

# 分层同轴介质谐振器谐振频率特性的研究

刘丽华

(西安206研究所, 长安710100)

**摘要** 本文导出了置于无限平行导体板间和置于屏蔽结构中的任意分层同轴介质谐振器的TE、TM模场分量表达式以及求解TE、TM模谐振频率的一般耦合特征方程。对于同轴( $l=3$ 层)介质谐振器进行了深入研究和大量计算,得到了同轴( $l=3$ 层)介质谐振器的主模和一些高次模的谐振频率随几何尺寸和介质特性变化的关系曲线和数据表。

**关键词** 同轴介质谐振器; 谐振频率; 耦合特征方程

## 一、引言

随着微带电路和微波半导体器件的广泛使用以及介质材料的研制成功,介质谐振器的理论和实际应用都有了很大的发展。介质谐振器谐振频率的计算,是谐振器理论的一个基本课题,对此,人们做了大量的工作<sup>[1-3,5-8]</sup>。

本文对如图1(a)和1(b)所示的两种结构的任意层同轴介质谐振器进行分析研究,导出了谐振器中TE、TM模场分量表达式以及求解TE、TM模谐振频率的一般耦合特征方程,并编写了求解同轴( $l=3$ 层)介质谐振器中TE、TM模谐振频率的FORTRAN程序,通过计算机,可求得同轴( $l=3$ 层)介质谐振器中任意阶TE、TM模谐振频率。同时,本文给出了同轴( $l=3$ 层)介质谐振器中主模和几个高次模的谐振频率随谐振器几何尺寸和介质特性变化的关系曲线和数据表,为同轴介质谐振器的设计提供了可靠的理论依据。

为了验证本文工作的正确性,作者将所研究的同轴( $l=3$ 层)介质谐振器在极限情况下谐振频率的计算结果与已有的柱形介质谐振器谐振频率的结果<sup>[1-3]</sup>进行了比较,它们分别示于表1(a)和表1(b),由表可见,它们吻合很好。

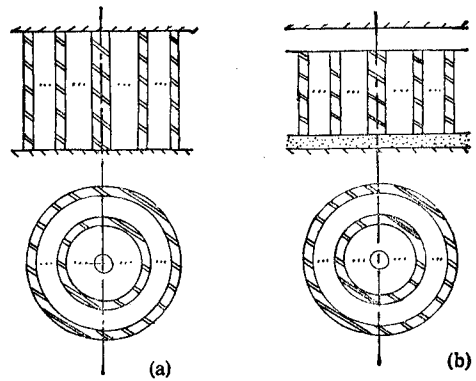


图1 两种谐振器

(a) 置于两平行导体板间分层同轴介质谐振器  
(b) 置于屏蔽结构中的分层同轴介质谐振器

1991.06.25 收到,1992.08.10 定稿。

刘丽华 女,1962年出生,工程师,现从事微波的研究工作。

表 1(a) 置于两平行导体板间介质谐振器中几个模式谐振频率的计算结果比较

$f_0(\text{GHz})$ $(\frac{D}{L})^2 (D = 5\text{mm})$	模式	$TE_{011}(\epsilon_r = 10)$		$TE_{012}(\epsilon_r = 10)$		$TM_{011}(\epsilon_r = 500)$		$TM_{012}(\epsilon_r = 500)$	
		本文	文献[1]	文本	文献[1]	本文	文献[1]	本文	文献[1]
1		18.90	18.90	26.31	26.19	3.432	3.546	4.230	4.243
2		21.87	21.84	32.98	33.06	3.780	3.779	5.010	5.018
3		24.25	24.19	38.30	38.30	4.011	4.014	5.684	5.688

表 1(b) 置于屏蔽结构中的介质谐振器中  $TE_{010}$  模谐振频率的计算结果比较

$(L_1 = L_2); \epsilon_r = 36.2, \epsilon_T = 1)$

$D(\text{mm})$	$L(\text{mm})$	$L_1/L$	$f_0(\text{GHz})$			(测量) 实验结果
			计算值			
			文献[2]	文献[3]	本文	
4.06	5.15	0.568	10.09	10.86	10.858	10.48
6.03	4.16	0.820	7.42	8.31	8.311	7.94
5.98	2.96	1.36	8.03	9.16	9.170	8.64
6.02	2.14	2.07	8.70	10.08	10.081	9.40
7.99	2.14	2.07	7.16	8.38	8.369	7.79

## 二、理论分析

### 1. 置于两平行导体板间同轴介质谐振器

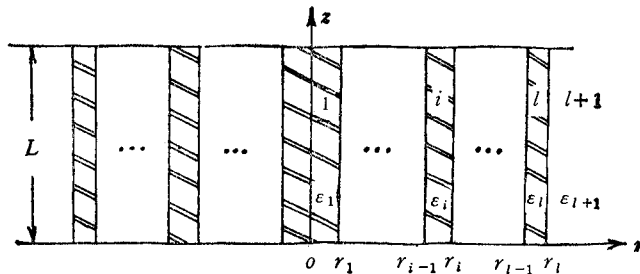


图 2 置于两平行导体板间的任意分层同轴介质谐振器

如图 2 所示介质谐振器共有  $l(l = 2h + 1, h = 1, 2, \dots)$  层介质, 其相对介电常数分别为  $\epsilon_1, \dots, \epsilon_i, \dots, \epsilon_l$ 。在第  $l$  层外面包围的空气层即第  $(l + 1)$  层, 其相对介电常数  $\epsilon_{l+1} = 1$ 。

为了满足边界条件, 图 2 所示谐振器中存在的横模为  $TE_{0np}$ ,  $TM_{0np}$  模。  $TE_{0np}$  模的场量表达式为

$$\begin{cases} H_{z1} = c_1 J_0(k_{c1} r) \sin(\beta z) \\ \vdots \\ H_{zi} = [c_i J_0(k_{ci} r) + d_i N_0(k_{ci} r)] \sin(\beta z) \\ \vdots \\ H_{z,l+1} = d_{l+1} H_0^{(2)}(k_{c,l+1}) \sin(\beta z) \end{cases}$$

$$\begin{cases} H_{r1} = (\beta/k_{c1})c_1 J_1(k_{c1}r) \cos(\beta z) \\ \vdots \\ H_{ri} = (\beta/k_{ci})[c_i J_1(k_{ci}r) + d_i N_1(k_{ci}r)] \cos(\beta z) \\ \vdots \\ H_{r,i+1} = (\beta/k_{c,i+1})d_{i+1} H_1^{(2)}(k_{c,i+1}r) \cos(\beta z) \\ E_{\theta 1} = [jZ_0/(k_{c1}/k_0)]c_1 J_1(k_{c1}r) \sin(\beta z) \\ \vdots \\ E_{\theta i} = [jZ_0/(k_{ci}/k_0)][c_i J_1(k_{ci}r) + d_i N_1(k_{ci}r)] \sin(\beta z) \\ \vdots \\ E_{\theta,i+1} = [jZ_0/(k_{c,i+1}/k_0)]d_{i+1} H_1^{(2)}(k_{c,i+1}r) \sin(\beta z) \\ E_{z1} = \dots = E_{zi} = \dots = E_{z,i+1} = 0 \\ H_{\theta 1} = \dots = H_{\theta i} = \dots = H_{\theta,i+1} = 0 \\ E_{r1} = \dots = E_{ri} = \dots = E_{r,i+1} = 0 \end{cases}$$

其中

$$\begin{cases} k_{c1}^2 = k_0^2 \varepsilon_1 - \beta^2 & k_{ci}^2 = k_0^2 \varepsilon_i - \beta^2 \\ k_{c,i+1}^2 = k_0^2 \varepsilon_{i+1} - \beta^2 & \beta = p\pi/L, p = 1, 2, \dots \end{cases}$$

在纵向边界上,场需要满足边界连续条件,由此得

$$\begin{bmatrix} c_2 & d_2 & \dots & c_i & & d_i & & c_{i+1} & & d_{i+1} & \dots & c_l & & d_l \\ X_1 & X_2 & & 0 & & 0 & & 0 & & 0 & & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & J_0(k_{ci}r_i) & & N_0(k_{ci}r_i) & & -J_0(k_{c,i+1}r_i) & & -N_0(k_{c,i+1}r_i) & & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & k_{c,i+1}J_1(k_{ci}r_i) & & k_{c,i+1}N_1(k_{ci}r_i) & & -k_{ci}J_1(k_{c,i+1}r_i) & & -k_{ci}N_1(k_{c,i+1}r_i) & & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & & 0 & & 0 & & 0 & & Y_1 & & Y_2 \end{bmatrix} = 0$$

其中:

$$\begin{aligned} X_1 &= k_{c2}J_1(k_{c1}r_1)J_0(k_{c2}r_1) - k_{c1}J_0(k_{c1}r_1)J_1(k_{c2}r_1) \\ X_2 &= k_{c2}J_1(k_{c1}r_1)N_0(k_{c2}r_1) - k_{c1}J_0(k_{c1}r_1)N_1(k_{c2}r_1) \\ Y_1 &= k_{c1}J_0(k_{ci}r_i)H_1^{(2)}(k_{c,i+1}r_i) - k_{c,i+1}J_1(k_{ci}r_i)H_0^{(2)}(k_{c,i+1}r_i) \\ Y_2 &= k_{c1}N_0(k_{ci}r_i)H_1^{(2)}(k_{c,i+1}r_i) - k_{c,i+1}N_1(k_{ci}r_i)H_0^{(2)}(k_{c,i+1}r_i) \end{aligned}$$

当  $l = 3$  层即为同轴介质谐振器,且  $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = \varepsilon_r$ ,  $\varepsilon_2 = \varepsilon_4 = 1$ , 上式写为

$$\begin{bmatrix} c_2 & & & d_2 & & & & c_3 & & & & & & d_3 \\ [k_{c2}J_1(k_{c1}r_1) & & & [k_{c2}J_1(k_{c1}r_1) & & & & & & & & & & & \\ I_0(k_{c2}r_1) & & & K_0(k_{c2}r_1) & & & & & & & & & & & \\ -k_{c1}J_0(k_{c1}r_1) & & & + k_{c1}J_0(k_{c1}r_1) & & & 0 & & & & & & & 0 \\ I_1(k_{c2}r_1)] & & & K_1(k_{c2}r_1)] & & & & & & & & & & & \\ I_0(k_{c2}r_2) & & & K_0(k_{c2}r_2) & & & -J_0(k_{c3}r_2) & & & & & & -N_0(k_{c3}r_2) & & \\ -k_{c3}I_1(k_{c2}r_2) & & & k_{c3}K_1(k_{c2}r_2) & & & k_{c2}J_1(k_{c3}r_2) & & & & & & k_{c2}N_1(k_{c3}r_2) & & \\ & & & & & & [k_{c3}J_0(k_{c3}r_3) & & & & & & [k_{c3}N_0(k_{c3}r_3) & & \\ & & & & & & K_1(k_{c4}r_3) & & & & & & K_1(k_{c4}r_3) & & \\ & & & & & & + k_{c4}J_1(k_{c3}r_3) & & & & & & + k_{c4}N_1(k_{c3}r_3) & & \\ & & & & & & K_0(k_{c4}r_3)] & & & & & & K_0(k_{c4}r_3)] & & \end{bmatrix} = 0 \quad (1)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} k_{c1}^2 &= k_{c3}^2 = k_0^2 \epsilon_r - \beta^2 \\ k_{c2}^2 &= k_{c4}^2 = \beta^2 - k_0^2 \\ \beta &= \frac{p\pi}{L}, \quad p = 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

联立(1)式和(2)式,就得到求解置于两平行导体板间同轴 ( $l = 3$  层) 介质谐振器中  $TE_{0n,p}$  模谐振频率的耦合特征方程。

同理,我们可以得到  $TM_{0n,p}$  模的场分量表达式以及求解  $TM_{0n,p}$  模谐振频率的耦合特征方程。

### 2. 置于屏蔽结构中的同轴介质谐振器

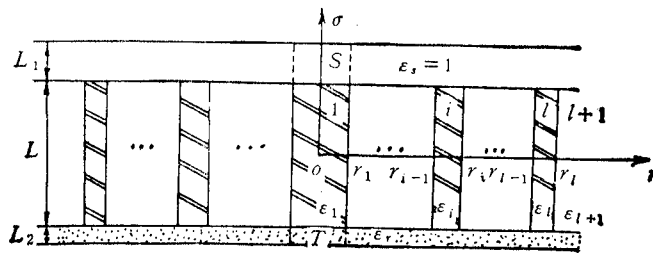


图 3 置于屏蔽结构中的任意分层同轴介质谐振器(纵坐标  $\sigma$  应为  $z$ )

如图 3 所示介质谐振器共有  $l(l = 2h + 1, h = 1, 2, \dots)$  层介质, 其相对介电常数分别为  $\epsilon_1, \dots, \epsilon_i, \dots, \epsilon_l$ 。在第  $l$  层外面包围的空气层即第  $(l + 1)$  层, 其相对介电常数  $\epsilon_{l+1} = 1$ 。谐振器上方空气间隙距离为  $L_1$ , 介电常数  $\epsilon_s = 1$ , 谐振器下面基片厚度为  $L_2$ , 介电常数为  $\epsilon_T$ 。

在工程中设计制作高  $Q$  介质谐振器时, 为了让大部分能量沿中心棒传播振荡, 减小辐射损耗, 需要很薄的外层<sup>[4]</sup>。因此, 我们可以假设在  $|z| > L/2$  的两区域, 近似认为场是集中在  $S$  区和  $T$  区, 其余部分的场忽略为零。

为了满足场在边界上的连续条件, 图 3 所示介质谐振器中存在的横模只有  $TE_{0n(p+\delta)}$ ,  $TM_{0n(p+\delta)}$  模。

$TE_{0n(p+\delta)}$  模场分量表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} H_{z1} &= c_1 J_0(k_{c1} r) \cos(\beta z + \varphi) \\ &\vdots \\ H_{zi} &= [c_i J_0(k_{ci} r) + d_i N_0(k_{ci} r)] \cos(\beta z + \varphi) \\ &\vdots \\ H_{z,i+1} &= d_{i+1} H_0^{(2)}(k_{e,i+1} r) \cos(\beta z + \varphi) \\ H_{zs} &= C_s J_0(k_{cs} r) \text{sh} \left[ \alpha_s \left( L_1 + \frac{L}{2} - z \right) \right] \\ H_{zT} &= C_T J_0(k_{cT} r) \text{sh} \left[ \alpha_T \left( L_2 + \frac{L}{2} + z \right) \right] \end{aligned} \right.$$

$$\begin{cases}
 H_{r1} = -(\beta/k_{e1})c_1J_1(k_{e1}r)\sin(\beta z + \varphi) \\
 \vdots \\
 H_{ri} = -(\beta/k_{ei})[c_iJ_1(k_{ei}r) + d_iN_1(k_{ei}r)]\sin(\beta z + \varphi) \\
 \vdots \\
 H_{r,i+1} = -(\beta/k_{e,i+1})d_{i+1}H_1^{(2)}(k_{e,i+1}r)\sin(\beta z + \varphi) \\
 H_{rs} = -(\alpha_s/k_{es})c_sJ_1(k_{es}r)\text{ch}[\alpha_s(L_1 + L/2 - z)] \\
 H_{rT} = (\alpha_T/k_{eT})c_TJ_1(k_{eT}r)\text{ch}[\alpha_T(L_2 + L/2 + z)] \\
 \\
 E_{\theta 1} = [jz_0/(k_{e1}/k_0)]c_1J_1(k_{e1}r)\cos(\beta z + \varphi) \\
 \vdots \\
 E_{\theta i} = [jz_0/(k_{ei}/k_0)][c_iJ_1(k_{ei}r) + d_iN_1(k_{ei}r)]\cos(\beta z + \varphi) \\
 \vdots \\
 E_{\theta,i+1} = [jz_0/(k_{e,i+1}/k_0)]d_{i+1}H_1^{(2)}(k_{e,i+1}r)\cos(\beta z + \varphi) \\
 E_{\theta s} = [jz_0/(k_{es}/k_0)]c_sJ_1(k_{es}r)\text{sh}[\alpha_s(L_1 + L/2 - z)] \\
 E_{\theta T} = [jz_0/(k_{eT}/k_0)]c_TJ_1(k_{eT}r)\text{sh}[\alpha_T(L_2 + L/2 + z)] \\
 \\
 E_{xi} = \dots = E_{xi} = \dots = E_{x,i+1} = E_{xs} = E_{xT} = 0 \\
 H_{\theta i} = \dots = H_{\theta i} = \dots = H_{\theta,i+1} = H_{\theta s} = H_{\theta T} = 0 \\
 E_{ri} = \dots = E_{ri} = \dots = E_{r,i+1} = E_{rs} = E_{rT} = 0
 \end{cases}$$

其中

$$\begin{cases}
 k_{e1}^2 = k_0^2\epsilon_1 - \beta^2 \\
 \vdots \\
 k_{ei}^2 = k_0^2\epsilon_i - \beta^2 \\
 \vdots \\
 k_{e,i+1}^2 = k_0^2\epsilon_{i+1} - \beta^2 \\
 k_{es}^2 = k_0^2 + \alpha_s^2 \\
 k_{eT}^2 = k_0^2\epsilon_T + \alpha_T^2 \\
 k_{es} = k_{eT} = k_{e1}
 \end{cases}$$

在横向边界上,场需满足边界连续条件,由此得

$$\begin{aligned}
 \beta L &= p\pi + \arctan[(\alpha_s/\beta)\text{cth}(\alpha_s L_1)] + \arctan[(\alpha_T/\beta)\text{cth}(\alpha_T L_2)] \\
 &= (p + \delta)\pi
 \end{aligned} \tag{3}$$

其中

$$p = 0, 1, 2, \dots$$

$$\delta\pi = \arctan[(\alpha_s/\beta)\text{cth}(\alpha_s L_1)] + \arctan[(\alpha_T/\beta)\text{cth}(\alpha_T L_2)] < \pi$$

且  $0 < \delta < 1$

在纵向边界上,场需满足连续条件,由此得(1)式。

其中

$$\left. \begin{aligned}
 k_{e1}^2 &= k_{e3}^2 = k_0^2\epsilon_r - \beta^2 \\
 k_{e2}^2 &= k_{e4}^2 = \beta^2 - k_0^2 \\
 k_{e1}^2 &= k_0^2 + \alpha_i^2 \\
 k_{e1}^2 &= k_0^2\epsilon_T + \alpha_T^2
 \end{aligned} \right\} \tag{4}$$

联立 (3), (1) 和 (4) 式, 就得到求解置于屏蔽结构中同轴介质谐振器的  $TE_{0n(p+\delta)}$  模谐振频率的耦合特征方程。

同理, 我们可以求得  $TM_{0n(p+\delta)}$  模场量表达式以及求解  $TM_{0n(p+\delta)}$  模谐振频率的耦合特征方程。

### 三、结果和讨论

使用本文作者所编写的 FORTRAN 程序, 通过计算机, 可求得各种尺寸及介电常数情况下的同轴介质谐振器中任意阶 TE、TM 模的谐振波长和频率。计算结果表明: 在置于两平行导体板间的同轴介质谐振器中, 其主模为  $TE_{011}$  模, 见图 4(a), 4(b) 和 4(c);

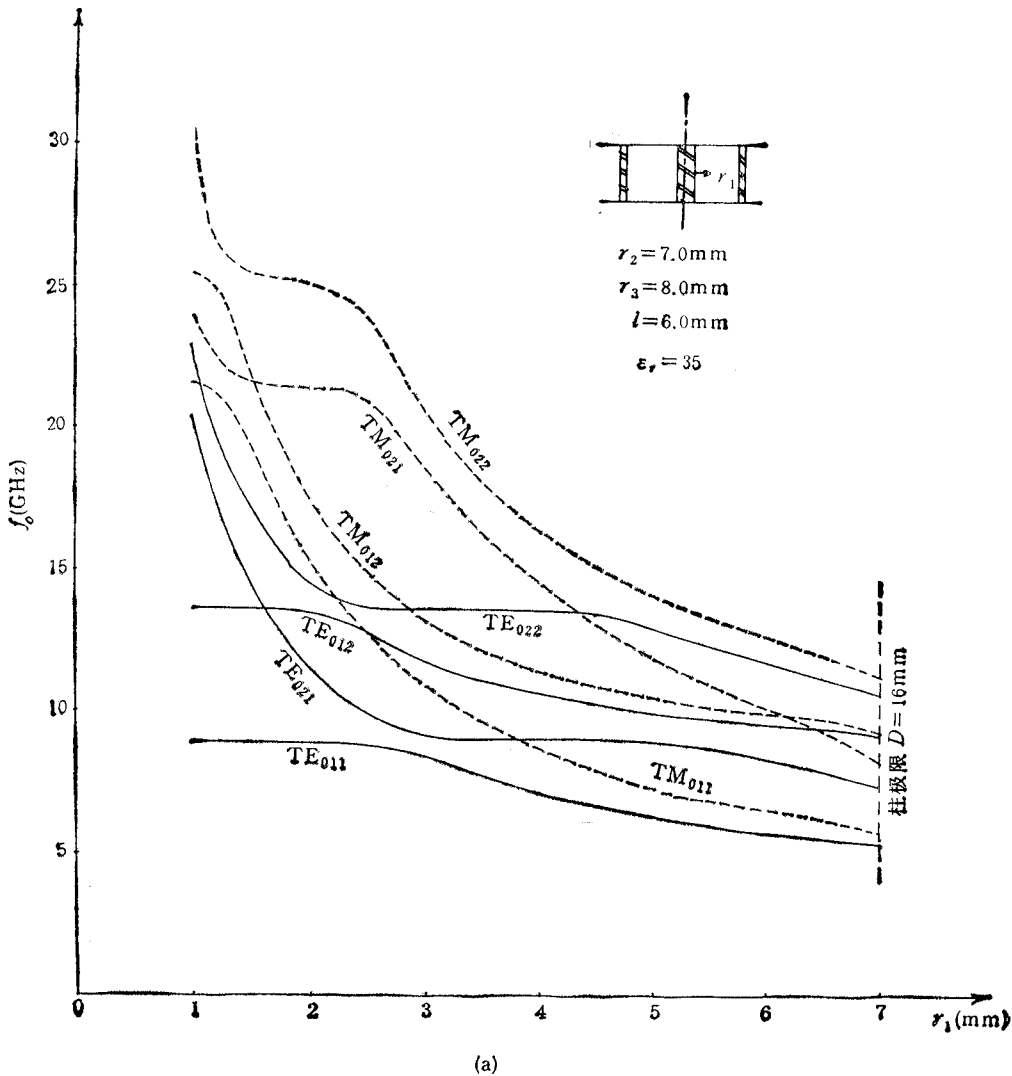


图 4 (a)  $TE_{0np}$  ( $n = 1, 2, p = 1, 2$ ) 模的  $f_0-r_1$  曲线 (图中参数  $l$  应  $\neq L$ )

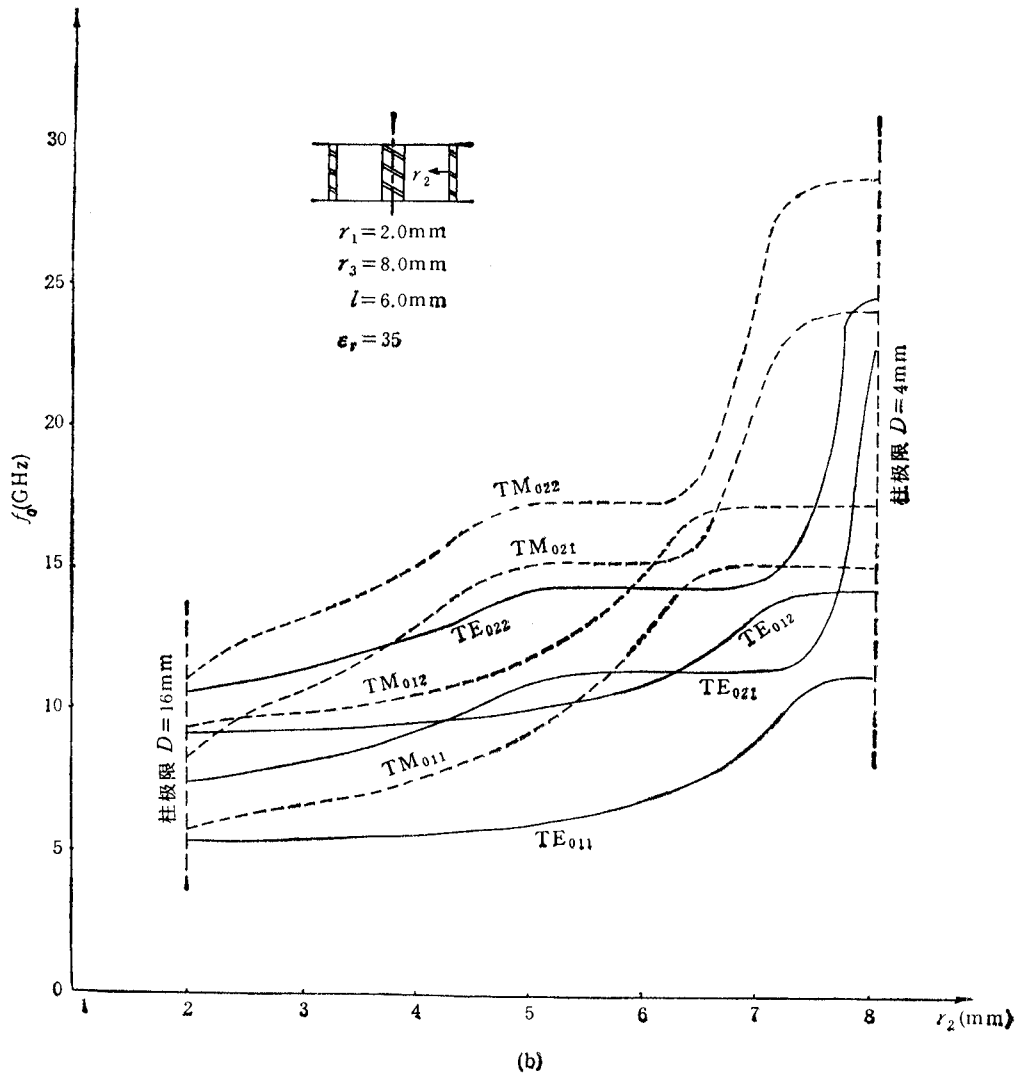


图4(b)  $\begin{matrix} TE_{0np} \\ TM_{0np} \end{matrix}$  ( $n=1,2, p=1,2$ ) 模的  $f_0-r_2$  曲线(图中参数  $l$  应为  $L$ )

在置于屏蔽结构中的同轴介质谐振器中,其主模为  $TE_{010}$  模,见图5。

图6(a)、6(b)和6(c)给出了置于两平行导体板间的同轴介质谐振器中主模  $TE_{011}$  模谐振频率  $f_0$  分别随谐振器的内介质柱半径  $r_1$ 、外介质层内半径  $r_2$  和长度  $L$  变化的关系曲线。图6(a)表明,在其它尺寸及介电常数一定的情况下,内介质柱越粗,谐振频率越低。当  $r_1 \rightarrow r_2$  时,就转化成为半径为  $r_3$  的圆柱形介质谐振器的谐振频率。图6(b)表明,在其它尺寸及介电常数一定的情况下,外层介质越薄,谐振频率越高,当  $r_2 \rightarrow r_3$  时,就转化成为半径为  $r_1$  的圆柱形介质谐振器谐振频率。图6(c)表明,在其它尺寸及介电常数一定的情况下,谐振器越长,谐振频率越低。

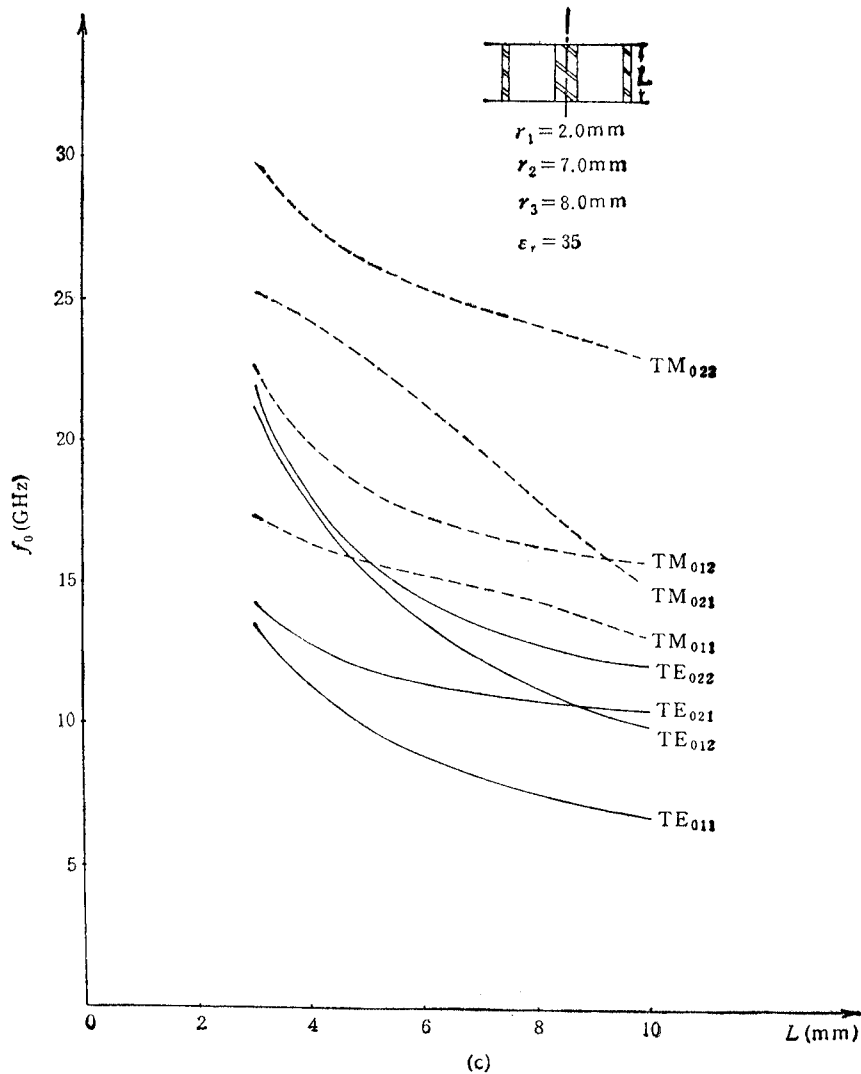


图4(c)  $\begin{matrix} \text{TE}_{0np} \\ \text{TM}_{0np} \end{matrix}$  ( $n = 1, 2, p = 1, 2$ ) 模的  $f_0$ - $L$  曲线

图 7(a) 和 7(b) 给出了置于屏蔽结构中主模  $\text{TE}_{016}$  模的谐振频率  $f_0$  分别随谐振器上方空气间隙距离  $L_1$  和基片厚度  $L_2$  变化的关系曲线。图 7(a) 表明，谐振器的谐振频率随金属盘与谐振器间的距离的减小而升高，所以，利用调节  $L_1$  的大小，就可以调整谐振频率。图 7(b) 表明，谐振器的谐振频率随介质基片厚度的减小而升高。

表 2(a) 和 2(b) 给出了置于两种不同结构的同轴介质谐振器的介质特性。

表 3 给出了置于屏蔽结构中的同轴介质谐振器关于基片介质的介质特性。

表 4(a) 和 (4b) 给出了置于两种结构中同轴介质谐振器的主模和一些高次模的谐振频率和谐振波长之值。



表 2(a)  $\begin{matrix} TE_{0np} \\ TM_{0np} \end{matrix}$  ( $n=1,2, p=1,2$ ) 模的  $f_0, \lambda-\epsilon_r$  变化结果

置于两平行导体板间同轴介质谐振器  $r_1 = 2.0\text{mm}, r_2 = 7.0\text{mm}$   
 $r_3 = 8.0\text{mm}, L = 6.0\text{mm}$

$\lambda \cdot f_0$ $\epsilon_r$	模式	TE <sub>011</sub>		TE <sub>021</sub>		TE <sub>012</sub>		TE <sub>022</sub>	
		$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$
10		6.0377	15.713	4.5492	20.854	3.8271	24.788	3.5660	26.604
20		5.7946	11.577	4.4595	15.042	3.7578	17.852	3.5390	18.955
35		5.6959	8.9028	4.4259	11.457	3.7295	13.597	3.5284	14.372
50		5.6573	7.4994	4.4132	9.6136	3.7184	11.410	3.5243	12.038
88		5.6191	5.6914	4.4007	7.2671	3.7074	8.6261	3.5202	9.0848
100		5.6130	5.3447	4.3988	6.8201	3.7057	8.0957	3.5196	8.5238
200		5.5911	3.7941	4.3917	4.8303	3.6993	5.7343	3.5172	6.0312
500		5.5780	2.4052	4.3876	3.0578	3.6956	3.6304	3.5159	3.8160

$\lambda \cdot f_0$ $\epsilon_r$	模式	TM <sub>011</sub>		TM <sub>021</sub>		TM <sub>012</sub>		TM <sub>022</sub>	
		$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$
10		4.1375	22.929	3.8128	24.881	3.0364	31.244	2.3802	39.857
20		3.4963	19.187	2.8527	23.515	2.9493	22.745	2.0999	31.946
35		3.3143	15.300	2.3667	21.426	2.9168	17.385	2.0019	25.331
50		3.2601	13.014	2.1988	19.295	2.9046	14.607	1.9673	21.566
88		3.2140	9.9504	2.0758	15.406	2.8927	11.055	1.9350	16.527
100		3.2074	9.3535	2.0604	14.560	2.8909	10.377	1.9301	15.543
200		3.1845	6.6615	2.0113	10.547	2.8843	7.3549	1.9128	11.090
500		3.1717	4.2300	1.9865	6.7538	2.8803	4.6579	1.9027	7.0511

表 2(b)  $\begin{matrix} TE_{0n(p+\delta)} \\ TM_{0n(p+\delta)} \end{matrix}$  ( $n=1,2, p=0.1$ ) 模的  $f_0, \lambda-\epsilon_r$  变化结果

置于屏蔽结构中同轴介质谐振器  $r_1 = 2.0\text{mm}, r_2 = 7.0\text{mm}, r_3 = 8.0\text{mm}$   
 $L_1 = 3.0\text{mm}, L = 6.0\text{mm}, L_2 = 1.5\text{mm}, \epsilon_r = 9.5$

$\lambda \cdot f_0$ $\epsilon_r$	模式	TE <sub>01\delta</sub>		TE <sub>02\delta</sub>		TE <sub>01(\delta+1)</sub>		TE <sub>02(\delta+1)</sub>	
		$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$
35		6.7547	7.5072	4.6915	10.809	4.3156	11.750	3.8672	13.113
88		6.5842	4.8571	4.6469	6.8820	4.2471	7.5299	3.8365	8.3357
100		6.5711	4.5654	4.6436	6.4605	4.2421	7.0721	3.8343	7.8242

$\lambda \cdot f_0$ $\epsilon_r$	模式	TM <sub>01\delta</sub>		TM <sub>02\delta</sub>		TM <sub>01(\delta+1)</sub>		TM <sub>02(\delta+1)</sub>	
		$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$
35		3.3325	15.216	2.4033	21.100	2.9402	17.247	2.0133	25.187
88		3.2174	9.9398	2.0784	15.387	2.9004	11.026	1.9377	16.504
100		3.2102	9.3452	2.0623	14.547	2.8976	10.353	1.9324	15.525

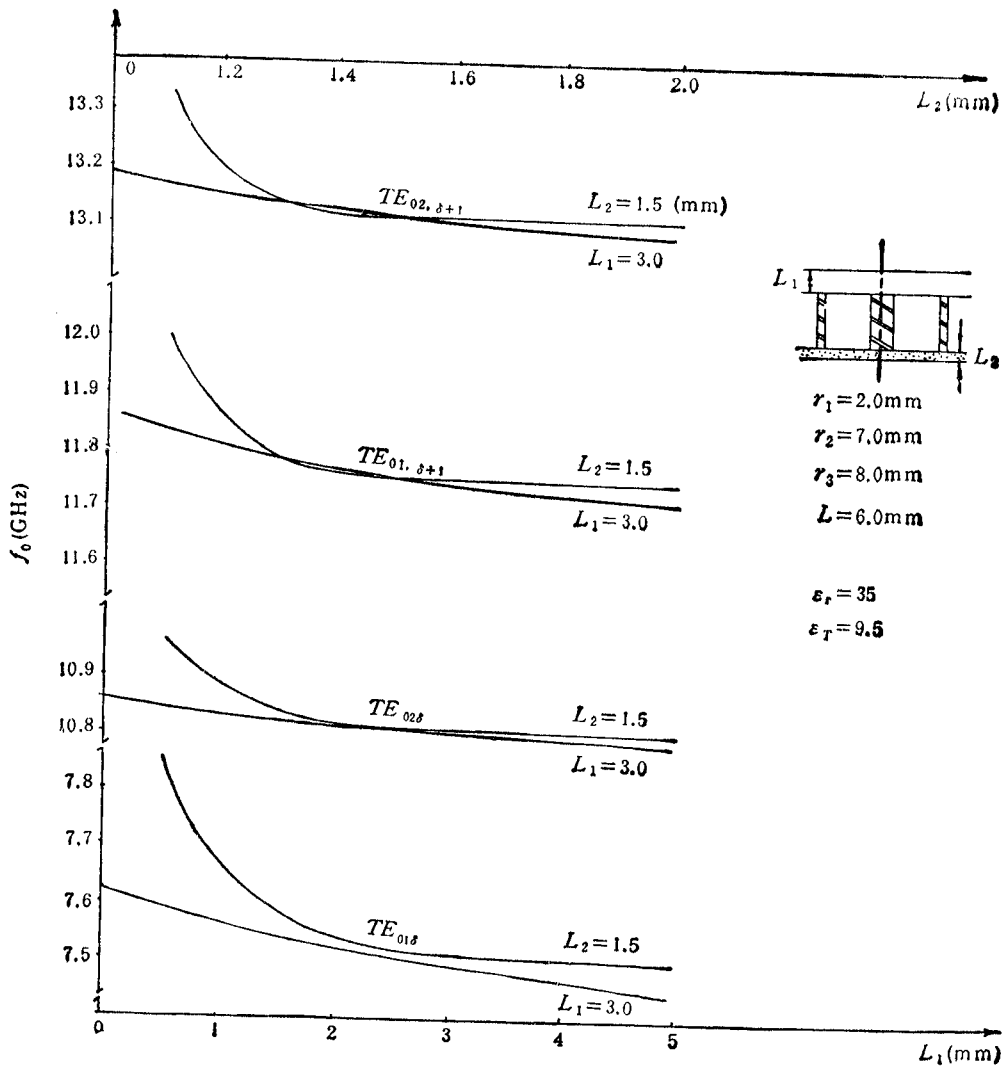


图 5  $TE_{0ns(p+\delta)}$  ( $n = 1, 2, p = 0.1$ ) 模的  $f_0-L_1, f_0-L_2$  曲线

表 3 不同介质基片对  $f_0$  的影响

置于屏蔽结构中  $r_1 = 2.0\text{mm}$   $r_2 = 7.0\text{mm}$   $r_3 = 8.0\text{mm}$   
 同轴介质谐振器  $L_1 = 3.0\text{mm}$   $L = 6.0\text{mm}$   $L_2 = 1.5\text{mm}$

$\epsilon_r = 35$

$f_0(\text{GHz})$	模式	$\epsilon_T$							
		$TE_{01\delta}$	$TE_{02\delta}$	$TE_{01(\delta+1)}$	$TE_{02(\delta+1)}$	$TM_{011}$	$TM_{02\delta}$	$TM_{01(\delta+1)}$	$TM_{02(\delta+1)}$
2.55		7.5470	10.826	11.840	13.171	15.276	21.331	17.344	25.288
9.5		7.5072	10.809	11.750	13.113	15.216	21.100	17.247	25.187

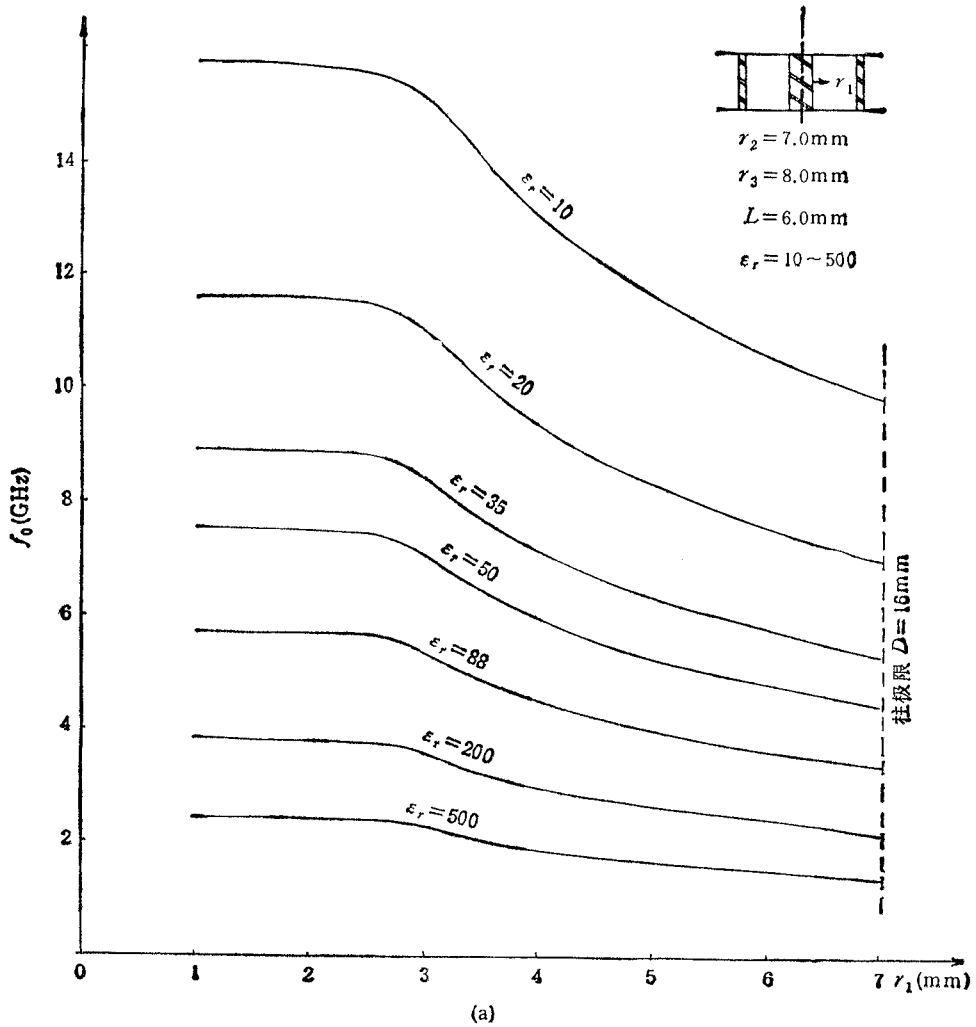


图 6(a) 主模 TE<sub>011</sub> 模的 f<sub>0</sub>-r<sub>1</sub> 曲线

表 4(a) TE<sub>0np</sub> (n = 1,2, p = 1,2,3,4,5) 模的 f<sub>0</sub> 和 λ 之值

置于两平行导体板间 r<sub>1</sub> = 2.0mm r<sub>2</sub> = 7.0mm r<sub>3</sub> = 8.0mm  
同轴介质谐振器 L = 6.0mm ε<sub>r</sub> = 35

λ · f <sub>0</sub> p	模式	TE <sub>01p</sub>		TE <sub>02p</sub>		TM <sub>01p</sub>		TM <sub>02p</sub>	
		λ(mm)	f <sub>0</sub> (GHz)	λ(mm)	f <sub>0</sub> (GHz)	λ(mm)	f <sub>0</sub> (GHz)	λ(mm)	f <sub>0</sub> (GHz)
1		5.6959	8.9028	4.4259	11.457	3.3143	15.300	2.3667	21.426
2		3.7295	13.597	3.5284	14.372	2.9168	17.385	2.0019	25.331
3		2.8691	17.674	2.8390	17.862	2.8524	19.867	1.8428	27.517
4		2.3908	21.210	2.3081	21.970	2.2214	22.828	1.6957	29.905
5		2.0362	24.903	1.9491	26.016	1.9409	26.127	1.5560	32.590

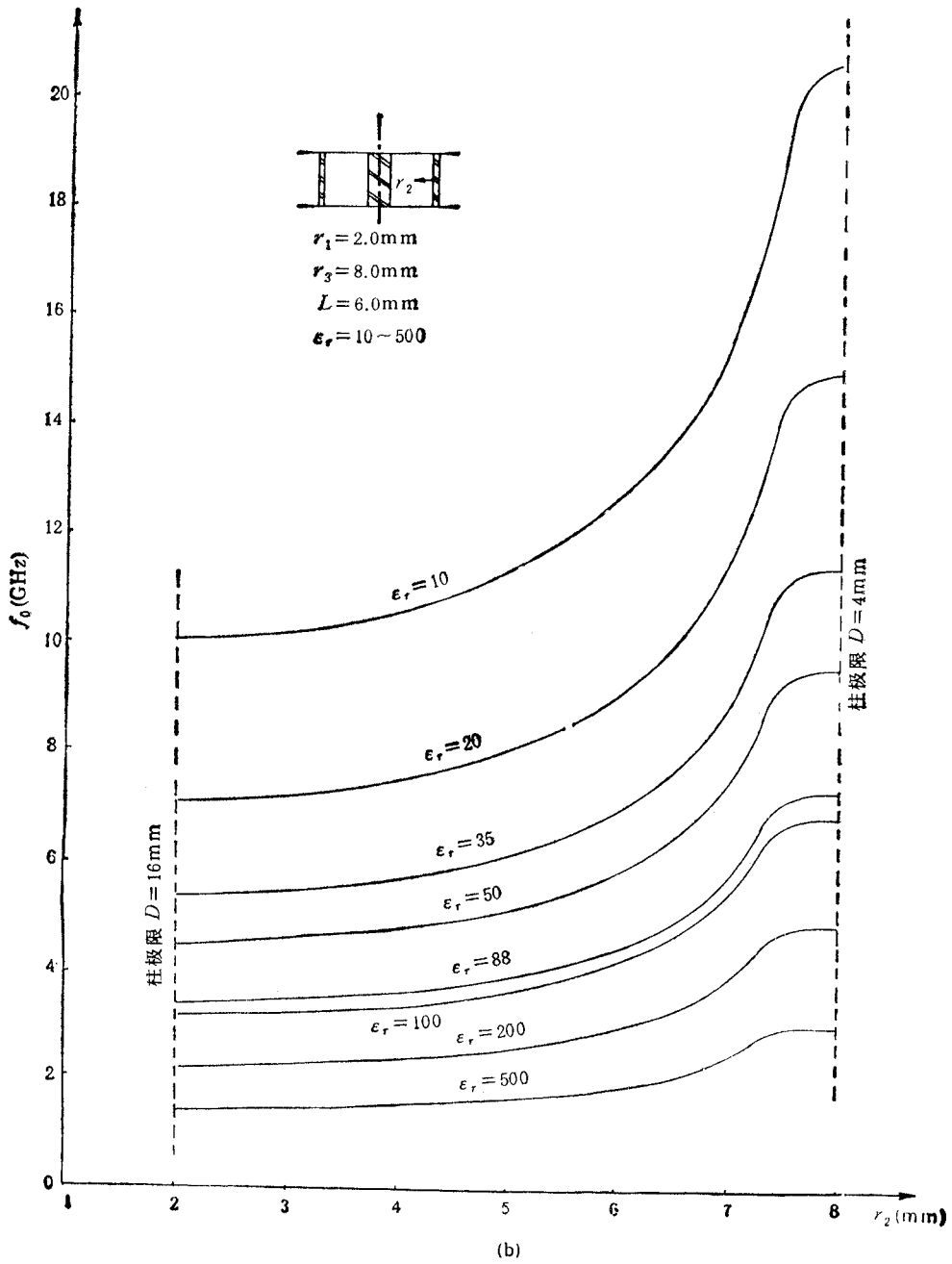


图 6(b) 主模  $TE_{011}$  模的  $f_0-r_2$  曲线

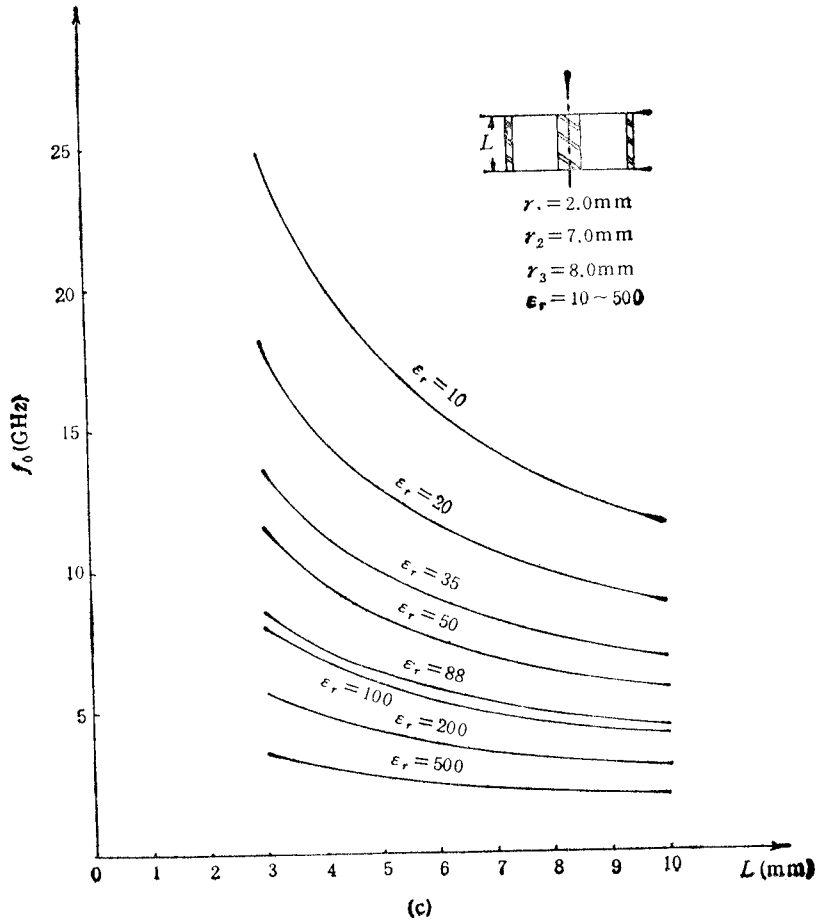


图 6(c) 主模  $TE_{011}$  模的  $f_0-L$  曲线

表 4(b)  $TE_{0n(p+\delta)}$  ( $n = 1, 2, p = 0, 1, 2, 3, 4$ ) 模的  $f_0$  和  $\lambda$  入值

置于屏蔽结构中  $r_1 = 2.0\text{mm}$   $r_2 = 7.0\text{mm}$   $r_3 = 8.0\text{mm}$   $\epsilon_r = 35$   
 同轴介质谐振器  $L_1 = 3.0\text{mm}$   $L = 6.0\text{mm}$   $L_2 = 1.5\text{mm}$   $\epsilon_T = 9.5$

$\lambda \cdot f_0$	模式		$TE_{0,1,\delta+p}$		$TE_{0,2,\delta+p}$		$TM_{0,1,\delta+p}$		$TM_{0,2,\delta+p}$	
	$p$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	$\lambda(\text{mm})$	$f_0(\text{GHz})$	
0		6.7547	7.5072	4.6915	10.809	3.3325	15.216	2.4033	21.100	
1		4.3156	11.750	3.8672	13.113	2.9402	17.247	2.0133	25.187	
2		3.2269	15.715	3.1787	15.953	2.5880	19.594	1.8580	27.293	
3		2.6622	19.048	2.6010	19.496	2.2675	22.364	1.7171	29.532	
4		2.2697	22.341	2.1830	23.230	1.9990	25.367	1.5864	31.966	

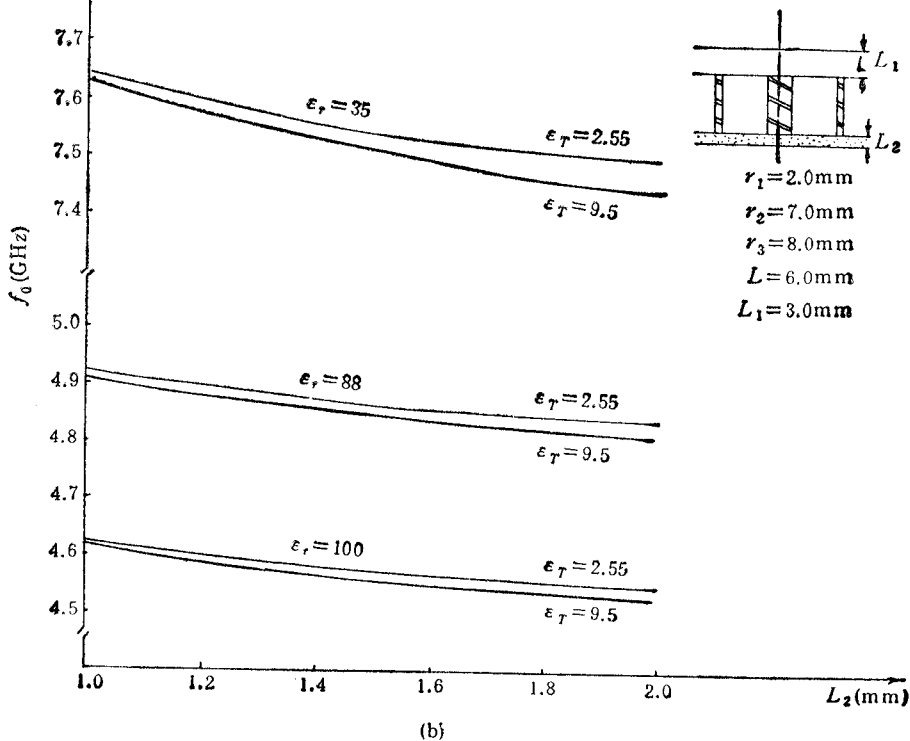
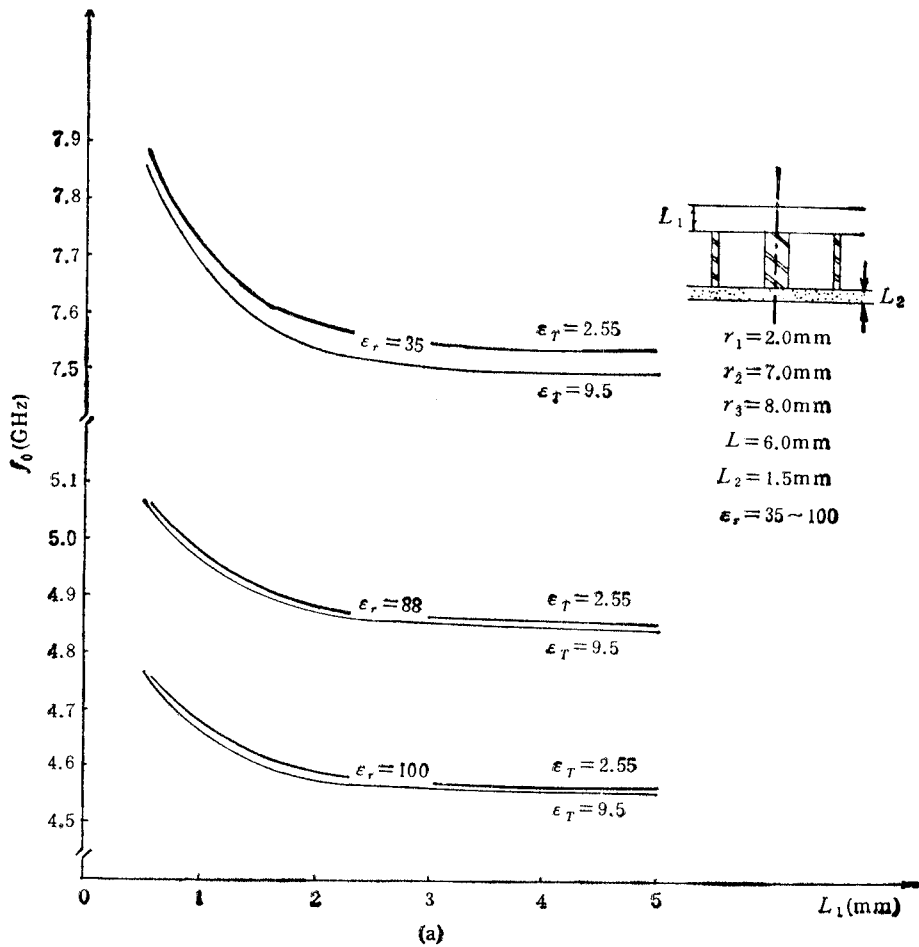


图 7 (a) 主模  $TE_{010}$  模的  $f_0-L_1$  曲线

(b) 主模  $TE_{010}$  模的  $f_0-L_2$  曲线

## 四、结 语

(1). 本文导出了任意层同轴介质谐振器中 TE、TM 模场分量表达式及其求解谐振频率的一般耦合特征方程,使同轴介质谐振器的工作在理论上达到完善。

(2). 同轴 ( $l = 3$  层)介质谐振器中的工作模式的谐振频率是随几何尺寸和介质特性变化而变化,作者通过计算机计算,得到了大量的曲线和数据表,为今后设计制作同轴介质谐振器的工程技术人员提供了可靠的理论依据,具有实用价值。

## 参 考 文 献

- [ 1 ] M. Pospieszalski, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-25**(1977), 228—231.
- [ 2 ] S. Fiedzuiszko, A. Jelenski, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-19**(1971), 778.
- [ 3 ] T. Itoh, R. Rudokas, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-25**(1977), 52—54.
- [ 4 ] R. Devore, J. F. Toth, R. Caldecott, *J. Appl. Phys.*, **44**(1973), 4488—4500.
- [ 5 ] R. D. Smedt, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-32**(1984), 1288—1293
- [ 6 ] D. Maystre, P. Vincent, J. C. Mage, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-31**(1983), 844—848.
- [ 7 ] A. Julien, P. Guillon, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-34**(1986), 723—729.
- [ 8 ] 陈进光,张白熔,电子学报,1986年,第5期,第97—103页。

## STUDY OF RESONANT FREQUENCY CHARACTERISTIC OF DIELECTRIC COAXIAL RESONATORS

Liu Lihua

(Xi'an Resenrh Institiue No 206, Changan 710100)

**Abstract** The TE and TM mode field expressions and their general coupled characteristic equations of the dielectric coaxial resonators (any number of interfaces) placed between two parallel conducting plates or placed in shield are derived. Particularly, the dielectric coaxial resonator (three interfaces) is studied and calculated in detail. And curves and tables of dominant mode and some higher-order modes resonant frequencies varied with the resonantor geometry and dielectric properties are given.

**Key words** Dielectric coaxial resonator; Resonant frequency; Coupled characteristic equation