

一种求解电大平台天线互耦的时域积分方程快速算法

覃宇建 周东明 何建国

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文针对电大尺寸平台天线互耦问题, 提出一种基于几何绕射理论加速的时域积分方程快速算法。在求解时域积分方程的经典时间步进法基础上, 引入几何绕射理论中的绕射线寻迹, 提高了迟滞积分的计算效率。数值算例证明了该方法能够有效地加速时间步进法的求解过程, 对电大平台天线布局优化设计具有理论指导意义。

关键词: 天线; 电大平台; 互耦; 时域积分方程; 快速算法; 时间步进法; 几何绕射理论; 寻迹

中图分类号: TN011

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)10-2514-04

A Fast Algorithm of Time Domain Integral Equation in Resolving Antenna Mutual Coupling on Electrically Large Platform

Qin Yu-jian Zhou Dong-ming He Jian-guo

(School of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Considering the antenna mutual coupling problems on electrically large platforms, a fast algorithm of Time Domain Integral Equation (TDIE) based on the Geometry Theory of Diffraction (GTD) is proposed. On the basis of classical Marching-On in Time (MOT) solver, diffraction ray tracing method in GTD is introduced, and the calculation efficiency of retarded-time integral is raised. Numerical results prove that the proposed method can accelerate the process of MOT, and has the theoretical advising meaning towards the optimization design of antenna's layout on electrically large platforms.

Key words: Antenna; Electrically large platform; Mutual coupling; Time Domain Integral Equation (TDIE); Fast algorithm; Marching-On in Time (MOT); Geometry Theory of Diffraction (GTD); Ray tracing

1 引言

当今电子系统的发展方向是单平台、多任务、多功能, 随着车辆、舰艇和飞机等复杂系统天线数量上的日益增加, 通过天线互耦产生的电磁干扰变得越来越广泛。平台天线间的电磁兼容问题已经成为系统电磁兼容性的重要影响因素, 也是系统级电磁兼容性设计的重要组成部分。

对于电大尺寸平台(飞机、舰艇、载人飞船、卫星等都是典型意义上的电大尺寸平台)上的天线辐射散射问题, 经典的解决方法一般是基于高频近似, 如几何绕射法(GTD)、物理光学法(PO)、弹跳射线法(SBR)等。应用最广泛的是 Keller 在 1962 年提出的 GTD^[1], 这种基于射线基的近似理论在高频情况下拥有很高的精度, 在电大平台天线方向图计算、RCS 以及多径效应评估等方面有着很广泛的应用。但由于理论的近似性, 高频算法一般难以保证天线互耦分析的准确性。

基于麦克斯韦方程组的时域积分方程(Time Domain Integral Equation, TDIE)方法因为具有时

域方法(直观地揭示目标与电磁波作用的机理, 而且通过少量计算就可以获得目标的宽频带信息)和积分方法(仅仅需要离散目标的表面, 自动满足 Sommerfeld 辐射条件)^[2]的双重特性, 在理论上十分适合分析电磁兼容问题, 特别是需要进行优化处理的系统设计阶段。如果能够将 GTD 的绕射概念应用到 TDIE 方法中来, 结合 TDIE 和 GTD 两种方法的优点, 则可显著提升计算速度, 从而能够解决电大平台天线互耦问题。

本文针对电大尺寸平台上天线互耦问题, 在求解 TDIE 的经典时间步进法(Marching-On in Time, MOT)基础上, 引入 GTD 理论中的绕射线寻迹, 提出了一种新的时域积分方程快速算法。因为算例中涉及到细线结构, 所以文中采用时域电场积分方程(Time Domain Electric Field Integral Equation, TDEFIE)进行描述。第 2 节介绍时域电场积分方程及其离散方法; 第 3 节介绍加速理论的原理及实现方法; 第 4 节通过算例说明方法的有效性; 第 5 节给出结论。

2 时域电场积分方程及其离散

假设一金属目标置于介电常数为 ϵ_0 , 导磁率为

μ_0 的自由空间中, 根据麦克斯韦方程组可求得 TDEFIE 为^[3]

$$\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}^i(\mathbf{r}, t) = \hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{n}} \times \left[\frac{\mu_0}{4\pi} \int_s \frac{1}{R} \frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{r}', \tau)}{\partial t} ds' - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \nabla \int_s ds' \int_{-\infty}^{\tau} \frac{\nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}', t')}{R} dt' \right] \quad (1)$$

式中 $\mathbf{E}^i(\mathbf{r}, t)$ 为激励; $\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)$ 为表面电流; $\hat{\mathbf{n}} \times \hat{\mathbf{n}} \times [\]$ 表示取矢量的表面切向分量; $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ 为场源距离; s 为目标表面。

将表面电流表示成时间基函数和空间基函数的级数和形式。针对实际剖分结构的不同, 共有 3 种结构的基函数以供选择。对于面结构采用 RWG (Rao-Wilton-Glisson) 基函数; 对于细线结构采用三角基函数; 对于线面结合处采用线面结合基函数^[4]。对于电磁兼容问题, 一般选取 3 阶时间基函数^[5,6]。

将离散后的电流代入式(1), 并进行空间的 Galerkin 检验和时间的 δ 函数检验, 可得如下形式的一组方程

$$\mathbf{Z}_0 \mathbf{I}_j = \mathbf{V}_j - \sum_{i=1}^j \mathbf{Z}_i \mathbf{I}_{j-i}, \quad j = 1, \dots, N_t \quad (2)$$

式中 \mathbf{I}_j 为第 j 时刻电流系数向量; \mathbf{V}_j 为第 j 时刻激励向量; \mathbf{Z} 为阻抗矩阵; N_t 为总的时间步。采用时间递推的方法便可求得所有时刻的电流系数。式(2)便是求解时域积分方程的 MOT 经典公式。

3 基于 GTD 理论加速 MOT

由式(2)可以看出, MOT 方法的主要计算量集中在右边的求和项, 即历史时刻各个等效源对当前场点的作用, 称为迟滞积分。第 n 个源点对第 m 个场点的作用为 $Z_{i, mn} I_{j-i, n}$, 其大小取决于阻抗元素 $Z_{i, mn}$ 和电流系数 $I_{j-i, n}$ 的大小, 阻抗元素的大小与源点和场点的距离有关, 电流系数的大小与目标形体、激励形式和时间分布有关^[7]。忽略那些贡献十分小的源, 就可以减少迟滞积分的计算时间, 从而达到加速的目的^[8]。

在 Keller 的几何绕射理论中, 对场点的贡献由源点的直接作用和源点通过反射点以及绕射点的间接作用组成, 因为在高频情况下, 这些关键点的贡献占总贡献的绝大部分, 特别是低次反射和绕射的贡献。信号频率越高, 上述贡献占总贡献的比例越大。基于此, 在电大情况下, 式(2)迟滞积分的主要贡献应该是各源的近邻作用和关键点的作用之和。那么, 迟滞积分中需要计算的项为近邻+激励区+反射区+绕射区, 其他项则可以忽略。近邻区由距离确定, 反射区和绕射区由 GTD 理论确定。

基于 GTD 理论加速的 MOT 算法的计算量缩减

程度与目标的电尺寸及复杂程度有关, 电尺寸越大, 几何形状越简单, 需要计算的区域越小, 加速效果越明显。

(1)区域的划分 区域划分的有效方法是分组操作^[9]。分组方法为: 找到一个大小刚好包含目标的虚拟立方体, 然后将此立方体分割为大小相同的子立方体。子立方体的边长 $L = \alpha CT$, α 为边长系数, CT 为激励脉冲宽度。包含源的子立方体为非空子立方体。令非空子立方体所包含源为一组, 记为 γ , 中心位置为 \mathbf{R}_γ 。总的组数为 M_γ , 每组平均包含 $M_s = N_s/M_\gamma$ 个源。

(2)关键组的确定 所谓关键组, 即近邻组、激励组、反射组、绕射组。用 $N(\gamma)$ 表示组 γ 的近邻组。设 R_N 为近远组判定的距离门限, 如果 γ 和 γ' 的中心距离 $|\mathbf{R}_\gamma - \mathbf{R}_{\gamma'}| \leq R_N$, 则认定 $\gamma' \in N(\gamma)$, 如图 1 所示。

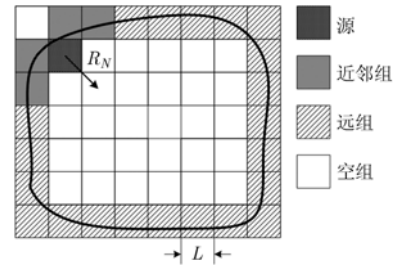


图 1 目标表面源分组示意图

设激励源所在组为 S , 场点所在组为 δ 。反射组及绕射组用 $R(\delta)$ 和 $D(\delta)$ 表示。对于简单形体, 确定 $R(\delta)$ 和 $D(\delta)$ 比较简单。比如电大球的反射组为 0, 一次绕射组为场源之间的大圆弧经过的组; 又如电大平面的反射组为场源连线的中点所在组, 一次绕射组为 4 个顶点和 4 个边缘绕射点所在组。而对于复杂形体, 就需要用数值寻迹来确定反射组及绕射组。GTD 寻迹的过程本十分耗费时间, 但是, 对于本文方法来说, 由于事先已经对电流源分组, 所以对于寻迹的要求并不是特别严格, 只要大概确定反射点和绕射点位置, 计算时可以将附近的组都包含进来。如此处理的原因有两条: 一方面, 不会降低精度; 另一方面, 虽然增加了 MOT 求解的计算量, 但是因为 $R(\delta)$ 和 $D(\delta)$ 占总组数的比例很小, 且降低了寻迹的计算量, 所以计算量的增加并不会对加速产生大的影响。

GTD 理论中绕射现象分为边缘绕射、顶点绕射以及表面波绕射 3 种。前两者只在绕射点附近确定绕射组, 而后者稍有不同。因为表面绕射由爬行波形成, 所以迹线所经过的组均为绕射组, 计算时都

应该考虑进来。一般地, 计算两次绕射即可达到预定精度。

(3)确定场组、激励组及反射绕射组间的时间关系 由等效原理, 当计算目标采用表面电流源等效之后, 即可移除原目标, 电流源之间的能量传播由自由空间格林函数决定。由此, 场组、激励组及反射绕射组间的时间关系由其空间位置唯一确定, 时延 $\tau = t - R/c$, $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ 为电流源之间的距离。

综上所述, 基于 GTD 理论加速的 MOT 算法可表达为

$$\mathbf{Z}_0 \mathbf{I}_j = \mathbf{V}_j - \sum_{\gamma' \in (N(\gamma) + S + R(\delta) + D(\delta))} \sum_{i=1}^{j-1} \mathbf{Z}_{i, \gamma \gamma'} \mathbf{I}_{j-i, \gamma'}, \quad j = 1, \dots, N_i \quad (3)$$

式(3)中, $\mathbf{Z}_{i, \gamma \gamma'}$ 为 \mathbf{Z}_i 的子矩阵; $\mathbf{I}_{j-i, \gamma'}$ 为 \mathbf{I}_{j-i} 的子向量; 右端求和项包含了近邻组、激励组、反射组、绕射组的贡献。

以激励产生为初始时刻, 结合上述加速实现方法计算式(3)中的迟滞积分, 就可以求得各个时刻的表面电流系数。天线端口传输参数 S_{21} 由下式给出^[10]

$$S_{21} = \frac{Z_s \tilde{I}_l(f)}{\tilde{V}^{\text{exc}}(f)} \quad (4)$$

式(4)中, Z_s 为源阻抗; $\tilde{I}_l(f)$ 和 $\tilde{V}^{\text{exc}}(f)$ 分别为接收天线输入端电流和激励电压源的傅里叶变换。

4 算例

应用以下 3 个算例来验证本文方法的有效性。

算例 1 $10 \text{ m} \times 10 \text{ m}$ 的导电平面上有两个单极天线, 平面中心为坐标原点; 天线 1 馈点坐标为 $(-3, 0, 0)$, 长度 1 m ; 天线 2 馈点坐标为 $(3, 0, 0)$, 长度 0.5 m 。在天线 1 与平板的线面结合处加高斯激励, 脉冲宽度为 10 ns , 共产生 8334 个未知数, 其中线 13 个, 面 8319 个, 线面结合 2 个。取分组参数 $\alpha = 0.5$, 计算频率范围 $1 \text{ MHz} - 200 \text{ MHz}$ 的散射参数 S_{21} 。

考虑 3 种情况, 分别为: (1)只考虑直射情况; (2)考虑直射+边缘绕射; (3)考虑直射+边缘绕射

+顶点绕射。与传统 MOT 计算结果相比较, 计算结果如图 2 所示。只考虑直射情况的 S_{21} 曲线比较平滑, 误差相对较大, 因为平板的边缘绕射作用不可忽略; 加上边缘绕射的结果与传统 MOT 的结果趋势基本吻合; 再加上顶点绕射则与传统 MOT 的结果更为接近, 只是在低频的地方差异比较大, 这是因为低频时几何绕射理论不再适用。

算例 2 $10 \text{ m} \times 10 \text{ m} \times 6 \text{ m}$ 的导电长方体上有两个单极天线, 平面中心为坐标原点; 天线 1 馈点坐标为 $(0, 0, 3)$, 长度 1 m ; 天线 2 馈点坐标为 $(0, 5, 0)$, 长度 0.5 m 。在天线 1 与长方体的线面结合处加高斯激励, 脉冲宽度为 20 ns 。产生未知数 8646 个, 其中线 8 个, 面 8636 个, 线面结合 2 个。取分组参数 $\alpha = 0.5$, 计算频率范围 $1 \text{ MHz} - 100 \text{ MHz}$ 的散射参数 S_{21} 。

考虑两种情况, 分别为: (1)考虑 1 次绕射, 1 次绕射的绕射点为两天线所在面共边绕射点及其顶点; (2)考虑 1 次绕射+2 次绕射, 2 次绕射对应绕射点为 4 条邻边对应绕射点。与传统 MOT 计算结果相比较, 计算结果如图 3 所示。除开低频的部分, 两种情况的计算结果与传统 MOT 的计算结果趋势基本一致, 考虑 2 次绕射的情况相对准确一些。

算例 3 舰船的简化模型由前舰桥、后舰桥及舰体组成, 前后舰桥顶部中心各有一个单极天线, 天线 1 长度 1 m ; 天线 2 长度 0.5 m 。在天线 1 与长方体的线面结合处加高斯激励, 脉冲宽度为 33.3 ns , 产生未知数 9489 个, 其中线 6 个, 面 9481 个, 线面结合 2 个。取分组参数 $\alpha = 0.5$, 计算频率范围 $1 \text{ MHz} - 60 \text{ MHz}$ 的散射参数 S_{21} 。

考虑 3 种情况, 分别为: (1)直射情况; (2)加上前后舰桥两个边缘及相应顶点的绕射; (3)加上舰体反射点的作用。与传统 MOT 计算结果相比较, 计算结果如图 4 所示。仍然因为几何绕射理论的低频适用性问题, 10 MHz 以下结果相差较大; 随着频率的升高, 结果的吻合程度逐渐提高。总的来说, 3 种情况的趋势都很正确, 这是因为, 在场处于源的

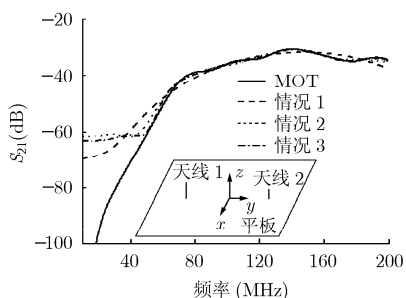


图 2 平板单极天线算例结果

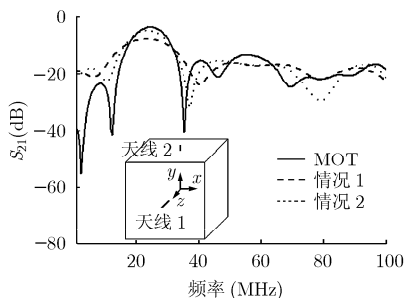


图 3 长方体单极天线算例结果

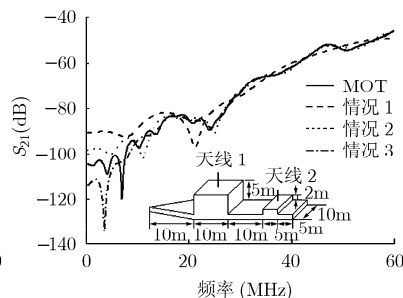


图 4 舰船单极天线算例结果

“视线范围”内时,源的直射能量占主导地位。第 1 种情况因为忽略的因素较多,所以差异稍大;第 2 种情况较好;第 3 种情况因为考虑到了几乎所有主要贡献,所以除了低频的部分,几乎与传统 MOT 结果重合。

算例 1 和算例 2 的结果总体趋势是合理的,但在某些地方存在较大的差异,这是因为所选择形体的绕射特性不是特别明显,没有特别突出的绕射点贡献;在算例 3 中,因为存在很明显的绕射反射区域,在将它们均考虑了以后(第 3 种情况),在频率较高时,天线互耦的计算结果精度极高,这说明计算问题的绕射特性越明显,本文方法越有效。

所有计算均在 Core2 Quad Q9300 CPU, 4GB Ram 的 PC 机上完成。表 1 给出了上述 3 个算例中的计算时间对比,可以看出,本文方法的加速效果十分明显。

表 1 算例计算时间对比(h)

	MOT	情况 1	情况 2	情况 3
算例 1	44	9	11.5	12
算例 2	49	11	19.5	/
算例 3	59	5	14	26

5 结论

针对电大平台天线互耦问题,本文提出了一种基于 GTD 理论加速的 TDIE 方法。这种方法可以极大提高传统 MOT 的计算效率,算例证明了本文方法的有效性,并且,计算问题的绕射特性越明显,本文方法的精度越高。

本文方法是以降低计算精度来换取速度的,然而,如果能够以很小的精度损失来获取显著的速度提升,那么就会有应用价值。本文方法适合电大系统的电磁兼容分析,特别是需要对多天线布局进行优化设计的时候。普通的高低频混合算法对目标分区,细小激励变化结构采用全波算法,绝大多数平缓变化结构采用高频算法;而本文方法却不同,虽然理论是近似的,但求解过程是严格的,所以通过调整算法中的部分参数,如虚拟立方体边长系数 α , 远近组判定门限 R_N 等,在电小尺寸的情况下仍然适用。

参考文献

- [1] Keller J B. Geometrical theory of diffraction [J]. *Journal of the Optical Society of America*, 1962, 52(2): 116-130.
- [2] Brüns H D. Numerical electromagnetic field analysis for EMC problems [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2007, 49(2): 253-262.
- [3] 任猛. 时域边界积分方程及其快速算法的研究与应用[D]. [博士学位论文], 长沙: 国防科技大学, 2008.
- [4] Ren M. Studies on time domain boundary integral equation and its fast algorithms and their applications [D]. [Ph.D. dissertation], National University of Defense Technology, 2008.
- [4] Rao S M. Time Domain Electromagnetics [M]. London: Academic press. 1999, Chapter 2, 4.
- [5] Bage H, et al. Fast and rigorous analysis of EMC/EMI phenomena on electrically large and complex cable-loaded structures [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2007, 49(2): 361-381.
- [6] Michielssen E, et al. Fast time domain integral equation based electromagnetic analysis a maturing technology[C]. ECCOMAS CFD, Netherlands, 2006.
- [7] Rius J M. Fast iterative solution of integral equations with method of moments and matrix decomposition algorithm-singular value decompositions [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(8): 2314-2324.
- [8] Alleon G. Sparse preconditioners for dense linear systems from electromagnetic applications [D]. [Ph.D. dissertation], Institute National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [9] 周东明. 时域积分方程快速算法及其应用研究[D]. [博士学位论文], 长沙: 国防科技大学, 2006.
- [9] Zhou D M. Studies on fast algorithm of time domain integral equation and there application [D]. [Ph.D. dissertation], National University of Defense Technology, 2006.
- [10] Aygün K, Shanker B, and Ergin A A, et al. A two-level plane wave time-domain algorithm for fast analysis of EMC/EMI problems [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2002, 44 (1): 152-164.

覃宇建: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为电磁兼容.

周东明: 男, 1976年生, 讲师, 研究方向为计算电磁学及电磁兼容.

何建国: 男, 1954年生, 教授, 博士生导师, 电子学会高级会员, 研究方向包括超宽带技术和电磁兼容等.