

地面附近机动式通信系统天线间耦合仿真分析

Analysis of Interference among the Vehicular Communication Antennas near to Ground

吴超, 丁高, 李秀锋
(西安电子科技大学机电工程学院, 西安 710071)

Wu Chao, Ding Gao, Li Xiu-feng
(Mechanical-electronic Engineering
Institute of Xi'dian University, Xi'an,
710071, China)

摘 要: 本文采用矩量法对处于地面附近的车载通信天线的电磁兼容性进行了分析计算。在传统仿真方法基础上考虑了地面的影响, 提高了计算精度, 同时应用了插值算法, 有效地减少了计算索末菲积分的次数, 显著减少了计算时间。文章最后对实际车载通信天线进行了仿真计算, 并把仿真结果与实际测量结果进行了对比, 结果表明在要求计算精度较高的工程应用中本文提及的方法具有很好的实用价值。

关键词: 耦合度; 索末菲积分; 矩量法; 电磁兼容; 微波网络

中图分类号: TN011

文献标识码: A

文章编号: 1003-0107(2005)07-0083-02

Abstract: Based on the moment method, the Electromagnetic Compatibility of vehicular communication antennas near to a lossy interface that separates two half-spaces is analyzed in this paper. Contrast to the traditional method, it is accurate in operation on considering the effect of ground plane and it is high in speed by using an interpolation technique. In the end, a practical example is given, and the contrast of results indicates that this new approach has a practical value in engineering application which requires high precision.

Key words: Coupling; Sommerfeld integrals; MOM; EMC; Microwave network

CLC number: TN011

Document code: A

Article ID: 1003-0107(2005)07-0083-02

一. 引言

随着电子集成技术和通信技术的快速发展以及通信方式的不断变化, 电子系统的体积越来越小, 集成度越来越高, 这就导致各种通信系统载体中的电子设备越来越拥挤, 电磁环境越来越恶劣。例如在车辆、飞机或舰船上装载了各种各样的功能不同天线, 它们的工作频段接近、空间布局紧密, 经常产生非常严重的干扰。怎样预估并避免这种干扰, 对于通讯设备的正常工作至关重要。在 EMC 技术中, 衡量天线间干扰程度大小的一个重要指标就是耦合度, 而 EMC 仿真设计时天线的布局优化设计也是从如何降低天线间的耦合度提高其有用信号的传输效率的角度出发的。

对于本文将要研究的车载系统, 传统计算耦合度时大多采用粗略仿真(不考虑大地等因素的影响, 文献[9])或将大地考虑为无限大导体平面(应用镜像原理, 文献[8])的方法, 但由于其误差较大实际应

用中得到的仿真结果往往与实测结果相差很远, 仿真就失去了意义, 因此提高仿真精度至关重要。在众多对仿真结果产生影响的因素中, 大地的影响作用最为突出。以往学者们在考虑大地对天线辐射性能的影响时, 大多只分析了单根天线甚至电偶极子的情况, 这在理论上是很有价值的, 但在工程应用中却显得不够细致。在这种背景下, 本文在原有的耦合度计算方法基础上, 考虑了地面的影响, 提出了一种新的仿真方法, 大大提高了仿真精度, 在工程应用方面具有很好的指导意义和实用价值。

二. 耦合模型

求天线耦合度时可以应用微波网络理论, 将多天线系统等效为多

端口网络, 然后利用导纳矩阵元素求解方法可得到多端口网络的导纳矩阵 $[Y]$, 其中 Y_{ii} 是 i 端口短路时, 用电压 V_i 激励端口 i , 求得(或测量)端口 i 的短路电流来求得, 则:

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0, k \neq j} \quad (1)$$

以两个天线为例, 如图 1 所示, 已知二端口网络的导纳矩阵后, 可得天线间的耦合度为:

$$C = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_e(Y_L)}{R_e(Y_{in})} \left| \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \right|^2 \quad (2)$$

式中 P_{in} 为发射天线的输入功率; P_L 为接收天线的接收功率; Y_L 为接收天线的负载阻抗; $Y_{in} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L}$ 为接收天线负载为 Y_L 时, 发射天线的输入阻抗。实际计算耦合度时, 先对一个天线端口馈电, 另一个天线输

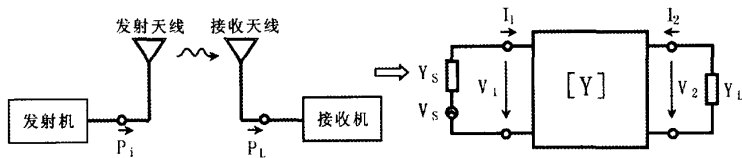


图 1 发射天线和接收天线系统示意图及其等效网络

入端口短路, 利用矩量法求解出所需端口输入电流, 用(1)式求解出相应的互(自)阻抗, 然后用(2)式求解耦合度。

三. 半空间中电磁场积分方程及其解法

矩量法在计算电磁学领域中的应用主要是求解电场积分方程(EFIE)及磁场积分方程(MFIE)甚至混合积分方程(CFIE)。本文所讨论的车载天线耦合干扰问题的仿真对象结构较复杂, 属于线面结合结构(图2b), 因此在应用矩量法时应分如下三种情况:(1)线天线等线结构体: 求解电场积分方程(EFIE); (2)面结构: 求解磁场积分方程(MFIE); (3)线面结合部分: 求解混合积分方程(CFIE)。

下面简要推导半空间电场积分方程, 首先考虑半空间电偶极子(水平电偶极子沿x轴)产生的场(图2a):

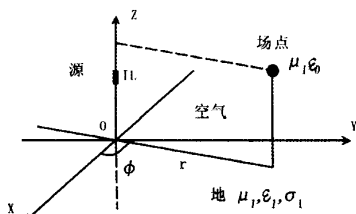


图2a 半空间电偶极子坐标图

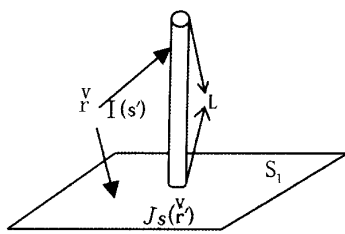


图2b 线面结合的结构

垂直电偶极子:

$$E_p = C \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial z} [g_1 - g_2 + k_1^2 V] \quad (3a)$$

$$E_z = C \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) (g_1 - g_2 + k_1^2 V) \quad (3b)$$

水平电偶极子:

$$E_p = C \cos \phi \left[\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} (g_1 - g_2 + k_1^2 V) + k^2 (g_1 - g_2 + U) \right] \quad (3c)$$

$$E_\phi = -C \sin \phi \left[\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (g_1 - g_2 + k_1^2 V) + k^2 (g_1 - g_2 + U) \right] \quad (3d)$$

$$E_z = C \cos \phi \frac{\partial^2}{\partial z \partial \rho} (g_1 + g_2 - k_1^2 V) \quad (3e)$$

其中:

$$C = \frac{-j\omega I l \mu_0}{4\pi k^2}, \quad k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_0} - \frac{j\sigma_1}{\omega \epsilon_0} \right), \quad k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

而 $g_1 = \exp(-jkR_1)/R_1$ 为自由空间格林函数, $g_2 = \exp(-jkR_2)/R_2$ 则为镜像格林函数, 其中 $R_1 = [\rho^2 + (z - z')^2]^{1/2}$, $R_2 = [\rho^2 + (z + z')^2]^{1/2}$, 而 V 和 U 则是索末菲型积分:

$$V = 2 \int_0^\infty \frac{\exp[-r_1(z+z')] J_0(\lambda \rho) \lambda d\lambda}{k_1^2 r_2 + k^2 r_1} \quad (4a)$$

$$U = 2 \int_0^\infty \frac{\exp[-r_1(z+z')] J_0(\lambda \rho) \lambda d\lambda}{r_1 + r_2} \quad (4b)$$

其中 $r_1 = (\lambda^2 - k_1^2)^{1/2}$, $r_2 = (\lambda^2 - k^2)^{1/2}$ 。参考自由空间的电磁场积分方程的形式, 容易推得半空间电场积分方程为:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \int_V \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV$$

其中

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = G_1(\vec{r}, \vec{r}') + G_2(\vec{r}, \vec{r}') + S(\vec{r}, \vec{r}')$$

$$G_1(\vec{r}, \vec{r}') = G_0(\vec{r}, \vec{r}') / k^2 \vec{I} \cdot \vec{I}$$

$$G_2(\vec{r}, \vec{r}') = -C_0 \vec{I} \cdot \vec{G}_0(\vec{r}, \vec{r}') \vec{I}$$

式中: $C_0 = \frac{-j\omega \mu_0}{4\pi k^2}$, $C_0 = \frac{k_1^2 - k^2}{k^2 k_1^2}$, $\vec{I} = \hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z}$, $\vec{I} \cdot \vec{I} = \hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z}$ 。

$S(\vec{r}, \vec{r}')$ 由下述方程确定:

$$R_p^r = C \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial z} k_1^2 V$$

$$E_z^r = C \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) k_1^2 V$$

$$E_p^r = C \cos \phi \left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} k^2 V + k^2 U \right)$$

$$E_\phi^r = -C \sin \phi \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} k^2 V + k^2 U \right)$$

$$E_z^r = C \cos \phi \frac{\partial^2}{\partial z \partial \rho} k_1^2 V$$

磁场积分方程有着类似的推导过程, 这里由于篇幅有限不再推导。在半空间电磁场积分方程中, 索末菲积分作为算子方程的一部分必须预先加以计算, 以便确定阻抗矩阵。在生成阻抗矩阵的过程中, 若进行逐点计算(即计算积分时根据场源坐标实时计算索末菲积分)将产生很大的计算量。由于索末菲积分的高振荡性和慢衰减性, 阻抗

矩阵的计算时间往往远远超过其他求解过程(包括计算矩阵的求解、耦合计算等)所用的时间, 成为实际应用的瓶颈。然而近些年来已有大量学者对此问题进行了非常深入的研究(文献[4]、[5]、[6]), 采取了各种措施以加快计算。本文不对索末菲积分的计算方法作讨论, 而在前述方法的基础上, 引用文献[10]的方法, 根据一定精度要求, 采取采样计算并结合插值逼近的方法进一步提高计算速度, 同时也保证了-定的计算精度。其基本思想是首先在一些离散点上-进行采样, 并建立插值表。在采样点上使用前述索末菲积分计算方法进行精确计算, 而在实际需要计算的空间点上则通过内插方式得到函数值。

建立插值表时首先根据研究目标的几何尺寸来确定要建立的插值表范围。而建立插值表时又可以根据实际研究对象的外形确定采样点的间距。当然为了保证计算精度, 要求对索末菲积分进行采样的间隔足够小。一般数值计算要求采样间隔小于1/8介质波长, 本文采用1/10介质波长(最高频率)的采样间隔。

插值表给出了离散空间场、源点组合对应的索末菲积分值。在阻抗矩阵生成过程中, 利用插值公式, 可以得到任意场、源点组合对应的索末菲积分值。下面的问题就是如何选取插值方法, 插值方法的选取要根据不同插值目标函数来量体裁衣, 如对某些函数采用线性插值, 而对某些函数采用非线性插值精度会大大提高。基于上述考虑, 本文选用拉格朗日插值方法, 由于只需要区间端点的信息并使用线性插值公式, 可获得最快的计算速度。与逐点计算索末菲积分相比插值方法极大的减少了索末菲积分的计算次数。

四. 算例及数值结果

为了验证上述方法的有效性 & 确定地面对车载天线耦合度的影响, 本文对某型通信指挥车进行建模并计算了安置在其顶部的短波、超短波天线之间的耦合度。本例中车体顶部安置了两根 HF 天线(天线高度 3 米, 一根用来发射另一根用来接收)和 4 根 VHF 天线(天线高度 1.8 米, 均为收发双功), HF 天线的工作频段为 2~30MHz, 而 VHF 天线的工作频率为 30~88MHz。由于天线的空间间隔很小, 而工作频段相近, 所以各天线间的相互干扰很严重。因此进行准确的耦合度计算并进行分析优化, 以合理地布局天线使其相互干扰量达到最小是一项很有实际意义的工作。建模时对研究对象作了如下基本假设: (1) 天线均为线天线, 且均竖直安放于车顶, 天线直径远小于其长度, 可将天线上的分布电流看成沿轴向分布的无数细小电流元的叠加; (2) 忽略与波长相比很小的金属体, 整个车体为封闭导体。图 3 给出了某通信车辆经过工程近似后的矩量法建模网格划分图, 车体表面划分为小面片, 天线划分为短线段。建模时取车辆所在地平面为 $Z=0$ 的参考平面, Z 轴正方向竖直向上, 车顶大矩形的中点为 XY 平面的原点, X 轴正方向指向车头方向, Y 轴的方向按右手法则确定, 整个车体为封闭导体。本文所选用的算例是本单位某课题组的研究项目, 并且经过他们在外场所做的艰苦而细致的实际测试得到了大量的、宝贵的实测数据。因此在仿真计算过程中频率点根据实测时所选频点确定, 而地面参数也是根据测试当时所处环境取干土平原地面, 附近无高大山岭或高大建筑, 这里我们取相对介电常数 $\epsilon_r=4$, 电导率 $\sigma=0.001$, 磁导率取真空磁导率。最后我们将仿真结果与测试结果进行了对比, 这样

有利于验证仿真的正确性。图 4 是天线耦合度计算结果, 从结果图中可以看出仿真结果与实测结果之间误差比较小, 且结果之间最大误差不超过 10dB。造成此误差的原因是多方面的, 其中本文建模过程中所作的大量假设是主要原因。在考虑了上述情况后, 我们可以肯定本文所采用的方法是正确的, 并且具备了一定精度。计算时间方面, 对于本文所用的算例当最高频率为 30MHz、计算 12 个频点的时间约为 10 分钟, 当最高频率为 87.375MHz、计算 11 个频点的计算时间约为 30 分钟。可见仿真计算耗时已经在可以忍受的范围了, 这也就说明了本方法是完全适合于工程应用的。

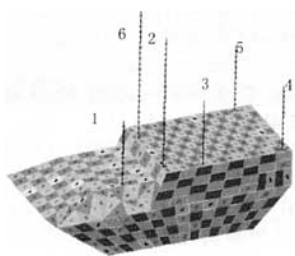


图 3 矩量法车体划分图

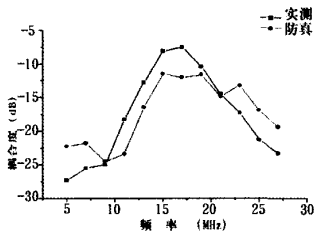


图 4a 两根 HF 天线之间的耦合度仿真实测结果对比

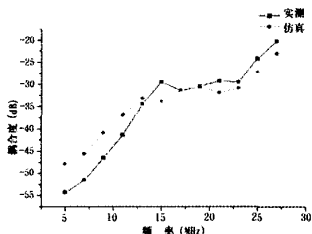


图 4b HF2 天线两波束对 VHF2 天线的耦合度仿真实测结果对比

五. 结束语

本文讨论了处于半空间中指挥通信车上装天线的耦合度计算问

题, 在半空间电磁场积分方程的基础上, 采用插值算法, 最大限度地降低了阻抗矩阵的生成过程中索末菲积分的直接计算次数, 提高了计算效率, 同时也保证了一定的计算精度, 因此本文所讨论的方法很有工程实用价值。

需要说明的是, 在与实测结果进行对比的同时, 也可把半空间仿真结果与自由空间仿真结果进行对比, 进而可以针对一定的地面参数提出一个基于经验的误差系数 C (dB), 在自由空间的计算结果基础上加入此误差系数, 也将得到比较令人满意的结果, 进一步提高工程效率。◆

参考文献:

- [1] Harrington R F. Field Computation by Moment[M]. Malabar, FL: Krieger, 1982.
- [2] 王仁宏. 数值逼近[M]. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- [3] 廖承恩. 微波技术基础 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995.
- [4] K A Michalski, D Zheng. Electromagnetic scattering and radiation by surface of arbitrary shape in layered media, Part I and II [J]. IEEE Trans AP, 1990, 38(3): 335-352.
- [5] N Geng, A Sullivan, L Carin. Fast multipole method for scattering from an arbitrary PEC target above or buried in a lossy halfspace [J]. IEEE Trans AP, 2001, 49(5): 740-748.
- [6] G J Burke, E K Miller. Modeling Antennas Near to and Penetrating a Lossy Interface [J]. IEEE Trans AP, 1984, 32(10): 1040-1049.
- [7] 肖景明, 王元坤. 电波传播工程计算[M], 电子工业出版社, 1988.
- [8] 袁军. 机动作通信系统天线间干扰分析及抑制技术. 西安: 西安电子科技大学硕士学位论文, 2004.
- [9] 陈伟, 等. 车载多天线间的相互干扰特性 [J], 西安电子科技大学学报.
- [10] 徐利明, 等. 半空间跨界面目标电磁散射的精确建模与高效计算[J]. 电子学报.

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>