

手征介质圆波导中阶梯不连续性的散射 和辐射特性研究*

董建峰 徐善驾

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系,安徽,合肥,230027)

摘要 采用多模网络与严格模匹配相结合的方法,对开放型手征介质圆波导中的二种阶梯不连续性的散射和辐射特性进行分析和求解,仔细讨论了手征参数和几何尺寸对散射和辐射特性的影响.给出的结果对手征介质元器件的研究有实际的参考意义.

关键词 手征介质,手征介质圆波导,不连续性,多模网络,模匹配.

INVESTIGATION ON SCATTERING AND RADIATION CHARACTERISTICS OF STEP DISCONTINUITY IN OPEN CIRCULAR CHIROWAVEGUIDE*

DONG Jian-Feng XU Shan-Jia

(Department of Electronic Engineering and Information Science,
University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China)

Abstract Scattering and radiation characteristics of two step discontinuities in open circular chirowaveguide are investigated by a method which combines the multimode network theory with a rigorous mode matching procedure. Effect of chirality and geometric parameters of the step discontinuity on the scattering and radiation characteristics is carefully discussed. The results given in the present paper are of practical significance in study of chiro elements.

Key words chiral material, circular chirowaveguide, discontinuity, multimode network, mode matching.

引言

自1989年 Engheta 和 Pelet^[1] 提出手征波导(chirowaveguide)概念以来,人们对各种各样的手征波导进行了大量的研究,发现手征波导有新颖独特的性质如模式耦合和模式分岔等,在微波、毫米波和光波领域有广泛的应用前景,例如可以利用手征波导的模式耦合性质制作新型的模式变换器^[2],利用模式分岔特性实现单模传输^[3]等.在手征介质元器件的实际应用中,常常需要引入各种不连续性.对手征波导的不连续性问题进行的研究已见诸文献^[4-11]报道.最近,有文献用多模网络与严格模匹配相结合的方法,对手征介质平面波导^[8]和同轴线^[9]的不连续性进行了分析,我们也用这种方法对

部分手征介质填充同轴线的反射和透射特性进行了研究^[11].本文采用多模网络与严格模匹配相结合的方法,对开放型手征介质圆波导中的两种阶梯不连续性进行分析和求解,分析中在横截面上采用等效径向传输线,在纵向采用多模传输线方法,并且利用结构的对称性使得问题简化,结果表明该方法对不连续性问题的分析非常有效.文中对各种不同情形进行了数值计算,讨论了手征参数和几何尺寸对散射和辐射特性的影响.

1 理论分析

考虑如图1(a)和图1(b)所示的二种开放型手征介质圆波导.要分析开放型波导的不连续性问题,必须考虑离散的表面波模和连续的辐射、消失模,为

* 国家自然科学基金(批准号60171019)和浙江省自然科学基金(批准号602153)资助项目

稿件收到日期2002-09-20,修改稿收到日期2003-01-21

* The project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 60171019) and the Natural Science Foundation of Zhejiang Province (No. 602153)

Received 2002-09-20, revised 2003-01-21

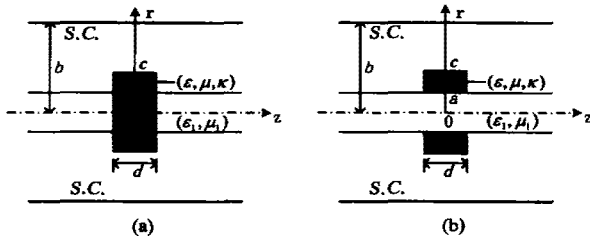


图1 手征介质圆波导的结构图
Fig.1 Configuration of the circular chiro-waveguides

了简化分析,我们把连续谱离散化.与通常采用的方法一样,利用一个半径足够大的金属圆波导将其封闭,这样,开放型波导就成为手征介质部分填充的圆波导,其中除了传播表面波模之外,还有高阶非表面波模——有些能传播,有些不能传播.开放型不连续结构的前向和后向辐射功率,可以通过对高阶非表面波传播模的反射和透射功率求和而得到.

1.1 本征值问题

对于时谐场 $e^{j\omega t}$,手征介质中的本构关系可以表示为^[9]

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \epsilon \mathbf{E} - j\kappa \sqrt{\mu\epsilon} \mathbf{H} \\ \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H} + j\kappa \sqrt{\mu\epsilon} \mathbf{E}, \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)中 ϵ, μ, κ 分别代表介电常数、磁导率和手征参数.把上式代入麦克斯韦方程,可以得到

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega \mu \mathbf{H} + \omega \kappa \sqrt{\mu\epsilon} \mathbf{E}, \\ \nabla \times \mathbf{H} &= j\omega \epsilon \mathbf{E} + \omega \kappa \sqrt{\mu\epsilon} \mathbf{H}. \end{aligned} \quad (2)$$

设入射波是 TE_{01} 波,由于结构的对称性,它在不连续界面两边都只能激发起圆对称模.在圆柱坐标系中,对于圆对称模,我们有 $\partial/\partial\phi = 0$. 设

$$\begin{aligned} E_r &= e_r(r)U(z), H_r = h_r(r)U(z), \\ E_\phi &= e_\phi(r)J(z), H_\phi = h_\phi(r)J(z), \\ E_z &= e_z(r)J(z), H_z = h_z(r)J(z). \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} e_z(r) \\ h_z(r) \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} V_1(r) \\ V_2(r) \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} re_\phi(r) \\ rh_\phi(r) \end{pmatrix} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} I_1(r) \\ I_2(r) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

其中 $U(z)$ 和 $J(z)$ 是手征介质部分填充圆波导中的本征模的电压和电流幅度, \mathbf{T} 是变换矩阵

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j\sqrt{\epsilon/\mu} & -j\sqrt{\epsilon/\mu} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

我们可以得到纵向的等效传输线方程

$$\begin{cases} dU(z)/dz = -jk_z Z_c J(z) \\ dJ(z)/dz = -jk_z Y_c U(z) \end{cases}, \quad (6)$$

和二组相互独立的右旋波 ($n=1$) 和左旋波 ($n=2$) 的径向传输线方程

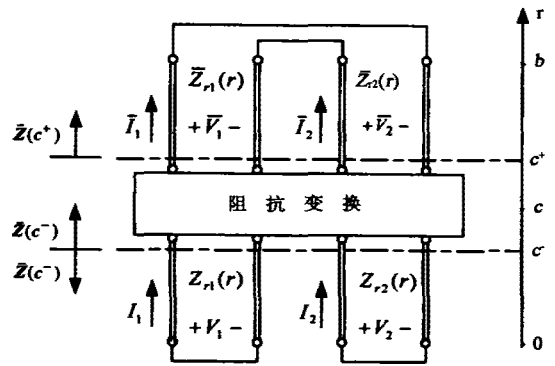


图2 手征介质圆波导横截面上的等效径向传输线网络表示
Fig.2 Equivalent radial transmission line network representation of the cross section of the circular chiro-waveguide

$$\begin{cases} dV_n(r)/dr = -jk_m Z_m(r) I_n(r) \\ dI_n(r)/dr = -jk_m Y_m(r) V_n(r) \end{cases}. \quad (7)$$

式(6)中 k_z 是本征模的纵向传播常数, Z_c 和 Y_c 是特性阻抗和特性导纳

$$Z_c = 1/Y_c = -jk_z/k_0, \quad (8)$$

式(7)中,

$$\begin{aligned} Z_{r1}(r) &= 1/Y_{r1}(r) = -jk_{r1}/(k_+ r), k_{r1}^2 = k_+^2 - k_z^2, \\ Z_{r2}(r) &= 1/Y_{r2}(r) = jk_{r2}/(k_- r), k_{r2}^2 = k_-^2 - k_z^2, \\ k_\pm &= \omega \sqrt{\mu\epsilon} (1 \pm \kappa). \end{aligned}$$

横截面上的等效径向传输线网络如图2所示,右旋和左旋圆极化波在均匀区域可以独立传输,只在界面处发生耦合.这种等效径向传输线网络的表示方法使人们对波在手征介质中的传播有一个较清晰的物理图像^[9].

对图1(a)的结构,由式(7)可以解出手征层:

$$\begin{cases} V_n(r) = A_n J_0(k_m r) \\ I_n(r) = -jY_m(r) A_n J_1(k_m r), \end{cases} \quad (0 \leq r \leq c) \quad (9)$$

空气层:

$$\begin{cases} \bar{V}_n(r) = \bar{A}_n [J_0(\bar{k}_m r) + \bar{B}_n N_0(\bar{k}_m r)] \\ \bar{I}_n(r) = -j\bar{Y}_m(r) [\bar{A}_n J_1(\bar{k}_m r) + \bar{B}_n N_1(\bar{k}_m r)], \end{cases} \quad (c \leq r \leq b) \quad (10)$$

根据径向传输线理论,可以推出^[12]

$$\begin{pmatrix} V_1(c^-) \\ V_2(c^-) \end{pmatrix} = -\bar{\mathbf{Z}}(c^-) \begin{pmatrix} I_1(c^-) \\ I_2(c^-) \end{pmatrix}, \quad (11)$$

$\bar{\mathbf{Z}}(c^-)$ 是 $r=c^-$ 处向下看的输入阻抗矩阵

$$\bar{\mathbf{Z}}(c^-) = - \begin{bmatrix} j\bar{Z}_{r1}(c) \frac{J_0(k_{r1}c)}{J_1(k_{r1}c)} & 0 \\ 0 & j\bar{Z}_{r2}(c) \frac{J_0(k_{r2}c)}{J_1(k_{r2}c)} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式(12)中的负号反映了径向传输线中电流的方向沿径向向外,而输入阻抗矩阵是沿径向向里看的。

根据径向传输理论,还可以推出^[9]

$$\begin{pmatrix} \bar{V}_1(c^+) \\ \bar{V}_2(c^+) \end{pmatrix} = \bar{\mathbf{Z}}(c^+) \begin{pmatrix} \bar{I}_1(c^+) \\ \bar{I}_2(c^+) \end{pmatrix}, \quad (13)$$

$\bar{\mathbf{Z}}(c^+)$ 为 $r=c^+$ 处向上看的输入阻抗矩阵

$$\bar{\mathbf{Z}}(c^+) = \begin{bmatrix} Cs(\bar{k}_{r1}c, \bar{k}_{r1}b) & -j\bar{Z}_{r1}(b)sn(\bar{k}_{r1}c, \bar{k}_{r1}b) \\ -Cs(\bar{k}_{r2}c, \bar{k}_{r2}b) & j\bar{Z}_{r2}(b)sn(\bar{k}_{r2}c, \bar{k}_{r2}b) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -jSn(\bar{k}_{r1}c, \bar{k}_{r1}b)/\bar{Z}_{r1}(c) & \bar{Z}_{r1}(b)cs(\bar{k}_{r1}c, \bar{k}_{r1}b)/\bar{Z}_{r1}(c) \\ jSn(\bar{k}_{r2}c, \bar{k}_{r2}b)/\bar{Z}_{r2}(c) & -\bar{Z}_{r2}(b)cs(\bar{k}_{r2}c, \bar{k}_{r2}b)/\bar{Z}_{r2}(c) \end{bmatrix}^{-1}, \quad (14)$$

其中函数 $Cs(x, y)$, $Sn(x, y)$, $cs(x, y)$, $sn(x, y)$ 定义为

$$\begin{aligned} Cs(x, y) &= \pi y [J_1(y)N_0(x) - N_1(y)J_0(x)]/2, \\ Sn(x, y) &= \pi y [J_1(y)N_1(x) - N_1(y)J_1(x)]/2, \\ cs(x, y) &= \pi y [N_0(y)J_1(x) - J_0(y)N_1(x)]/2, \\ sn(x, y) &= \pi y [J_0(y)N_0(x) - N_0(y)J_0(x)]/2. \end{aligned}$$

式(13)和式(14)中带横杠的表示空气中的量。

根据 $r=c$ 处电磁场切向分量连续的边界条件,可以推出 $r=c^-$ 处向上看的输入阻抗矩阵为^[9]

$$\bar{\mathbf{Z}}(c^-) = \mathbf{Q}\bar{\mathbf{Z}}(c^+)\mathbf{Q}^{-1}, \quad (15)$$

其中

$$\mathbf{Q} = \mathbf{T}^{-1}\bar{\mathbf{T}}. \quad (16)$$

由横向谐振技术,得到特征方程

$$\det(\bar{\mathbf{Z}}(c^-) + \bar{\mathbf{Z}}(c^-)) = 0. \quad (17)$$

这是个超越方程,求解可以得到手征介质圆波导中圆对称模的本征值 k_m ,进而得到本征函数,本征函数的系数由下式归一化

$$\int_0^b (e_n h_{\phi_j} + e_{\phi_j} h_n) r dr = \delta_j. \quad (18)$$

对图1(b)结构,式(7)的解为

圆波导内部:

$$\begin{cases} \bar{V}_n(r) = \bar{A}_n J_0(\bar{k}_m r) \\ \bar{I}_n(r) = -j\bar{Y}_m(r)\bar{A}_n J_1(\bar{k}_m r) \end{cases}, (0 \leq r \leq a) \quad (19)$$

手征层:

$$\begin{cases} V_n(r) = A_n [J_0(k_m r) + B_n N_0(k_m r)] \\ I_n(r) = -jY_m(r)A_n [J_1(k_m r) + B_n N_1(k_m r)], \end{cases} (a \leq r \leq c) \quad (20)$$

空气区:

$$\begin{cases} \bar{V}_n(r) = \bar{A}_n [J_0(\bar{k}_m r) + \bar{B}_n N_0(\bar{k}_m r)] \\ \bar{I}_n(r) = -j\bar{Y}_m(r)\bar{A}_n [J_1(\bar{k}_m r) + \bar{B}_n N_1(\bar{k}_m r)], \end{cases} (c \leq r \leq b) \quad (21)$$

由径向传输线理论,可以得到 $r=a^-$ 处向下看的输入阻抗矩阵为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{Z}}(a^-) &= - \begin{bmatrix} j\bar{Z}_{r1}(a) \frac{J_0(\bar{k}_{r1}a)}{J_1(\bar{k}_{r1}a)} & 0 \\ 0 & j\bar{Z}_{r2}(a) \frac{J_0(\bar{k}_{r2}a)}{J_1(\bar{k}_{r2}a)} \end{bmatrix} \\ &= - \begin{bmatrix} \bar{Z}_0 & 0 \\ 0 & -\bar{Z}_0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $\bar{Z}_0 = j\bar{Z}_{r1}(a) \frac{J_0(\bar{k}_{r1}a)}{J_1(\bar{k}_{r1}a)}$. 设 $\varepsilon = \varepsilon_1$,则根据径向

传输线理论和在 $r=c$ 和 $r=a$ 处电磁场切向分量连续的边界条件,可以推出与式(17)一样的特征方程,只不过在 $r=c^-$ 处向下看的输入阻抗矩阵变成

$$\bar{\mathbf{Z}}(c^-) = - \begin{bmatrix} Z_{11} & 0 \\ 0 & Z_{22} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

其中

$$Z_{11} = \frac{\bar{Z}_0 Cs(k_{r1}c, k_{r1}a) - j\bar{Z}_{r1}(a)sn(k_{r1}c, k_{r1}a)}{-j\bar{Z}_0 Cs(k_{r1}c, k_{r1}a)/Z_{r1}(c) + Z_{r1}(a)cs(k_{r1}c, k_{r1}a)/Z_{r1}(c)}$$

$$Z_{22} = \frac{-\bar{Z}_0 Cs(k_{r2}c, k_{r2}a) - j\bar{Z}_{r2}(a)sn(k_{r2}c, k_{r2}a)}{j\bar{Z}_0 Cs(k_{r2}c, k_{r2}a)/Z_{r2}(c) + Z_{r2}(a)cs(k_{r2}c, k_{r2}a)/Z_{r2}(c)}$$

前面符号上面带 \sim 和 $-$ 的分别为非手征圆波导和空气中的相应量。

1.2 纵向不连续性问题

由于所研究的结构沿纵向是对称的,对于如图1所示的圆波导中导模的散射特性,可以用对称和反对称激励的方法来分析,对称激励相应于等效传输线的开路,反对称激励相应于等效传输线的短路. 必须注意,这里的短路(开路)是指在 $z=0$ 处等效传输线是 $U(0)=0$ ($J(0)=0$),即 $E_r=0$, $H_r=0$ ($E_\phi=0$, $H_\phi=0$).

显然,在 $z=-(d/2)^+$ 处向右看去的输入阻抗

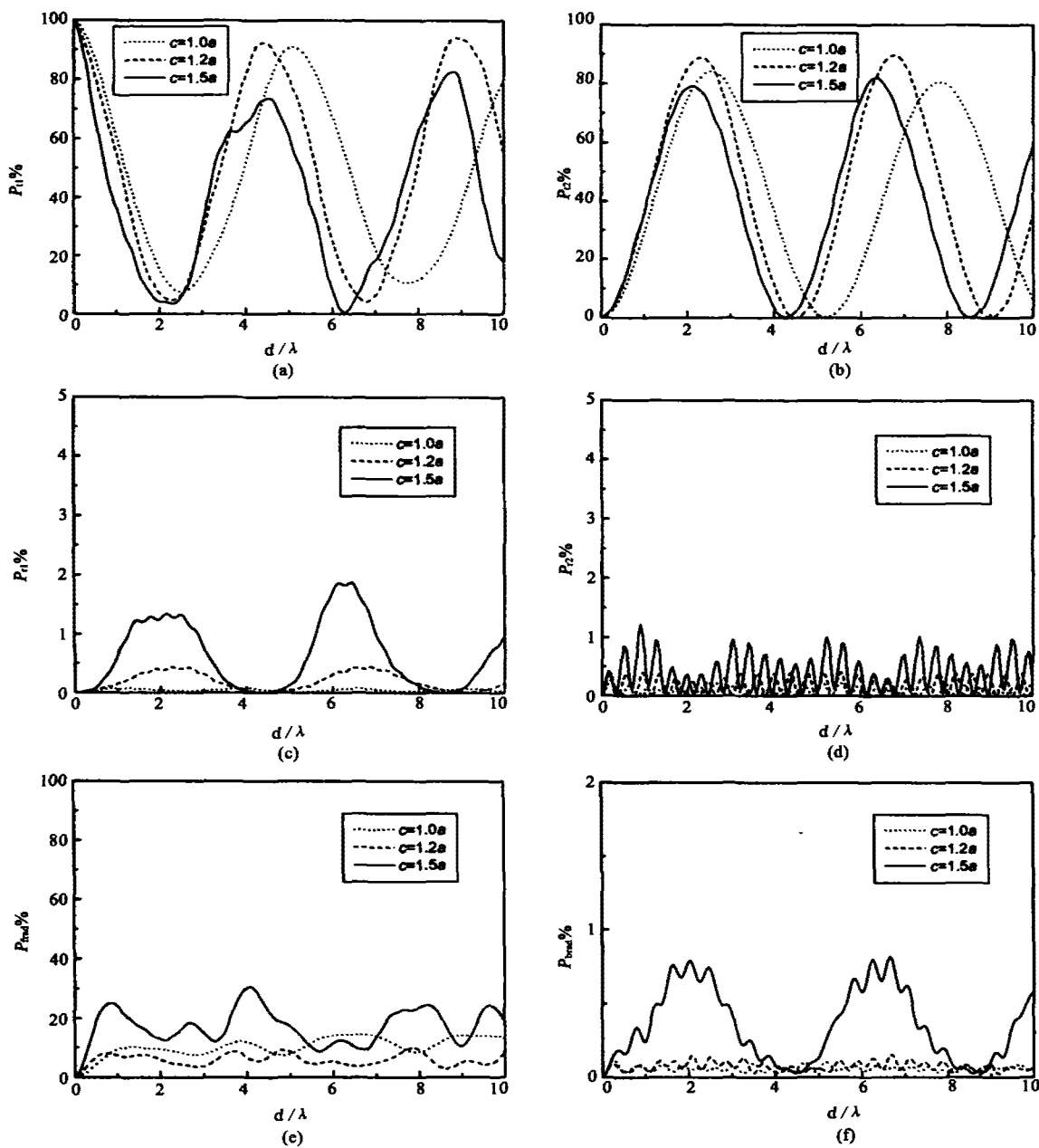


图3 TE₀₁模的透射(a)、反射(c)和TM₀₁模的透射(b)、反射(d)及前向(e)和后向(f)辐射的归一化功率随归一化长度 d/λ 的变化关系曲线(对结构图 1(a), $\kappa=0.08, \epsilon=2.1\epsilon_0, \epsilon_1=2.1\epsilon_0, a=0.5\lambda$)

Fig. 3 The normalized power versus normalized length of circular chirowaveguide d/λ (a) transmitted TE₀₁ mode (b) transmitted TM₀₁ mode (c) reflected TE₀₁ mode (d) reflected TM₀₁ mode (e) forward radiation, and (f) backward radiation (For the configuration of Fig. 1(a), $\kappa=0.08, \epsilon=2.1\epsilon_0, \epsilon_1=2.1\epsilon_0, a=0.5\lambda$)

矩阵可以由下式确定(下列各式中带横杠的表示第一个不连续性右边的量)

$$\begin{cases} (\bar{Z}_o)_{ij} = -j\bar{Z}_{ci}ctg(\bar{k}_z d/2)\delta_{ij} & \text{开路} \\ (\bar{Z}_s)_{ij} = j\bar{Z}_{ci}tg(\bar{k}_z d/2)\delta_{ij} & \text{短路} \end{cases} \quad (24)$$

其中 \bar{Z}_{ci} 是由式(8)确定的特性阻抗。

根据 $z = -d/2$ 处电磁场切向分量连续的边界条件,可以得到

$$\sum_i \begin{bmatrix} e_{ri} \\ h_{ri} \end{bmatrix} U_i = \sum_j \begin{bmatrix} \bar{e}_{rj} \\ \bar{h}_{rj} \end{bmatrix} \bar{U}_j, \quad (25)$$

$$\sum_i \begin{bmatrix} e_{\phi i} \\ h_{\phi i} \end{bmatrix} J_i = \sum_j \begin{bmatrix} \bar{e}_{\phi j} \\ \bar{h}_{\phi j} \end{bmatrix} \bar{J}_j, \quad (26)$$

利用手征介质圆波导中的圆对称模的正交关系式(18),经过推导,得

$$U = P\bar{U} \quad J = Q\bar{J}, \quad (27)$$

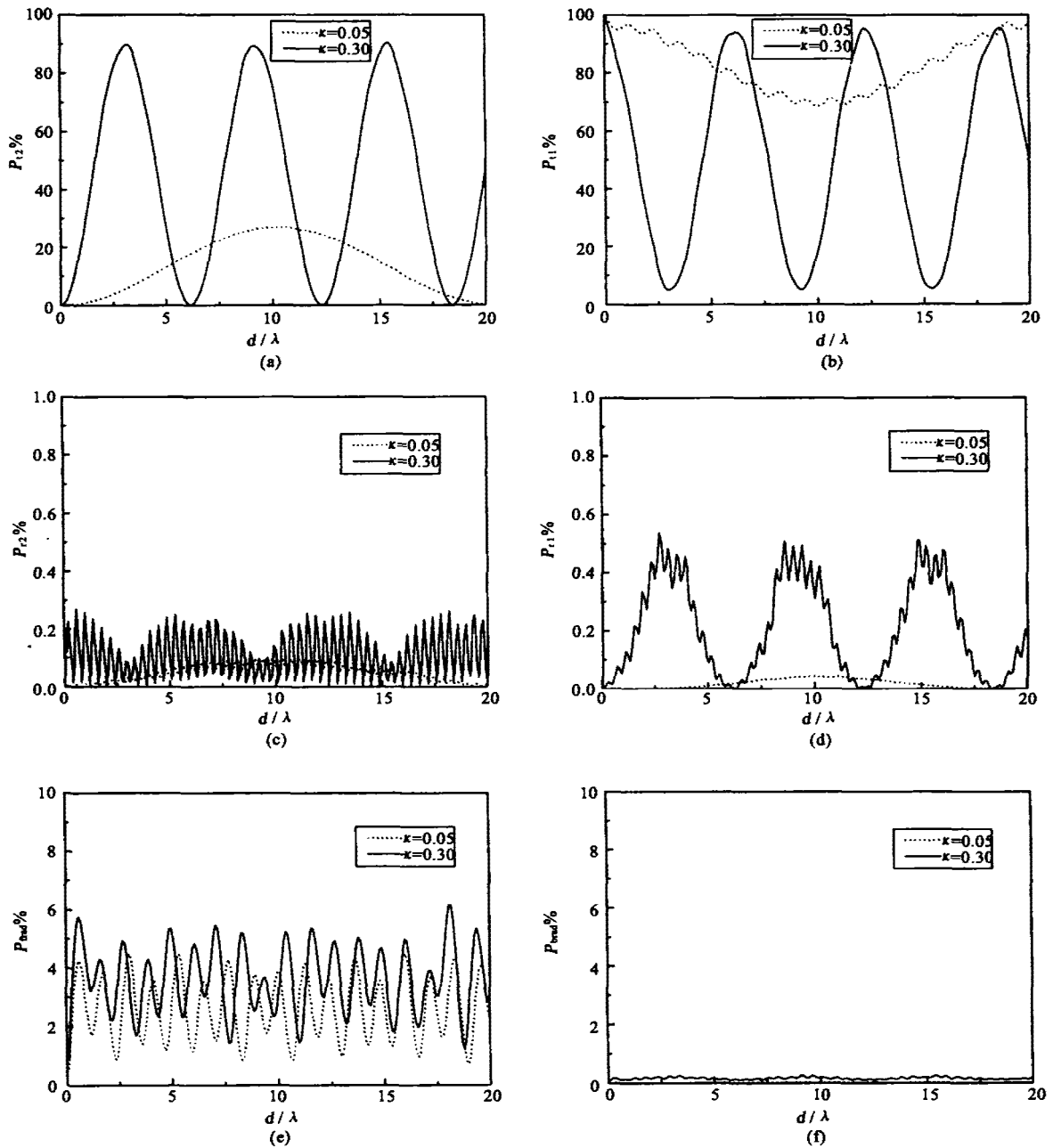


图4 TE₀₁ 模的透射(a)、反射(c)和TM₀₁ 模的透射(b)、反射(d)及前向(e)和后向(f)辐射的归一化功率随归一化长度 d/λ 的变化关系曲线(对结构图1(b), $\epsilon = 2.1\epsilon_0, \epsilon_1 = 2.1\epsilon_0, a = 0.5\lambda, c = 1.2a$)
 Fig.4 The normalized power versus normalized length of circular chirowaveguide d/λ (a)transmitted TE₀₁ mode (b)transmitted TM₀₁ mode (c)reflected TE₀₁ mode (d)reflected TM₀₁ mode (e)forward radiation, and (f) backward radiation(For the configuration of Fig. 1(b), $\epsilon = 2.1\epsilon_0, \epsilon_1 = 2.1\epsilon_0, a = 0.5\lambda, c = 1.2a$)

$$\mathbf{Q}^T \mathbf{U} = \bar{\mathbf{U}} \quad \mathbf{P}^T \mathbf{J} = \bar{\mathbf{J}}, \quad (28)$$

其中

$$P_{ij} = \int_0^b (e_{\phi i} \bar{h}_{rj} + \bar{e}_{rj} h_{\phi i}) r dr,$$

$$Q_{ij} = \int_0^b (e_{\phi j} h_{r i} + e_{r i} \bar{h}_{\phi j}) r dr.$$

由式(26)和式(27)可以证明

$$\mathbf{P}^T \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \mathbf{P} = 1.$$

由多模网络的阻抗定义

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z} \mathbf{J} \quad \mathbf{U} = \bar{\mathbf{Z}} \bar{\mathbf{J}}, \quad (29)$$

可以得到阻抗变换公式

$$\mathbf{Z} = \mathbf{P} \bar{\mathbf{Z}} \mathbf{P}^T, \quad (30)$$

从 $z = -(d/2)^-$ 处向右看去的反射系数矩阵为

$$\Gamma = [Z + Z_c]^{-1}[Z - Z_c], \quad (31)$$

其中 Z_c 为非手征介质圆波导中的特性阻抗矩阵

$$(Z_c)_{ij} = Z_c \delta_{ij}. \quad (32)$$

求出对称面 ($z=0$) 为开路 and 短路的反射系数矩阵 Γ_0 和 Γ_s 后, 整个结构的反射系数和透射系数矩阵分别为

$$\begin{aligned} R &= (\Gamma_0 + \Gamma_s)/2, \\ T &= (\Gamma_0 - \Gamma_s)/2. \end{aligned} \quad (33)$$

2 数值结果

在下述计算中, 取 $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$, $\varepsilon = 2.1\varepsilon_0$, $\varepsilon_1 = 2.1\varepsilon_0$, $a = 0.5\lambda$, 以保证该结构中只有 TE_{01} 、 TM_{01} 模是传输模. 在模匹配中, 两边都取 20 个模. 计算表明 b 取 $2 \sim 3\lambda$ 时, 数值结果即可稳定收敛.

对不同的几何尺寸, 当 TE_{01} 模入射到如图 1(a) 所示的结构时, TE_{01} 模和 TM_{01} 模的透射、反射以及前向、后向辐射的归一化功率随归一化长度 d/λ 的变化关系曲线如图 3 所示. 当手征参数较小时, 就会出现从 TE_{01} 模到 TM_{01} 模的模式转换, 而当手征参数为零时是没有模式转换的. 当手征参数稍大时 (图 3, $\kappa = 0.08$), 模式转换效率会比较大, 手征参数再增大时, 反而减小. 手征圆波导不连续性的尺寸对模式转换效率也有影响, 对 $\kappa = 0.08$ 的情况, 当 $c = 1.2a$ 时, 比 $c = 1.0a$, 即不凸出时的大, 模式转换效率达到 90%. 但 c 再增大时, 模式转换效率又减小, 此时由于不连续性增大, 所引起的前向辐射就比较大, $c = 1.5a$ 时辐射最大可达到 30%. 手征参数越大, 前向辐射越大, 手征介质的半径越大前向辐射也越大. TE_{01} 模和 TM_{01} 模的反射功率一直都比较小, 后向辐射功率也一直比较小, 但也都随着手征参数和手征介质的半径的增大而增大.

图 4 是 TE_{01} 模入射到如图 1(b) 所示的结构时, TE_{01} 模和 TE_{01} 模的透射、反射以及前向、后向辐射的归一化功率随归一化长度 d/λ 的变化关系曲线, 图中, 取有较大转换效率的尺寸 $c = 1.2a$, 当 $\kappa = 0.30$ 时, TE_{01} 模转换成 TM_{01} 模的转换效率可达到 90%, 由于只有在凸出处有手征, 达到最大模式转换效率的手征参数要比图 1(a) 所示结构的要大. 计算发现, 当手征介质的尺寸较大和较小时, 都比 $c = 1.2a$ 的结果要差, 计算还发现, 当介电常数较大时, 要达到最大的模式转换效率, 手征参数要比较大.

从以上讨论可知, 如果我们用圆手征波导做模

转换器件, 应该选中等大小的手征参数和尺寸, 这一结论与手征平面波导不连续性^[8]的情况类似.

3 结论

本文用多模网络与严格模匹配相结合的方法, 从理论上研究了手征介质圆波导中的不连续性问题, 得到了圆对称模的反射和透射公式, 并且对不同的情形进行了数值计算, 讨论了手征参数和几何尺寸对散射和辐射特性的影响. 给出的结果对手征介质元器件的研究有实际的参考意义.

REFERENCES

- [1] Pelet P, Engheta N. The theory of chiro-waveguides. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1990, **38**: 90—98
- [2] Vitonen A J. Chiral hard-surface waveguide mode transformer. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2000, **48**: 1077—1079
- [3] DONG Jian-Feng. Study of the single-mode operation in chiral fibers. *Acta Optica Sinica* (董建峰. 单模手征光纤研究. *光学学报*), 2001, **21**: 559—562
- [4] Mariotte F, Engheta N. Reflection and transmission of guided electromagnetic waves at air-chiral interface and at a chiral slab in a parallel-plate waveguide. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1993, **41**: 1895—1906
- [5] Mariotte F, Engheta N. Reflection from a lossy chiral slab (with and without metallic backing) in a parallel plate waveguide. *Radio Science*, 1995, **30**: 827—834
- [6] Busse G, Jacob A F. Lossy chiral slabs in circular waveguides. *IEEE Pro.-Microw. Antennas Propag.*, 1996, **143**: 51—56
- [7] Xu S, Du K. Network representation and transverse resonance for layered chiro-waveguides. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1996, **44**: 1496—1499
- [8] Wu X, Jaggard D L. Discontinuities in planar chiro-waveguides. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1997, **45**: 640—647
- [9] Wu X, Mariotte F. Analysis of coaxial waveguide partially filled with chiral media. *Inter. J. Infrared and Millim. Waves*, 1997, **18**: 2411—2435
- [10] Shen Z, MacPhie R H. Scattering at a nonchiral-chiral interface in a coaxial waveguide. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1998, **46**: 997—1001
- [11] DONG Jian-Feng, XU Shan-Jia. Reflection and transmission of coaxial waveguide partially filled with chiral media. *J. Infrared Millim. Waves* (董建峰, 徐善驾. 部分手征介质填充同轴线的反射和透射特性. *红外与毫米波学报*), 2002, **21**(5): 356—360
- [12] Wu X, Mariotte F. A new radial transmission line network approach for symmetrical modes in circular chiro-waveguides. *Inter. J. Infrared and Millim. Waves*, 1997, **18**: 2259—2274