 $\tan\delta = 40e-4, 7.2e-4$ 两种模型计算的介质损耗值，介质损耗随工作频率增加，与螺旋线导体损耗在同一个数量级，并远大于管壳的导体损

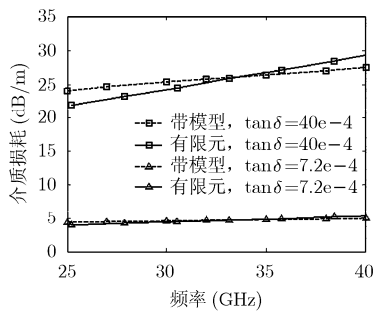


图 5 夹持杆损耗与频率关系曲线

耗，两种模型计算结果差值在 10% 以内。图 6 为不同损耗角下的慢波结构介质损耗的计算结果，介质损耗与陶瓷损耗角呈线性关系，符合传输线理论预测，而在慢波结构中螺旋带模型计算介质损耗比传输线理论预测小一倍以上。严格的理论分析和计算机模拟指出文献[2,3]中简单等效线路模型计算夹持杆介质损耗是不准确的。

5 结论

采用夹持杆分层结构螺旋带模型和 3 维电磁场有限元软件分析了螺旋线慢波结构的导体和介质损耗，给出了理论计算公式和软件模拟方法，研究了一种 T 型夹持杆 Ka 波段行波管慢波结构的高频损耗，表明导电率对螺旋线导体损耗的影响很大，夹持杆介质损耗与陶瓷损耗角呈线性关系，并且螺旋线的导体损耗和夹持杆介质损耗远大于管壳损耗，是影响毫米波螺旋线高频损耗的关键因素。

致谢 感谢电子科技大学王文祥教授和贾宝富教授在微波工程技术和电磁场计算机模拟方法上的指导，对本文的研究方法和内容有很大帮助。

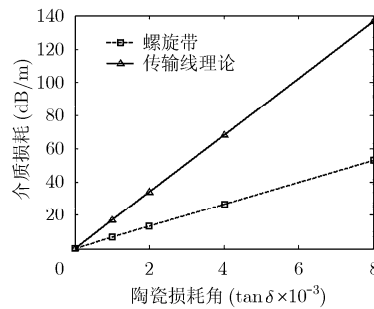


图 6 介质损耗与陶瓷损耗角变化曲线

参考文献

[1] Chong C K, Layman D, and Le Borgne R H, *et al.* Development of high-power Ka and Q dual-band and communications or radar dual-function helix-TWT [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2009, 56(5): 913-918.

[2] Dialetis D, Chernin D, and Antonsen T M Jr, *et al.* Accurate

representation of attenuation in Helix TWT Simulation Codes [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2009, 56(5): 935-944.

[3] Datta S K, Kumar L, and Basu B N. A simple and accurate analysis of conductivity loss in millimeter-wave helical slow-wave structures[J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and*

- Terahertz Waves*, 2009, 30(4): 381-392.
- [4] Duan Zhao-yun, Gong Yu-bin, Wang Wen-xiang, and Wei Yan-yu. Investigation into the effect of dielectric loss on RF characteristics of helical SWS[J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2008, 29(1): 23-34.
- [5] Gilmour A S, Gillette M R, and Chen J T. Theoretical and experimental TWT helix loss determination[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1979, 26(10): 1581-1588.
- [6] Sensiper S. Electromagnetic wave propagation on helical conductors [D]. [Ph.D. dissertation], Dept. of Electrical Engineering, MIT, May 1951.
- [7] Ghosh S, Jain P K, and Basu B N. Rigorous tape analysis of inhomogeneously-loaded helical slow wave structures[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1997, 44(7): 1158-1168.
- [8] Cheinin D, Antonsen T M Jr, and Levush B. Exact treatment of the dispersion and beam interaction impedance of a thin tape helix surrounded by a radially stratified dielectric[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1999, 46(7): 1472-1482.
- [9] Naidu V B, Datta S K, and Ramana P R, *et al.* Three-dimensional electromagnetic analysis of attenuator-coated helix support rods of a traveling-wave tube[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2009, 56(5): 945-950.
- [10] Kory C L. Three-dimensional simulation of helix traveling-wave tube cold-test characteristics using MAFIA [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1996, 43(8): 1317-1319.
- [11] Aloisio M and Waller P. Analysis of helical slow-wave structures for space TWTs Using 3-D electromagnetic simulators [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(5): 749-754.
- [12] Ansoft HFSS User Manual. www.hfss.com, 2009.
- [13] Quarteroni A, Sacco R, and Saleri F. Numerical Mathematics [M], Beijing: Science Press, 2006: 267-275.
- [14] CST MWS User Manual. www.cst.com, 2009.
- [15] Cooke S J, Mondelli A, and Levush B, *et al.* CTLSS—an advanced electromagnetic simulation tool for designing high-power microwave sources [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2000, 28(3): 841-866.
- [16] Xu Li, Yang ZhongHai, and Li Bin. High-frequency circuit simulator: an advanced three-dimensional finite-element electromagnetic-simulation tool for microwave tubes [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2009, 56(5): 1141-1151.
- [17] 王文祥. 微波工程技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2009: 198-200.
- [18] 肖刘, 苏小保, 刘濮鲲. 螺旋带色散特性和耦合阻抗的精确计算[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3): 751-755.
Xiao Liu, Su Xiao-bao, and Liu Pu-kun. Precise calculation of the dispersion and coupling impedance of tape helix [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(3): 751-755.
- [19] 高陇桥. 氧化铍陶瓷[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2006: 80-82.
- [20] 刘联宝, 戴昌鼎. 电真空器件的钎焊与陶瓷金属封接[M]. 北京: 国防工业出版社, 1978: 18-19.
- [21] Goren Y, Schram A, Gagne D, and Jensen C. Accurate measurements of the dielectric properties of TWT BeO support rods[C]. IVEC, Tokyo, Japan, 2007: 1-2.
- [22] Seo W B and Choi J J. Dielectric measurements using fabry-perot open resonators at millimeter wave frequencies (26-110 GHz) [C]. IVEC, Monterey, California, USA, 2002: 373-374.
- 郝保良: 男, 1980年生, 博士生, 助理研究员, 从事行波管高频系统计算机仿真及毫米波行波管的研制.
- 黄明光: 男, 1965年生, 研究员, 硕士生导师, 从事螺旋线毫米波行波管的研制及新型毫米波行波管的研究.
- 刘濮鲲: 男, 1965年生, 研究员, 博士生导师, 从事大功率微波毫米波器件、高功率微波与信息对抗技术的研究.