

# 一种基于缝隙天线阻抗的带缝腔体 谐振频率计算方法

陈珂,杜平安,任丹

(电子科技大学机械电子工程学院,四川成都 611731)

**摘要:** 电磁波经缝隙进入机箱腔体后,会在某些频率点形成驻波而发生电磁谐振,导致腔体屏蔽效能急剧下降.为快速准确预测谐振频率以指导屏蔽腔体设计,本文基于缝隙天线阻抗理论提出一种带缝腔体谐振频率的计算方法.将电磁场用自由空间和腔体格林函数表示,根据缝隙处的边界条件建立等效磁流源的积分方程.通过矩量法求解积分方程,计算出腔体输入阻抗.根据谐振发生时电抗为零或电阻最小,可从频率-阻抗曲线获得谐振频率.本文方法不仅能预测缝隙谐振和低阶模式腔体谐振,还能预测出高阶谐振.与实验和 CST 仿真结果对比验证了本文方法的准确性及快速性.最后用本文方法分析了腔体和缝隙尺寸以及缝隙位置对谐振频率的影响.

**关键词:** 缝隙天线;谐振频率;屏蔽机箱;矩量法

**中图分类号:** TM153 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)01-0232-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.01.032

## A Method for Resonant Frequencies Calculation Based on the Impedance of Cavity-Backed Slot Antenna

CHEN Ke, DU Ping-an, REN Dan

(School of Mechatronics Engineering, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

**Abstract:** An efficient and accurate technique based on the impedance theory of cavity-backed slot antenna is introduced to calculate the resonant frequencies of a rectangular enclosure with a slot on its wall. Expressing electromagnetic fields in terms of cavity Green's function inside the enclosure and the free space Green's function outside the enclosure, an integral equation for equivalent magnetic current is obtained by enforcing the boundary condition across the slot. The Method of Moments is used to solve the integral equation for the input impedance. We can get resonant frequencies from the zero reactance or the minimum resistance on the frequency-impedance curves. Our method is verified successfully by experimental results and CST. The effects of the cavity size, of the slot length, and of the slot offset on the resonant frequency are discussed.

**Key words:** cavity-backed slot antenna; resonant frequency; shielded enclosure; method of moments

### 1 引言

电子设备机箱由于装配等原因不可避免地存在缝隙,缝隙是影响机箱屏蔽效能的重要因素.电磁波经缝隙进入机箱腔体后,会在某些频率点形成驻波而发生电磁谐振,导致腔体屏蔽效能急剧下降,甚至出现屏蔽效能为负.因此,如果电子设备的工作频率位于谐振频率附近,则将受到高强度的电磁干扰.为避免电磁谐振发生,快速、准确预测带缝腔体的谐振频率是必要的.

文献[1]指出带缝腔体内部不可避免地存在腔体谐振、孔缝谐振及腔体-孔缝耦合谐振.文献[2~4]分别从实验、仿真和理论分析角度研究了缝隙谐振,推导了缝隙谐振频率计算公式.文献[5]提出包含孔缝耦合效应的BLT方程,预测出了腔体谐振模式.文献[6]提出了计算矩形腔体自然谐振频率的公式,可以准确计算腔体谐振频率,但没有考虑孔缝影响.文献[7]提出的等效电路模型能快速计算带孔缝腔体谐振频率,但只能预测出 $TE_{10}$ 模式的谐振频率,不能预测高阶模式的谐

谐振频率. 文献[8]运用广义网络方法研究了孔腔谐振发生的条件, 即总的输入阻抗为零.

电子机箱内部一般都有 PCB, 各种类型的凸台、凹槽等微小结构, 这些内部结构会使空腔中电磁场的分布和谐振频率发生改变<sup>[9,10]</sup>. 文献[11]以 PCB 为干扰源研究了带孔机箱的电磁辐射特性; 文献[9,12]从微扰理论的角度分析了内部扰动对谐振频率偏移的影响. 本文为了分析缝隙结构和腔体尺寸等因素对谐振频率的影响, 忽略了腔体内部结构的扰动, 研究对象为空腔上开有窄缝. 从电磁谐振原理出发, 根据谐振发生条件, 基于缝隙天线阻抗理论提出一种快速准确计算开有窄缝矩形腔体谐振频率的方法. 缝隙处的场由磁流源等效并由一系列分片正弦基函数展开, 在缝隙处用格林函数方法建立积分方程, 并通过矩量法求解出总的输入阻抗, 从频率-阻抗曲线上就可获得谐振频率. 输入阻抗可表示为频率、腔体和缝隙尺寸及位置的函数, 可以方便地研究腔体结构参数对谐振频率的影响. 利用本文方法能预测出宽频带内所有缝隙谐振和腔体谐振. 实验和 CST 的仿真结果验证了本文方法的准确性及快速性.

## 2 计算方法的理论推导

图 1 为一矩形腔体正面, 面上开有一条窄缝. 腔体尺寸为  $a \times b \times c$ , 缝隙尺寸为  $L \times W$ , 缝中心离坐标轴距离为  $x_d$  和  $y_d$ .  $(x, y, z)$  和  $(x', y', z')$  分别为场点和源点坐标. 对于窄缝 ( $k_0 W \ll 1, W \ll L$ ), 可只考虑垂直缝长边的电场, 因此忽略横向磁流源分量  $M_x$ , 只考虑纵向磁流源分量  $M_y$ . 缝由位于缝中心的电流源激励.

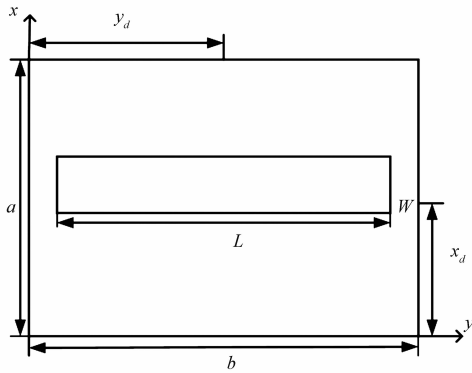


图1 窄缝位于矩形腔体的前端面

首先, 在窄缝区域应用磁场连续边界条件

$$H_y^c - H_y^u = I_0 \delta(y - y_0) \quad (1)$$

式中, 上标  $u$  和  $c$  分别表示半空间和腔体,  $I_0$  是电流源的终端电流. 利用格林函数建立积分方程,

$$\begin{aligned} & \iint_{s_0} [2G_f(x, y; x', y') + G_c(x, y; x', y')] M_y(y') ds' \\ & = I_0 \delta(y - y_0) \end{aligned} \quad (2)$$

式中,  $G_f$  和  $G_c$  分别为自由空间和腔体格林函数.  $s_0$  为缝

隙区域, 因子 2 用于考虑镜像的影响. 其中,

$$G_f(x, y; x', y') = \frac{-j}{\omega \mu} \left( \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_0^2 \right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (3)$$

式中,  $R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}$ .

$$\begin{aligned} G_c(x, y; x', y') = & - \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} C_1 \varepsilon_p (k_0^2 - k_y^2) \cos(k_x x) \\ & \cdot \cos(k_x x') \sin(k_y y) \sin(k_y y') \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $C_1 = 2 / (j\omega\mu_0 abk_g \tan(k_g c))$ ,  $k_x = p\pi/a$ ,  $k_y = q\pi/b$ ,

$$\varepsilon_{p,q} = \begin{cases} 1, p, q = 0 \\ 2, p, q > 0 \end{cases}, k_g = \begin{cases} \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}, & \text{传输模} \\ -j \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2}, & \text{非传输模} \end{cases}$$

运用矩量法求解积分方程(2), 将磁流源  $M_y(y)$  用一系列分片正弦基函数(PWS)展开

$$M_y(y) = \frac{1}{W} \sum_{n=1}^N V_n f_n(y) \quad (5)$$

式中,

$$f_n(y) = \begin{cases} \frac{\sin[k_0(d - |y - y_n|)]}{\sin(k_0 d)}, & y_n - d < y < y_n + d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (6)$$

$y_n = -L/2 + nd$ ,  $d = L/(N + 1)$ ,  $k_0$  为自由空间波数,  $V_n$  是待求的未知系数.

将式(5)代入式(2), 得

$$\begin{aligned} & \frac{1}{W} \sum_{n=1}^N V_n \iint_{s_0} [2G_f(x, y; x', y') + G_c(x, y; x', y')] f_n(y') ds' \\ & = I_0 \delta(y - y_0) \end{aligned} \quad (7)$$

为了简便, 令  $I_0 = 1$ . 使用 Galerkin 方法, 将式(7)写成矩阵形式,

$$[2Y_{mn}^f + Y_{mn}^c][V_n] = [f_n(y_0)]; m, n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

式中,  $Y_{mn}^f$  和  $Y_{mn}^c$  分别为自由空间导纳和腔体导纳, 表达式为

$$Y_{mn}^{f,c} = \frac{1}{W^2} \iint_{s_0} \iint_{s_0} f_m(y) G_{f,c}(x, y; x', y') f_n(y') ds ds' \quad (9)$$

自由空间导纳  $Y_{mn}^f$  可由文献[13]得出, 计算腔体导纳时可用文献[14]的分析方案简化积分求解.

带缝腔体的输入阻抗  $Z_{in}$  表示为电压与电流的比值

$$Z_{in} = \frac{V_0}{I_0} = V_0 \quad (10)$$

式中,

$$V_0 = - \int_{-W/2}^{W/2} E_x(x, y_0) dx = WM_y(y_0) \quad (11)$$

则  $Z_{in}$  可写成

$$Z_{in} = \sum_{n=1}^N V_n f_n(y_0) \quad (12)$$

自由空间导纳  $Y_{mn}^f$  和腔体导纳  $Y_{mn}^c$  求出后, 由矩阵方程(8)即可求出未知系数  $V_n$ , 代入式(12)就可求出总的输入阻抗  $Z_{in}$ .  $Z_{in}$  可表示为频率、腔体尺寸、缝隙尺寸

及位置的函数,其他参数固定时就可得出  $Z_{in}$  与频率的关系曲线,其中  $Z_{in}$  虚部(电抗)的零值点处以及实部(电阻)的极小值点对应谐振频率。

### 3 方法验证与讨论

表 1 中给出了 3 种带缝腔体的尺寸参数. Long 实验模型<sup>[15]</sup>是背腔式缝隙天线,为了将本文方法计算的阻抗与 Long 的实验结果进行对比,文中假设腔体上的缝位于无限大接地导电平面上. 针对腔体 1,结果如图 2 所示. 从图 2 中可以看出,电抗曲线的零值点处对应着谐振频率,两种方法得出的谐振频率差别很小,误差在 2% 以内. 虽然本文方法与实验结果在幅值上存在差异,但阻抗曲线的大体趋势是一致的,说明用本文方法来预测谐振频率是有效的。

表 1 3 种带缝腔体的结构参数

腔体	腔体尺寸 $a \times b \times c$ (mm)	窄缝尺寸 $L \times W$ (mm)	窄缝位置	
			$y_d$	$x_d$
腔体 1	$100 \times 350 \times 178.6$	$250 \times 10$	$b/2$	$a/2$
腔体 2	$60 \times 150 \times 150$	$120 \times 4$	$b/2$	$a/2$
腔体 3				$a/4$

针对腔体 2 和腔体 3,对本文方法计算的谐振频率进行分析,并与 CST 仿真软件结果进行对比,其中窄缝分别位于腔体正面的中心和偏离中心的位置. 图 3 和图 4 给出了本文方法计算的频率-阻抗曲线,表 2 和表 3 对比了本文方法和 CST 及腔体自然谐振频率计算公式<sup>[6]</sup>的计算结果,腔体自然谐振频率计算公式为

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2 + (p/c)^2} \quad (13)$$

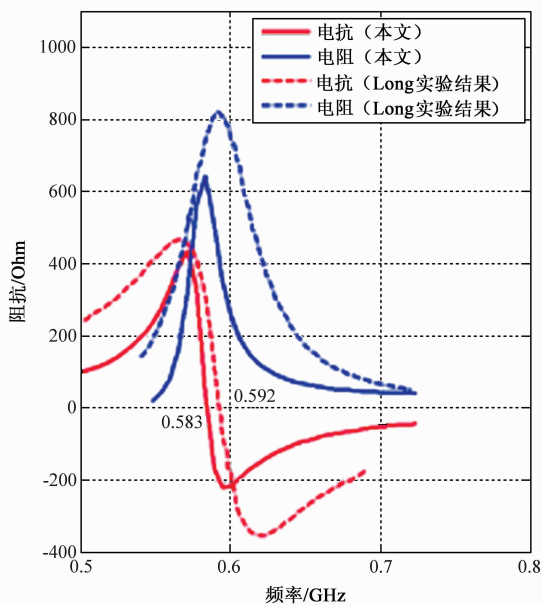


图 2 本文结果与实验结果对比

在图 3、图 4 的频率-阻抗图中,谐振频率用  $f_n$  标记. 图中红色曲线的零值点(电抗为零)及蓝色曲线的极小值点(电阻为极小值)对应谐振频率,分别为受迫谐振和腔体自然谐振<sup>[13]</sup>. 受迫谐振是腔体和缝隙相互耦合产生的,而在腔体自然谐振时,缝隙处切向电场接近 0,使缝隙与腔体之间的耦合很弱,导致输入电阻非常小。

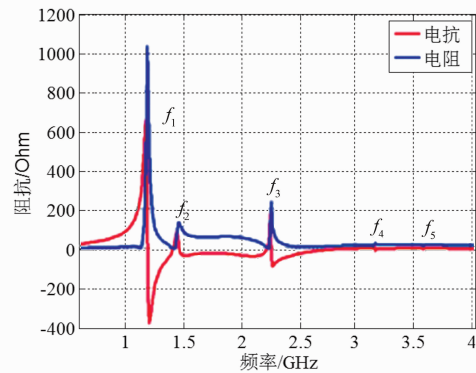
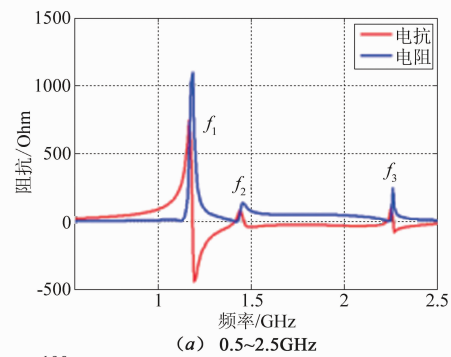
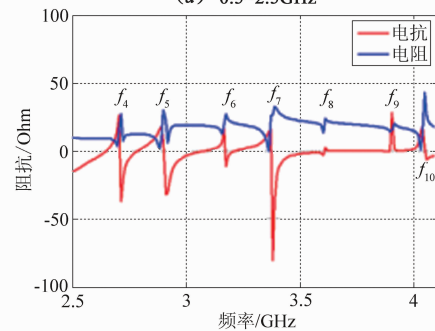


图 3 腔体 2 的频率-阻抗曲线



(a) 0.5~2.5GHz



(b) 2.5~4.1GHz

图 4 腔体 3 的频率-阻抗曲线

表 2 和表 3 中,谐振频率值后面的括号中标出了相应的谐振形式,其中缝隙表示缝隙谐振,  $mnp$  ( $m, n, p$  分别为  $x, y, z$  方向的模式数)表示腔体谐振. 谐振频率对应的谐振形式可由 CST 的场分布图得出,缝隙谐振和腔体谐振的场分布如图 5 所示. 从表 2 和表 3 可以看出,对于两种腔体,本文方法计算的谐振频率与 CST 结果非常吻合,并且谐振点处谐振形式也一致。

表 2 腔体 2 计算结果与仿真结果对比

$f_n$	CST (GHz)	本文方法 (GHz)	误差 (%)	腔体自然谐振频率 (GHz)
$f_1$	1.19(缝隙)	1.19(缝隙)	0	—
$f_2$	1.52(011)	1.48(011)	2.63	1.41(011)
$f_3$	2.3(012)	2.27(012)	1.3	2.24(012)
$f_4$	3.16(013)	3.18(013)	0.63	3.16(013)
$f_5$	3.69(032)	3.60(032)	2.44	3.61(032)

表 3 腔体 3 计算结果与仿真结果对比

$f_n$	CST (GHz)	本文方法 (GHz)	误差 (%)	腔体自然谐振频率 (GHz)
$f_1$	1.19(缝隙)	1.18(缝隙)	0.84	—
$f_2$	1.51(011)	1.46(011)	3.31	1.41(011)
$f_3$	2.29(012)	2.26(012)	1.31	2.24(012)
$f_4$	2.71(110)	2.7(110)	0.37	2.69(110)
$f_5$	2.91(111)	2.90(111)	0.34	2.87(111)
$f_6$	3.16(013)	3.18(013)	0.63	3.16(013)
$f_7$	3.38(112)	3.36(112)	0.59	3.35(112)
$f_8$	3.69(缝隙)	3.60(032)	2.44	3.61(032)
$f_9$	3.93(130)	3.91(130)	0.51	3.91(130)
$f_{10}$	4.04(113)	4.03(113)	0.25	4.03(113)

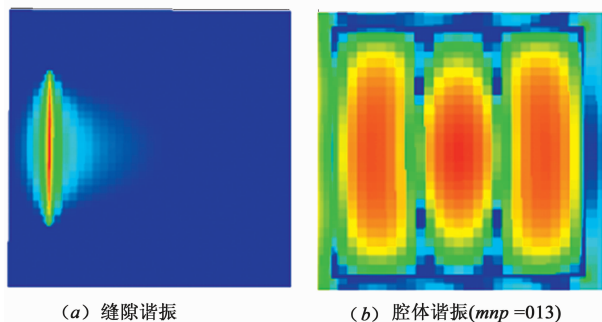


图 5 谐振时的场分布

腔体 2 中,  $f_1$  处表现为缝隙谐振, 对应着零电抗值. 其他则表现为腔体谐振, 对应着零电抗值或电阻的极小值, 且谐振频率接近腔体自然谐振频率. 腔体 3 与腔体 2 相比, 由于缝偏离中心的影响, 激起了更多的腔体模式. 根据文献[3]中提出的孔缝共振公式可知,  $f_1$  为缝隙谐振的基频,  $f_6$  处的谐振频率接近缝隙谐振基频的 3 倍, 同时又接近腔体模式 ( $mnp = 032$ ) 的谐振频率, 所以缝隙谐振和腔体谐振都很明显.

文中是用 MATLAB 直接对矩阵方程求解, 但是对矩阵进行分析可以有效减少矩阵单元的计算时间. 自由空间导纳矩阵  $Y_{mn}^f$  满足  $Y^f(m, n) = Y^f(n, m)$  且  $Y^f(m, n) = Y^f(m-1, n-1)$ , 所以在计算  $Y_{mn}^f$  时只需计算第一行或者第一列的  $N$  个元素, 而矩阵的其他元素分别与这  $N$  个元素相同. 同理, 将腔体导纳矩阵  $Y_{mn}^c$  写成  $Y_{mn}^c = Y_c^f(m, n) + Y_c^r(m, n)$ , 其中  $Y_c^f(m, n)$  与  $Y_{mn}^f$  具有相同的性质, 而  $Y_c^r(m, n)$  满足  $Y_c^r(m, n) = Y_c^r(m-1, n+1)$ , 计算  $Y_c^r$  时需计算  $2N-1$  个元素. 针对腔体 2, 本文方法和

CST 仿真软件的计算时间分别为 61s 和 335s, 说明本文方法的计算效率更高. 文中使用的计算机配置为: 处理器 Intel(R) Core(TM) i5-3230M CPU @ 2.60GHz; 内存 8GB; 操作系统 Win7 64 位.

#### 4 结构参数对谐振频率的影响分析

本节用本文方法分析腔体截面尺寸、腔体深度以及缝隙长度、位置对谐振频率的影响. 以下图表中缝隙表示缝隙谐振,  $f_n$  标记同表 2 和表 3.

图 6 中给出了腔体截面尺寸对谐振频率的影响, 其他参数同腔体 2. 可以看出, 截面尺寸对缝隙谐振的影响很小, 主要影响腔体谐振模式. 由于  $x$  方向模式数为 0, 导致腔体模式 011、012 和 013 在两种截面尺寸下重合. 表 4 中给出了两种截面尺寸下的谐振模式, 可以得出随着  $x$  方向尺寸增大, 该方向上的模式数会增多, 激励出 211 和 212 模式, 而  $y$ 、 $z$  方向上的尺寸没发生变化, 导致这两个方向上的模式数也不变.

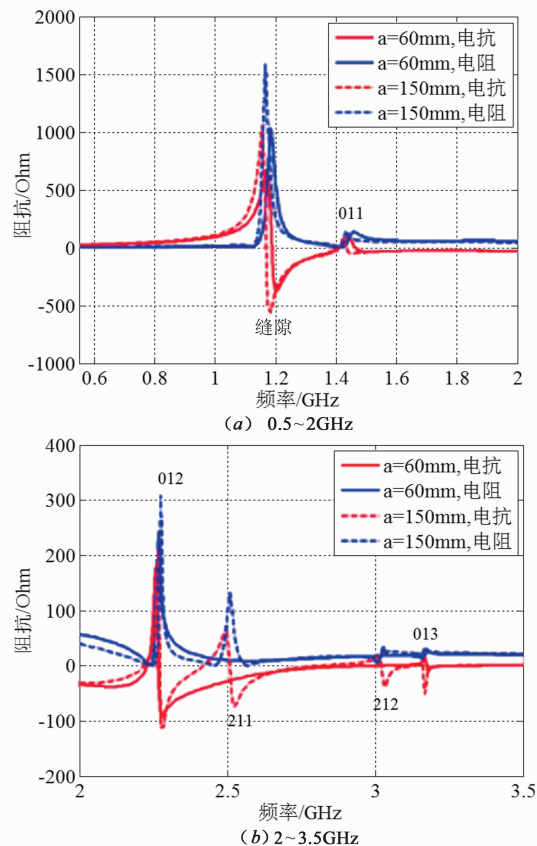


图 6 不同截面尺寸的频率-阻抗曲线

图 7 分析了腔体 2 的深度对谐振频率的影响, 可以看出深度的改变对缝隙谐振基本无影响, 而腔体谐振频率有明显偏移. 虽然改变了腔体的谐振频率值, 但对谐振模式无影响.

图 8 分析了腔体 2 中缝隙长度对谐振频率的影响.

可以看出,缝隙越长,缝隙谐振频率越小,而对腔体谐振影响不大.

表 4 不同截面尺寸下的谐振模式

$a = 60\text{mm}$	缝隙( $f_1$ )	011	012
$a = 150\text{mm}$	缝隙( $f_1$ )	011	012
		211	212

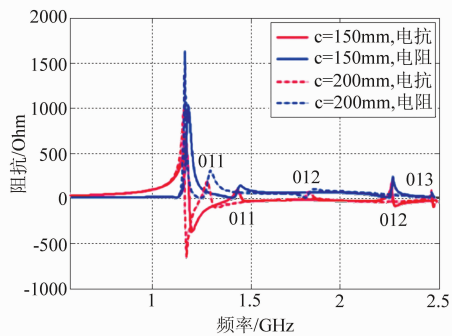


图 7 不同腔体深度的频率-阻抗曲线

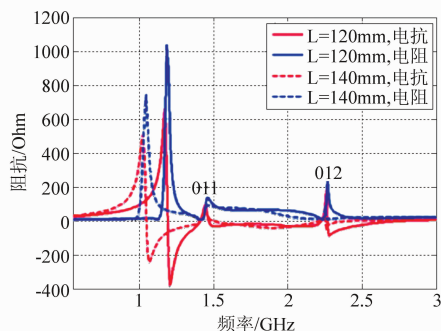


图 8 不同缝隙长度的频率-阻抗曲线

本文前面已经分析了腔体 2 和腔体 3 中不同缝位置的频率-阻抗曲线,结果如图 3 和图 4 所示.表 5 中列出了两种情况下缝隙谐振和腔体谐振模式,可以发现缝隙位置偏离中心时对缝隙谐振几乎无影响,而  $x$  方向上模式数增多,激起了更多的谐振模式.

表 5 不同缝隙位置下的谐振模式

$x_d = a/2$	缝隙( $f_1$ )	011	012	013
$x_d = a/4$	缝隙( $f_1$ )	011	012	013
		111	112	113

通过以上分析,我们可以得出以下规律:

腔体尺寸的改变对缝隙谐振的影响很小,但是会影响腔体的谐振模式和谐振频率.截面尺寸对腔体谐振模式影响较大,尺寸越大,谐振模式越多,并会使谐振频率偏移.腔体深度的变化不会使谐振模式发生变化,但会使谐振频率偏移.缝隙尺寸主要影响缝隙谐振,对腔体谐振影响很小.缝隙尺寸越大,谐振频率越小.缝隙位置对缝隙谐振影响很小,缝隙偏离中心时会激起更多的腔体谐振模式.

## 5 结束语

本文基于缝隙天线阻抗理论提出了一种快速、准确计算带缝腔体谐振频率的方法.利用本文方法不仅能预测出缝隙谐振,还能预测出高阶的腔体谐振模式,此外还可分析孔缝位置以及结构尺寸对谐振频率的影响.与实验结果和 CST 仿真结果进行对比验证了本文方法的准确性及快速性.

本文计算带缝腔体谐振频率的方法是基于腔体格林函数可以求出的条件下得出的.对于规则的、简单填充的几何腔体可以找到它们的格林函数,从而可以利用本文方法计算出谐振频率.而对于非规则腔体或者内部结构比较复杂时,要求出它们的腔体格林函数则变得很困难,甚至不能用解析方法求解,此时本文方法不再适用.此外,本文采用空腔主要是分析缝隙结构和腔体尺寸对谐振频率的影响规律,当腔体内部有微小结构的扰动时,可以从微扰理论的角度来分析它们对谐振频率偏移的影响.

## 参考文献

- [1] Li M, Nuebel J, Drewniak J L, et al. EMI from cavity modes of shielding enclosures—FDTD modeling and measurements[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2000, 42(1): 29–38.
- [2] 周金山, 刘国志, 王建国. 矩形孔缝耦合特性实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2003, 15(12): 1229–1232.  
Zhou Jin-shan, Liu Guo-zhi, Wang Jian-guo. Experimental studies on coupling characteristics of rectangular slot[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2003, 15(12): 1229–1232. (in Chinese)
- [3] 马飞, 朱占平, 钱宝良, 等. 微波脉冲与带矩形窄缝腔体耦合多峰共振特性的研究[J]. 微波学报, 2008, 24(S1): 40–43.  
Ma Fei, Zhu Zhan-ping, Qian Bao-liang, et al. Investigation on multi-peak resonant characteristic of microwave coupling into the cavity with a narrow rectangular slot[J]. Journal of Microwaves, 2008, 24(S1): 40–43. (in Chinese)
- [4] 朱占平, 钱宝良. 利用互补天线原理求解孔缝的共振性能[J]. 强激光与粒子束, 2009, 21(4): 536–540.  
Zhu Zhanping, Qian Baoliang. Resonant performance of microwave-slot coupling derived using complementary antenna theory[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2009, 21(4): 536–540. (in Chinese)
- [5] 罗静雯, 杜平安, 任丹, 等. 一种基于 BLT 方程的孔缝箱体屏蔽效能计算方法[J]. 物理学报, 2015, 64(1): 1–8.  
Luo Jing-Wen, Du Ping-An, Ren Dan, et al. A BLT equation-based approach for calculating the shielding effectiveness of enclosures with apertures[J]. Acta Physica Sinica,

- 2015,64(1):1-8. (in Chinese)
- [6] Harrington R F. Time-Harmonic Electromagnetic Fields [M]. New York: McGraw-Hill, 1961. 155-157.
- [7] Robinson M P, Benson T M, Christopoulos C. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1998, 40(3): 240-248.
- [8] 梁昌洪. 带孔柱形腔在谐振附近的孔耦合 [J]. 电子学报, 1982, 10(4): 41-46.  
Liang Chang-hong. Coupling through cylindrical cavity-backed aperture in vicinity of resonances [J]. Acta Electronica Sinica, 1982, 10(4): 41-46. (in Chinese)
- [9] 唐金欢. 电子设备电磁兼容仿真模型的简化研究 [D]. 陕西西安: 西安电子科技大学, 2008. 8.  
Tang Jinhuan. Research on SIMPLIFYING the EMC Simulation Model of Electronic Equipments [D]. Xi'an, Shaanxi: Xidian University, 2008. 8. (in Chinese)
- [10] 范杰清, 郝建红, 柴培华. 内部窗口结构对开孔矩形腔体近场屏蔽效能的影响 [J]. 物理学报, 2014, 63(1): 1-9.  
Fan Jie-qing, Hao Jian-hong, Qi Pei-hua. Influence of inner windows on near-field shielding effectiveness of rectangular cavity with apertures [J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(1): 1-9. (in Chinese)
- [11] 刘恩博, 杜平安, 周元, 等. 以 PCB 为干扰源的带孔机箱电磁辐射特性仿真研究 [J]. 电子学报, 2015, 43(3): 611-614.  
Liu En-bo, Du Ping-an, Zhou Yuan, et al. Numerical simulation on the electromagnetic radiation performance of enclosures with apertures excited by PCB [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(3): 611-614. (in Chinese)
- [12] 梁昌洪, 曹祥玉. 广义微扰法 [J]. 电子学报, 2003, 31(S1): 1994-1997.  
Liang Chang-hong, Cao Xiang-yu. Generalized perturbation method [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(S1): 1994-1997.
- [13] Leung K W, Luk K M. Moment method solution of aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna using exact modal Green's function [J]. IEE Proceedings of Micro Antennas Propagation, 1994, 141(5): 377-381.
- [14] Chow K Y, Leung K W. Theory and experiment of the cavity-backed slot-excited dielectric resonator antenna [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2000, 42(3): 290-297.
- [15] Long S A. A mathematical model for the impedance of the cavity-backed slot antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1977, 25(6): 829-833.

### 作者简介



陈珂女, 1992年8月出生, 湖北天门人, 电子科技大学机械电子工程学院硕士研究生. 主要研究方向为电磁屏蔽, 电磁谐振特性研究.

E-mail: kechen0628@163.com



杜平安(通信作者)男, 1962年出生, 重庆开县人, 电子科技大学机械电子工程学院教授、博士生导师. 主要研究方向为机电系统多物理场特性数值仿真技术.

E-mail: dupingan@uestc.edu.cn



任丹男, 1986年出生, 安徽淮南人, 电子科技大学机械电子工程学院博士研究生. 主要研究方向为电磁兼容, 电磁干扰, 多物理场耦合等.