

文章编号: 2095-4980(2020)04-0650-06

含复合材料封闭腔电磁屏蔽效能评估

冯博文^{1a,1b}, 闫丽萍^{*1a,1b}, 赵翔^{1a,1b}, 刘强², 孟雪松², 周海京²

(1.四川大学 a.电子信息学院; b.无线能量传输教育部重点实验室, 四川 成都 610065;

2.北京应用物理与计算数学研究所, 北京 100088)

摘要: 复合材料已广泛应用于现代航空航天、汽车和电子等行业。当复合材料用于腔体外层时, 其仅几毫米的厚度为基于时域有限差分(FDTD)法的电磁屏蔽效能评估带来挑战。本文采用亚网格边界条件(SGBC)技术, 结合 FDTD 方法实现了对含复合材料薄层封闭腔的电磁屏蔽效能快速评估。计算了 3 种不同含复合材料薄层封闭腔在 0.1~1 GHz 内的电磁屏蔽效能, 并与基于全波分析方法软件的仿真结果进行对比, 二者计算结果吻合良好, 证明了采用该方法在复合材料封闭腔 SE 分析方面的有效性。

关键词: 屏蔽效能; 复合材料; 亚网格边界条件; 时域有限差分法

中图分类号: TN03

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019505

Evaluation of electromagnetic shielding effectiveness for enclosure partially made of composite materials

FENG Bowen^{1a,1b}, YAN Liping^{*1a,1b}, ZHAO Xiang^{1a,1b}, LIU Qiang², MENG Xuesong², ZHOU Haijing²

(1a.College of Electronics and Information Engineering; 1b.Key Laboratory of Wireless Power Transmission of Ministry of Education, Sichuan University, Chengdu Sichuan 610065, China; 2.Institute of Applied Physics and Computational Mathematics, Beijing 100088, China)

Abstract: Composite materials have been widely employed in modern aerospace, automotive and electronics industries. However, when the composite material is used as external layer of the enclosure, its thickness of a few millimeters, becomes a big challenge for the evaluation of electromagnetic Shielding Effectiveness(SE) based on the Finite-Difference Time-Domain(FDTD) method. Subgridding Boundary Condition(SGBC) method combined with the FDTD method is applied to tackle this issue. The SE of different enclosures has been analyzed in the frequency range of 0.1–1 GHz. The results obtained by using SGBC-FDTD method are compared to those calculated using software based on full wave analysis, and good agreements are observed.

Keywords: Shielding Effectiveness; composite materials; Subgridding Boundary Condition; Finite-Difference Time-Domain method

先进复合材料具有比强度和比模量高、抗腐蚀、稳定性好、易制造等优点, 因而作为金属材料替代品, 已在现代航空航天、汽车制造、电子器件及建筑行业中被广泛应用^[1]。相较于传统金属材料, 复合材料的导电性能较低。因此, 对其电磁屏蔽效能(SE)进行评估, 成为确保含复合材料电子系统可靠性及稳定性的重要环节。当复合材料用于腔体外层时, 其厚度尺寸通常在毫米量级, 在使用 FDTD 方法对复合材料腔体进行电磁屏蔽效能评估时, 为了对复合材料外壳厚度进行准确建模, 必须采用精细网格进行剖分, 从而导致计算量和存储空间急剧增加。再考虑到因 CFL(Courant-Friedrichs-Lewy)稳定性条件导致的时间步长减少, 必将导致计算时间进一步增加。嵌入式薄层模型技术^[1-2]为解决这一难题提供了有效途径, 该方法将薄层结构嵌入相邻粗网格之间进

收稿日期: 2019-12-19; 修回日期: 2020-01-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61877041)

作者简介: 冯博文(1994-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电磁兼容建模与分析。email:460301349@qq.com

*通信作者: 闫丽萍 email:liping_yan@scu.edu.cn

行单独求解,从而避免了整个计算空间内网格剖分过密。FDTD 算法中常用的嵌入式薄层模型主要包括:表面阻抗边界条件(Surface Impedance Boundary Condition, SIBC)法^[3]、阻抗网络边界条件(Impedance Network Boundary Condition, INBC)法^[4]、有效边界条件(Extended Boundary Condition, EBC)法^[5]、传输线等效模型(Transmission Line Equivalent, TLE)^[6-7]和亚网格边界条件(SGBC)法^[8]。SIBC, INBC 和 EBC 法为保证薄层切向电场和磁场在空间中处于同一位置,将三维 Yee 氏元胞中交错的场值进行外推,从而造成了计算后期的不稳定性^[9-10]。SGBC 方法在复合材料薄层中使用一维亚网格,通过无条件稳定的 Crank-Nicolson 时域(CNTD)^[11]法计算薄层内部各网格点上的电磁场分量,进而通过复合材料薄层表面边界条件与周围 FDTD 中的 Yee 氏网格电磁场进行结合,相较于其他算法有较好的后期稳定性。本文将 SGBC 方法结合 FDTD 应用于含复合材料封闭腔的电磁屏蔽效能(SE)评估中,对 3 种不同含复合材料薄层金属腔体进行建模计算,获得腔体中心点的电磁屏蔽效能。并与基于全波分析方法软件的仿真结果进行对比,二者吻合较好,验证了 SGBC 方法在评估含复合材料腔体 SE 方面的有效性。

1 亚网格边界条件法基本原理简介

亚网格技术在时域有限差分法中应用广泛^[12],应用于处理细薄结构^[13]。当电磁波以任意角度入射到复合材料薄层结构表面时,其在复合材料薄层中的折射波传播方向近似为表面法线方向^[8]。因此基于此规律可将薄层采用一维亚网格进行剖分,亚网格步长可以远小于周围介质中的步长,采用无条件稳定技术 Crank-Nicolson 时域(CNTD)法可以使其相应的时间步长无须减小。薄层内部的电场与磁场分量均平行于薄层表面,通过一维时间步进算法求解薄层内切向电磁场分量,位于薄层两表面上一维亚网格区域和三维粗网格区域分界面上的电场分量更新时使用 2 个网格中电导率和介电常数的加权平均。该方法不需因亚网格的使用而减少整个计算空间的时间步长,极大提高了计算效率;并且由于 CNTD 的无条件稳定性保证了整个计算后期的稳定性。

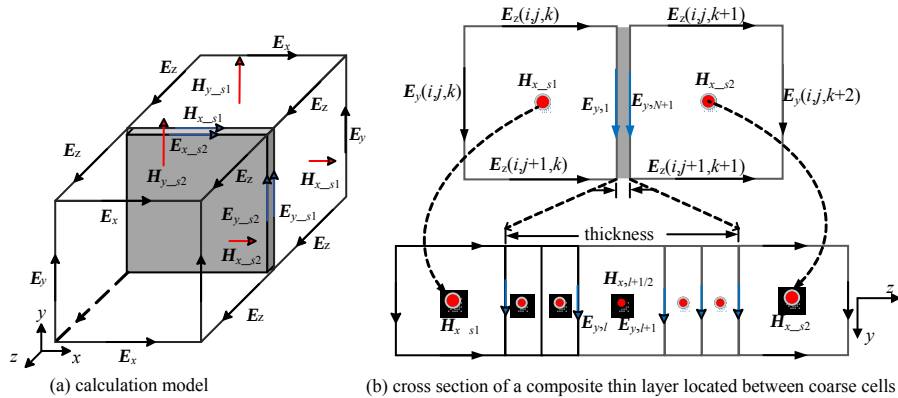


Fig.1 Composite thin layer model with an SGBC boundary

图 1 复合材料薄层 SGBC 方法建模示意图

SGBC-FDTD 方法将复合材料薄层嵌入相邻粗网格间进行建模计算,如图 1(a)所示。复合材料薄层沿着电磁波传播方向(这里假设为+z 方向)细分为 N 个一维亚网格,包含 $N+1$ 个切向电场分量 E_x, E_y 和 N 个磁场分量 H_y, H_x 。在空间上电场和磁场间隔半个亚网格步长,磁场位于亚网格中心,如图 1(b)所示。与文献[8]中场量组合 E_x 和 H_y 更新公式不同,这里根据全电流定律和法拉第电磁感应定律,推导获得了与复合材料薄层正交的另一个面上的场分量组合 E_y 和 H_x 的更新公式。假定薄层内磁场位于整数时间节点,通过时间平均将薄层内部电场与磁场在时间步上保持一致,可得薄层内部电场和磁场表达式分别为:

$$E_{y,l}^{n+1} = CA_l E_{y,l}^n + \frac{CB_l}{2} (H_{x,l+1/2}^{n+1} - H_{x,l-1/2}^{n+1} + H_{x,l+1/2}^n - H_{x,l-1/2}^n) \quad (1)$$

$$H_{x,l+1/2}^{n+1} = CP_{l+1/2} H_{x,l+1/2}^n + \frac{CQ_{l+1/2}}{2} (E_{y,l+1}^{n+1} - E_{y,l}^{n+1} + E_{y,l}^n - E_{y,l+1}^n) \quad (2)$$

对于亚网格起始和终止位置上的电场 $E_{y,1}$ (即 $E_{y,S1}$) 和 $E_{y,N+1}$ (即 $E_{y,S2}$),利用式(1)进行薄层内的电场计算时使用的是整时间步上的磁场值,而复合材料薄层区域外的磁场仍处于半整数时间步,因此有

$$E_{y,1}^{n+1} = CA_l E_{y,1}^n + CB_l \times \left(\frac{H_{x,3/2}^{n+1} + H_{x,3/2}^n}{2} - H_{x,S1}^{n+1/2} \right) \quad (3)$$

$$\mathbf{E}_{x,N+1}^{n+1} = CA_{N+1} \mathbf{E}_{x,N+1}^n + CB_{N+1} \times \left(\mathbf{H}_{y,S2}^{n+1/2} - \frac{\mathbf{H}_{y,N+1/2}^{n+1} + \mathbf{H}_{y,N+1/2}^n}{2} \right) \quad (4)$$

式中系数见式(5)。

$$CA_l = \frac{2\varepsilon_l - \Delta t \sigma_l}{2\varepsilon_l + \Delta t \sigma_l}, \quad CB_l = \frac{2\Delta t}{\Delta_{f,l}(2\varepsilon_l + \sigma_l \Delta t)}, \quad CP_{l+1/2} = 1, \quad CQ_{l+1/2} = \frac{\Delta t}{\mu_l \Delta_{f,l+1/2}} \quad (5)$$

式中: ε_l 表示薄层等效介电常数; μ_l 表示薄层等效磁导率; σ_l 表示薄层电导率; $\Delta_{f,l}$ 表示薄层内的空间步长。

将式(2)中的磁场带入到式(1), 经过整理后可得复合材料薄层内 $N+1$ 个节点上电场的矩阵方程(6), 求解该方程即可得到薄层内所有节点上的电场值 $\mathbf{E}_{y,l}$, 进而代入式(2)即可获得复合材料薄层内的磁场。

$$\begin{pmatrix} b_1 & c_1 & 0 & \dots & 0 \\ a_2 & b_2 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & a_i & b_i & c_i & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & c_N \\ 0 & \dots & 0 & a_{N+1} & b_{N+1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{E}_{y,1}^{n+1} \\ \dots \\ \mathbf{E}_{y,l}^{n+1} \\ \dots \\ \mathbf{E}_{y,N+1}^{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{l,1}^n \\ \dots \\ d_{l,i}^n \\ \dots \\ d_{l,N+1}^n \end{pmatrix} \quad (6)$$

式中系数 a_l, b_l, c_l 和 d_l^n 分别为:

$$\begin{cases} a_l = -\frac{CB_l CQ_{l-1/2}}{4}, \quad c_l = -\frac{CB_l CQ_{l+1/2}}{4}, \quad b_l = 1 - a_l - c_l \\ d_l^n = \frac{CB_l}{2}(1 + CP_{l+1/2})\mathbf{H}_{y,l+1/2}^n - \frac{CB_l}{2}(1 + CP_{l-1/2})\mathbf{H}_{y,l-1/2}^n + \frac{CB_l CQ_{l-1/2}}{4}\mathbf{E}_{x,l-1}^n + \\ \left[CA_l - \frac{CB_l(CQ_{l+1/2} + CQ_{l-1/2})}{4} \right] \mathbf{E}_{x,l}^n + \frac{CB_l CQ_{l+1/2}}{4}\mathbf{E}_{x,l+1}^n \end{cases} \quad (7)$$

在薄层内电磁场更新的基础上, 图 1(b)中薄层两侧相邻粗网格内的磁场分量 $\mathbf{H}_{x,S1}^{n+1/2}$ 和 $\mathbf{H}_{x,S2}^{n+1/2}$ 则利用电磁感应定律的积分形式进行更新计算, 见式(8), 从而将一维 CNTD 的亚网格计算与常规的三维 FDTD 计算结合在一起。式中 $\mathbf{E}_{y,S1}^n = \mathbf{E}_{y,1}^n$, $\mathbf{E}_{y,S2}^n = \mathbf{E}_{y,N+1}^n$, ΔS 是积分区域所围面积。

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{x,S1}^{n+1/2} = \mathbf{H}_{x,S1}^{n-1/2} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta S} [\Delta z \mathbf{E}_z^n(i, j+1, k) - \Delta z \mathbf{E}_z^n(i, j, k) + \Delta y \mathbf{E}_y^n(i, j, k) - \Delta y \mathbf{E}_{y,S1}^n] \\ \mathbf{H}_{x,S2}^{n+1/2} = \mathbf{H}_{x,S2}^{n-1/2} - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta S} [\Delta z \mathbf{E}_z^n(i, j+1, k+1) - \Delta z \mathbf{E}_z^n(i, j, k+1) + \Delta y \mathbf{E}_{y,S2}^n - \Delta y \mathbf{E}_y^n(i, j, k+2)] \end{cases} \quad (8)$$

图 2 给出了采用 SGBC-FDTD 方法计算含复合材料薄层区域的流程图。首先进行初始化, 即设置计算空间及相关参数, 包括粗网格及亚网格空间步长、时间步长、计算模型尺寸、复合材料薄层媒质参数、激励波形参数等, 然后在迭代开始前完成计算系数的初始化。在 SGBC-FDTD 开始迭代后的每个时间步中, 首先通过一维 CNTD 法求解薄层内部电场 $\mathbf{E}_l^n$ 和磁场 $\mathbf{H}_{l+1/2}^n$, 然后通过常规 FDTD 计算更新薄层区域外三维空间的磁场和电场值。薄层相邻网格间的磁场值通过电磁感应定律的积分形式进行更新。

2 含复合材料薄层封闭腔 SE 的评估

本文采用 SGBC-FDTD 方法计算了几种不同结构含复合材料薄层封闭腔在 0.1~1 GHz 频段内的电磁屏蔽效能, 并与基于全波分析方法的仿真结果进行对比。所有计算中, 复合材料薄层厚度均为 2 mm, 相对介电常数为 2^[14], 电导率取值参照常见的碳纤维复合材料电导率 (10²~10⁴ S/m)^[15], 采用高斯脉冲激励。常规 FDTD 计算所用粗网格的空间步长为 $\Delta x = \Delta z = \Delta y = 5$ mm, CNTD 计算复合

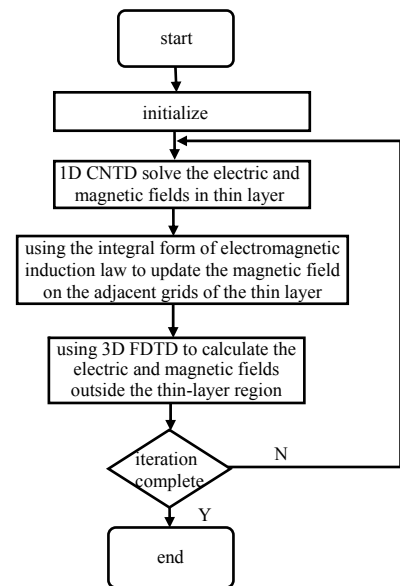


Fig.2 Modeling flow based on subgridding boundary condition method
图 2 SGBC 方法建模流程图

材料薄层所用亚网格的空间步长为 0.1 mm, 时间步长为 $\Delta t = 0.99\sqrt{1/(\Delta x^2) + 1/(\Delta y^2) + 1/(\Delta z^2)}$ 。

首先计算了单面复合材料封闭腔体, 计算模型如图 3(a)所示。腔体尺寸为 100 mm×100 mm×120 mm, 前面板为电导率 $\sigma=100$ S/m 的复合材料, 其余五面均为理想导体。计算中, 沿+y 方向极化的均匀平面波沿-z 方向垂直入射到复合材料面板上。首先采用 SGBC-FDTD 法计算了 0.1~1 GHz 频段内腔体中心点的 SE, 并与基于全波分析法的软件计算结果进行对比, 如图 3(b)所示。为了定量说明 SGBC-FDTD 法的有效性, 分别使用平均绝对差值(AV)曲线相关系数(ρ)对 SE 结果进行评估, 这 2 个参数的定义详见文献[16]。由图 3(b)可以看出, SGBC-FDTD 方法与软件计算的 SE 结果吻合良好, 整个计算频段范围内两种方法计算结果的平均绝对差值 $MAV=0.487$ dB, 曲线相关系数 $\rho=0.9874$ 。由于复合材料为有耗媒质, 并且电磁波入射到复合材料薄板时在其与空气交界的 2 个表面上均会产生反射, 这些因素都会对含复合材料腔体的 SE 产生影响。为了进一步探究材料电导率 σ 对腔体 SE 的影响, 图 3(c)给出了含不同电导率复合材料腔体中心点的 SE。由图中可知, 电导率较小时, SE 随频率升高而逐渐减小, 正如图 3(b)中的变化趋势; 而随着电导率的增大, SE 逐渐随着频率升高而略有增加。这是由于电导率较低时, 不同频率的电磁波趋肤深度与复合材料厚度基本相当; 当电磁波穿透进入腔体后, 由于此腔体尺寸较小, 电磁波在其中处于截止状态, 低频电磁波的截止衰减大于高频电磁波, 因此 SE 随频率增加而减小。当电导率较高时, 复合材料的趋肤深度大大降低, 且随频率增加穿透复合材料进入腔体的电磁能量降低, 因此 SE 随频率增加而逐渐增加。

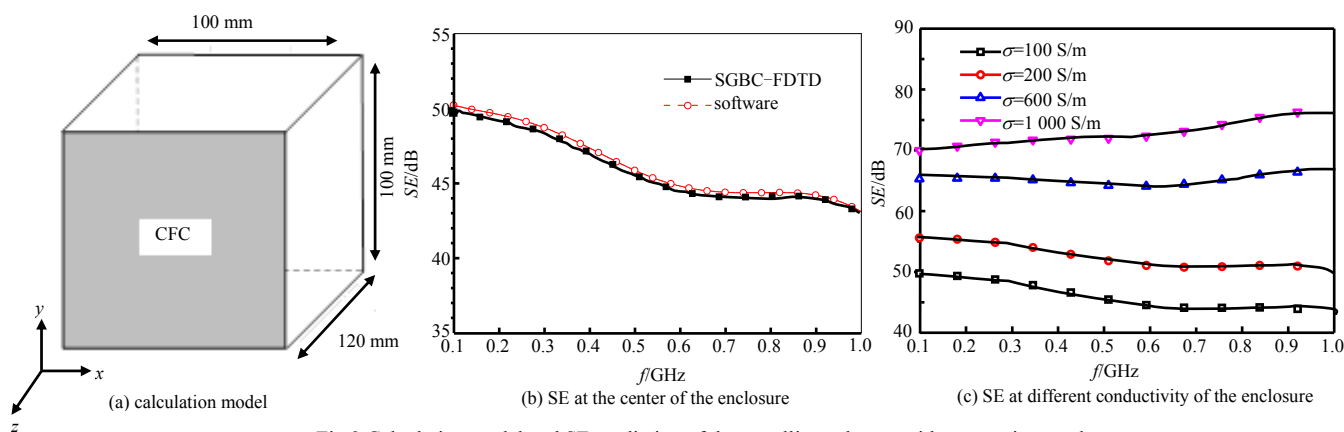


Fig.3 Calculation model and SE prediction of the metallic enclosure with composite panel

图3 面板为复合材料的封闭腔计算模型及屏蔽效能

图 4(a)给出了前面板为理想导体混合复合材料薄层的封闭腔计算模型, 该腔体尺寸为 100 mm×100 mm×120 mm, 复合材料薄层尺寸为 100 mm×50 mm×2 mm, 电导率 $\sigma=1000$ S/m, 腔体其余五面均为理想导体。分别计算了垂直(沿+y 方向)极化和水平(沿+x 方向)极化平面波两种情况沿-z 方向垂直入射下腔体中心点的 SE, 计算结果如图 4(b)和图 4(c)所示。其中垂直极化入射情况下 SE 的平均绝对差值 $MAV=1.957$ dB, 曲线相关系数 $\rho=0.9438$; 水平极化时 SE 的平均绝对差值 $MAV=1.636$ dB, 曲线相关系数 $\rho=0.9510$, 表明复合材料与导体构成的混合盖板情况下 SGBC-FDTD 计算结果和软件仿真结果吻合较好。从图 4 中还可以看出, 水平极化和垂直极化 2 种情况下的 SE 区别不大, 随频率增加呈现上升趋势, 与图 3(c)中的电导率较高时 SE 的变化趋势相同。

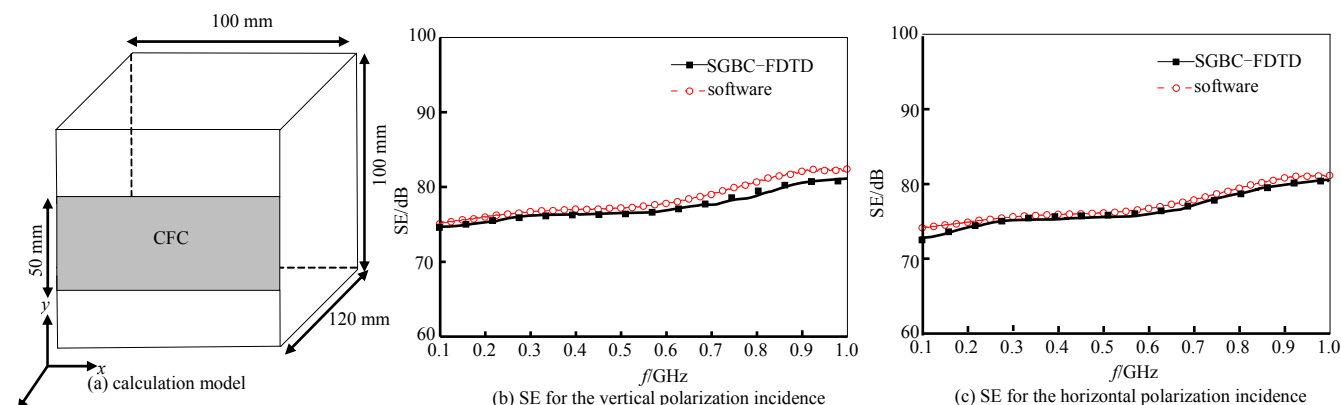


Fig.4 Calculation model and SE prediction at the center of the metallic enclosure with panel partially made of composite

图4 部分复合材料盖板封闭腔的计算模型与屏蔽效能

图 5 给出了入射方向 $\theta=90^\circ$, $\varphi=-45^\circ$, 沿 $+y$ 方向极化的平面波斜入射到相邻两面为复合材料封闭腔的计算模型及计算结果。其腔体尺寸为 $100\text{ mm}\times 100\text{ mm}\times 120\text{ mm}$, 复合材料电导率 $\sigma=200\text{ S/m}$ 和 $1\,000\text{ S/m}$ 时的 SE 分别如图 5(b)和 5(c)所示。采用 SGBC-FDTD 的 SE 计算结果与软件仿真结果在 $\sigma=200\text{ S/m}$ 时的平均绝对差值 $MAV=0.892\text{ dB}$, 曲线相关系数 $\rho=0.974\,5$, 在 $\sigma=1\,000\text{ S/m}$ 时的平均绝对差值 $MAV=1.217\text{ dB}$, 曲线相关系数 $\rho=0.960\,6$ 。由此可见, SGBC-FDTD 算法也适用于不同位置含复合材料封闭腔的 SE 评估。值得注意的是, 尽管根据文献[8], 电导率为 $\sigma=200\text{ S/m}$ 时, 该方法的适用频率已经略超出其范围, 但由于电磁波进入复合材料的折射角此时为 1° 左右, 近似为法向传播, 因此 SGBC-FDTD 算法仍与软件仿真结果相吻合。

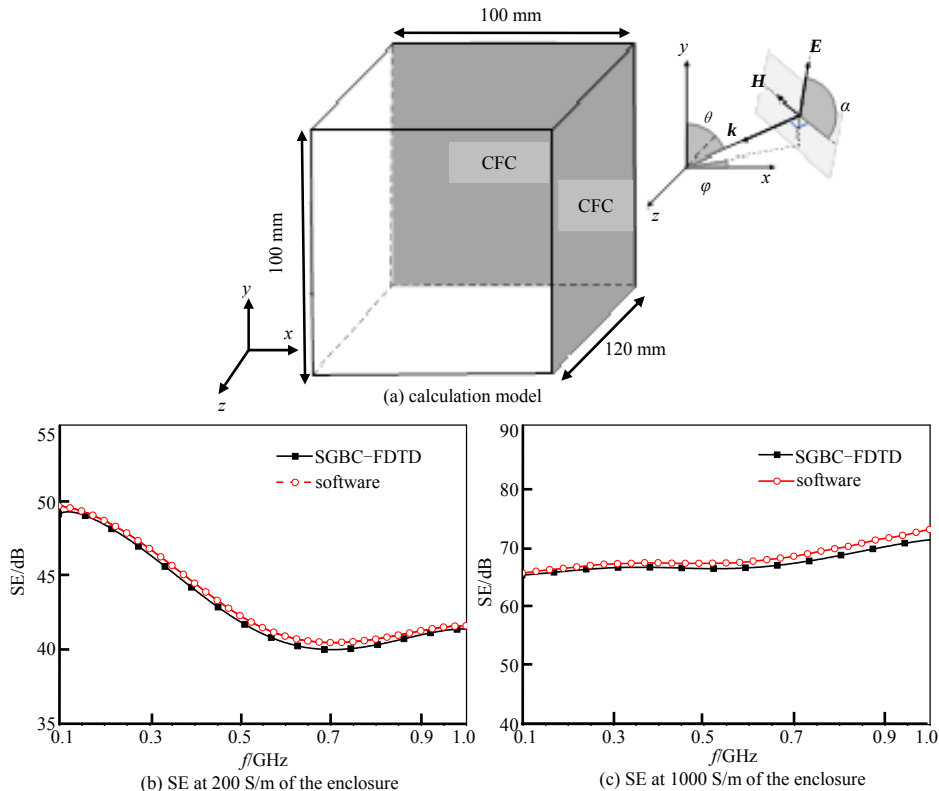


Fig.5 Calculation model and SE prediction at the center of the enclosure for oblique incidence

图 5 斜入射情况下复合材料封闭腔计算模型及屏蔽效能

为了验证 SGBC-FDTD 方法计算常规尺寸腔体 SE 的准确性, 将图 5(a)中的腔体尺寸改为 $200\text{ mm}\times 200\text{ mm}\times 200\text{ mm}$, 计算结果如图 6(a)和图 6(b)所示。在 $\sigma=200\text{ S/m}$ 时 2 种计算结果的平均绝对差值 $MAV=1.407\text{ dB}$, 曲线相关系数 $\rho=0.953\,9$, 在 $\sigma=1\,000\text{ S/m}$ 时平均绝对差值 $MAV=0.873\text{ dB}$, 曲线相关系数 $\rho=0.975\,2$, 证明了 SGBC-FDTD 方法计算常规尺寸腔体时的有效性。通过比较仿真软件和 SGBC-FDTD 方法的计算成本发现, 腔体增大后 SGBC-FDTD 的计算效率有进一步提升。将图 6(a)与图 5(b)相比可知, 随着腔体尺寸增加, 电磁波可以在腔体中传播, 因此在电导率较低时, 750 MHz 以上频段的 SE 逐渐下降, 尤其在主模谐振点附近 1 GHz 时下降最为严重。

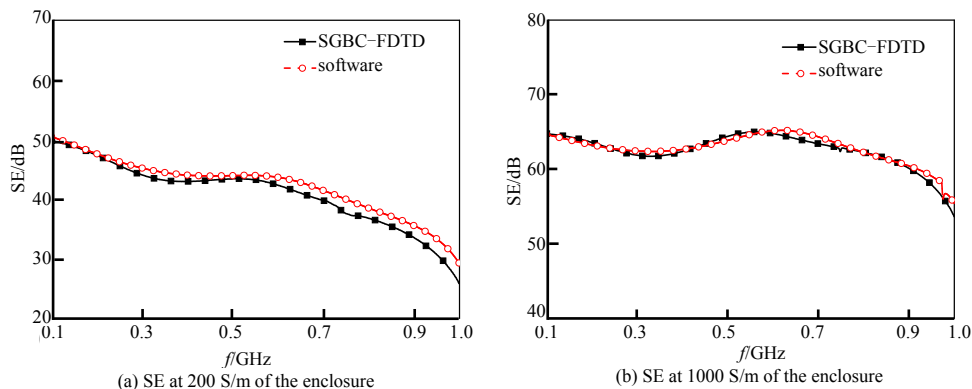


Fig.6 SE prediction at the center of the enclosure with regular dimensions for oblique incidence

图 6 斜入射情况下常规尺寸复合材料封闭腔的屏蔽效能

本文算例计算中内存占用和计算时间相比于软件分别减小了 87%和 69%。由于本文算例所用腔体较小，随着计算腔体的进一步增大，采用 SGBC-FDTD 方法分析复合材料腔体必将在计算成本方面体现出更好的优势。

3 结论

本文采用 SGBC-FDTD 方法对含复合材料薄层封闭腔的电磁屏蔽效能进行评估，计算了几种含复合材料封闭腔体在 0.1~1 GHz 频段内的 SE，计算结果与基于全波分析方法软件仿真结果相吻合。计算结果表明，电导率和复合材料封闭腔的尺寸均对 SE 结果有影响，因此需在实际工程应用中根据趋肤深度和电磁波的传播状态进行分析。本文算例还表明采用 SGBC-FDTD 进行含复合材料薄层封闭腔的屏蔽效能评估具有较高的计算效率，为含复合材料腔体的电磁屏蔽效能分析提供了参考。

参考文献：

- [1] WANG Jiaobao,ZHOU Bihua,SHI Lihua,et al. Analyzing the electromagnetic performances of composite materials with the FDTD method[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013,61(5):2646-2654.
- [2] MENG Xuesong. Modelling multi-scale problems in the transmission line modelling method[D]. Nottingham,UK: University of Nottingham, 2014.
- [3] MALONEY J G,SMITH G S. The use of surface impedance concepts in the finite-difference time-domain method[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1992,40(1):38-48.
- [4] FELIZIANI M,MARADEI F,Tribellini G. Field analysis of penetrable conductive shields by the finite-difference time-domain method with impedance network boundary conditions(INBC's)[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1999,41(4):307-319.
- [5] SARTO M S. A new model for the FDTD analysis of the shielding performances of thin composite structures[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1999,41(4):298-306.
- [6] MENG Xuesong,SEWELL P,PHANG S,et al. Modeling curved Carbon Fiber Composite(CFC) structures in the Transmission-Line Modeling(TLM) method[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2015,57(3):384-390.
- [7] MENG Xuesong,SEWELL P,PHANG S,et al. Extended capability models for carbon fiber composite(CFC) panels in the Unstructured Transmission Line Modelling(UTLM) method[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(3):811-819.
- [8] CABELLO M R,ANGULO L D,ALVAREZ J,et al. A hybrid crank-nicolson FDTD subgridding boundary condition for lossy thin-layer modeling[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017,65(5):1397-1406.
- [9] NAYYERI V,M SOLEIMANI,RAMAH O M. Modeling graphene in the finite-difference time-domain method using a surface boundary condition[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013,61(8):4176-4182.
- [10] KOBIDZE G. Implementation of collocated surface impedance boundary conditions in FDTD[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010,58(7):2394-2403.
- [11] ZHU Hui,GAO Cheng. An unconditionally stable radial point interpolation method based on crink-nicolson scheme[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017(16):393-395.
- [12] WHITE M,ISKANDER M,HUANG Z. Development of a multigrid FDTD code for three-dimensional applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997,45(10):1512-1517.
- [13] AMORE M D,SARTO M S. Time domain analysis of lightning interactions to aeronautical structures composite materials[J]. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1997(97):397-402.
- [14] 孟雪松,张瀚,鲍献丰,等. 碳纤维增强复合材料薄层高效建模方法研究[J]. 电波科学学报, 2019,34(1):19-26. (MENG Xuesong,ZHANG Han,BAO Xianfeng,et al. High efficient modeling techniques of carbon fiber reinforced composite thin layer[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2019,34(1):19-26.)
- [15] 孙晋茹,姚学玲,田向渝,等. 碳纤维增强型复合材料在非破坏雷电流脉冲下的动态导电性[J]. 西安交通大学学报, 2019,53(2):80-87. (SUN Jinru,YAO Xueling,TIAN Xiangyu,et al. Dynamic electrical properties of carbon fiber reinforced polymer subjected to non-destructive lightning impulse[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019,53(2):80-87.)
- [16] 方明江,刘强,闫丽萍,等. 含三维复杂工程细缝金属腔的电磁屏蔽效能评估[J]. 强激光与粒子束, 2018,30(7):86-90. (FANG Mingjiang,LIU Qiang,YAN Liping,et al. Evaluation of electromagnetic shielding effectiveness for metallic enclosure with complex thin slots[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2018,30(7):86-90.)