

# 用双重场匹配法分析 GNRD 波导 介质带间隙的不连续性\*

刘志钧·肖利苓 章文勋

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏, 南京, 210018)

**摘要** 采用双重场匹配法, 对 GNRD 波导的横截面分区, 在分区界面用横向的场匹配法计算了波导的传输模和衰减模色散特性及其本征模表达式; 并在间隙不连续处用纵向的场匹配法求该处的主模传输系数和反射系数. 本文提供的数据可作为 GNRD 波导多级带通滤波器设计的依据.

**关键词** 介质波导, 波导不连续性, 场匹配法, 模匹配法.

## 引言

无辐射介质波导简称 NRD 波导, 它因具有极好的无辐射特性而日益受到重视<sup>[1]</sup>, 但在结构上存在着难以精确固定介质带位置的问题. 沟槽型无辐射介质波导 (简称 GNRD 波导) 为 NRD 波导的改良结构, 即在 NRD 波导的两金属板上对称挖槽, 将介质带固定于槽间<sup>[2]</sup>.

为了利用 GNRD 波导研制各种元部件, 必须研究其结构的各种不连续性, 为此本文分析了介质带间隙的不连续性. 通常 GNRD 波导以矩形波导  $TE_{10}^z$  模激励, 当两个 GNRD 波导相连接时, 它所传输的主模类似于 NRD 波导中的  $LSM_{11}^z$  模, 在金属板上形成的电流以横向为主, 纵向电流很弱. 因此在两个 GNRD 波导对接时金属板的间隙对传输的影响不大, 主要由介质带间隙引起不连续效应; 此外, 利用介质带间隙的耦合, 以及两端有间隙的谐振段, 可用来制成 GNRD 波导带通滤波器.

GNRD 波导的本征模不同于 NRD 波导中的  $LSM_{mn}$  和  $LSE_{mn}$  序列, 因而更为复杂<sup>[3]</sup>. 本文采用双重场匹配法严格计算出 GNRD 波导和无介质带的无辐射沟槽波导 (简称 NRG 波导) 中的传输模、衰减模的色散特性以及 GNRD 波导主模在介质带间隙不连续处的反射系数. 理论计算结果与实验测试数据较吻合, 可用作 GNRD 波导带通滤波器的设计依据.

\* 国家自然科学基金资助项目

本文 1993 年 11 月 11 日收到, 修改稿 1994 年 3 月 30 日收到

# 1 GNRD 波导的色散特性

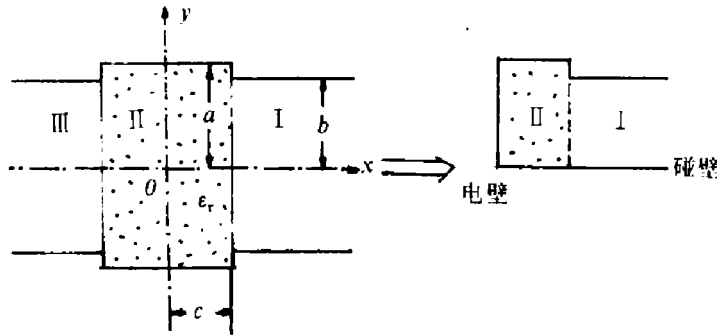


图 1 GNRD 波导横截面

Fig. 1 The cross-section of GNRD waveguide

GNRD 波导横截面分成 3 个区域 (见图 1), 以矩形波导  $TE_{10}^z$  模激励.

由于该结构关于  $x$  轴和  $y$  轴均对称, 则  $x=0$  平面和  $y=0$  平面分别等效为电壁和磁壁, 只需分析其 1/4 结构即可.

以 NRD 波导中的本征模  $LSM_{mn}^x$  和  $LSE_{mn}^x$  的无穷级数叠加合成 GNRD 波导的本征模.

用赫兹电、磁矢量位函数表示的各区域中可能存在的任意场分布为

$$\left. \begin{aligned} \bar{\mathbf{E}} &= \nabla \times \nabla \times \bar{\Pi}_e - j\omega\mu \nabla \times \bar{\Pi}_m, \\ \bar{\mathbf{H}} &= \nabla \times \nabla \times \bar{\Pi}_m + j\omega\epsilon \nabla \times \bar{\Pi}_e; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

I 区的赫兹电、磁矢量位为

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Pi}_e^I &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A_n}{j\omega\epsilon_0} \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{b} \left( n + \frac{1}{2} \right) y \right] \cdot \exp[-q_{xn}(x-c)] \cdot \exp(-jK_z z) \cdot \hat{x}, \\ \bar{\Pi}_m^I &= \sum_{n=0}^{\infty} -\frac{B_n}{j\omega\mu} \cdot \sin \left[ \frac{\pi}{b} \left( n + \frac{1}{2} \right) y \right] \cdot \exp[-q_{xn}(x-c)] \cdot \exp(-jK_z z) \cdot \hat{x}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式 (2) 中 I 区的波沿  $x$  方向的衰减常数  $q_{xn} = \sqrt{K_z^2 + \left[ \frac{\pi}{b} \left( n + \frac{1}{2} \right) \right]^2 - K_0^2}$ .

II 区的赫兹电、磁矢量位为

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Pi}_e^{II} &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{C_m}{j\omega\epsilon} \cdot \cos \left[ \frac{\pi}{a} \left( m + \frac{1}{2} \right) y \right] \cdot \cos(k_{xm}x) \cdot \exp(-jK_z z) \hat{x}, \\ \bar{\Pi}_m^{II} &= \sum_{m=0}^{\infty} -\frac{D_m}{j\omega\mu} \cdot \sin \left[ \frac{\pi}{a} \left( m + \frac{1}{2} \right) y \right] \cdot \sin(k_{xm}x) \cdot \exp(-jK_z z) \hat{x}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式 (3) 中 II 区的波沿  $x$  方向的传输常数  $k_{xm} = \sqrt{\epsilon_r K_0^2 - K_z^2 - \left[ \frac{\pi}{a} \left( m + \frac{1}{2} \right) \right]^2}$ .

分别将式 (2) 和式 (3) 代入式 (1), 可得到 I 区和 II 区中相对  $x$  方向的横向电场和磁场  $(\bar{\mathbf{E}}_t^I, \bar{\mathbf{H}}_t^I)$ 、 $(\bar{\mathbf{E}}_t^{II}, \bar{\mathbf{H}}_t^{II})$  的表达式, 然后利用  $x=c$  分界面上的边界条件

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}_t^I &= \bar{\mathbf{H}}_t^{II}, & (0 < y < b) \\ \bar{\mathbf{E}}_t^{II} &= \begin{cases} 0, & (b < y < a) \\ \bar{\mathbf{E}}_t^I, & (0 < y < b) \end{cases} \end{aligned}$$

可获得矩阵方程<sup>[4]</sup>

$$[Z_{ij}(K_z)] \cdot [A_n, B_n, C_m, D_m]^T = [0], \quad (4)$$

式(4)中  $[A_n, B_n, C_m, D_m]^T$  为系数矩阵, 其元素不全为零, 式(4)有非零解的条件为

$$\det ||[Z_{ij}(K_z)]|| = 0, \quad (5)$$

由式(5)解得  $K_z$ , 每一个  $K_z$  代表 GNRD 波导的一个本征模的传播常数. 将  $K_z$  值代入式(4), 令  $A_1=1$ , 用最小二乘法求解式(4), 可得  $\{A_n, B_n, C_m, D_m\}^T$  各元素. 至此, GNRD 波导各本征模的传播常数及其电、磁场表达式由  $K_{zs}$  和  $\{A_n, B_n, C_m, D_m\}_s$  完全确定 ( $s$  指第  $s$  个本征模). 当  $\varepsilon_r=1.0$  时, 按上述方法又可求得 NRG 波导本征模的传播常数  $K'_{zs}$  及其系数  $\{A'_n, B'_n, C'_m, D'_m\}_s$ . 通常取  $n=8$  和  $m=10$  解即收敛.

## 2 GNRD 波导介质带间隙不连续处的散射特性

GNRD 波导介质带间隙不连续性结构如图 2 所示. 1、3 区域代表半无限长的 GNRD 波导, 2 区代表一段长为  $d$  的空心槽波导. 各区的场分布由上节分析方法求得. 在纵向不连续面  $z=0$  和  $z=d$  处进行场匹配, 以获得 GNRD 波导介质带间隙不连续处的等效网络的广义散射参量矩阵, 它是分析设计 GNRD 波导谐振器式带通滤波器的依据.

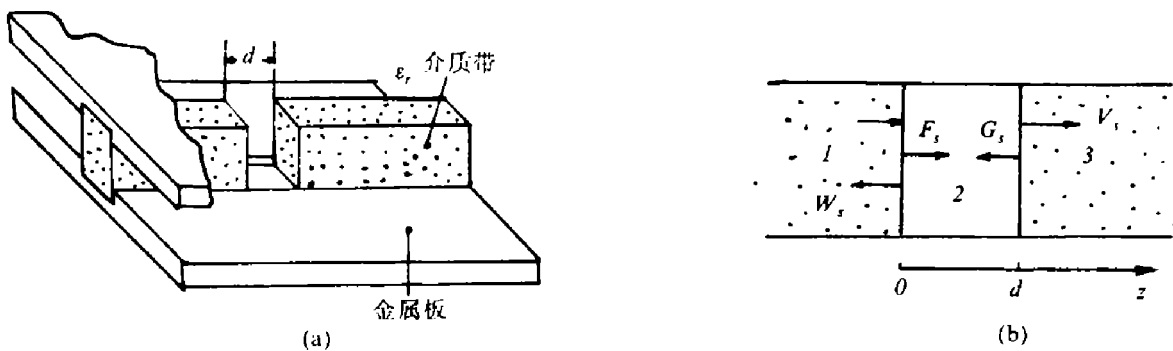


图 2 GNRD 波导介质带间隙不连续性示意图

(a) 结构图; (b) 纵剖面图

Fig. 2 The gap discontinuity of the dielectric strip in GNRD waveguide

(a) structure; (b) profile

再次将式(2)和式(3)代入式(1), 得到在  $z=0$  处 1、2 和 3 区中相对  $z$  方向的横向电场和磁场  $(\overline{E}_t^{z1}, \overline{H}_t^{z1})$ 、 $(\overline{E}_t^{z2}, \overline{H}_t^{z2})$  和  $(\overline{E}_t^{z3}, \overline{H}_t^{z3})$  的表达式.

令正向入射场为归一化幅值,  $W_s$  和  $G_s$  分别为 1 区和 2 区中第  $s$  个反向传输模幅值,  $F_s$  和  $V_s$  分别为 2 区和 3 区中第  $s$  个正向传输模幅值.

在  $z=0$  面, 依  $\overline{\mathcal{H}}_t^{z1} = \overline{\mathcal{H}}_t^{z2}$  和  $\overline{\mathcal{E}}_t^{z1} = \overline{\mathcal{E}}_t^{z2}$  可得:

$$\left. \begin{aligned} -\sum_s W_s \overline{H}_{ts}^{z1} - \sum_s F_s \overline{H}_{ts}^{z2} + \sum_s G_s \overline{H}_{ts}^{z2} \cdot \exp(-jK'_{zs}d) &= -\overline{H}_{t1}^{z1}, \\ \sum_s W_s \overline{E}_{ts}^{z1} - \sum_s F_s \overline{E}_{ts}^{z2} - \sum_s G_s \overline{E}_{ts}^{z2} \cdot \exp(-jK'_{zs}d) &= -\overline{E}_{t1}^{z1}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

在  $z=d$  面, 依  $\overline{\mathcal{H}}_t^z = \overline{\mathcal{H}}_t^{z^3}$  和  $\overline{\mathcal{E}}_t^z = \overline{\mathcal{E}}_t^{z^3}$  可得:

$$\left. \begin{aligned} \sum_s V_s \overline{H}_{ts}^{z^1} - \sum_s F_s \overline{H}_{ts}^{z^2} \exp(-jK'_{zs}d) + \sum_s G_s \overline{H}_{ts}^{z^2} &= 0, \\ \sum_s V_s \overline{E}_{ts}^{z^1} - \sum_s F_s \overline{E}_{ts}^{z^2} \exp(-jK'_{zs}d) - \sum_s G_s \overline{E}_{ts}^{z^2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

对式 (6) 和式 (7) 进行简化, 得矩阵方程<sup>[4]</sup>:

$$[GG_{ij}][W_s, F_s, V_s, G_s]^T = [HH_j]; \quad (8)$$

求解式 (8) 可以得到间隙等效网络的散射参量矩阵. 其中  $W_1$  为主模的反射系数,  $V_1$  是其传输系数, 在此基础上利用网络级联可求得间隙耦合结构的 GNRD 波导带通滤波器的频响特性. 当  $s \geq 3$  时主模的解收敛.

### 3 结果与讨论

图 3 是 GNRD 波导和 NRG 波导的色散特性曲线. 图 3 中  $\beta$  和  $\alpha$  分别为传播常数和衰减常数. 文中给定的 GNRD 波导尺寸, 可保证在 8 mm 波段单模传输; NRG 波导在  $f > 34.2$  GHz 时将出现传输模.

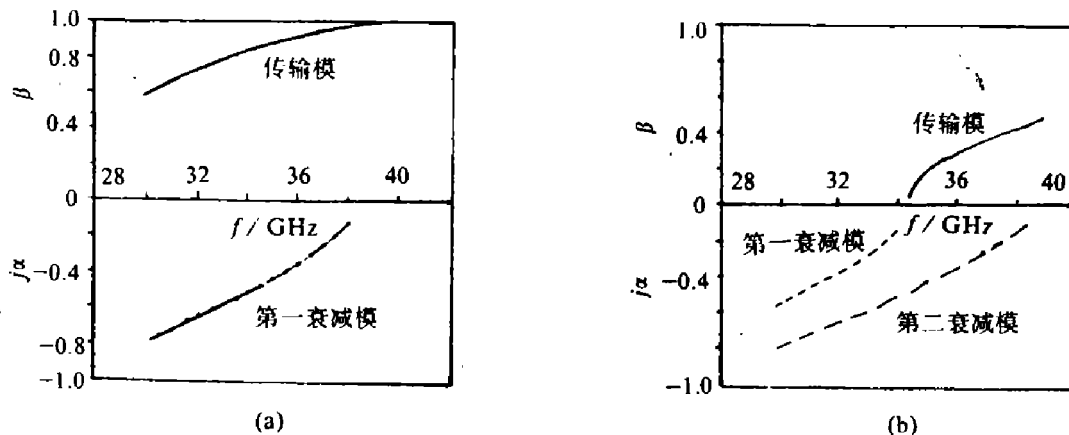


图 3 GNRD/NRG 波导的色散特性

(a) GNRD 波导; (b) NRG 波导

( $2a=4.9$  mm,  $2b=3.9$  mm,  $2c=3.56$  mm)

Fig. 3 The dispersion characteristics of GNRD/NRG waveguide

(a) GNRD waveguide; (b) NRG waveguide

图 4 是 GNRD 波导主模色散特性曲线图, 由图 4 可见, 其理论计算值与实验测试值两者吻合得较好.

图 5 是 GNRD 波导及 NRG 波导实验样品的插入衰减特性测试曲线. 显然, NRG 波导在  $f < 34.2$  GHz 时无传输模存在, 这与图 3 分析结果是一致的.

图 6 给出 GNRD 波导在不同沟深和不同频率下, 反射系数  $\rho$  随间隙宽度变化的曲线. 由图 6 可见, 间隙宽度增加, 反射系数随之增大.

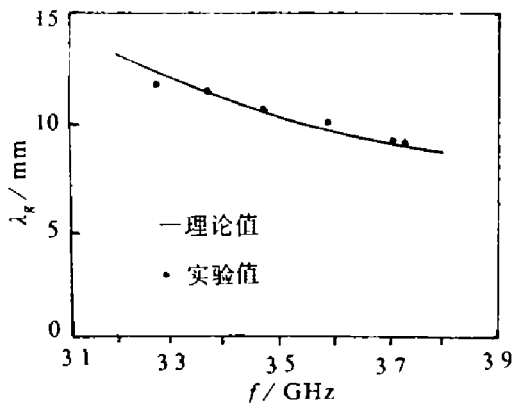


图 4 GNRD 波导主模色散特性

Fig. 4 The dispersion characteristics of the dominant mode in GNRD waveguide

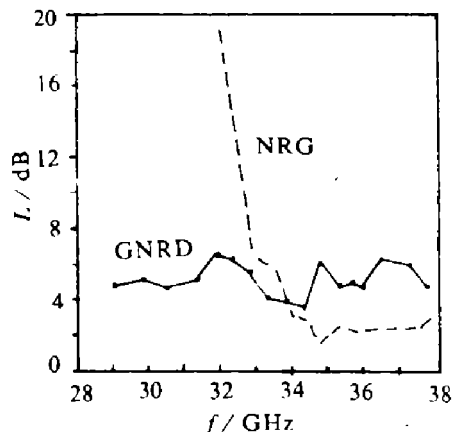


图 5 GNRD 波导插入衰减特性

Fig. 5 The curves of insertion loss in GNRD waveguide

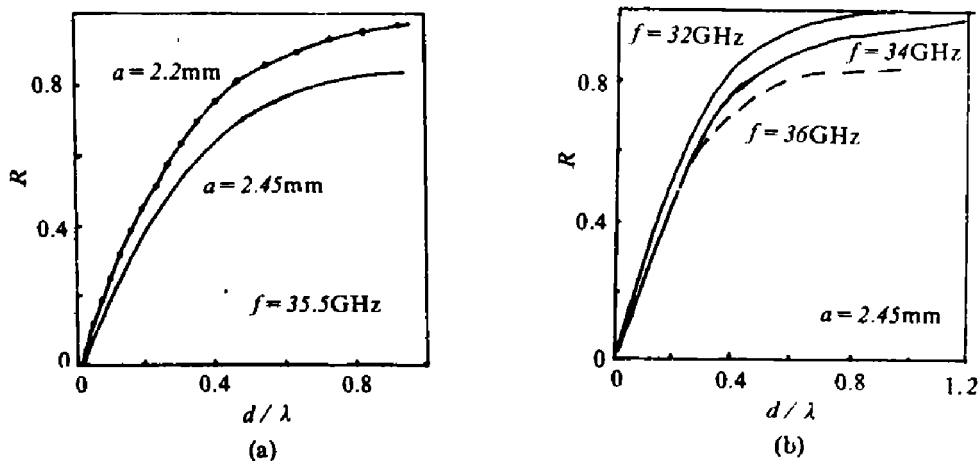


图 6 GNRD 波导介质带间隙的主模反射特性

(a) 不同沟深; (b) 不同频率

(2a = 4.9 mm, 2b = 3.9 mm, 2c = 3.56 mm, ε<sub>r</sub> = 2.05 mm)

Fig. 6 The curves of reflectivity of the dominant mode with respect to the gap

(a) for different groove-depth; (b) for different frequency

在沟槽较浅时 (如  $2a - 2b = 0.5 \text{ mm}$ ), NRG 波导无传输模, 仅有衰减模, 当间隙宽度增大到一定程度时, 反射系数趋近于 1, 如同 GNRD 波导传输线终端接开路负载; 反之, 在沟槽较深时 (如  $2a - 2b = 1.0 \text{ mm}$ ), NRG 波导存在传输模, 间隙宽度无限增大, 反射系数趋近于小于 1 的定值, 相当于 GNRD 波导与 NRG 波导相接.

同理, 当  $f < 34.2 \text{ GHz}$  (如  $f = 32 \text{ GHz}$ ) 时, NRG 波导无传输模, 反射系数将最终趋近于 1; 反之, 反射系数趋近于小于 1 的定值.

上述结果为 GNRD 波导的连接、元器件的装配、以及利用多个间隙构成带通滤波器提供了设计依据.

### 参考文献

1 Yoneyama T, Nishida S. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1981, MTT-29(11):1188~1192

- 2 Zhu L, Zhang W X. *Electron. Lett.*, 1987,23(22):1191~1192
- 3 张雪霞. *电子学报*. 1983.(1):107~108
- 4 肖利苓. *GNRD 波导不连续性的理论研究及应用*. 东南大学无线电工程系博士学位论文, 1993

## ANALYSIS OF GNRD WAVEGUIDE DISCONTINUITY OF THE GAP IN DIELECTRIC STRIP USING THE DOUBLE FIELD-MATCHING METHOD\*

Liu Zhijun Xiao Liling Zhang Wenxun

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210018, China)

**Abstract** The gap discontinuity of the dielectric strip in the GNRD is analyzed transversely and longitudinally by employing the field-matching method. At first, the dispersion characteristics of the propagating mode and the evanescent mode are discussed, then the curves of reflectivity with respect to the gap are given. Finally, the theoretical and experimental data are compared, and they are in agreement with each other.

**Key words** dielectric waveguide, waveguide discontinuities, field-matching method, mode-matching method.

---

\*The project supported by the National Natural Science Foundation of China