

一种考虑小孔尺寸效应的孔阵等效建模方法*

任丹 杜平安† 聂宝林 曹钟 刘文奎

(电子科技大学机械电子工程学院, 成都 611731)

(2013年12月31日收到; 2014年3月4日收到修改稿)

对带孔阵腔体的电磁屏蔽特性进行数值计算时, 为减少模型网格数量并降低孔阵建模复杂度, 提出一种考虑小孔尺寸效应的孔阵等效建模方法. 首先将孔阵等效为面积相同的单孔, 然后根据孔数量对单孔尺寸进行缩小. 利用孔阵导纳理论和数值仿真拟合方法分别建立缩小比例与小孔数量的关系, 对比得出拟合方法得到的缩小比例公式精度较高的结论. 通过改变干扰源、监测点位置、孔阵面积、孔阵位置、小孔形状及腔体尺寸等参数, 验证了等效方法的适用性. 孔阵等效建模方法能在保证仿真精度的前提下显著减少网格数量, 可为大型复杂腔体屏蔽特性的数值计算提供一种有效的简化手段.

关键词: 电磁屏蔽, 孔阵, 尺寸效应, 等效建模

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Gz, 41.90.+e

DOI: 10.7498/aps.63.120701

1 引言

电磁屏蔽用于阻挡电磁能量的传输, 是抑制电磁干扰、防止能量泄漏的重要手段. 由于通风散热的需要, 屏蔽腔体上通常设计有一系列小孔组成的孔阵, 它是影响腔体屏蔽特性的关键因素^[1], 受到众多学者的关注^[2-9].

解析方法和数值方法可用于带孔阵腔体屏蔽效能的计算. 解析方法的计算速度快, 结果较准, 但只能用于简单腔体. 解析方法中, Bethe^[10]提出的小孔衍射理论将无限大零厚度平面上的小孔看成是电偶极子和磁偶极子的组合, Mendez^[11]对其理论进行了改进, 但只适用于低频范围. 近年来等效电路方法^[12]得到广泛关注, 在计算单孔腔体的屏蔽效能时具有很高的精度及效率, 但处理孔阵时误差较大. 数值方法包括矩量法、有限元法、时域有限差分法、传输线矩阵法等, 广泛用于宽频带上带孔阵复杂腔体的屏蔽效能计算^[13-16].

在对带孔阵腔体屏蔽效能进行数值计算时, 由于组成孔阵的小孔数量众多且与腔体总体尺寸相差很大, 导致腔体模型的网格数量巨大, 特别是在

大型复杂腔体 (如机舱) 的电磁特性分析中, 往往由于存在大量小孔而导致整机的仿真无法进行. 为此, 本文提出了一种孔阵等效建模方法, 该方法在保证等效前后腔体内场分布相同的条件下, 将孔阵等效为一个单孔, 以减少模型网格数量, 可为大型电子设备整机的电磁特性分析提供一种简化手段.

2 孔阵等效建模思路

2.1 小孔尺寸效应对屏蔽效能的影响

首先研究带孔阵腔体的屏蔽特性. 腔体尺寸 $300\text{ mm} \times 300\text{ mm} \times 120\text{ mm}$, 厚度 1 mm , 材料为铝. 正面开有由圆形小孔组成的孔阵, 开孔总面积为 1256.6 mm^2 , 孔阵中心位于机箱面板中心. 激励源为垂直入射、垂直极化平面波, 仿真频率 $0-3\text{ GHz}$, 取腔体中心点 P 为屏蔽效能测试点, 如图 1 所示.

采用 CST 软件分别计算在相同开孔面积下单孔和 2×2 , 3×3 , 4×4 , 5×5 , 6×6 孔阵的屏蔽效能, 结果见图 2. 表 1 给出了 0.5 GHz 频点处孔数量、小孔尺寸与腔体中心电场屏蔽效能之间的关系.

* 国家自然科学基金 (批准号: 51175068) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: dupingan@uestc.edu.cn

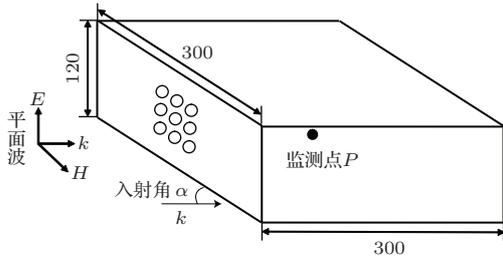


图1 仿真计算腔体几何模型

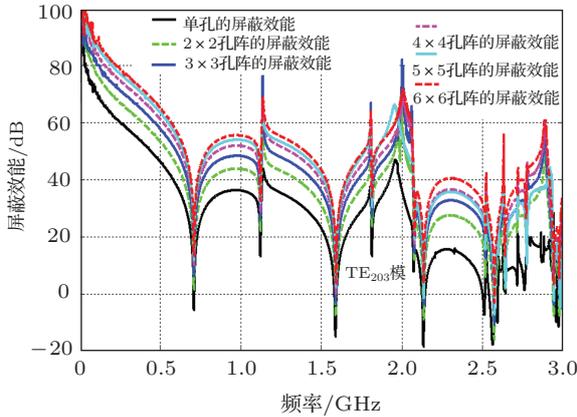


图2 (网刊彩色) 相同开孔面积下的单孔和孔阵的屏蔽效能对比

表1 0.5 GHz 频点处孔数量、小孔尺寸与屏蔽效能的关系

孔数量	小孔直径/mm	0.5 GHz 频点监测点的屏蔽效能/dB
1 (1 × 1)	40.00	37.431
4 (2 × 2)	20.00	44.324
9 (3 × 3)	13.33	48.532
16 (4 × 4)	10.00	51.595
25 (5 × 5)	8.00	54.191
36 (6 × 6)	6.67	56.404

从图2和表1可以发现, 同面积下带孔阵腔体屏蔽效能高于单孔, 且孔阵的小孔数量越多 (尺寸越小), 腔体的屏蔽效能越高. 产生这种现象的原因主要是小孔的尺寸效应.

另外, 在腔体第4个主谐振点 (TE₂₀₃ 模) 频率以下, 随着孔数量的增多, 屏蔽效能只是幅值的提高, 而谐振点不受影响. 但在更高的频段, 由于孔缝谐振及孔缝腔体耦合谐振, 导致谐振规律非常复杂.

2.2 小孔尺寸效应的物理机制

Robinson 等^[12] 提出了一种基于波导和传输线理论的等效电路模型, 将矩形机箱等效成一端短路的波导, 孔等效成共面的带状传输线. 由于计算简

便, 且与远场测试数据符合, 被广泛用于带孔腔体的屏蔽效能分析, 如图3所示.

根据图3(b)所示电路, 入射波用等效电压源替代, 其电压为 V_0 , 阻抗为 Z_0 ; 孔被等效成左右两端短路的共面带状传输线, 其阻抗为 Z_{ap} ; 机箱被等效成终端短路的波导, 特性阻抗及传输常数分别为 Z_g 和 k_g .

孔阵阻抗由 Dehkhoda 等^[17] 提出的孔阵导纳近似公式计算得到, 即

$$Z_{ap} = \frac{j\pi d^3 n}{3\lambda_0 Y_0 (a \times b)}, \quad (1)$$

式中, d 为小孔直径, n 为孔阵中的小孔总数量, λ_0 为自由空间中的波长, Y_0 为自由空间中的导纳, a 和 b 分别为开孔面的长宽尺寸.

孔阵阻抗计算模型见图4. 图中 d_h 和 d_v 分别为孔阵中两孔间的水平和垂直方向间距, l 和 w 分别为孔阵水平和垂直方向的尺寸.

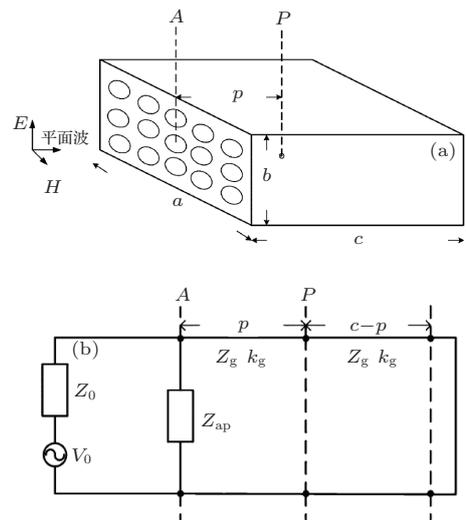


图3 等效电路方法示意图 (a) 带孔阵腔体模型; (b) 孔阵的等效电路模型

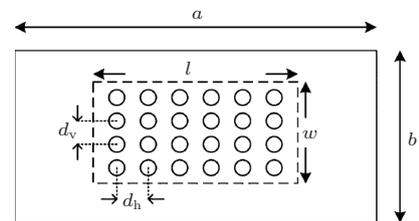


图4 孔阵导纳的计算

令孔阵的总面积为 S , 则

$$S = n\pi(d/2)^2, \quad (2)$$

将(2)式代入(1)式可得固定开孔面积下孔阵阻抗

的计算公式

$$Z_{ap} = \frac{4jdS}{3\lambda_0 Y_0(ab)}. \quad (3)$$

再根据 Thevenin 定理, 可得孔阵处的等效电压 $v_1 = v_0 Z_{ap} / (Z_0 + Z_{ap})$, 源阻抗

$$Z_1 = Z_0 Z_{ap} / (Z_0 + Z_{ap}),$$

$$Z_0 \approx 377 \Omega.$$

对于 TE_{10} 模的传播,

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a))^2},$$

$$k_g = k_0 \sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a))^2},$$

式中 $k_0 = 2\pi/\lambda$ 代表自由空间的传播常数, λ 代表波长. 运用传输线理论求得测试点 P 的电压 v_p 为

$$v_p = v_2 Z_3 / (Z_2 + Z_3), \quad (4)$$

$$v_2 = \frac{v_1}{\cos(k_g p) + j(Z_1 / Z_g) \sin(k_g p)}, \quad (5)$$

$$Z_2 = \frac{Z_1 + jZ_g \tan(k_g p)}{1 + j(Z_1 / Z_g) \tan(k_g p)}, \quad (6)$$

$$Z_3 = jZ_g \tan[k_g(c - p)], \quad (7)$$

式中, p 为屏蔽体与测试点之间的距离, c 为屏蔽体宽度. 在没有屏蔽时, P 点的阻抗为 Z_0 , 电压 $v'_p = v_0/2$. 所以, 屏蔽体的电场屏蔽效能

$$SE = -20 \log_{10} \left| \frac{v_p}{v'_p} \right| = -20 \log_{10} \left| \frac{2v_p}{v_0} \right|. \quad (8)$$

由 (3) 式可知, 在固定开孔面积 S 下, 孔阵阻抗 Z_{ap} 正比于小孔直径 d , 当孔数量增加 (小孔尺寸减少) 时, Z_{ap} 减少, 结合 (4)–(8) 式可知, 孔阵阻抗减少将导致腔体屏蔽效能增加, 这就是小孔的尺寸效应. 表 2 给出了 0.5 GHz 频点处孔数量、小孔尺寸与孔阵阻抗及监测点屏蔽效能之间的关系. 其结果与上述分析一致.

综上, 同面积下孔阵比单孔屏蔽效能高, 且孔阵的小孔数量越多屏蔽效能越高的主要原因是小孔尺寸效应的影响.

2.3 孔阵等效建模思路

通过以上分析可知, 小孔的尺寸效应会对带孔阵腔体的屏蔽效能产生较大影响; 在腔体第 4 个主谐振点频率以下, 小孔尺寸效应只影响透射电磁波的大小, 而不影响谐振模式. 因此, 本文提出将孔阵首先等效成面积相同的单孔, 再通过缩小单孔尺寸来考虑小孔尺寸效应的影响. 等效建模过程见

图 5. 因此, 本文等效建模方法的关键是确定与孔阵同面积单孔的缩小比例.

3 缩小比例的建立

3.1 利用孔阵导纳推导缩小比例

由 2.2 节的分析可知, 只要等效单孔的阻抗与孔阵的阻抗相同, 就可以保证等效前后监测点处的屏蔽效能相同.

表 2 0.5 GHz 频点处孔数量、小孔尺寸与孔阵阻抗及屏蔽效能的关系

孔数量	小孔直径/mm	孔阵的阻抗	0.5 GHz 频点监测点的屏蔽效能/dB
1	40.00	1.170j	37.431
4	20.00	0.329j	44.324
9	13.33	0.269j	48.532
16	10.00	0.224j	51.595
25	8.00	0.190j	54.191
36	6.67	0.164j	56.404

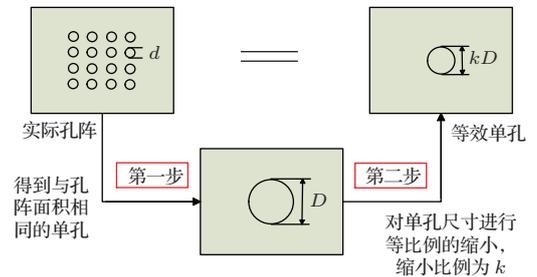


图 5 孔阵等效建模思想和过程

根据图 5 所示的孔阵等效建模思路, 设第一步得到的与孔阵同面积的单孔直径为 D , 则容易得到 D 与孔阵中小孔的直径 d 之间的关系满足

$$D = \sqrt{nd}. \quad (9)$$

设孔阵等效单孔的直径为 d' , 并定义缩小比例

$$k = d' / D. \quad (10)$$

利用 (1) 式分别计算孔阵和等效单孔的阻抗, 并令其相等, 可得

$$k = \sqrt[3]{n} / \sqrt{n} = n^{-1/6}, \quad (11)$$

式中, n 为孔阵中的小孔数量. 将 (9) 和 (11) 式代入到 (10) 式中, 就可以得到等效单孔的尺寸 d' 与孔阵中小孔尺寸 d 之间的关系.

3.2 利用数值仿真拟合方法推导

研究发现, 在孔阵结构中, 组成孔阵的小孔数量对腔体屏蔽效能的影响非常显著, 而孔阵间距在小于小孔尺寸时, 其影响可忽略^[13,15,18]. 因此, 本文在建立缩小比例公式时只考虑小孔数量.

仍以图 1 所示模型为例, 仿真发现, 在腔体第 4 个谐振点频率以下, 将与孔阵同面积的单孔尺寸缩小 66% 时, 其监测点处的屏蔽效能及第一个谐振点频率处的腔体内部场强分布与原孔阵的几乎完全相同 (见图 6 和图 7). 这说明孔数量为 9 的孔阵, 其缩小比例为 0.66. 采用类似方法, 得到一组孔数量与缩小比例间的对应关系, 如表 3 所示.

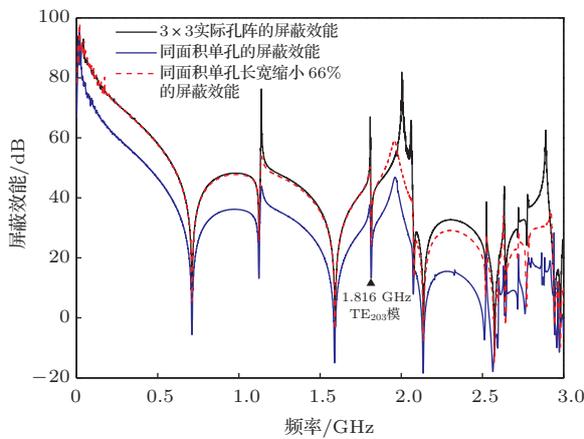


图 6 (网刊彩色) 3 × 3 孔阵等效前后监测点处的屏蔽效能对比

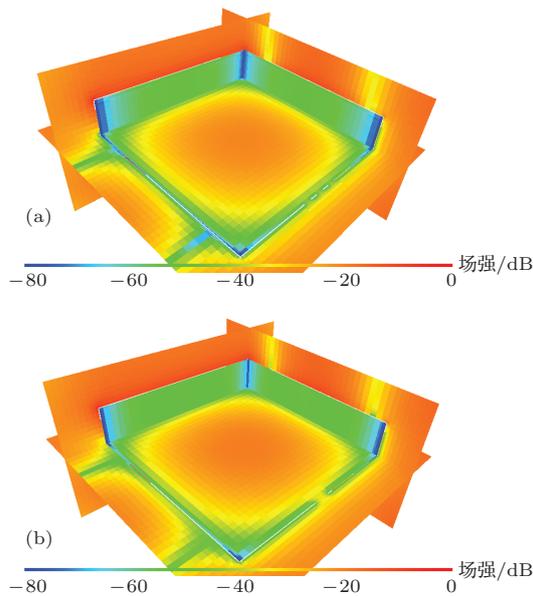


图 7 (网刊彩色) 3 × 3 孔阵等效前后的内部场强分布 (第一个谐振点频率处) (a) 3 × 3 孔阵的内部场强; (b) 等效为单孔后的内部场强

对表 3 数据分析发现, 缩小比例与小孔数量近

似成幂函数关系. 因此, 本文使用幂函数来建立缩小比例与小孔数量的关系, 经拟合得到缩小比例为

$$k = 1.283 \times n^{-0.1407} - 0.2829, \quad (12)$$

式中, n 为组成孔阵的小孔数量, k 为缩小比例. (12) 式的均方差为 0.002853, 确定系数为 0.9998, 拟合数据点及拟合函数曲线见图 8.

表 3 孔阵数量与缩小比例间的对应关系

孔数量	缩小比例	孔数量	缩小比例
1 (1 × 1)	1.00	4 (2 × 2)	0.77
6 (3 × 2)	0.72	9 (3 × 3)	0.66
12 (4 × 3)	0.62	16 (4 × 4)	0.59
20 (5 × 4)	0.56	25 (5 × 5)	0.53
30 (6 × 5)	0.51	36 (6 × 6)	0.49
64 (8 × 8)	0.43	81 (9 × 9)	0.41
100 (10 × 10)	0.39	400 (20 × 20)	0.27

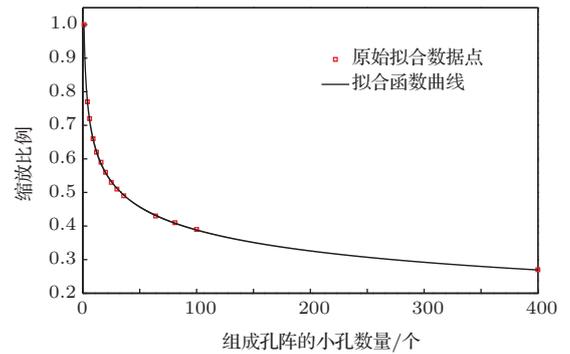


图 8 拟合数据点及拟合函数曲线

4 讨 论

4.1 两种公式的比较

首先比较上述两种缩小比例公式的区别. 考虑孔数量的区间为 0—400, 其结果如图 9 所示.

从图 9 可看出, 随孔数量的增多, 缩小比例会越来越小, 这表明孔数量越多, 小孔尺寸效应影响越显著, 带孔阵腔体的屏蔽效能越高, 这与 2.1 节的规律相同. 其次, 当孔数量较小时, 两者的计算结果几乎一致; 而随着孔数量增多, 由导纳推导出的缩小比例与拟合得到的缩小比例相差越来越大.

4.2 两种公式的验证

首先利用文献^[17]中的测试数据来验证两种缩小比例公式. 模型为 300 mm × 300 mm × 120 mm

的长方形腔体, 厚度1 mm, 材料为铝. 孔直径12 mm, 水平间距23 mm, 垂直间距20 mm, 孔数量20, 孔阵模型见图10. 由(11)式计算的缩小比例为0.6070, 等效单孔的直径为32.58 mm, 由(12)式计算的缩放比例为0.5588, 等效单孔的直径为29.99 mm, 验证结果见图11.

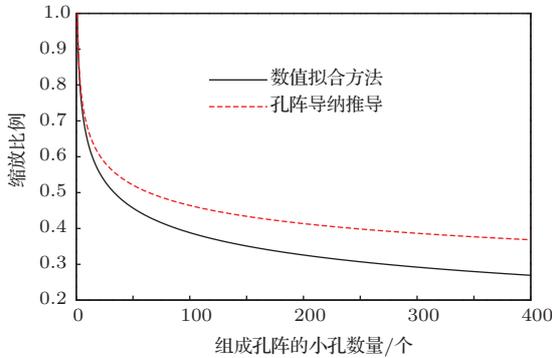


图9 两种缩小比例的关系

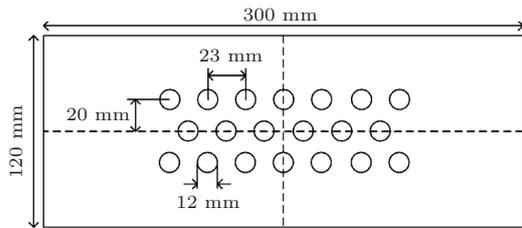


图10 孔阵模型

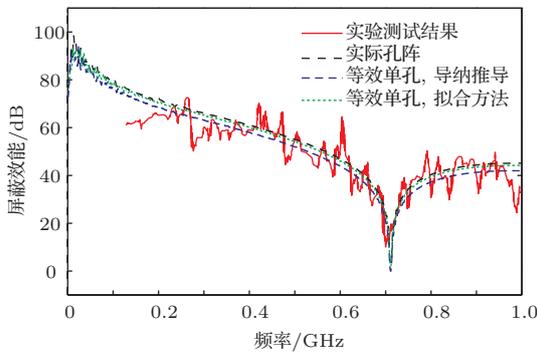


图11 (网刊彩色) 实验测试对等效建模方法的验证

从图11可看出, 仿真结果与实验测试结果符合较好, 说明在电子产品设计初期, 可采用仿真的方法替代对环境要求苛刻的屏蔽效能测试. 对比仿真方法, 发现利用拟合方法得到的单孔与实际孔阵的仿真结果几乎完全重合, 比导纳推导的单孔的屏蔽效能高出约4 dB.

其次使用Ansoft HFSS来验证. 验证一的模型为300 mm × 300 mm × 120 mm的长方形腔体, 厚度1 mm, 材料为铝, 孔阵为3 × 6的圆形

孔阵, 孔直径12 mm, 孔间距20 mm. 由(11)式计算的缩小比例为0.6177, 其等效单孔的直径为31.44 mm, 由(12)式计算的缩放比例为0.5714, 其等效单孔的直径为29.10 mm. 验证二的模型为200 mm × 200 mm × 200 mm的正方形腔体, 厚度1 mm, 孔阵为7 × 7的圆形孔阵, 孔直径8 mm, 孔间距12 mm, 由(11)式计算的缩小比例为0.5228, 等效单孔的直径为29.28 mm, 由(12)式计算的缩放比例为0.4591, 等效单孔的直径为25.71 mm. 仿真频率区间0.1—1 GHz, 两组验证的结果如图12所示.

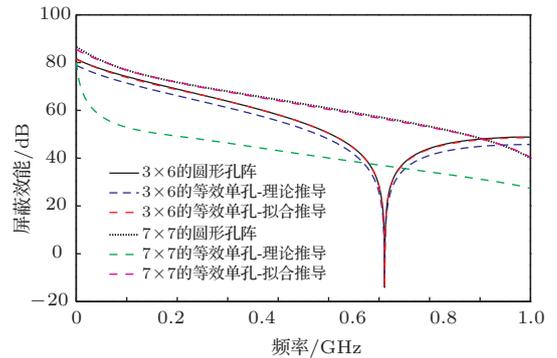


图12 (网刊彩色) HFSS对两种缩小比例公式的验证

从图12可看出, 根据拟合方法得到的等效单孔, 等效前后监测点处的屏蔽效能几乎完全相同; 而根据导纳推导得到的等效单孔, 等效前后监测点处的屏蔽效能相差较大. 在7 × 7的孔阵算例中, 最大误差甚至超过20 dB. 由此得到, 通过孔阵导纳推导得到的缩小比例公式会产生较大误差, 并随着孔数量的增加, 误差越来越大; 而通过拟合方法得到的缩小比例公式误差较小, 此结论与图9的结果一致. 其主要原因是, 孔阵导纳的计算公式本身存在一定误差, 再利用此公式进行推导, 引起了误差积累.

4.3 等效建模方法适用性验证

由前文可知, 该等效建模方法中没有涉及干扰源、监测点位置、孔阵面积、小孔形状、孔阵位置及腔体尺寸参数, 本节将验证上述参数改变时, 该等效建模方法的适用性. 本部分的仿真频率区间为0—1 GHz.

验证分三个方面进行: 首先研究当外部干扰源改变时, 孔阵等效建模方法的适用性; 其次对比监测点参数改变时, 孔阵等效前后的屏蔽效能; 最后

改变机箱及孔阵的参数, 验证该等效建模方法的适用性.

研究发现, 入射平面波的极化角度、入射角度的改变, 监测点位置和腔体尺寸的改变, 均不会影响到缩小比例公式, 该等效建模方法依然适用. 图 13 给出了入射波极化方向改变时孔阵等效前后的屏蔽效能对比, 可以看出孔阵等效前后监测点处的屏蔽效能几乎完全重合, 说明入射平面波的极化方向不影响该等效建模方法.

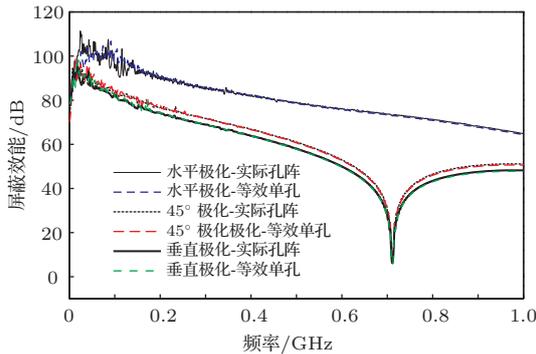


图 13 (网刊彩色) 入射波极化方向改变时孔阵等效前后的屏蔽效能

此外, 孔阵中小孔形状、孔阵面积及孔阵位置参数的改变也不影响等效建模方法. 在小孔形状的验证中, 进行了 4 组仿真, 模型与图 1 类似, 孔阵的小孔形状分别为长宽比为 2.5 的长方形孔、正方形孔、圆形孔和六边形. 仿真结果见图 14.

图 14 的结果显示, 孔阵等效前后的屏蔽效能几乎完全重合, 说明组成孔阵的小孔形状也不影响缩小比例之间的关系. 此外, 相同开孔数量及开孔面积下的正方形、圆形、六边形孔阵的屏蔽效能几

乎相同, 且高于同面积下的长方形孔阵.

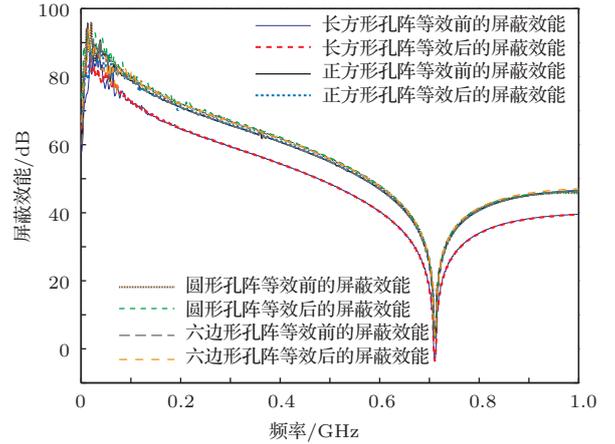


图 14 (网刊彩色) 缩小比例公式在改变小孔形状下的适用性验证

5 等效建模方法应用效果

表 4 给出了 2.1 节中的 4 组孔阵等效前后的网格单元数量和计算时间; 使用 CST 仿真软件, 图 15 给出了模型四等效前后的网格划分情形. 孔阵等效前后均采用自动分网方式, 保持模型的最大网格尺寸为 3.33 mm, 最小网格尺寸为 0.33 mm. 使用的计算机的配置为: 处理器 AMD Athlon(tm)II X4 641 2.80 GHz; 内存 8 GB; 操作系统 Win7 64 位.

综合表 4 和图 15 发现, 该孔阵等效建模方法可以显著减小网格单元及计算时间, 并可以降低建模难度. 孔阵中的小孔数量越多, 小孔尺寸与腔体总体尺寸相差越大, 该等效建模方法的应用效果越明显.

表 4 等效前后的仿真资源占用情况对比

组别	孔阵规格	仿真计算资源占用情况			
		网格数量 M	减少率/%	计算时间	提高率/%
模型一	2 × 2 孔阵	2.183		12 min 53 s	
	等效单孔	1.802	17.5	11 min 26 s	11.3
模型二	4 × 4 孔阵	5.297		33 min 22 s	
	等效单孔	1.654	68.8	11 min 09 s	66.6
模型三	5 × 5 孔阵	7.380		52 min 27 s	
	等效单孔	1.695	77.0	13 min 15 s	74.7
模型四	6 × 6 孔阵	9.520		73 min 18 s	
	等效单孔	1.632	82.9	16 min 10 s	77.9

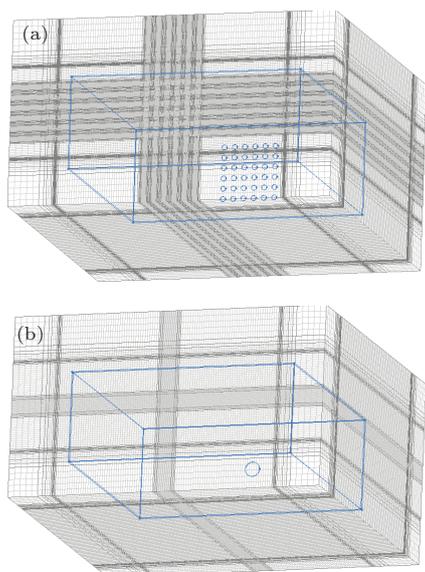


图 15 (网刊彩色) 模型四等效前后的网格划分图 (a) 6×6 孔阵等效前的网格划分; (b) 6×6 孔阵等效后的网格划分

6 结 论

本文提出了一种考虑小孔尺寸效应的孔阵等效建模方法, 利用理论推导和数据拟合的方法得到两种缩小比例与小孔数量之间的关系. 通过对两种公式进行对比及验证, 得出通过拟合方法得到的缩小比例公式更精确. 通过对比等效前后的计算机资源占用情况, 得出该等效建模方法可在保证仿真精度的前提下降低建模复杂度, 显著减少网格数量, 提高仿真效率, 为带孔阵复杂腔体的建模提供了一种简化方法.

目前, 本文只给出了腔体第 4 个谐振点频率以下的缩小比例公式. 在更高的频段, 由于孔缝谐振及孔缝腔体耦合谐振的影响, 缩放比例公式可能需要增加其他参数; 其次本文得到的缩小比例公式适用于长宽比较小的孔阵, 对于极端细长的孔阵, 可

能需要考虑孔阵的分布参数影响.

参考文献

- [1] Araneo R, Lovat G 2009 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **51** 274
- [2] Fan J Q, Hao J H, Qi P H 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 014104 (in Chinese) [范杰清, 郝建红, 柴培华 2014 物理学报 **63** 014104]
- [3] Jiao C Q, Zhu H Z 2013 *Chin. Phys. B* **22** 084101
- [4] Jiao C Q, Niu S 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 114102 (in Chinese) [焦重庆, 牛帅 2013 物理学报 **62** 114102]
- [5] Dehkhoda P, Tavakoli A, Azadifar M 2012 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **54** 792
- [6] Jiao C Q, Qi L 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 134104 (in Chinese) [焦重庆, 齐磊 2012 物理学报 **61** 134104]
- [7] Zhou G Q 2011 *Chin. Phys. B* **20** 074203
- [8] Ali K M, Dehkhoda P, Mazandaran R M, Hesamedin S H 2010 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **52** 230
- [9] Liao X, Ren X Z, Zhou Z G 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3949 (in Chinese) [廖旭, 任学藻, 周自刚 2008 物理学报 **57** 3949]
- [10] Bethe H A 1944 *Phys. Rev.* **66** 163
- [11] Mendez H A 1978 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **20** 296
- [12] Robinson M P, Benson T M, Christopoulos C, Dawson J F, Ganley M D, Marvin A C, Porter S J, Thomas D W 1998 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **40** 240
- [13] Li M, Nuebel J, Drewniak J L, Hubing T H, DuBroff R E, Doren T P 2000 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **42** 29
- [14] Shi Z, Du P A 2009 *Acta Elec. Sin.* **37** 634 (in Chinese) [石峥, 杜平安 2009 电子学报 **37** 634]
- [15] Nie B L, Du P A, Yu Y T, Shi Z 2011 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **53** 73
- [16] Khan Z A, Bunting C F, Manohar D 2005 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **47** 112
- [17] Dehkhoda P, Tavakoli A, Moini R 2008 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **50** 208
- [18] Ren D, Du P A 2012 *IEEE Int. Conf. on Mechatronics and Automation* Chengdu, August 6–8, 2012 p843

An equivalent approach to modeling aperture array with considering size effect of apertures*

Ren Dan Du Ping-An[†] Nie Bao-Lin Cao Zhong Liu Wen-Kui

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

(Received 31 December 2013; revised manuscript received 4 March 2014)

Abstract

In order to reduce the number of numerical meshes and simplify aperture array modeling, an equivalent method of modeling aperture array in which the size effect of apertures is taken into account, is presented in the paper. In this method, the aperture array is replaced by a single aperture which has the same area as the original aperture array, then the scaling factor of the aperture is obtained according to the number of apertures. The empirical relations between the number of apertures and scaling factor are proposed based on theoretical derivation and curve fitting method respectively. The comparison with the commercial software HFSS indicates that the formula based on curve fitting method has a higher accuracy. The applicability of the method is verified by varying the interference source, monitoring point, total area and position of aperture array, shape of aperture and cavity size. As shown by the numerical results, the equivalent modeling approach can significantly reduce the number of meshes, which can serve as a simplified approach to numerical simulation of shielding characteristics of complex cavity.

Keywords: electromagnetic shielding, aperture array, size effect, equivalent modeling

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Gz, 41.90.+e

DOI: [10.7498/aps.63.120701](https://doi.org/10.7498/aps.63.120701)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51175068).

[†] Corresponding author. E-mail: dupingan@uestc.edu.cn