

绝缘介质波导的单模带宽等 传输特性的分析*

蒋定华 史美琪
(北京 大学)

提 要

本文研究了绝缘介质波导两类模式的本征方程的不同表达形式对基模 E_{11}^* 截止特性的影响,指出采用三角函数的表达形式可避免导致 E_{11}^* 模有非零截止这一不恰当的结论,推导了四个低阶模存在的条件. 在此基础上用正交选优法对绝缘介质波导影响传输特性的五个参数进行选优,得到多组单模带宽较宽,导体损耗和介质损耗较小,外场发散也较小的参数,并与镜象波导作了对比.

一、引 言

近年来,国内外都十分重视对毫米波的开发工作,作为毫米波开发的重要方面,对毫米波传输线的研究相当活跃,出现了多种用于毫米波集成电路的波导. 镜象波导是主要的结构形式,但由于主模 E_{11}^* 模的导体损耗较大,而 E_{12}^* 模的导体损耗虽然小一些,但它不是最低模式,用作单模传输又比较困难,加上用高介电常数的材料作介质杆时,杆的加工比较困难. 为了降低损耗,减少加工困难,出现了一些其他结构形式的毫米波介质波导,这里所讨论的绝缘介质波导就是其中的一种,已有文章对它的传输特性进行过研究,它是在介质杆与金属接地板间引入一层绝缘层,由于绝缘层的作用,使得金属接地板表面上的 E_{11}^* 模的电流减小,因而损耗降低,但是绝缘层的引入,使 E_{11}^* 模不被金属接地板所短路,因而在同样的条件下,单模带宽比起镜象波导来有所降低^[1]. 本文分析了两类模式的本征方程,得到了四个低阶模存在的条件,指出本征方程表达的方式不同,将会使基模 E_{11}^* 模导出不同的截止特性,因而本征方程的表达方式是值得注意的. 本文用正交法^[2]对绝缘介质波导的参数进行选优,得到单模带宽较宽、外场发散较小,介质损耗和导体损耗较小的参数,我们认为绝缘介质波导是一种有前途的毫米波集成波导.

二、截 止 特 性

绝缘介质波导的横截面图如图 1 所示. 用有效介电常数法^[3]求解绝缘介质波导的电

* 1985年7月15日收到,1986年7月11日修改定稿.

磁场时,两类模式的本征方程有两种表达形式。对于 E_{pq}^y 模,形式(1)是用三角函数表达的^[4],即

$$\left. \begin{aligned} (\varepsilon_{r_2}^2 \eta_{02} \eta_{12} \operatorname{th} \eta_{12} t - \varepsilon_{r_1} k_{y_2}^2) \sin k_{y_2} b + \varepsilon_{r_2} k_{y_2} (\varepsilon_{r_1} \eta_{02} + \eta_{12} \operatorname{th} \eta_{12} t) \cos k_{y_2} b &= 0, \\ (k_x^2 - \xi^2) \sin k_x a - 2k_x \xi \cos k_x a &= 0, \\ k_{y_1} \sin k_{y_1} t - \varepsilon_{r_1} \eta_{01} \cos k_{y_1} t &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1a)$$

形式(2)是化成反三角函数表达的^[5],即

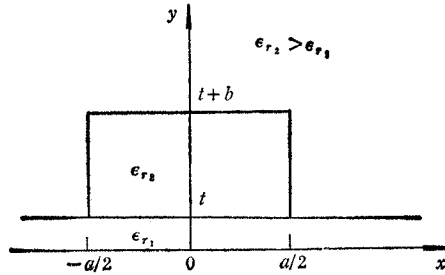


图1 绝缘介质波导

$$\left. \begin{aligned} k_{y_2} b &= q\pi - \operatorname{tg}^{-1}(k_{y_2}/\varepsilon_{r_2} \eta_{02}) - \operatorname{tg}^{-1}(\varepsilon_{r_1} k_{y_2} \operatorname{cth} \eta_{12} t / \varepsilon_{r_2} \eta_{12}), \\ k_x a &= p\pi - 2\operatorname{tg}^{-1}(k_x / \xi), \\ q &= 1, 2, 3, \dots, p = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (1b)$$

$$k_{y_1} \sin k_{y_1} t - \varepsilon_{r_1} \eta_{01} \cos k_{y_1} t = 0.$$

对于 E_{pq}^x 模,同样有,形式(1)

$$\left. \begin{aligned} (\eta_{02} \eta_{12} \operatorname{cth} \eta_{12} t - k_{y_2}^2) \sin k_{y_2} b + k_{y_2} (\eta_{02} + \eta_{12} \operatorname{cth} \eta_{12} t) \cos k_{y_2} b &= 0, \\ (k_x^2 - \varepsilon_{r_2}^2 \xi^2) \sin k_x a - 2\varepsilon_{r_2} \xi k_x \cos k_x a &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2a)$$

形式(2)

$$\left. \begin{aligned} k_{y_2} b &= q\pi - \operatorname{tg}^{-1}(k_{y_2}/\eta_{02}) - \operatorname{tg}^{-1}(k_{y_2} \operatorname{th} \eta_{12} t / \eta_{12}), \\ k_x a &= p\pi - 2\operatorname{tg}^{-1}(k_x / \varepsilon_{r_2} \xi), \\ q &= 1, 2, 3, \dots, p = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (2b)$$

以上各式中 $\eta_{01} = [(\varepsilon_{r_1} - 1)k_0^2 - k_{y_1}^2]^{1/2}$, $\eta_{02} = [(\varepsilon_{r_2} - 1)k_0^2 - k_{y_2}^2]^{1/2}$, $\eta_{12} = [(\varepsilon_{r_2} - \varepsilon_{r_1})k_0^2 - k_{y_2}^2]^{1/2}$, $\varepsilon_{e_1} = \varepsilon_{r_1} - k_{y_1}^2/k_0^2$, $\varepsilon_{e_2} = \varepsilon_{r_2} - k_{x y_2}^2/k_0^2$,

$$\xi = \begin{cases} [(\varepsilon_{e_2} - \varepsilon_{e_1})k_0^2 - k_x^2]^{1/2} (E_{pq}^y \text{ 模}), \\ [(\varepsilon_{r_2} - 1)k_0^2 - k_x^2]^{1/2} (E_{pq}^x \text{ 模}), \end{cases}$$

$$\varepsilon_2 = \begin{cases} \varepsilon_{r_2} (E_{pq}^y \text{ 模}), \\ \varepsilon_{e_2} (E_{pq}^x \text{ 模}), \end{cases} \quad k_{x y_2} = \begin{cases} k_{y_2} (E_{pq}^y \text{ 模}), \\ k_x (E_{pq}^x \text{ 模}), \end{cases}$$

形式(1)是利用介质分界面切向场连续的条件直接得到的。形式(2)是利用三角函数和角公式由形式(1)演变而来,该形式的方程中包含了波形指数 p, q , 显得直观简便,而且在它有解时,两种形式的方程得到的色散特性也是一致的。但形式(2)在数学上存在无穷间断点,从而导致基模 E_{11}^y 有非零的截止频率,即当 k_0 小于某值时 k_{y_2} 无解^[6]。可见两种形式是不完全等价的,因此用形式(1)作为模式的本征方程更为合理。

用文献 [7] 同样的分析方法可推得四个低阶模存在的条件:

$$E_{11}^y \text{ 模: } \varepsilon_{c_2} \geq \varepsilon_{c_1} \text{ 总能满足, 故恒有解; } \quad (3)$$

$$E_{12}^y \text{ 模: } \operatorname{tg} K_1 + \frac{\varepsilon_{r_2}}{\varepsilon_{r_1}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{r_1}-1}{\varepsilon_{r_2}-1}} \operatorname{tg} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{r_1}-1}{\varepsilon_{r_2}-1}} \frac{t}{b} K_1 \right) \geq 0, \quad (4)$$

$$\varepsilon_{c_2} \geq \varepsilon_{c_1};$$

$$E_{21}^y \text{ 模: } (\varepsilon_{c_2} - \varepsilon_{c_1}) k_0^2 a^2 \geq \pi^2; \quad (5)$$

$$E_{11}^x \text{ 模: } \operatorname{tg} K'_1 - \sqrt{\frac{\varepsilon_{r_1}-1}{\varepsilon_{c_2}-1}} \operatorname{ctg} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_{r_1}-1}{\varepsilon_{c_2}-1}} \frac{t}{b} K'_1 \right) \geq 0; \quad (6)$$

式中 $K_1 = \sqrt{\varepsilon_{r_2} - 1} k_0 b$, $K'_1 = \sqrt{\varepsilon_{c_2} - 1} k_0 b$.

三、参数选优

影响绝缘介质波导的传输特性的五个参数是几何尺寸 a , b , t 和两种介质的相对介电常数 ε_{r_1} 和 ε_{r_2} . 采用正交表 $L_{18}(6^4 \times 3^4)$, 对 $\varepsilon_{r_1} = 2.25$ 作了四轮计算; 对 $\varepsilon_{r_1} = 3.78$ 作了三轮计算, 选择五个参数的合理搭配, 得到兼顾各方面性能的一批性能良好的参数搭配, 如表 1 所示. 实际工作中, 可根据需要选用兼顾各项传输性能或追求某一项性能, 挑选好的参数搭配.

表 1 绝缘介质波导的传输特性

轮	组	$b(\text{mm})$	$a(\text{mm})$	$t(\text{mm})$	ε_{r_2}	Δf (GHz)	$P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$	α_d (dB/cm)	α_c (dB/cm)	第一 高阶模	ε_{r_1}	
一	1	0.5	3.0	0.15	3.78	63.4956	19.8271	0.0090000	0.009049	E_{11}^y	2.25	
	二	1'	1.3	1.8	0.14	3.78	50.4536	3.4471	0.011548	0.007835	E_{11}^x	2.25
		7'	1.3	1.4	0.18	9	37.5402	3.5018	0.031262	0.007735	E_{11}^x	2.25
三	3	1.2	2.6	0.18	3.78	43.8993	2.3266	0.019392	0.009375	E_{11}^x	2.25	
	1	1.4	2.8	0.13	3.78	40.0394	1.4613	0.016450	0.009341	E_{11}^x	2.25	
	3	1.7	2.5	0.21	3.78	37.1868	1.3629	0.018430	0.007582	E_{11}^x	2.25	
四	1'	1.2	2.1	0.11	3.78	49.3926	3.2146	0.011198	0.008544	E_{11}^x	2.25	
	3	1.5	2.7	0.14	3.78	39.0058	1.3665	0.016489	0.008862	E_{11}^x	2.25	
	1'	1.8	2.6	0.21	3.78	35.5410	1.2000	0.018261	0.007317	E_{11}^x	2.25	
		1.8	1.8	0.2	3.78	43.2074	2.0016	0.014083	0.006567	E_{11}^x	2.25	
一	2	1.5	0.5	0.05	6	43.4153	11.7655	0.041505	0.005900	E_{12}^y	3.78	
	4	0.5	1.5	0.05	9	58.7465	52.3233	0.002923	0.012722	E_{11}^x	3.78	
二	4	1.4	1.0	0.06	9	37.8592	1.9783	0.007266	0.013195	E_{12}^y	3.78	
	6'	1.2	1.4	0.1	9	39.2146	1.6858	0.011198	0.015899	E_{11}^x	3.78	
三	4	1.3	1.4	0.05	9	38.7041	1.2042	0.008969	0.017096	E_{11}^x	3.78	
	5	1.4	1.5	0.07	9	35.9246	1.1212	0.009663	0.015069	E_{11}^x	3.78	
	6	1.3	1.3	0.06	9	40.5591	1.4228	0.008893	0.015998	E_{11}^x	3.78	

注: 表中 $P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ 、 α_d 、 α_c 均为 35GHz 附近之计算值. P_{in} 为介质带内之传输功率, P_{out} 为介质带周围之传输功率. 组号带“'”者的参数为相应的参数附近作一小变动得到.

由表 1 可见, a/b 对第一高阶模有直接的影响. 对于大部分的参数搭配 (a/b 大体上

为 1—3), 第一高阶模为 E_{11}^x 模。当 a/b 过大, 如 $a/b = 6$, 第一高阶模为 E_{21}^x 模; 当 a/b 过小, 如 $a/b = 0.7, 0.33$, 第一高阶模为 E_{11}^y 模。

b 对传输特性有较大的影响, 如表 2 所示。当其他参数相同时, 减小 b 可增大单模带宽, 但外场发散也同时变大, b 的大小对导体损耗的影响较小。

表 2 b 对传输性能的影响 ($a = 2.7\text{mm}, t = 0.14\text{mm}$
 $\epsilon_{r1} = 2.25, \epsilon_{r2} = 3.78$)

$b(\text{mm})$	$\Delta f(\text{GHz})$	$P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$	$\alpha_d(\text{dB/cm})$	$\alpha_c(\text{dB/cm})$	第一高阶模
0.6	61.7683	14.8217	0.009095	0.008859	E_{21}^y
0.9	51.8489	4.7331	0.01442	0.009288	E_{21}^y
1.2	44.0862	2.1748	0.016774	0.009572	E_{11}^x
1.5	39.0058	1.3665	0.016489	0.008862	E_{11}^x
1.7	36.5765	1.1125	0.015928	0.008195	E_{11}^x

a 对传输性能也有较大的影响, 如表 3 所示。当其他参数相同时, 减小 a 也可增大单模带宽, 但外场发散也同时变大。 a 的减小可使介质损耗和导体损耗略有减小。

表 3 a 对传输性能的影响 ($b = 1.5\text{mm}, t = 0.14\text{mm}, \epsilon_{r1} = 2.25, \epsilon_{r2} = 3.78$)

$a(\text{mm})$	$\Delta f(\text{GHz})$	$P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$	$\alpha_d(\text{dB/cm})$	$\alpha_c(\text{dB/cm})$	第一高阶模
1.8	47.3424	2.5755	0.011842	0.00746	E_{11}^y
2.1	43.7775	1.9985	0.013655	0.008012	E_{11}^y
2.4	41.0879	1.6236	0.015197	0.008477	E_{11}^y
2.7	39.0058	1.3665	0.016489	0.008862	E_{11}^y
3.0	37.3602	1.1829	0.017564	0.009178	E_{11}^y
3.3	36.0372	1.0472	0.018454	0.009436	E_{11}^y

t 对传输特性也有影响, 如表 4 所示。 t 的减小会使单模带宽变宽, 外场发散减小, 介质损耗减小, 而导体损耗有所增大, 但与 a, b 相比, t 的影响是不大的。

由此可见, 若要同时兼顾各项传输性能, a/b 取 1—3, t 在工艺上允许的情况下, 尽量取小一些。

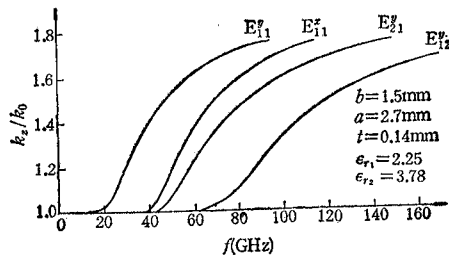


图 2 四个低阶模的色散特性

表 2—4 中的 P_{out} 、 $\alpha_d(\text{dB/cm})$ 、 $\alpha_c(\text{dB/cm})$ 均为 35GHz 附近的计算值。

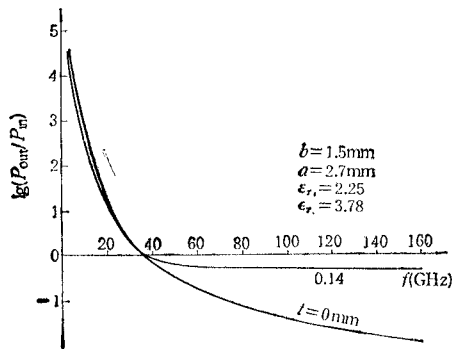
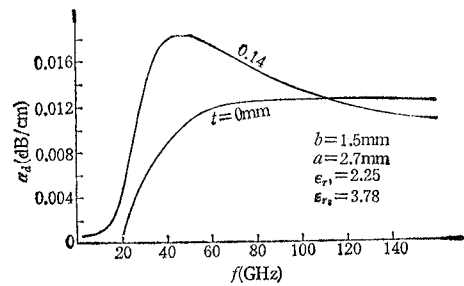
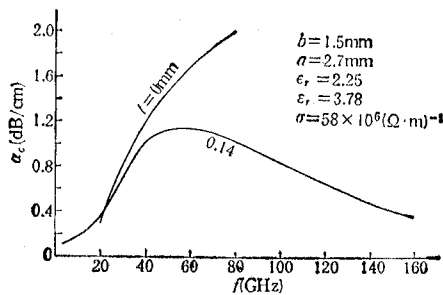
图 2 为四个低阶模的色散特性, 通常单模区的上界频由 E_{11}^x 模决定。

表 4 t 对传输性能的影响 ($a = 2.7\text{mm}$, $b = 1.5\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 2.25$, $\epsilon_{r2} = 3.78$)

$t(\text{mm})$	$\Delta f(\text{GHz})$	$P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$	$\alpha_d(\text{dB/cm})$	$\alpha_c(\text{dB/cm})$	第一高阶模
0.05	40.3104	1.2099	0.010718	0.009466	E_{11}^x
0.09	39.7114	1.2797	0.013376	0.009182	E_{11}^x
0.14	39.0058	1.3665	0.016489	0.008862	E_{11}^x
0.20	38.2161	1.4705	0.019949	0.008522	E_{11}^x
0.25	37.6003	1.5571	0.022624	0.008272	E_{11}^x
0.30	37.0187	1.6440	0.025129	0.008049	E_{11}^x

四、与镜象波导比较

绝缘介质波导的外场发散现象随着频率的升高而减轻。与镜象波导相比,在低频区,两者相差不多,随着频率的升高,绝缘层的存在减弱了电磁场在介质带内的集中,外场发散比镜象波导严重,如图 3 所示。这里 P_{in} 指带内传输的功率, P_{out} 指与介质带相邻的四区中传输功率之和。

图 3 外场发散与 f 的关系曲线图 4 介质损耗与 f 的关系曲线图 5 导体损耗与 f 的关系曲线

绝缘介质波导的介质损耗在低频区随着频率的升高而增大,过了最大值则随着频率的升高而减小。与镜象波导相比,介质损耗是较为严重的,如图 4 所示,这是由于绝缘层

的引入增加了介质损耗所致。但在高频端，绝缘介质波导的介质损耗有可能小于镜象波导的。

绝缘介质波导的导体损耗曲线与介质损耗曲线类似，如图 5 所示，其导体损耗比镜象波导小，这是由于随着频率的升高，场向介质带内集中，绝缘层内场减小，因而导体损耗减小。

五、结 束 语

虽然绝缘介质波导两类模式的本征方程的两种表达方式在有解时具有同样的色散特性和传输特性，但应当采用三角函数的表达形式，这样可避免导致基模 E_0 有非零的截止频率这一不恰当的结论。

本文写作过程中，曾与中国科学院电子学研究所周文表同志进行过多次有益的讨论，在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] R. M. Knox, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-24**(1976), 806.
- [2] 中国现场统计研究会“三次设计”组，“可计算性项目的三次设计”，1983 年。
- [3] R. M. Knox, P. P. Toullos, “Integrated Circuits for the Millimeter-Optical Frequency Range”, Proc. Symp. Submillimeter Wave, S. N. Y. Edited by Jerome Fox, Mar. 1970, pp. 497—516.
- [4] W. V. Mclevice, T. Itoh and R. Mittra, *IEEE Trans. on-MTT*, **MTT-23**(1975), 788.
- [5] 吴万春，“微波毫米波与光集成电路的理论基础”，西北电讯工程学院出版社，1985。
- [6] 史美琪、蒋定华，“用于毫米波集成电路的绝缘介质波导”，第三届全国毫米波、亚毫米波会议论文集，PP. 64—67, 1986. 3.
- [7] 史美琪、蒋定华，通信学报，1985 年，第 6 卷，第 2 期，第 1 页。

ANALYSIS OF SOME PROPAGATION PROPERTIES OF INSULAR DIELECTRIC WAVEGUIDE

Jiang Dinghua

(Department of Mathematics, Beijing University)

Shi Meiqi

(Department of Radio-Electronics, Beijing University)

The conditions for four lower modes existing in an insular dielectric waveguide are given. The parameters which affect the propagation properties of the insular dielectric waveguide are selected optimally by the improved Orthogonal Array Table (OAT). Then a set of parameters for obtaining wider single mode bandwidth, lower conductor and dielectric loss, and small outer field dispersion is given. The single mode bandwidth of insular dielectric waveguide is compared with that of image waveguide, and the difference is not significant.