

# 一种具有新型分立介质支撑的翼片加载螺旋带慢波结构的研究

段兆云, 宫玉彬, 王文祥, 魏彦玉, 黄民智

(电子科技大学物理电子学院, 四川成都 610054)

**摘要:** 本文研究了一种具有新型分立介质支撑的翼片加载螺旋带慢波系统, 该种慢波系统具有较高的功率容量和较宽的带宽. 通过用切比雪夫多项式来展开螺旋带上的面电流, 用真空层来模拟螺旋带的厚度, 用均匀分层介质来等效新型分立介质支撑, 考虑到过渡连接金属块的影响, 用场论的方法得到了非常实用的色散方程和耦合阻抗的表达式, 同时进行了 HFSS 模拟, 发现用场论的方法所得出的结果与用 HFSS 模拟的结果吻合良好. 本文的结果对这种新型慢波结构的设计具有指导意义.

**关键词:** 螺旋带厚度; 分立介质支撑; 过渡连接金属块; 色散特性; 耦合阻抗; 行波管

**中图分类号:** TN125      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1512-05

## Study of Vane-Loaded Tape Helix Slow Wave Structure with Novel Discontinuous Supporting Dielectric Pillars

DUAN Zhao2yun, GONG Yu2bin, WANG Wen2xiang, WEI Yan2yu, HUANG Min2zhi

(College of Physical Electronics of UEST of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** A kind of novel tape helical slow wave structure (SWS) is supported by wedge-shaped discontinuous dielectric pillars and brazed with the helix and metal envelope through two metal connectors. The dielectric pillars exist only at the tape helix in each pitch. It has higher power capacity and broader bandwidth. The hybrid model for analyzing the tape helix is developed in this paper. In this model, by expanding the surface currents on the tape helix in a series of Chebyshev polynomials, simulating the helical radial thickness with vacuum layer, equalizing the discontinuous dielectric pillars with multiple azimuthally symmetric layers, assuming an infinite number of infinitely thin radial vanes and considering the metal connectors, the dispersion equation and interaction impedance of the novel helical SWS are obtained. In the meantime, the tape helical SWS is simulated by HFSS. The calculated results using the model presented in the paper show good agreements with HFSS simulation results. The theory presented here can provide a strong basis for designing the tape helical SWS.

**Key words:** helix radial thickness; novel discontinuous dielectric pillar; metal connector; dispersion characteristic; interaction impedance; traveling wave tube

### 1 引言

螺旋线及其变态和耦合腔一直是行波管中最为广泛采用的慢波系统, 螺旋线行波管具有较宽的带宽, 但输出功率却受到螺旋线热耗散能力的限制; 耦合腔行波管具有较大的输出功率, 但是带宽较窄. 为了使螺旋线慢波系统既具有较宽的频带又具有较高的功率容量, 本文采用了一种新型的螺旋带慢波结构, 即通过翼片加载的方法来拓展其带宽; 同时在纵向使连续的夹持杆离散化, 这样连续分布的夹持杆就演变成仅在螺旋带上存在的介质支撑, 这些介质支撑可以通过焊接的方法将螺旋带和金属屏蔽筒与之紧密连接起来. 这样虽然给焊

接带来了不便, 但是这种结构保证了在高温的情况下不因热应力而折断介质支撑, 从而有利于改善螺旋线慢波结构的特性, 增加散热、提高输出功率. 本文采用 Sensiper 的螺旋带模型<sup>[1,2]</sup>, 在考虑过渡连接金属块对螺旋线慢波特性影响的基础上, 通过用切比雪夫多项式来展开螺旋带上的面电流<sup>[3-5]</sup>, 用真空层来模拟螺旋带的厚度<sup>[6-11]</sup>, 用均匀分层介质来等效分立介质支撑, 用无限多个无限薄的翼片来等效实际的加载翼片<sup>[12]</sup>, 从而得到了实用的色散方程和耦合阻抗的表达式, 在此基础上, 用 HFSS 对该结构进行了数值仿真. 通过理论计算和 HFSS 模拟后发现: 理论计算值与 HFSS 仿真值吻合良好.

## 2 物理模型

实际的螺旋带慢波结构如图 1 所示, 8 个分立介质支撑在横截面上均匀分布, 在纵向是离散的, 即在一个螺距内仅在螺带上才有, 通过片焊料和过渡连接金属块 B 把介质支撑和金属外壳有效地焊接起来, 通过丝焊料和过渡连接金属块 A 把介质支撑和螺旋带有效地焊接起来,

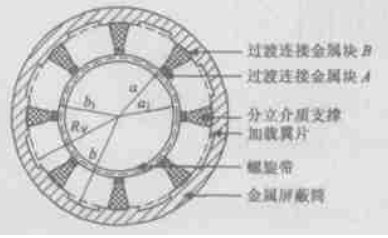


图 1 具有八个分立介质支撑的螺旋带慢波结构的分析模型

来, 16 个翼片(伸向外壳并向介质支撑一侧扩展的部分)均匀分布在横截面上.  $a_1$  为螺旋带的内半径,  $a$  为螺旋带的平均半径,  $b_1$  为螺旋带外半径,  $W$  为螺旋带的宽度,  $R_w$  为翼片顶端半径,  $b$  为金属屏蔽筒内半径.

螺旋带慢波系统在径向分为  $N+2$  个区域

- (1) 螺旋带内部区域,  $a < r < a_1$ ;
- (2) 模拟螺旋带厚度的真空层,  $a < r < \mathfrak{t}_1$ ;
- (3) 等效介质支撑的等效介质第一层,  $\mathfrak{t}_1 < r < \mathfrak{t}_1 + h$ ;
- (4) 等效介质支撑的等效介质第二层,  $\mathfrak{t}_1 + h < r < \mathfrak{t}_1 + 2h$ ;
- .....
- ( $N+2$ ) 等效介质支撑的等效介质第  $N$  层.

$$\mathfrak{t}_1 + (N-1)h < r < \mathfrak{t}_1$$

这里  $N$  表示/ 等效介质支撑被等效后所分的层数,  $h = (\mathfrak{t}_1 - \mathfrak{t}_1) / N$  为等效的每一个介质层的厚度.

考虑过渡连接金属块 A 和 B 对螺旋带慢波特性的影响, 根据面积等效的方法分别可求得等效的螺旋带外半径和等效的金属屏蔽筒内半径为

$$\mathfrak{t}_1 = \sqrt{b_1^2 + ms_1/P} \quad (1)$$

$$\mathfrak{t}_2 = \sqrt{b^2 - ms_2/P} \quad (2)$$

其中  $s_1$  和  $s_2$  为过渡连接金属块 A 和过渡连接金属块 B 的横截面积. 第一和第二层的相对介电常数为:

$$\epsilon_r^{(1)} = \epsilon_r^{(2)} = 1 \quad (3)$$

所谓的等效介质支撑就是将纵向离散的介质支撑连续化, 假定在一个螺距内电场的分布是均匀的, 根据在一个螺距内能量守恒和面积加权可得各层的相对介电常数为:

$$\epsilon_r^{(i)} = 1 + \frac{W}{p} \left[ \frac{(\epsilon_r - 1) m A^{(i)}}{A_s^{(i)}} \right] \quad (4)$$

其中  $i = 3, 4, \dots, N+2$ ,  $m$  为介质支撑的数目,  $p$  为螺距,  $A^{(i)}$  为一个等效介质支撑在第  $i$  层的横截面积,  $A_s^{(i)}$  为第  $i$  层的横截面积,  $\epsilon_r$  为介质支撑的相对介电常数.

## 3 理论分析

### 3.1 色散关系

螺旋带在  $z$  方向具有整圆周性、螺旋性和周期性, 根据

Floquet 定理: 电磁场各分量和面电流分量应具有如下的形式

$$F(r, H, z) = \sum_{n=-1}^1 F_n(r) e^{i n H z} e^{-j(B + 2Pn/p)z} \quad (5)$$

其中  $B$  为纵向相位常数. 螺旋带面电流的表达式为

$$J(r, H, z) = D(r - a) [J_H(H, z) \hat{e}_H + J_z(H, z) \hat{e}_z] \quad (6)$$

各区域电场和磁场纵向分量  $E_z^{(i)}$  和  $H_z^{(i)}$  分别满足波动方程

$$\left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{\partial}{\partial r} \right) - \left( C_n^{(i)2} + \frac{n^2}{r^2} \right) \right] \begin{bmatrix} E_z^{(i)} \\ H_z^{(i)} \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

其中  $i = 1, 2, \dots, N+2$ ,  $B_n = B + n(2P/p)$ ,  $C_n^{(i)2} = B_n^2 - \epsilon_r^{(i)}(X^2/c^2)$ ,  $C_n^{(i)}$  为第  $i$  层的径向相位常数,  $X$  为角频率,  $c$  为真空中的光速,  $n$  为空间谐波数.

由纵向场法可得各区域电磁场横向分量表达式, 经繁琐的数学推导可得螺旋带内部和模拟螺旋带厚度的真空层的电磁场切向分量的关系

$$\begin{bmatrix} H_{\theta}^{(i)} \\ H_{z}^{(i)} \end{bmatrix} = Y_n^{(i)} \begin{bmatrix} E_{\theta}^{(i)} \\ E_z^{(i)} \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

其中  $Y_n^{(i)}$  为导纳矩阵, 可表达为

$$Y_n^{(i)} = \frac{-jB_n c}{G_0 C_n^{(i)} X a l_{HH}^{(i)}} \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{cases} Y_{11} = n + \frac{X \epsilon_r^{(i)} C_n^{(i)} a}{B_n c} l_{HH}^{(i)} \\ Y_{12} = \frac{B_n}{C_n^{(i)2} a} \left( n + \frac{X \epsilon_r^{(i)} C_n^{(i)} a}{B_n c} l_{HH}^{(i)} \right) \left( n + \frac{X C_n^{(i)} a}{B_n c} l_{HH}^{(i)} \right) - \epsilon_r^{(i)} \frac{X^2 a}{c^2 B_n} l_{HH}^{(i)} l_{EH}^{(i)} \\ Y_{21} = -\frac{C_n^{(i)2} a}{B_n} \\ Y_{22} = -n - \frac{X C_n^{(i)} a}{B_n c} l_{HH}^{(i)} \end{cases} \quad (10)$$

$G_0 = 120P$  为自由空间波阻抗.

为了表达模拟螺旋带厚度的真空层中的电场与磁场的关系, 有必要求出  $Y_n^{(2)}$  中的  $l_{EH}^{(2)}$ ,  $l_{HH}^{(2)}$ ,  $l_{HH}^{(2)}$ ,  $l_{HH}^{(2)}$ . 利用分层处  $E_{\theta}^{(i)}$  和  $H_{\theta}^{(i)}$  连续的边界条件和转移矩阵法可得

$$V_n^{N+2}(x) = \begin{bmatrix} E_{z}^{(1)}(x) \\ \frac{9E_{z}^{(1)}(x)}{C_n^{(1)} 9r} \\ jH_{z}^{(1)}(x) \\ \frac{9H_{z}^{(1)}(x)}{C_n^{(1)} 9r} \end{bmatrix} = S(x|a) V_n^{(2)}(a) \quad (11)$$

其中  $x = R_w$  或  $\mathfrak{t}_1$ ,  $S(x|a)$ , 为  $4 \times 4$  的转移方阵, 具有如下的表达式

$$S(x|a) = W_n^{(N+2)}(x|a_+^{(N+1)}) T_n(a_+^{(N+1)}|a_+^{(N+1)}), \quad (12)$$

$$T_n(a_+^{(2)}|a_+^{(2)}) W_n^{(2)}(a_+^{(2)}|a) V_n^{(2)}(a)$$

$$W_n^{(i)} = C_n^{(i)} a^{(i)} \begin{pmatrix} U_n^{(i)} & 0 \\ 0 & U_n^{(i)} \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$U_n^{(i)} = \begin{pmatrix} U_{n11} & U_{n12} \\ U_{n21} & U_{n22} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{cases} U_{n11} = -I_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) \\ \quad + I_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) \\ U_{n12} = I_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) \\ \quad - I_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) \\ U_{n21} = -I_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) \\ \quad + I_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) \\ U_{n22} = I_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) \\ \quad - I_n(C_n^{(i)} a^{(i)}) K_n(C_n^{(i)} a^{(i+1)}) \end{cases}$$

$$T_n(a_+^{(i)} | a_-^{(i)}) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_{n22} & T_{n23} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ T_{n41} & 0 & 0 & \frac{C_n^{(i+1)}}{C_n^{(i)}} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{cases} T_{n22} = \frac{E_r^{(i)}}{E_r^{(i+1)}} \left( \frac{C_n^{(i+1)}}{C_n^{(i)}} \right) \\ T_{n23} = G_0 \frac{X_n B_n}{a^{(i)} c} \# \frac{1}{C_n^{(i+1)} C_n^{(i)2}} \frac{E_r^{(i)} - E_r^{(i+1)}}{E_r^{(i+1)}} \\ T_{n41} = \frac{X_n B_n}{a^{(i)} c} \# \frac{1}{C_n^{(i+1)} C_n^{(i)2}} \frac{E_r^{(i)} - E_r^{(i+1)}}{G_0} \end{cases}$$

$a^{(i)}, a^{(i+1)}$  分别表示第  $i$  和第  $i+1$  层外半径;  $a_-^{(i)}, a_+^{(i)}$  分别表示第  $i$  层外半径的左极限和右极限。

在翼片顶端半径  $r = R_v$  处的边界条件为

$$E_m(R_v) = 0 \quad (16)$$

在金属屏蔽筒内半径  $r = bc$  处的边界条件为

$$E_{Hb}(bc) = 0 \quad (17)$$

将式(16)和(17)代入式(11)可得

$$\begin{cases} I_{HEn}^{(2)} = \frac{1}{S_{14}S_{42} - S_{12}S_{44}} (S_{44}S_{11} - S_{14}S_{41}) \\ I_{HIn}^{(2)} = \frac{1}{G_0(S_{14}S_{42} - S_{12}S_{44})} (S_{44}S_{13} - S_{14}S_{43}) \\ I_{HEn}^{(2)} = \frac{G_0}{S_{14}S_{42} - S_{12}S_{44}} (-S_{42}S_{11} + S_{12}S_{41}) \\ I_{HIn}^{(2)} = \frac{1}{S_{14}S_{42} - S_{12}S_{44}} (-S_{42}S_{13} + S_{12}S_{43}) \end{cases} \quad (18)$$

利用导纳矩阵  $Y_n^{(1)}$  和  $Y_n^{(2)}$ , 可以给出螺旋线内部和模拟螺旋带的真空层的电场和磁场切向分量的关系。

在螺旋带的平均半径  $r = a$  处磁场的边界条件为

$$\begin{cases} H_{zn}^{(2)}(a) - H_{zn}^{(1)}(a) = -J_{Hb} \\ H_{Hb}^{(2)}(a) - H_{Hb}^{(1)}(a) = J_m \end{cases} \quad (19)$$

由式(8)和(19)可得

$$\begin{pmatrix} E_{Hb} \\ E_m \end{pmatrix} = Z_n \begin{pmatrix} J_m \\ -J_{Hb} \end{pmatrix} \quad (20)$$

其中  $E_n = (Y_n^{(2)} - Y_n^{(1)})^{-1}$  为阻抗矩阵. 在螺旋带的平均半径  $r = a$  处电场分量  $E_H, E_z$  用面电流表达, 为了运算方便, 做如下的坐标变换

$$\begin{cases} F = aH \cos W\tau - z \sin W\tau < F < ] \\ G = -aH \sin W\tau + z \cos W\tau < G < W \end{cases} \quad (21)$$

式中  $F$  表示平行于螺旋方向的坐标分量,  $G$  表示垂直于螺旋方向的坐标分量,  $W$  为螺旋角; 同时将  $E_F, E_G, J_F, J_G$  对  $F$  进行傅氏变换, 并运用  $r = a$  处的边界条件:  $E_F = 0, E_G = 0$  和用 Chebyshev 多项式展开面电流, 则

$$\begin{pmatrix} M_{00} & M_{01} & M_{02} & \dots \\ M_{10} & M_{11} & M_{12} & \dots \\ M_{20} & M_{21} & M_{22} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_{F0} \\ J_{G0} \\ J_{F1} \\ J_{G1} \\ \dots \end{pmatrix} = M J = 0 \quad (22)$$

其中  $M_{lk}(l, k = 0, 1, 2, \dots, j)$  为  $2 \times 2$  的方阵, 其表达式为

$$\begin{cases} M_{lk} = (-1)^{l+k} \int_{n=-l}^l A z_n \begin{pmatrix} J_k(a_n) & 0 \\ 0 & \frac{k+1}{a_n} J_{k+1}(a_n) \end{pmatrix} \\ A = \begin{pmatrix} J_1(a_n) & 0 \\ 0 & \frac{l+1}{a_n} J_{l+1}(a_n) \end{pmatrix} \\ z_n = \begin{pmatrix} \cos W & \sin W \\ -\sin W & \cos W \end{pmatrix} z_n \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos W & -\sin W \\ \sin W & \cos W \end{pmatrix} \end{cases} \quad (23)$$

这里  $a_n = \frac{W}{2}(n/a \sin W + b \cos W)$ ,  $J_1(a_n)$  为第一类 Bessel 函数。

上述齐次方程组(22)有非零电流解的条件是

$$\det M = 0 \quad (24)$$

上式就是考虑螺旋带径向厚度的具有分立介质支撑的翼片加载螺旋带慢波结构的色散方程。

### 3.1.2 耦合阻抗

根据 Pierce 定义<sup>[12]</sup>, 第  $n$  次空间谐波在  $r$  处的耦合阻抗为

$$K_n(r) = \frac{|E_m^{(1)}(r)|^2}{2B_n^2 P} \quad (25)$$

其中  $P$  为沿慢波系统传播的功率流。

$$P = \operatorname{Re} \left[ \sum_{i=1}^{N+2} \sum_{n=-j}^j (P_n^{(i)}(a^{(i)}) - P_n^{(i)}(a^{(i-1)})) \right] \quad (26)$$

其中

$$\begin{cases} P_n^{(i)}(r) = \frac{P X_0 B_n}{C_n^{(i)4}} (E_r^{(i)} P_x + G_0^2 P_y + j r G_0 P_z) \\ P_x = (r E_m^{(i)*} \frac{\partial}{\partial r} E_m^{(i)} - \frac{1}{2} (C_n^{(i)2} r^2 + n^2) |E_m^{(i)}|^2 + \frac{1}{2} r^2 | \frac{\partial}{\partial r} E_m^{(i)} |^2) \\ P_y = r H_m^{(i)*} \frac{\partial}{\partial r} H_m^{(i)} - \frac{1}{2} (C_n^{(i)2} r^2 + n^2) |H_m^{(i)}|^2 + \frac{1}{2} r^2 | \frac{\partial}{\partial r} H_m^{(i)} |^2 \\ P_z = E_r^{(i)} \frac{X}{B_c} E_m^{(i)*} H_m^{(i)} - \frac{B_c}{X} E_m^{(i)} H_m^{(i)*} \end{cases} \quad (27)$$

## 4 HFSS 模拟

HFSS (High Frequency Simulation System) 是 Ansoft 公司开发的一套非常有用的微波分析软件, 它基于有限元方法, 可以用来求解同轴线、波导和谐振腔等结构的 RF 特性. 为了验证我们在上面提出的分析方法的正确性, 我们用 HFSS 软件包对该新型的螺旋带慢波系统进行精确的结构建模(即按照实际的结构尺寸, 考虑了螺旋带的厚度, 翼片加载, 过渡连接金属块, 新型分立介质支撑和金属屏蔽筒), 设置合理的边界条件和选择相应的材料特性, 提取相关的参数, 进行数值模拟和相应的后处理, 从而求得了  $X$ (当给定  $B$  时) 和在轴线上的零次谐波(基波)的耦合阻抗  $K$ .

## 5 数值计算结果与讨论

以具有 8 个在纵向分立的介质支撑为例, 给定其螺旋带慢波系统的几何尺寸和相关的参数(见表 1 所示), 数值求解式(24)和(25), 就可以求得螺旋带慢波结构的色散曲线和耦合阻抗  $K$ .

表 1 具有八个分立介质支撑的慢波系统的参数

参数	相应的值
螺旋线内半径( $a_1$ )	3l 4mm
螺旋线外半径( $b_1$ )	3l 8mm
螺距( $p$ )	4l 353mm
螺旋带宽度( $W$ )	2l 0mm
金属筒内半径( $b$ )	6l 0mm
翼片顶端半径( $R_v$ )	5l 6mm
8 个分立介质支撑的介电常数( $\epsilon_r$ )	6l 5

根据数值计算经验: 当  $N$ (等效介质支撑被等效后所分的层数)取 3,  $n$ (空间谐波次数)取 3, 用 3 阶 Chebyshev 多项式来展开螺旋带上的面电流, 就可以得到相当好的计算精度. 在考虑和不考虑螺旋带厚度的情况下, 分别求其色散特性和耦合阻抗, 并与 HFSS 模拟的结果进行了比较(见图 2 和图 3), 比较后发

现: (1) 对于色散特性而言, 考虑螺旋带厚度的情况明显比不考虑螺旋带厚度的情况更加接近 HFSS 模拟的结果, 特别在高频端更加明显. (2) 对于耦合阻抗而言, 虽然不如色散特性

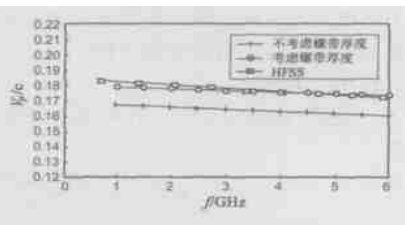


图 2 螺带厚度对色散特性的影响

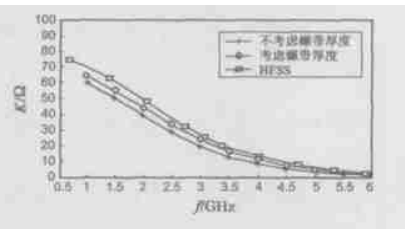


图 3 螺带厚度对耦合阻抗的影响

那么明显, 但考虑螺旋带厚度的情况还是比不考虑螺旋带厚度的情况更加接近 HFSS 模拟的结果, 特别是在高频端更加明显. 在考虑和不考虑翼片加载的情况下, 分别求其色散特性和耦合阻抗, 并与 HFSS 模拟的结果进行了比较(见图 4 和图 5), 比较后发现:

(3) 对于色散特性而言, 考虑翼片的情况明显比不考虑翼片的情况更加接近 HFSS 的结果, 特别在高频端更加明显.

(4) 对于耦合阻抗而言, 虽然在低频端, 考虑翼片的情况不

如不考虑翼片的情况更加接近 HFSS 的结果, 但是在高频端, 考虑翼片的情况比不考虑翼片的情况更加接近 HFSS 模拟的结果, 从总体来说, 不考虑翼片的情况的耦合阻抗高于 HFSS 模拟的值. 由此可见用本文的分析方法得出的结论的正确性.

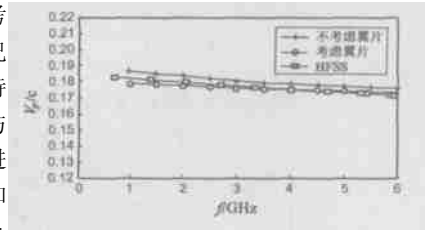


图 4 加载翼片对色散特性的影响

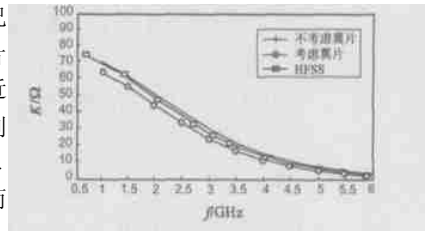


图 5 加载翼片对耦合阻抗的影响

## 6 结论

本文采用螺旋带模型, 用面积等效的方法来考虑过渡连接金属块, 用无限多个无限薄的翼片来等效实际的加载翼片, 用均匀分层介质来等效实际的分立介质支撑, 用真空层来模拟螺旋带的厚度, 用切比雪夫多项式来展开螺旋带上的面电流, 在此基础上采用场论的方法分析了具有新型分立介质支撑的翼片加载螺旋带慢波结构, 数值求解可得  $B$ (当给定  $X$  时)和在轴线上的基波的耦合阻抗  $K$ . 与此同时进行了 HFSS 模拟, 比较两者的结果可知: 考虑螺旋带厚度和翼片加载后所得到的结果与 HFSS 模拟的结果吻合良好, 在设计具有较高功率容量的螺旋带慢波系统时, 考虑螺旋带厚度的影响是必要的; 在设计具有较宽工作频带的螺旋带慢波系统时, 考虑翼片加载的影响也是必要的. 该种慢波结构具有较高的功率容量和较宽的工作带宽, 从而为设计 S 波段宽带高功率的螺旋线行波管提供了理论依据.

## 参考文献:

- [1] S Sensiper. Electromagnetic Wave Propagation on Helical Conductors [D]. USA: Dept of Electrical Engineering MIT, 1951.
- [2] S Sensiper. Electromagnetic wave propagation on helical structures (A Review and survey of recent progress) [J]. Proc IRE, 1955, 43(2): 149 - 161.
- [3] David Chemin. Exact treatment of the dispersion and beam interaction impedance of a thin tape helix surrounded by a radially stratified dielectric [J]. IEEE Transactions on ED, 1999, 46(7): 14720- 1483.
- [4] 段兆云, 宫玉彬, 王文祥, 等. 考虑螺旋带径向厚度的螺旋线慢

波系统的研究[J]. 强激光与粒子束, 2002, 14(6): 905- 910.

- [ 5 ] 段兆云, 宫玉彬, 王文祥, 等. 翼片加载螺旋线慢波系统的特性分析[J]. 电子科技大学学报, 2003, 32(4): 403- 408.
- [ 6 ] 周文表. 金属屏蔽介质杆支持的实用螺旋线结构的相速计算[J]. 电子学通讯, 1975, (1): 1- 30.
- [ 7 ] P K Jain. Effect of the finite thickness of the helix wire on the characteristics of the helical slow wave structure of a traveling wave tube[J]. IEEE Transactions on ED, 1987, 34(5): 1209- 1213.
- [ 8 ] M V Kartikeyan. A study of radially thick helix equivalent circuit approach[J]. IEEE Transactions on ED, 1992, 39(8): 1961- 1965.
- [ 9 ] S Ghosh. Rigorous tape analysis of inhomogeneously loaded helical slow wave structures[J]. IEEE Transaction on ED, 1997, 44(7): 1158- 1168.
- [ 10 ] Stefano D. Agostino. Accurate analysis of helix slow wave structures[J]. IEEE Transaction on ED, 1998, 45(7): 1605- 1613.
- [ 11 ] M V Kartikeyan. Effective simulation of the radial thickness of helix for broadband practical TWT. s[J]. IEEE Transaction on Plasma Science, 1999, 27(4): 1115- 1123.
- [ 12 ] H P Freund, E G Zaidman, T M Antonsen, Jr. Theory of helix traveling wave tubes with dielectric and vane loading [J]. Phys Plasmas, 1996, 3(8): 3146- 3161.
- [ 13 ] J R Pierce. Traveling Wave Tubes[M]. Princeton NJ: Van Nostrand, 1950.

#### 作者简介:



研究工作; E-mail: zhyduan@sohu.com.

**段兆云** 男, 1972 年 12 月出生于四川省绵阳市, 1995 年毕业于电子科技大学无线电技术专业, 2000 年攻读电子科技大学物理电子学专业硕士学位, 2002 年提前攻读电子科技大学物理电子学专业博士学位, 现为电子科技大学物理电子学院博士研究生, 目前主要从事电磁场理论, 计算电磁学, 宽带高功率微波源和 CAD 等方面的



研究工作, 发表 70 多篇学术论文, 获省部级奖励四项。

**宫玉彬** 教授, 博士生导师, 1989 年毕业于长春理工大学激光器件与技术专业, 获理学学士学位, 1992 年毕业于电子科技大学电子物理与器件专业, 获硕士学位, 1994 年于电子科技大学物理电子学专业攻读在职博士, 1998 年毕业获博士学位, 1997 年 7 月到 1998 年 7 月, 赴香港城市大学 (City University of Hong Kong) 学习进修, 进行电磁散射方面的研究工作, 科研工作主要集中在大功率微波电真空器件、高功率微波、微波元器件的基础研究领域, 在宽带大功率行波管新型慢波系统、注波相互作用和大功率微波管的频带连接方面做了大量工

(上接第 1486 页)

- [ 5 ] S Tanaka, A Harada, M Sawahashi, F Adachi. Experiments on coherent adaptive antenna array diversity for wideband DS-SS CDMA mobile radio [J]. IEEE Trans Selected Areas in Communications, 2000, 18(8): 1495- 1504.
- [ 6 ] J Capon. High resolution frequency wavenumber spectral analysis [J]. Proc of IEEE, 1969, 57(8): 1408- 1418.
- [ 7 ] R O Schmidt, R E Franks. Multiple source DF signal processing: An experimental system [J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 1986, 34(3): 281- 290.
- [ 8 ] R Roy, T Kailath. ESPRIT estimation of signal parameters via rotation invariance techniques [J]. IEEE Trans Acoustic, Speech and Signal Processing, 1989, 37(7): 984- 995.
- [ 9 ] S Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. USA: Prentice Hall, 1996.

#### 作者简介:



**姜永权** 男, 1965 年出生于辽宁省瓦房店市, 分别于 1988、1991 年毕业于大连理工大学、中国空间技术研究院, 获工学学士、硕士学位, 现为汕头大学电子工程系副教授、硕士生导师, 中山大学信息科学与技术学院博士研究生, 主要研究领域包括高速移动通信中的智能天线、OFDM、空间分集处理等。

**周渊平** 男, 1955 年 7 月出生于重庆市, 博士(美国), 中山大学电子与通信工程系教授、博士生导师, 主要研究领域包括无线通信智能天线技术、空时域信号分集、最优接收技术, CDMA 及 OFDM 通信系统等。