

基于BLT方程的多层屏蔽体孔缝耦合对屏蔽影响的研究*

胡茂振¹ 王洋^{1†} 刘奇^{2‡} 王娜² 唐仁凯² 李晓峰³

(1 新疆大学机械工程学院 乌鲁木齐 830017)

(2 中国科学院新疆天文台 乌鲁木齐 830011)

(3 中国电子集团第三十三研究所 太原 030006)

摘要 围绕多层屏蔽体孔缝耦合技术问题,开展孔缝耦合对屏蔽效能的影响研究,为大型射电望远镜电磁兼容设计提供技术支撑.基于Robinson模型和电磁拓扑理论,建立了双层有孔屏蔽腔的等效电路及其信号流程图,利用BLT (Baum-Liu-Tesch)方程求解屏蔽效能,并考虑了3层腔体的情况.对比分析了测试值、仿真值、Robinson算法和BLT算法的精度,验证了BLT算法的准确性.在此基础上,分析了0–1.5 GHz频段层间距、孔的形状、辐射源安装位置对双层金属腔的屏蔽效能影响,并提出工程建议.此外,分析了3层屏蔽腔体层数与屏蔽效能间的关系,结果表明屏蔽效能与层数存在线性关系.

关键词 望远镜;射电,方法:屏蔽计算,技术:电磁兼容

中图分类号: P111; **文献标识码**: A

1 引言

正在建设的新疆奇台110 m射电望远镜(Qi Tai Radio Telescope, QTT)具有高灵敏度和极低的信噪比,易受到观测站台址内外电子设备产生的电磁干扰,导致观测数据的准确性受到影响^[1–3].为了保证射电望远镜后续良好的电磁环境,需要在设计之初就考虑各种类型设备的电磁兼容问题,即通过屏蔽技术抑制电子设备辐射干扰对天文观测的影响.目前应用最广泛的屏蔽方案是单层金属屏蔽,然而,单层屏蔽难以满足望远镜电磁兼容要求,近年来,多层电磁屏蔽方案在射电天文领域的应用越

来越多,如世界最大口径射电望远镜FAST (Five-hundred-meter Aperture Spherical radio Telescope)的馈源舱采用不锈钢屏蔽主体与屏蔽布相结合的双层屏蔽方法来降低电磁干扰^[4].澳大利亚Parkes 64 m射电望远镜采用屏蔽机柜与屏蔽盒相结合的多层屏蔽方案抑制0.7–4 GHz超宽带接收机终端产生的电磁干扰.正在建设的QTT拟采用多层电磁屏蔽方案抑制电磁干扰对天文观测的影响^[1].但是在实际工程中,由于通风散热、线缆、安装等需求,金属屏蔽机柜和屏蔽箱不可避免地会存在孔缝,电磁信号经过孔缝耦合至屏蔽体外部,影响最终的屏蔽效能.故围绕多层电磁屏蔽产生的孔缝耦合问

2023-12-20收到原稿,2024-02-04收到修改稿

*国家重点基础研究发展规划(2021YFC2203503)、中国科学院科研仪器设备研制项目(PYQ2022YZD01)、新疆维吾尔自治区研究生创新项目(XJ2023G103)、新疆维吾尔自治区自然科学基金项目(2021D01E07)、新疆维吾尔自治区“天山英才”培养计划青年拔尖人才项目(2023TSYCCX0042)资助

[†]ywangxju@xju.edu.cn

[‡]liuqi@xao.ac.cn

题,开展孔缝耦合对多层屏蔽体屏蔽效能的影响非常有必要。

有孔屏蔽腔体屏蔽效能(shielding effectiveness, SE)的分析一直是电磁防护领域的研究热点之一。目前,屏蔽效能的分析方法有3种:实验方法、数值方法和解析方法。实验法是最为真实直观的屏蔽效能分析方法,但其成本较高、费时费力、测试条件难以满足、可重复性较差^[5]。数值方法主要包括矩量法^[6]、传输线矩阵法(The Transmission-Line Matrix Method, TLM)^[7]、时域有限差分法^[8]等。数值法计算精度高,但所消耗的计算机资源大,且计算时间长。另一类是解析方法,主要包括小孔衍射理论^[9]和等效传输线法^[10]。等效传输线法将电场的问题转换成电路的问题,其物理意义明确、计算简便、高效,便于分析不同参数对结果的影响。

基于Robinson的等效电路法,文献[10–13]从开孔位置、孔阵、高次模、平面波斜照射等多方面对单层腔体进行了研究,都具有较高的计算精度。然而将电场问题转化为电路问题后,在计算各节点等效电压时,Robinson算法只考虑了电磁场的单向耦合,实际上还存在着反向电压波,因此会产生一定的误差。这种误差在研究双层屏蔽腔时会更明显^[14],这是因为多了一个计算节点,误差累积量变大。因此为了考虑电磁场的双向耦合作用,赵蒙等^[15]以Robinson模型^[10]为基础,通过电磁拓扑理论和BLT方程,将模型分解为多个独立子系统,引入传输管道与子系统实现能量连接,再根据能量流动方向建立独立系统间的关联矩阵,关联矩阵包括传输矩阵和散射矩阵。该方法通过建立信号流图求解开孔腔体的屏蔽效能,将开孔等效为二端口网络节点,利用散射矩阵考虑了腔内电磁场在孔缝处对外的耦合作用,求解更为精准。达新宇等^[16]基于BLT (Baum-Liu-Tesch)方程,分析了开孔数量和面积对屏蔽效能的影响,不仅与仿真结果相差较小,而且能有效地估算出屏蔽箱体的谐振频率。罗静雯等^[17]基于波导理论,将BLT方程进一步拓展,提出一种可快速、准确地计算双层腔体内任意点屏蔽效能的方法。王殿海等^[14]研究了两孔的相对位置和层间距对屏蔽效能的影响。张岩等^[18]总结了孔

缝位置与数量对双层腔体屏蔽效能的影响。现有文献主要针对单层或双层屏蔽体开展孔缝对屏蔽效能影响研究,且采用算法本身存在一定的缺陷;此外,工程应用中存在3层屏蔽方案应用需求,且相关的研究文献甚少。

综上所述,本文围绕单层电磁屏蔽难以满足大型射电望远镜电磁兼容控制要求的技术问题,拟采用Robinson模型和电磁拓扑理论,建立BLT方程,分析多层屏蔽体孔缝耦合对屏蔽效能的影响。本文的研究成果为QTT多层电磁屏蔽结构的设计提供理论支撑,具有重要的工程应用价值。

2 解析计算的理论推导

2.1 建立双层屏蔽体等效电路

图1为平面波入射双层有孔矩形腔体示意图,以 O 为原点,沿 x 、 y 、 z 方向建立空间直角坐标系。靠近激励源的外层腔体尺寸为 $a \times b \times d_1$,内层腔体尺寸为 $a \times b \times d_2$,腔体壁厚 t ,内外层腔体均在左侧面的中心位置分别开有 $l_1 \times w_1$ 和 $l_2 \times w_2$ 的矩形孔。激励源为平面波,其电场 E 极化方向垂直于孔缝的长边。电场强度监测点 P 位于内层腔体的中心线上,与内层孔缝所在面的距离为 p 。

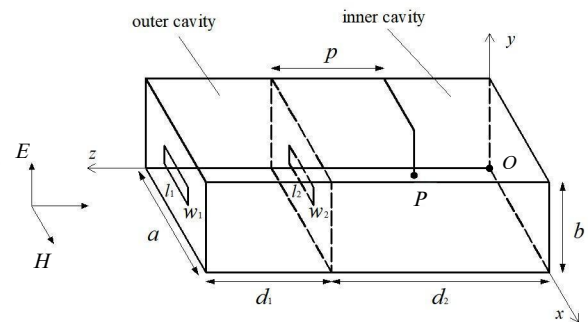


图1 平面波入射双层有孔矩形腔体

Fig. 1 Double layer rectangular cavity with aperture irradiated by plane wave

根据Robinson提出的等效电路理论,将腔体除开孔表面以外的部分等效为终端短路的矩形波导。平面波等效成电压 V_0 。自由空间等效成特性阻抗为 Z_0 、传播常数为 k_0 的传输线。 T_1 、 T_2 、 T_3 分别表示两个孔节点和监测节点。孔缝分别等效成两个导

纳 Y_{a1} 和 Y_{a2} , 监测点P处的导纳为 Y_p . 矩形腔体等效成特性阻抗为 Z_g 、传播常数为 k_g 的短路波导, 其等

效电路模型如图2所示.

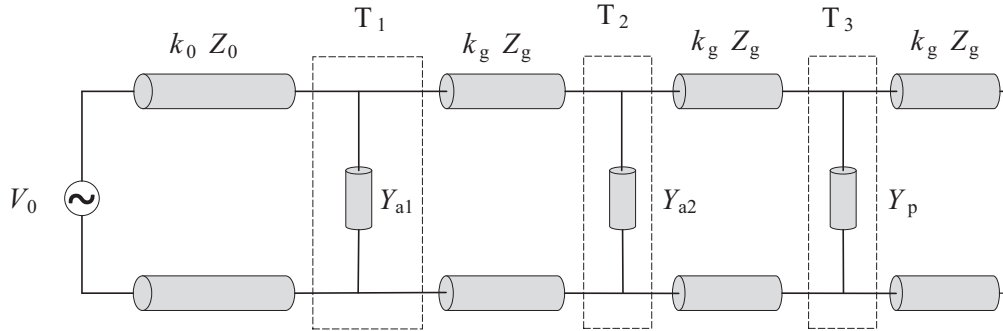


图2 根据Robinson理论建立的双层腔体的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of double layer cavity based on Robinson's theory

图2中, 电压源 V_0 表示平面波, 自由空间的波阻抗 $Z_0 = 377 \Omega$, 传播常数 $k_0 = 2\pi/\lambda$, λ 为自由空间的波长. 矩形孔的阻抗表示为:

$$Z_a = \frac{1}{2} \frac{l}{a} j Z_{0s} \tan\left(\frac{k_0 l}{2}\right), \quad (1)$$

其中,

$$Z_{0s} = 120\pi^2 \left\{ \ln \left[2 \frac{1 + \sqrt{1 - (w_e/b)^2}}{1 - \sqrt{1 - (w_e/b)^2}} \right] \right\}^{-1},$$

$$w_e = w - \frac{5t}{4\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right),$$

l 为矩形孔的长度, w 为矩形孔的宽度.

对于矩形腔体中传播的 TE_{mn} 模, 根据矩形波导特点, 其特性阻抗和传播常数分别为:

$$k_g = k_0 \sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2 - (n\lambda/2b)^2}, \quad (2)$$

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (m\lambda/2a)^2 - (n\lambda/2b)^2}, \quad (3)$$

式中, m 、 n 为矩形波导中的传播模式.

此外, 屏蔽腔具有固有谐振频率, 谐振频率与尺寸有关, 谐振现象有增强或减弱腔体内电磁场的特点, 矩形屏蔽腔的固有谐振频率为:

$$f_{m,n,k} = 150 \sqrt{(m/d)^2 + (n/a)^2 + (k/b)^2}, \quad (4)$$

式中 $f_{m,n,k}$ 的单位为兆赫兹(MHz), d 、 a 、 b 分别为屏蔽体的长、宽、高, 单位为米(m), m 、 n 、 k 为模式数, 分别取0, 1, 2, ...等自然数, 但不能同时取两个或三个为0.

2.2 BLT方程的建立与求解

2.2.1 双层屏蔽体屏效求解

电磁拓扑理论由Baum于1974年首次提出, 随后Baum和Liu、Tesche一起提出了分析电磁干扰问题的BLT方程^[19]. 广义BLT方程的提出对于计算复杂电磁系统问题具有里程碑的意义. BLT方程的基本思想是将系统分解为若干独立子系统, 引入电磁拓扑学中的传输管道与节点的概念得到系统的能量流图, 节点表示独立子系统, 传输管道表示电磁波能量的流动方向, 最后建立子系统之间的传输矩阵和散射矩阵^[20].

依据电磁拓扑理论, 将双层腔体的两个孔所在表面和电场监测点P所在截面分别等效为一个二端口网络, 则可建立图2中等效模型的信号流图, 如图3所示. 信号流通的管道1表示自由空间, 管道2、3、4表示矩形波导. W_s 表示平面波, J_1 表示腔体外观测节点, J_2 、 J_3 分别表示内外层孔节点, J_4 表示腔体内观测节点, J_5 表示腔体终端节点. $V_{i,j}^{inc}$ 、 $V_{i,j}^{ref}$ 分别表示管道 i 上节点 j 的入射和反射电压波.

BLT方程的基本形式为:

$$\mathbf{V}^{\text{ref}} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{V}^{\text{inc}} - \mathbf{V}_0, \quad (5)$$

$$\mathbf{V}^{\text{ref}} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}^{\text{inc}}, \quad (6)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}^{\text{ref}} + \mathbf{V}^{\text{inc}}, \quad (7)$$

其中(5)式是传输方程, (6)式是散射方程, (7)式是电压方程; \mathbf{V}^{inc} 、 \mathbf{V}^{ref} 分别为入射电压波和反射波向量; \mathbf{P} 为传输矩阵; \mathbf{S} 为散射矩阵, 由各节点的反射系数 ρ_i 确定; \mathbf{V}_0 为激励源向量, 假设 $\mathbf{V}_0 = (1, 0, 0, 0, 0, 0)$.

首先, 根据信号流图, 可以得出传输矩阵 $\mathbf{P} = \text{diag}(\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)$ 中各管道传输系数为:

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_0 l_0} \\ e^{jk_0 l_0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_2 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g d_1} \\ e^{jk_g d_1} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_3 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g p} \\ e^{jk_g p} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_4 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g(d_2-p)} \\ e^{jk_g(d_2-p)} & 0 \end{bmatrix}.$$

其次, 分析信号流图可以得出节点1的反射系数 ρ_1 为[0], 节点4不发生反射, 所以反射系数 $\rho_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, 节点5是终端短路点, 发生全反射, 所以反射系数 ρ_5 为[-1].

结合图2所示电路和图3信号流图, 可以建立内层孔的电路方程, 即:

$$V_{2,3}^{\text{inc}} + V_{2,3}^{\text{ref}} = V_{3,3}^{\text{inc}} + V_{3,3}^{\text{ref}}, \quad (8)$$

$$\frac{V_{2,3}^{\text{inc}} - V_{2,3}^{\text{ref}}}{Z_g} + \frac{V_{3,3}^{\text{inc}} - V_{3,3}^{\text{ref}}}{Z_g} = (V_{2,3}^{\text{inc}} + V_{2,3}^{\text{ref}})Y_{a2}. \quad (9)$$

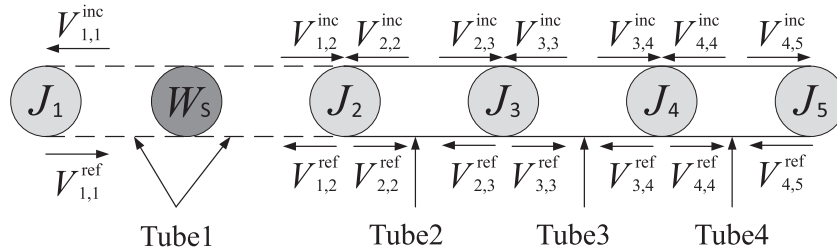


图 3 等效电路的信号流图

Fig. 3 Signal flow diagram of equivalent circuit

根据散射参数的定义求得内层孔(节点3)的散射参数 S_{11} (S_{11} 表示散射矩阵 \mathbf{S} 中第1行第1列的元素, 下同)为:

$$S_{11} = \frac{V_{2,3}^{\text{ref}}}{V_{2,3}^{\text{inc}}} = \frac{-Y_{a2}}{2Y_g + Y_{a2}} = S_{22}. \quad (10)$$

因此可以得到节点 J_3 的反射系数, 同理也可求得节点 J_2 的反射系数:

$$\rho_2 = \begin{bmatrix} \frac{Y_0 - Y_g - Y_{a1}}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} & \frac{2Y_g}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} \\ \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} & \frac{Y_0 - Y_g - Y_{a1}}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} \end{bmatrix},$$

$$\rho_3 = \begin{bmatrix} \frac{-Y_{a2}}{2Y_g + Y_{a2}} & \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a2}} \\ \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a2}} & \frac{-Y_{a2}}{2Y_g + Y_{a2}} \end{bmatrix},$$

式中 Y_0 、 Y_g 、 Y_{a1} 、 Y_{a2} 分别为自由空间、矩形波导、外层孔缝、内层孔缝的特性导纳, 由于导纳与阻抗互为倒数, 因此可利用(1)式和(3)式求出. 因此散射矩阵的表达式为 $\mathbf{S} = \text{diag}(\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4, \rho_5)$.

综合(5)-(7)式可得到广义电压BLT方程为:

$$\mathbf{V} = (\mathbf{E} + \mathbf{S})(\mathbf{P} - \mathbf{S})^{-1}\mathbf{V}_0, \quad (11)$$

式中 \mathbf{E} 表示单位矩阵, 电压向量 \mathbf{V} 中的 $V_{6,1} + V_{7,1}$

即为节点 J_4 的电压 V_P . 对于矩形波导中的多种传播模式则 J_4 观测点的总电压为:

$$V_{\text{total}} = \sum_{m,n} V_P. \quad (12)$$

代入屏蔽效能计算公式:

$$SE = 20 \lg \frac{V'_P}{V_{\text{total}}}, \quad (13)$$

便可计算内层腔体中心线上任一点P的屏蔽效能, 其中 V'_P 为未加屏蔽时腔体中心线的电压.

2.2.2 3层屏蔽体屏蔽效能求解

根据2.2.1节的描述, 3层与双层屏蔽模型的区别在于求解过程中增加了一个节点, 因此根据双层模型的命名规则, 从左往右每层腔体的长度分别为 d_1 、 d_2 、 d_3 , 其中 d_3 为内层腔体长度. 因此3层屏蔽的BLT方程中传输矩阵和散射矩阵分别为:

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \text{diag}(\mathbf{\Gamma}_1, \mathbf{\Gamma}_2, \mathbf{\Gamma}_3, \mathbf{\Gamma}_4, \mathbf{\Gamma}_5), \\ \mathbf{S} &= \text{diag}(\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4, \rho_5, \rho_6), \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{\Gamma}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_0 l_0} \\ e^{jk_0 l_0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}_2 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g d_1} \\ e^{jk_g d_1} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g d_2} \\ e^{jk_g d_2} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}_4 = \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g p} \\ e^{jk_g p} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_5 &= \begin{bmatrix} 0 & e^{jk_g(d_3-p)} \\ e^{jk_g(d_3-p)} & 0 \end{bmatrix}; \quad \rho_1 = 0, \\ \rho_2 &= \begin{bmatrix} \frac{Y_0 - Y_g - Y_{a1}}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} & \frac{2Y_g}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} \\ \frac{2Y_0}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} & \frac{Y_0 - Y_g - Y_{a1}}{Y_0 + Y_g + Y_{a1}} \end{bmatrix}, \\ \rho_3 &= \begin{bmatrix} \frac{-Y_{a2}}{2Y_g + Y_{a2}} & \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a2}} \\ \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a2}} & \frac{-Y_{a2}}{2Y_g + Y_{a2}} \end{bmatrix}, \\ \rho_4 &= \begin{bmatrix} \frac{-Y_{a3}}{2Y_g + Y_{a3}} & \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a3}} \\ \frac{2Y_g}{2Y_g + Y_{a3}} & \frac{-Y_{a3}}{2Y_g + Y_{a3}} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\rho_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \rho_6 = -1.$$

最后, 再根据(11)–(13)式, 便可计算出3层屏蔽腔体内腔中心线上任意一点的屏蔽效能.

2.3 算法验证

为验证BLT方法的有效性与精确性, 设置一个模型对算法进行验证. 带有单个矩形孔缝的双层屏蔽腔体外腔长度 $d_1 = 20 \text{ mm}$, 内腔长度 $d_2 = 300 \text{ mm}$, 内外层孔缝尺寸均为 $100 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$. 为了保证谐振的一致性, 本文建立的所有腔体模型内层尺寸均为 $a \times b \times d = 300 \text{ mm} \times 120 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$, 腔体材料为铝, 腔体厚度为 1 mm , 传播模式考虑影响最大的 TE_{10} 模, 频率范围为 $0 \sim 1.5 \text{ GHz}$, 测试天线无特殊说明默认设置在腔体中央. 图4为采用铝板制作的带孔缝的双层屏蔽盒, 依据GB/T 12190^[21]屏蔽效能测量标准, 测量了其屏蔽效能. 由于天线测试频段的限制, 测试频率范围为 300 MHz 至 1.5 GHz , 每隔 100 MHz 选取一点, 另外考虑谐振增加 707 MHz 、 750 MHz 、 1.15 GHz 频点. 测试时将接收天线置于屏蔽盒内部中央位置, 发射天线位于距离屏蔽盒等高两米处, 先测量无屏蔽体时接收天线的信号强度, 再测量有屏蔽体时接收到的信号强度, 二者差值即为双层屏蔽腔体的屏蔽效能值. 将计算结果与传统的Robinson等效模型算法和TLM数值算法以及测试结果进行比较.

理论和实验结果如图5所示, 3种算法所计算出的屏蔽效能与测量结果总体趋势一致, 本文算法与TLM数值法以及测量结果吻合度较高. 由于Robinson模型并未考虑内部电磁场对外的耦合作用, 而BLT方程在建立过程中考虑了每个节点的入射与反射电压, 并且通过散射矩阵和传输矩阵将整体联系起来, 因此BLT方法计算的屏蔽效能精度优于传统的等效电路法, 二者计算误差为 10 dB 左右, 这与文献[14]的结论一致. 3种算法均预测出了所考虑频率范围内的3个谐振点 f_{110} 、 f_{210} 、 f_{111} , 由于本文只考虑了基模传输, 因此在高频部分计算精度有所下降. 从图中还可以看出, BLT方法在 500 MHz 时屏蔽效能异常增大, 这是因为考虑 TE_{10}

模时(3)式的波导特性阻抗被误认为无穷大,实际并无影响,因此后文将忽略和避开此频点.

对照实验结果表明BLT方法对于预测双层腔体的屏蔽效能在计算精度上有较好的表现,因此相较于Robinson等效传输线法,在分析多层屏蔽结构

时更具可靠性. 由于此模型在0–1.5 GHz频率范围内只出现了少量的谐振点, 为了避免谐振影响和利于规律的探寻, 后文将继续使用此模型开展屏蔽效能影响因素的研究.

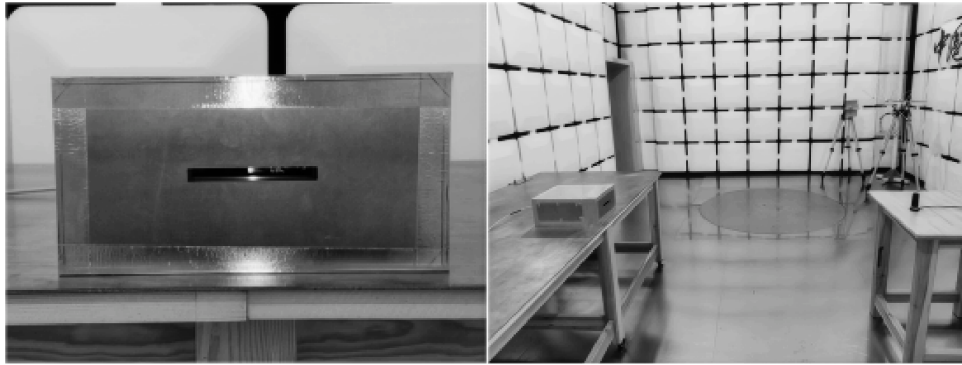


图 4 双层屏蔽腔体测试图

Fig. 4 Double shielding cavity test site

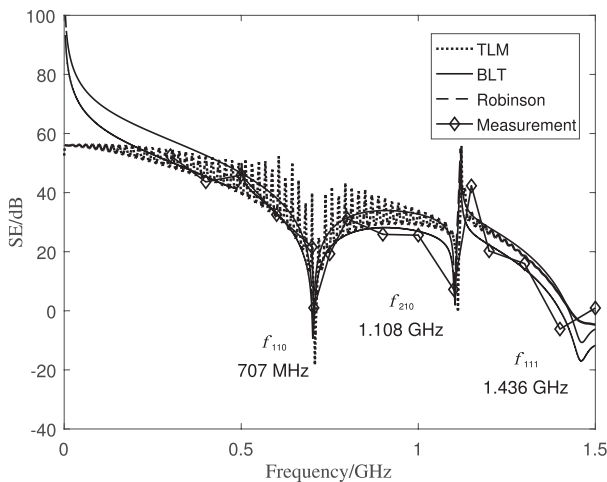


图 5 验证模型的屏蔽效能计算结果

Fig. 5 Calculated SE of the validation model

3 双层腔体屏蔽效能影响因素分析

考虑到工程实际双层屏蔽方案应用更为广泛,本节重点针对双层屏蔽腔体进行研究. 双层屏蔽体在实际的设计过程中主要会考虑到以下3个因素: 外层盒体与内层盒体之间的距离; 孔的形状, 根据不同需求屏蔽体上开的孔往往形状大小各异; 辐射

源或敏感设备在屏蔽盒中的安装位置. 本文将以上述3个主要因素开展影响双层腔体屏蔽效能的研究.

3.1 层间距对屏蔽效能的影响

图1为双层腔体, 保持内层腔体的尺寸不变, 分别取外腔长度 d_1 为20 mm、60 mm、80 mm, 监测点P位于内腔中心, 坐标为(150, 60, 150), 频率范围为0–1.5 GHz, 层间距影响计算结果如图6所示. 从图中可以看出, 频率低于900 MHz时, 内腔中心点的屏蔽效能随外层腔体的长度增大而增大, 但增加幅度有所减小. 当频率高于第二谐振频率时, 屏蔽效能变化不符合上述规律, 因此选取典型频点, 对层间距作进一步的连续性规律探讨. 可将屏蔽腔看成一个矩形波导管, 图7为典型频点SE随外腔长度变化的计算结果. 根据波导理论计算其截止频率为500 MHz, 因此低于截止频率的电磁波(400 MHz)在波导中会迅速衰减, 且衰减量随着距离的增大而增大. 而接近截止频率(501 MHz)时, 随着距离的增加, SE基本保持不变. 高于截止频率的电磁波(530 MHz、900 MHz)能通过波导管, 且SE表现出周期性, 即SE的值取决于层间距的大小. 通过比较530 MHz与900 MHz的结果可知, 频率越

高、周期越短,其变化幅度能达到40 dB左右,结果表明屏蔽效能存在高频时存在更难计算的特点,微小的位置变化对屏蔽效能存在较大影响。

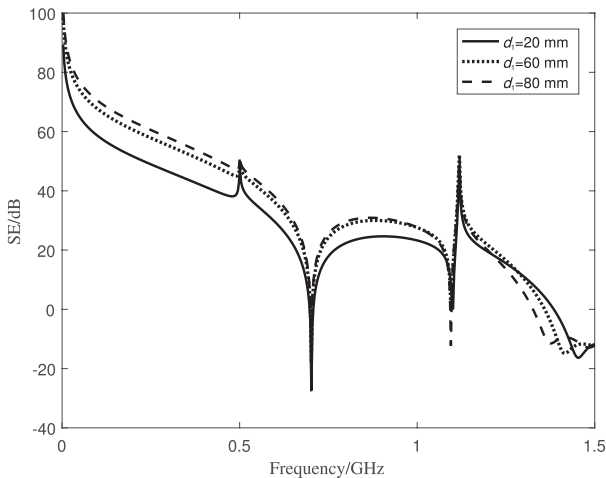


图6 层间距不同时SE计算结果($d_1 = 20$ mm、60 mm、80 mm)

Fig. 6 SE for different distances between layers ($d_1 = 20$ mm, 60 mm, 80 mm)

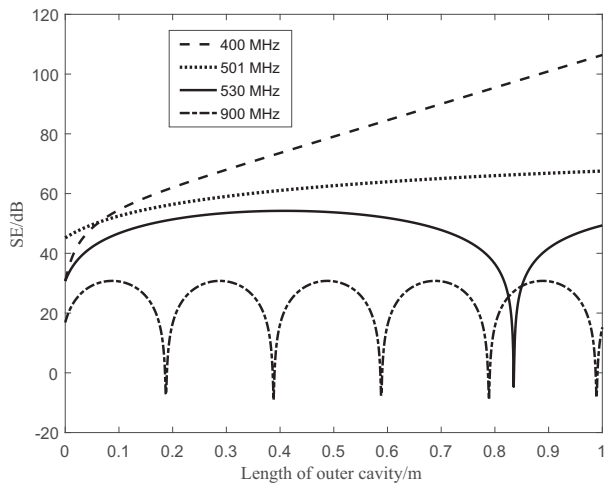


图7 不同频率下SE随外腔长度变化图

Fig. 7 Changes in SE with external cavity length at different frequencies

因此,层间距并不是越大越好,频率低于腔体的截止频率时,层间距越大,SE越大;高于截止频率时,SE随着层间距的增大显示出周期性变化,而且频率越高,周期越短.在实际工程中,可依据周期性

变化选择层间距.例如当同时存在频率为530 MHz和900 MHz的干扰信号时,如图7所示,外腔长度设置为0.3 m或0.5 m时屏蔽效能较高。

3.2 孔形状对屏蔽效能的影响

在工程应用中,矩形孔往往具有不同的长宽比,有必要分析孔的形状对屏蔽效能的影响.根据图1的双层屏蔽模型,保持矩形孔的面积不变,尺寸分别取 $l \times w = 100$ mm \times 5 mm, 50 mm \times 10 mm, 25 mm \times 20 mm,内外腔的孔缝尺寸一致且均位于腔壁中央,其他设置同上一节,不同尺寸屏蔽效能计算结果如图8所示.从图中可以看出,随着长宽比的减小,内腔中心点处的屏蔽效能显著增大,增幅能够达到40 dB.此外,频率为1.2 GHz时谐振带宽和强度均有所减小.图9为屏蔽效能随矩形孔长边变化的曲线,长度最小取 $\sqrt{500}$ mm,即方孔.由图可知,频率一定时,屏蔽效能与矩形孔的长度呈负相关,且越接近方孔对屏蔽效能的提高越有利,而且方孔还有抑制谐振的作用。

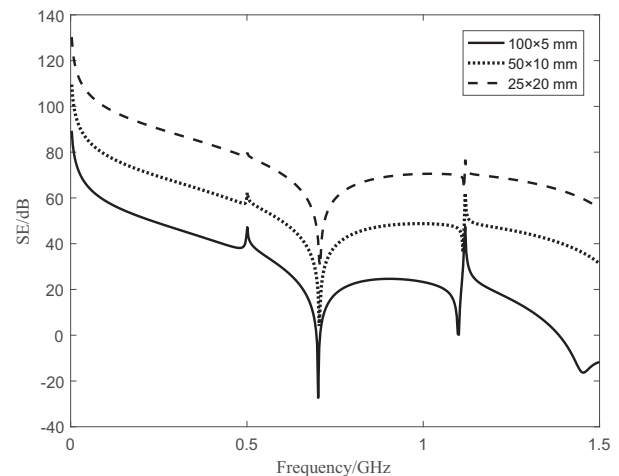


图8 矩形孔尺寸不同时SE计算结果($l \times w = 100$ mm \times 5 mm, 50 mm \times 10 mm, 25 mm \times 20 mm)

Fig. 8 SE for different dimensions of rectangular holes ($l \times w = 100$ mm \times 5 mm, 50 mm \times 10 mm, 25 mm \times 20 mm)

文献[22]表明,相同面积时,圆形孔缝的屏蔽效能略高于正方形孔3-5 dB.综上分析,在实际应用中,通风面积不变时,相较于矩形孔,孔的形状应该

优先考虑为正方形或圆形, 避免狭长的形状.

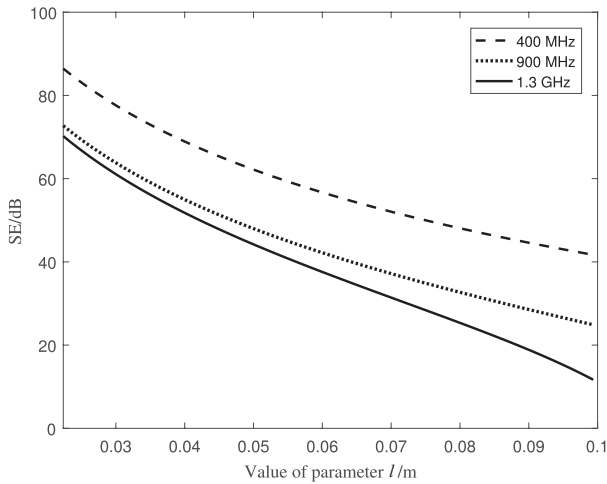


图 9 不同频率下SE随矩形孔长边长度变化图

Fig. 9 Changes in SE with the length of the long side of a rectangular hole at different frequencies

3.3 辐射源安装位置对屏蔽效能的影响

屏蔽腔内电磁场的分布不是均匀的, 即腔体内不同位置处的屏蔽效能不同, 这对于屏蔽腔内的干扰辐射源安装位置具有指导意义. 根据图1中的双层屏蔽模型, 改变监测点的位置参数 p , 分别取值100 mm、150 mm、200 mm, 其他条件设置不变. 计算结果如图10所示, 频率低于第一谐振频率(707 MHz)时, 监测点离孔缝越远屏蔽效能越高. 3个位置发生谐振的频率基本一致, 但 $p = 100$ mm处在频率为900 MHz时也发生了谐振, 导致此处的电场强度突然减小, 出现了屏蔽效能高点. 图11为不同频率下屏蔽效能随观测距离的变化曲线. 从图中可以看出, 当 $p = 100$ mm时, 频率为900 MHz的曲线凸起, 发生了谐振, 这与图10的现象一致. 根据图11的结果可以看出, 无论频率取何值, $p = 300$ mm处的屏蔽效能均为无穷大, 这是由于此模型可以看成是一个终端短路的波导. 同时以终端为基准, 随着 p 值的减小, 屏蔽效能也呈现出周期性变化, 变化幅度达到40–60 dB左右, 周期长度为导波波长的^[23]一半(在此模型中, 频率为900 MHz的电磁波, 其导波波长约为400 mm, 因此在 $p = 100$ mm处屏蔽效能出现峰值), 而且随着频率的增加, 屏蔽

效能的变化周期变短.

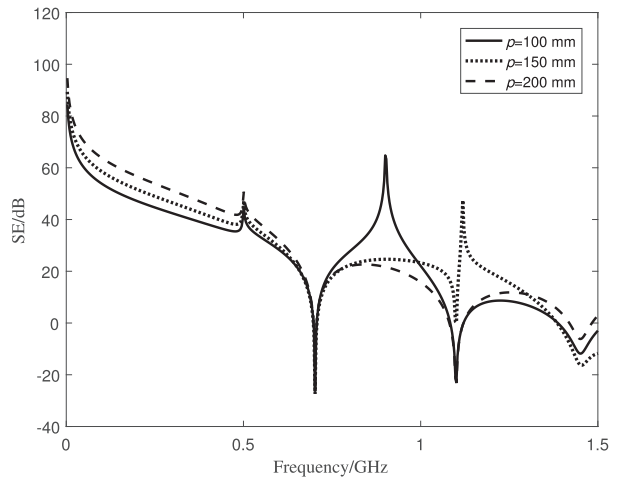


图 10 监测点位置不同时SE计算结果($p = 100$ mm、150 mm、200 mm)

Fig. 10 SE for different monitoring point positions ($p = 100$ mm, 150 mm, 200 mm)

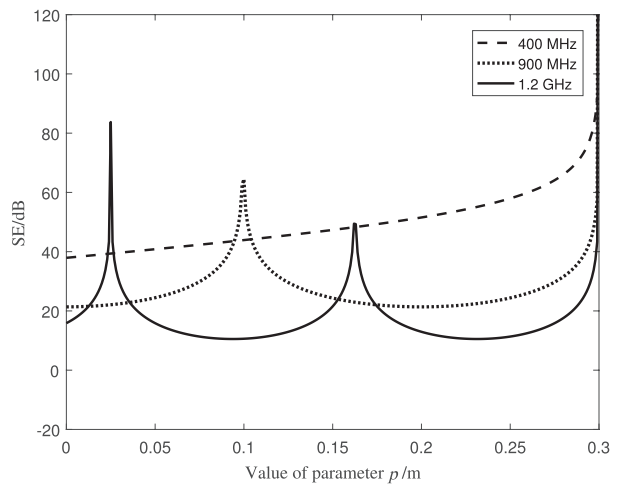


图 11 不同频率下SE随监测点位置的变化图

Fig. 11 Changes in SE with monitoring point positions at different frequencies

综上所述, 在低频部分, 越靠近孔缝的地方SE越小; 而在高频部分, 随着辐射源安装位置远离孔缝, 测得的SE并不是一直增大, 而是呈现出周期性, 其变化起点为腔体终端, 是屏蔽效能极大点, 周期大小为电磁波在矩形波导中波长的一半. 根据上述分析结果, 在工程应用中可以让辐射源尽量安装在

屏蔽箱的末端或者离末端一定距离, 距离取值为对应干扰频率下腔体中电磁波半波长的整数倍, 例如当干扰频率为1.2 GHz时, 如图11所示, 敏感设备或辐射源放置在距离孔缝0.025 m、0.16 m或0.3 m的位置时屏蔽效能最大, 对射电天文观测的干扰最小.

4 层数与屏蔽效能的关系

现有的屏蔽工程中, 为解决大型射电望远镜超高性能电磁防护问题, 存在3层屏蔽方案的应用需求, 有必要分析3层屏蔽体屏蔽效能与层数之间的关系.

为分析多层屏蔽腔体层数与屏蔽效能的响应关系, 在图1的基础上向左扩展成一个3层结构, 第1个腔体和第2个腔体的长度均为20 mm, 其他条件不变. 图12给出了1、2、3层时的屏蔽效能计算结果, 为了检验BLT算法在3层时的计算精度, 加入了TLM仿真和Robinson模型的结果, 结果表明BLT方法在3层屏蔽的情况下依然表现出较高的精度. 同时可以直观看出, 增加层数能够显著提高腔体的屏蔽效能.

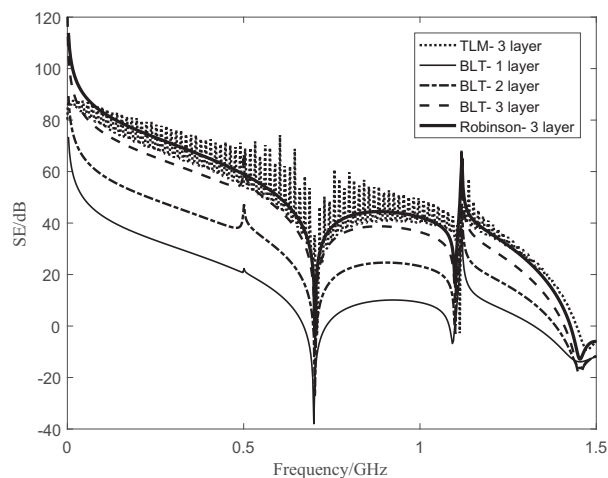


图12 层数为1、2、3时BLT方程的SE结果

Fig. 12 SE results for BLT equations for layers 1, 2 and 3

图13为400 MHz、900 MHz、1.3 GHz这三个频点在不同层数时的SE计算结果, 从图中可以看出, 屏蔽效能随层数的变化存在近似的线性关系, 第

二谐振频率之前(400 MHz, 900 MHz), 每增加一层, SE能够增加14–16 dB; 1.3 GHz时, 每增加一层, SE平均增量有所减小, 为9 dB左右. 3个频率在1层和2层、2层和3层之间的增量误差不超过1 dB.

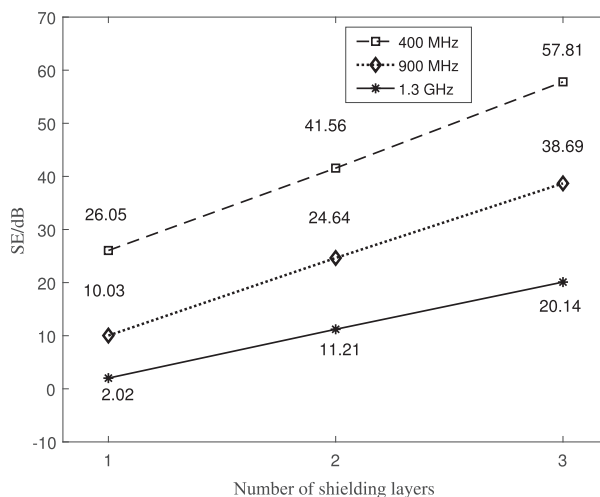


图13 不同频率下SE随屏蔽层数的变化曲线

Fig. 13 Variation curves of SE with the number of shielding layers at different frequencies

根据上述分析结果, 对于带孔缝的多层屏蔽体, 屏蔽效能和层数的关系是线性的, 故可以通过多层屏蔽方案缓解干扰信号对射电天文观测的影响, 但是在评估过程中需要注意多层屏蔽体与单层屏蔽体的屏蔽效能并不是简单的倍数关系.

5 结论

本文围绕大型射电望远镜超高性能电磁防护需求, 开展了多层金属腔体孔缝对屏蔽效能影响研究. 采用等效电路和电磁拓扑理论, 利用BLT方程实现多层屏蔽腔体孔缝对屏蔽效能的影响分析, 并通过数值法和实验法验证了其有效性. 在此基础上, 利用一个实例分析了0–1.5 GHz范围内层间距、孔的形状、辐射源位置对双层腔体屏蔽效能的影响, 并研究了3层屏蔽腔体层数与屏蔽效能之间的关系. 结果表明, 在影响屏蔽效能的3个因素中, 辐射源安装位置的变动更容易引起屏蔽效能的变化, 实际工程中需要根据理论预测结果把相应设备安装到屏蔽盒中合适的位置. 此外, 多层屏蔽腔体屏

蔽效能与层数存在线性关系而不是简单的倍数关系,为QTT多层屏蔽方案的评估提供理论支撑。

此外,考虑到多层电磁屏蔽结构在工程应用中的异构性、随机性和复杂性,后续的研究工作需更加贴近于工程应用,加强理论与实测相结合,进一步开展缝隙对多层屏蔽腔体相关的研究。

参 考 文 献

- [1] Wang N, Xu Q, Ma J, et al. SCPMA, 2023, 66: 154
- [2] 刘奇,王娜,刘晔,等.中国科学:物理学力学天文学,2019,49: 95
- [3] 刘奇,贺嘉乐,蔡明辉,等.微波学报,2023,39: 1
- [4] 王静雅.中国军转民,2016,10: 19
- [5] 总装备部军标出版发行部.小屏蔽体屏蔽效能测量方法:GJB 8810-2015.北京:总装备部军标出版社,2015
- [6] Araneo R, Lovat G. ITEIC, 2009, 51: 274
- [7] Hofer W J R. ITM, 1985, 33: 882
- [8] Jiao C, Li L, Cui X, et al. ITM, 2006, 42: 1075
- [9] Bethe H A. PhRv, 1944, 66: 163
- [10] Robinson M P, Benson T M, Christopoulos C, et al. ITEIC, 1998, 40: 240
- [11] Belkacem F T, Bensetti M, Boutar A G, et al. IET Science Measurement & Technology, 2011, 5: 88
- [12] 宋航,饶育萍,张超,等.强激光与粒子束,2008,20: 1684
- [13] Wang C C, Zhu C Q, Zhou X, et al. Applied Computational Electromagnetics Society Journal, 2013, 28: 535
- [14] 王殿海,石成英,蔡星会,等.核电子学与探测技术,2019,39: 159
- [15] 赵蒙,达新宇,张亚普,等.空军工程大学学报(自然科学版),2014,15: 52
- [16] 达新宇,赵蒙,张亚普.高电压技术,2015,41: 979
- [17] 罗静雯,杜平安,任丹,等.强激光与粒子束,2015,27: 166
- [18] 张岩,田铮,王川川,等.电工技术学报,2022,37: 3350
- [19] Baum C, Liu T, Tesche F. Interaction Note, 1978: 350
- [20] Carl E B. Electromag, 2005, 25: 623
- [21] 中国标准出版社.电磁屏蔽室屏蔽效能的测量方法:GB/T 12190-2021.北京:中国标准出版社,2021
- [22] Wallyn W, Zutter D D, Laermans E. ITEIC, 2003, 45: 639
- [23] 柯享与,龚子平.电磁场理论基础.第2版.北京:人民邮电出版,2011: 245-247

Analysis of Factors Influencing the Shielding Effectiveness of Multi-layer Cavity Based on BLT Equation

HU Mao-zhen¹ WANG Yang¹ LIU Qi² WANG Na² TANG Ren-kai² LI Xiao-feng³

(1 School of Mechanical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830017)

(2 Xinjiang Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Urumqi 830011)

(3 China Electronics Technology Group 33rd Research Institute, Taiyuan 030006)

ABSTRACT This paper centers on the technical problem of aperture coupling of multi-layer shielding cavity, and carries out the research on the influence of aperture coupling on the shielding effectiveness to provide technical support for the electromagnetic compatibility design of large radio telescopes. Based on Robinson model and electromagnetic topology theory, this paper establishes the equivalent circuit of a double-layer perforated shielding cavity and its signal flow diagram, and solves the shielding effectiveness using the BLT (Baum-Liu-Tesch) equation, taking into account the case of a 3-layer cavity. The accuracy of the measurement results, simulation values, Robinson's algorithm and this paper's algorithm are compared and analyzed, and the accuracy of this paper's algorithm is verified. On this basis, this method is used to analyze the influence of the layer spacing, the shape of the hole, and the installation position of the radiation source on the shielding effectiveness of the double-layer metal cavity in the 0–1.5 GHz band, and the engineering suggestions are given. In addition, the relationship between the number of layers of the three-layer shielding cavity and the shielding effectiveness is analyzed. The results show that there is a linear relationship between the shielding effectiveness and the number of layers.

Key words telescopes: radio telescope, methods: calculation of SE (shielding effectiveness), techniques: EMC (Electromagnetic Compatibility)