

文章编号:1005-6122(2005)01-0035-04

用区域分解法分析基于 NRD 波导结构的漏波天线*

朱汉清 刘淑静

(淮阴师范学院物理系, 淮阴 223001)

摘要: 提出了利用区域分解结合频域有限差分法, 分析基于 NRD 波导结构的漏波天线。用区域分解法将原问题分解为若干子问题, 大大缩小稀疏矩阵的规模, 从而使求解大尺寸问题成为可能。文中首先介绍了区域分解法在分析三维电磁问题中的实现, 并计算了典型结构金属块的散射问题, 用于验证算法的正确性; 最后分析了一种基于 NRD 波导结构的漏波天线, 并与实验值进行了比较, 说明了方法的有效性。同时还给出了一种能够有效改善天线性能的改进型漏波天线结构的分析结果。

关键词: 区域分解法, 频域有限差分法, NRD 波导, 漏波天线

The Domain Decomposition Method for a Leaky Wave Antenna Based on Image NRD Waveguide

ZHU Han-qing, LIU Shu-jing

(Department of Physics, Huaiyin Teachers College, Huaiyin 223001, China)

Abstract: In this paper the Domain Decomposition Method (DDM) combined with the Finite Difference Frequency Domain (FDFD) is presented to analyze a leaky wave antenna based on image Nonradiative Dielectric (NRD) waveguide. The original large domain is divided into several sub-domains and the size of the sparse matrix created by FDFD is reduced greatly. Thus the large problem can be solved. The scattering characteristic of a conductive cube is calculated firstly. Good agreement between results calculated by DDM and the results from Taflove verifies the accuracy of DDM. Then a leaky wave antenna based on image NRD guide is computed to prove the efficiency of this method.

Key words: Domain decomposition method, Finite difference frequency domain, Nonradiative dielectric waveguide, Leaky wave antenna

引言

自 1981 年无辐射介质波导 (Nonradiative Dielectric Waveguide——NRD 波导) 作为一种低耗传输线由 Yoneyama 等人^[1]首次提出以来, 许多学者针对它的应用已经开展了广泛的研究, 近年来基于 NRD 波导结构漏波天线的设计逐渐引起了人们的兴趣^[2-4], 因此对它进行有效的分析, 在工程设计与优化模拟上是有实际意义的。

频域有限差分法 (FDFD) 是解决电磁问题的典型方法之一, 近年来, MEI 方法的提出使得差分法在求解二维电磁问题上取得了很大进展, 但对于三维

问题, 特别是对大尺寸的三维电磁问题的研究, 由于它的存储量和计算量都要比二维问题大得多因而进展较慢, 区域分解法 (DDM) 的提出有效地解决了这个问题, 其主要思想是把原来所求解的大区域分解成若干个子域, 在各个子域上选用最有效的数值方法进行求解, 最后得到整个区域的解。这种方法的优越性不仅能把大问题化为小问题, 降低对计算内存的要求, 而且还能把复杂问题化为简单问题, 降低分析问题的难度。由于区域分解法是把原问题的大区域分解成若干子域后进行求解, 人为地引入了划分子域的虚拟边界, 因此确定连接子域间的虚拟边界条件, 是实施区域分解法的关键。在文献[5]和

* 收稿日期: 2004-02-29; 定稿日期: 2004-10-08

基金项目: 江苏省教育厅自然科学基金资助项目 (No. 04KJB140014)

[6]中,作者从求解 Maxwell 方程出发,推导了虚拟边界条件——Despres 传输条件,从理论上证明了该条件的唯一性和收敛性,从而为区域分解法在基于 Maxwell 方程电磁问题中的应用奠定了数学基础。B. Strupfel 和 M. Mognot 在此基础上结合有限元法并采用“洋葱”式分区方式分析了三维电磁散射问题^[7]。

本文在此基础上结合频域有限差分法进一步扩展它的应用,首次用于分析基于 NRD 波导结构的漏波天线。文中首先介绍了区域分解法在分析三维电磁问题中的实现,然后作为对算法正确性的检验,计算了三维典型结构金属块的电磁散射问题,最后分析了一种基于 NRD 波导结构的漏波天线,并与实验值进行了比较,同时还给出了一种能够改善该天线性能的改进型漏波天线结构。

1 理论与算法

我们知道,在使用有限差分法处理三维电磁问题,特别是大尺寸的三维区域问题时,由于存储量和计算量都比较大,应用受到限制。为了突破这个瓶颈,可利用区域分解法的优越性来解决这一问题。下面首先介绍区域分解法在三维电磁问题中的实现。如图 1 所示,不失一般性,考虑求解区域沿 z 向分区(当然也可沿 x 或 y 方向分区,但在原理上没有本质区别),显然这种分区方法要优于 B. Stupfel^[7]使用的“洋葱”式分区法。因为“洋葱”式分区方法很难使每个子区域内的未知量个数达到相等或接近相等,这在区域分解法的并行实施中,将会直接导致各个处理器的负载不平衡而降低算法的计算效率,其次,也会由于外层子区域的未知量个数较大而限制分区数。

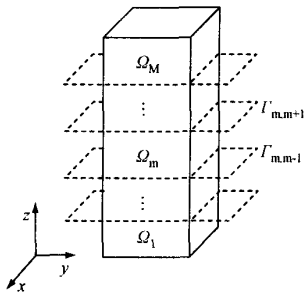


图 1 沿 z 向三维问题区域分解

由于在区域分解法中需要人为引入划分子域的虚拟边界,因此确定连接子域间的虚拟边界条件,是万方数据

实施区域分解法的关键。作为划分区域虚拟边界条件的 Despres 传输条件,文献[5]和[6]中从理论上证明了利用该条件划分子域,能够保证基于 Maxwell 方程的区域分解法解的唯一性和收敛性,从而为区域分解法在基于 Maxwell 方程三维电磁问题中的应用奠定了数学基础。为此,本文使用 Despres 传输条件划分区域,实现三维问题的区域分解。

设原问题的求解区域为 Ω ,则电磁场在该区域内满足 Maxwell 方程

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = \mu_r \mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon_r \mathbf{E} \end{cases} \quad (1)$$

ε_r 和 μ_r 分别是相对介电常数和相对电导率,为简单起见,我们把坐标系对自由空间波数 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 进行了归一化,即令 $(x, y, z) = (k_0 x', k_0 y', k_0 z')$,归一化场 $\mathbf{E} = \mathbf{E}'$, $\mathbf{H} = -j\eta_0 \mathbf{H}'$, $\eta_0 = 120\pi$ 为自由空间波阻抗。当使用有限差分法进行求解时,采用 Mur 吸收边界条件截断边界模拟开域问题。这里不失一般性,利用区域分解法沿 z 方向将 Ω 划分为 M 个子区域 $\Omega_m (m = 1, 2, \dots, M)$,则第 m 个子域的边值问题为

$$\begin{cases} \text{在 } \Omega_m \text{ 上满足 Maxwell 方程} \\ \text{在截断边界上满足 Mur 吸收边界条件} \\ \text{在虚拟边界 } (\Gamma_{m,m+1} \text{ 和 } \Gamma_{m,m-1}) \text{ 上满足 Despres 传输条件} \end{cases} \quad (2)$$

而(2)式中的 Maxwell 方程差分方程的建立可采用 Yee 网格对区域离散,它和 Mur 吸收边界条件差分方程的建立都已较为成熟,为了实施区域分解算法,下面开始构造虚拟边界上的 Despres 传输条件的差分格式。该条件给出了相邻两区域 Ω_p 和 Ω_q 间的虚拟边界 Γ_{pq} 上的边界条件为^[5]

$$\begin{aligned} (\nabla \times \mathbf{u}_{(p)}^{n+1} \times \hat{\mathbf{n}}_{(p)}) \times \hat{\mathbf{n}}_{(p)} + j\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \mathbf{u}_{(p)}^{n+1} \times \hat{\mathbf{n}}_{(p)} = \\ (\nabla \times \mathbf{u}_{(q)}^n \times \hat{\mathbf{n}}_{(q)}) \times \hat{\mathbf{n}}_{(q)} - j\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \mathbf{u}_{(q)}^n \times \hat{\mathbf{n}}_{(q)} \end{aligned} \quad (3)$$

方程中 $\mathbf{u}_{(p)}^{n+1}$ 、 $\mathbf{u}_{(q)}^n$ 分别表示电磁场在第 p 、 q 子域上第 $n+1$ 和第 n 次迭代解, $\hat{\mathbf{n}}_{(p)}$ 和 $\hat{\mathbf{n}}_{(q)}$ 则分别表示第 p 、第 q 子区域的外法向。考虑区域 Ω_m 与 Ω_{m+1} 之间的虚拟边界 $\Gamma_{m,m+1}$,显然 $\hat{\mathbf{n}}_{(m)} = \hat{\mathbf{z}}$, $\hat{\mathbf{n}}_{(m+1)} = -\hat{\mathbf{z}}$,令 $\mathbf{u} = \mathbf{E}$ 并代入式(2)的 Despres 传输条件有

$$\begin{aligned} \hat{x} \left[\left(\frac{\partial E_{y(m)}^{n+1}}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m)}^{n+1}}{\partial y} \right) + j\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} \right] - \\ \hat{y} \left[\left(\frac{\partial E_{x(m)}^{n+1}}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m)}^{n+1}}{\partial x} \right) + j\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{x(m)}^{n+1} \right] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{x} \left[\left(\frac{\partial E_{y(m+1)}^n}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m+1)}^n}{\partial y} \right) + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m+1)}^n \right] - \\ \hat{y} \left[\left(\frac{\partial E_{x(m+1)}^n}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m+1)}^n}{\partial x} \right) + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{x(m+1)}^n \right] \end{aligned} \quad (4)$$

而对于区域 Ω_m 与 Ω_{m-1} 之间的虚拟边界 $\Gamma_{m,m-1}$, 则 $\hat{n}_{(m)} = -\hat{z}$, $\hat{n}_{(m-1)} = \hat{z}$, 这时 Despres 传输条件可表示为

$$\begin{aligned} \hat{x} \left[\left(\frac{\partial E_{y(m)}^{n+1}}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m)}^{n+1}}{\partial y} \right) - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} \right] - \\ \hat{y} \left[\left(\frac{\partial E_{x(m)}^{n+1}}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m)}^{n+1}}{\partial x} \right) - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{x(m)}^{n+1} \right] = \\ \hat{x} \left[\left(\frac{\partial E_{y(m-1)}^n}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m-1)}^n}{\partial y} \right) - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m-1)}^n \right] - \\ \hat{y} \left[\left(\frac{\partial E_{x(m-1)}^n}{\partial z} - \frac{\partial E_{z(m-1)}^n}{\partial x} \right) - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{x(m-1)}^n \right] \end{aligned} \quad (5)$$

注意到 $\nabla \times \mathbf{E} = \mu_r \mathbf{H}$, 并由矢量相等条件, (4)

式和(5)式可改写为

$$\begin{cases} -\mu_r H_{x(m)}^{n+1} + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} = -\mu_r H_{x(m+1)}^n + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m+1)}^n \\ \mu_r H_{x(m)}^{n+1} + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} = \mu_r H_{x(m+1)}^n + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m+1)}^n \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \mu_r H_{x(m)}^{n+1} + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} = \mu_r H_{x(m-1)}^n + j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m-1)}^n \\ \mu_r H_{x(m)}^{n+1} - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m)}^{n+1} = \mu_r H_{x(m-1)}^n - j \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} E_{y(m-1)}^n \end{cases} \quad (7)$$

(6)式和(7)式即为子区域 Ω_m 上、下虚拟边界上 Despres 传输条件的差分离散格式, 它建立了子区域 Ω_m 与上下两个相邻子域 Ω_{m+1} 和 Ω_{m-1} 的关系, 结合 Maxwell 方程的差分方程以及在截断边界上 Mur 条件的差分方程, 便构成了子区域完整的边值问题, 且可以用有限差分法进行求解。这里需要说明的是, 由于电场和磁场在离散网格上相隔半个网格, 所以为了能有效使用上述 Despres 传输条件, 在实际划分子域时, 子域之间要互相重叠半个网格。

2 数值结果

为了检验上述算法的正确性, 我们分析了一个典型的三维金属导体方块的电磁散射问题, 立方体与入射平面波的关系如图 2 所示, 其边长 s 与入射波满足 $k_0 s = 2$ 。计算中我们将区域划分为 5 个子域, 沿导体三个方向均离散 10 等份, 吸收边界设置在导体表面外 10 个网格处。并将计算值与文献 [8] 结果进行了比较, 图 3 反映了沿金属立方体表面 $abcd$ 折线上的电流分布比较情况, 从图中的比较

情况可以看出吻合较好, 从而说明了算法实现的正确性。

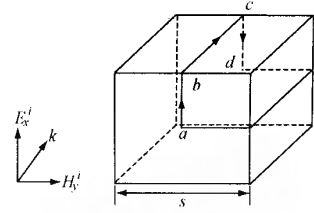


图2 金属块对平面波的散射

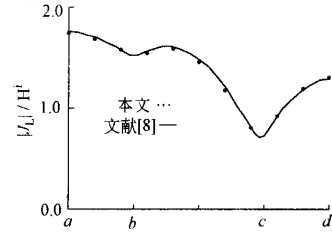


图3 立方导体块 $abcd$ 折线上的电流分布

下面利用区域分解法分析一种基于 NRD 波导结构的漏波天线。如图 4 所示, 天线馈电方式采用微带线通过耦合槽进行, 微带线印刷在厚度为 0.785mm 相对介电常数为 2.53 的介质板上, 耦合槽的尺寸为 4mm × 1mm, NRD 波导内填充的介质相对介电常数为 2.2。对于图 4(b) NRD 波导结构, 在理论上当两侧的金属板向 x 方向无限延伸时, 则由边界条件可知, 波导内只存在所谓的 LSM_{mn} 和 LSE_{mn} 模式^[9]。根据结构尺寸, 在 LSE_{12} 的截止频率 14.25GHz 附近, 便只有 LSM_{11} 和 LSE_{12} 两种模式, 而 LSM_{11} 沿 x 方向衰减很快, 在 $x = 22\text{mm}$ 处, 其场已基本为零。但在 NRD 波导结构两侧的金属板为有限长时, 便只能用数值方法进行求解, 上述的解析分析只能作粗略估计。本文采用区域分解法进行分析, 分析中沿 z 向划分 5 个子域求解。在图 5 中首先给出了图 4(b) 结构漏波天线 SWR 随频率的变化情况和结果比较, 从图中可以看出计算结果与实验值基本吻合, 但在数值上还存在一定的差别, 一方面, 主要是由于在进行网格剖分时, 为了考虑到对 Yee 网格的适应性, 对个别结构参数进行了微调, 而天线对结构参数又特别敏感所致; 另一方面, 也可能是差分精度不高, 特别是对于槽孔, 由于实际尺寸较小, 计算中只设置两层网格, 这就很难准确刻画这部分的场变化, 从而导致一定的误差。但从结果比较来看, 它还是能够为工程设计提供基本的分析依据, 总的

来说,该算法能够用于分析这种天线。另外,我们还分析了图4(c)所示的波导内填充阶梯状介质结构的漏波天线,计算结果如图5所示。从图中可以清楚地看出,这样的结构变化有效地改善了天线性能,增加了带宽,这对工程设计将具有重要意义。

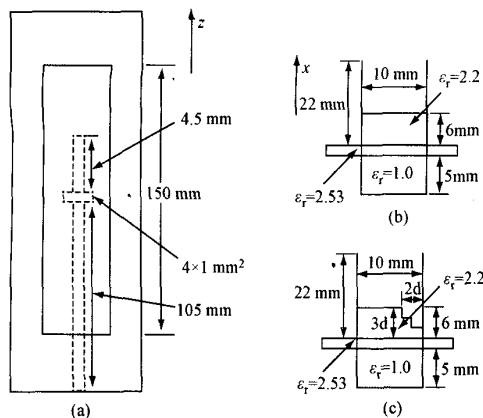


图4 一种基于NRD波导的漏波天线结构

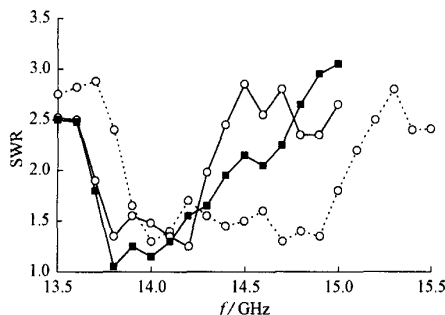


图5 一种基于NRD漏波天线SWR随频率的变化关系
(○计算结果;■实验值;—结构(b);---结构(c))

3 结论

本文利用区域分解结合频域有限差分法,以Despres传输条件作为划分区域的虚拟边界条件,首先介绍了区域分解法在分析三维问题中的实现,然后作为对算法正确性的验证,分析了三维典型结构金属块的电磁散射问题,最后用该算法分析了一种基于NRD波导结构的漏波天线,并与实验值进行了比较,同时还给出了一种能够改善该天线性能的改进型漏波天线结构。研究表明:区域分解法能够有效地用于分析基于NRD波导结构的漏波天线,这在

工程设计、优化模拟中都具有重要意义。

(感谢东南大学洪伟教授在数值计算方面给予的指导,同时也感谢香港城市大学K. M. Luk教授在天线测量方面提供的帮助。)

参考文献

- [1] Yoneyama T, Nishida S. Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuit. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1981, 29(11):1188~1192
- [2] Yamamoto M, Itoh K. Resonant type leaky-wave antenna using image NRD guide. Electron. Lett., 1999, 35:857~858
- [3] Xu S J, Zeng X Y, Wu K, Luk K M. Characteristics and design consideration of leaky-wave NRD-guide for use as millimeter-wave antenna. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1998, 46:2450~2456
- [4] Zhang W X, Zhu L. New leaky-wave antenna for millimeter-wave constructed from groove NRD waveguide. Electron. Lett., 1987, 23(22):1191~1192
- [5] Despres B. Domain decomposition method and the Helmholtz problem. in Proc. Int. Symp. Mathemat. Numerical Aspects Wave Propagat. Phenomena, Strasbourg France, SIAM ed., 1992: 44~52
- [6] Despres B. A domain decomposition method for the harmonic Maxwell equations in Iterative Methods in Linear Algebra. The Netherlands: Elsevier, 1992: 475~484
- [7] Stupfel B, Mognot M. A domain decomposition method for the vector wave equation. IEEE Trans. Antenna Propagat., 2000, 48(5):653~660
- [8] Taflov A, Umashankar K. Radar cross section of general three-dimensional scatterers. IEEE Trans. Electromagn. Compat., 1983, 25(4):433~440
- [9] Shibani K. Koul. Millimeter wave and optical dielectric integrated guides and circuits. New York: John Wiley & Sons, Ins. 1997: 222~246

朱汉清 教授,博士,江苏省“333”工程培养对象。主要从事电磁理论、计算电磁学、天线理论与技术等方面的研究。

E-mail: hyzhqing@pub. hy. jsinfo. net

刘淑静 副教授。主要研究方向为电磁场理论、计算电磁学。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>