

用 MoM-UTD 混合方法分析机载平台天线间的隔离度

刘子梁 张 玉 梁昌洪

(西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室 西安 710071)

摘 要 天线间的隔离度是机载平台电磁兼容(EMC)的重要指标之一。由于机载平台的电尺寸很大,因此单纯矩量法(MoM)很难解决。一致性几何绕射理论(UTD)虽是高频方法,适合解决电大问题,但其精度较低。该文采用 MoM-UTD混合方法分析机载平台天线间的隔离度,兼顾了计算精度和速度,得到的计算结果和测量值吻合良好。

关键词 MoM-UTD, 隔离度, 机载平台, 电磁兼容

中图分类号: TN82

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-2167-04

A Hybrid MoM-UTD Method for Analyzing Isolation between Antennas on Airborne Platform

Liu Zi-liang Zhang Yu Liang Chang-hong

(National Key Lab. of Antenna and Microwave Technology, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract Isolation between antennas is an important index for electromagnetic compatibility (EMC) on airborne platform. Airborne platform is an electrically large object and it is difficult to analyze the isolation between antennas mounted on it only by using the Method of Moment (MoM). The Uniform geometrical Theory of Diffraction (UTD) is a kind of high frequency method and can analyze electrically large objects, however, it has poor accuracy. The hybrid MoM-UTD method is employed to analyze the isolation between antennas on airborne platform. Both accuracy and computing speed are concerned, and the numerical results agree well with the measurements.

Key words MoM-UTD, Isolation, Airborne platform, EMC

1 引言

在电子通信技术飞速发展的今天,由于通信、导航等需要,机载平台上天线的数量成倍增加,多部天线在很小的区域内同时工作的情况不可避免,因此天线间的电磁兼容就成为迫切需要解决的问题。天线间的隔离度^[1]是天线电磁兼容的关键指标。实际工程中机载平台上天线间隔离度的预测,长期以来主要依赖设计人员的工作经验和简单的实验测试,该方法可靠性差,研制周期长,人力、物力消耗巨大,并且一旦机载平台和其上的天线系统加工完成,出现问题则很难再作调整。如果能够先通过计算仿真给出机载平台上各个天线之间的隔离度,根据仿真结果进行加工和试验则可以大大节约人力、物力,缩短研制周期。然而机载平台的几何结构复杂,电尺寸很大,因此要对其进行计算仿真,建模困难,计算量巨大。

矩量法(MoM)^[2]是一种精确而有效地解决电磁问题的计算方法,分域基以其适应性强的特点得到广泛应用。然而对于电大系统,分域基则要消耗大量的计算机内存,使问题在一般PC机上难以解决。一致性几何绕射理论(UTD)^[3]是以几何光学为基础的一种高频方法,对于电大系统,它需要的内存少、计算速度快,因而成为解决电大问题的主流方法。由于UTD是一种近似解,所以其计算精度相对MoM较低。

MoM-UTD混合方法^[4,5]结合了MoM和UTD两种方法的优点,它解决电大问题,计算精度高、速度快。

本文对机载平台采用平板、圆柱和圆锥等典型结构建模,用MoM-UTD混合方法分析了机载平台天线间的隔离度,计算结果与实际测量结果一致。

2 机载平台的建模

图1(a)为机载平台的实际模型。现将机头部分用圆锥近似,机身和进气道等部分等效为圆柱,机翼和尾翼等效为平板,整个机载平台的等效模型则为平板、圆柱和圆锥3种基本模块的组合,并以机头圆锥的顶点为原点,机头到机身的轴线为z轴建立直角坐标系,如图1(b)所示。机载平台等效模型的建立,是用MoM-UTD混合方法分析机载平台天线间的隔离度的基础。

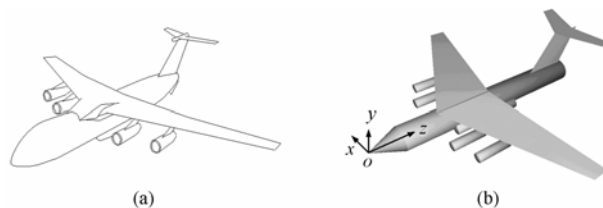


图1 机载平台的实际模型和等效模型
(a) 机载平台的实际模型 (b) 机载平台的板,柱,锥等效模型
Fig.1 The actual model and the approximated model of the airborne platform

(a) The actual model of the airborne platform
(b) The airborne platform approximated by plates, cylinders and cones

3 MoM-UTD方法基本原理

3.1 UTD射线寻迹与场值计算

经过模型等效, 机载平台被分解为平板、圆柱和圆锥三种基本模块的组合, 根据费马原理^[6]就可以计算出从源点到场点经过机载平台的反射和绕射射线。下面以圆柱的反射为例, 给出反射点 S_r 的求解过程。

如图 2 所示, 无限长圆柱半径为 a , 源点 R_s 和场点 R_0 的矢径分别为

$$\begin{cases} \overline{OR_s}: r_1 = r_1 \cos \varphi_1 \mathbf{a}_x + r_1 \sin \varphi_1 \mathbf{a}_y + z_1 \mathbf{a}_z \\ \overline{OR_0}: r_2 = r_2 \cos \varphi_2 \mathbf{a}_x + r_2 \sin \varphi_2 \mathbf{a}_y + z_2 \mathbf{a}_z \end{cases} \quad (1)$$

设反射点 S_r 的矢径为

$$\overline{OS_r} = a \cos \varphi \mathbf{a}_x + a \sin \varphi \mathbf{a}_y + z \mathbf{a}_z \quad (2)$$

则

$$\overline{S_r R_s} = (r_1 \cos \varphi_1 - a \cos \varphi) \mathbf{a}_x + (r_1 \sin \varphi_1 - a \sin \varphi) \mathbf{a}_y + (z_1 - z) \mathbf{a}_z \quad (3)$$

$$\overline{S_r R_0} = (r_2 \cos \varphi_2 - a \cos \varphi) \mathbf{a}_x + (r_2 \sin \varphi_2 - a \sin \varphi) \mathbf{a}_y + (z_2 - z) \mathbf{a}_z \quad (4)$$

柱面的单位法向矢量 \mathbf{n} 与 z 无关, 则

$$\mathbf{n} = \cos \varphi \mathbf{a}_x + \sin \varphi \mathbf{a}_y \quad (5)$$

根据反射定律: 入射角 θ_i 等于反射角 θ_r , 有

$$\overline{S_r R_s} \cdot \mathbf{n} / |\overline{S_r R_s}| = \overline{S_r R_0} \cdot \mathbf{n} / |\overline{S_r R_0}| \quad (6)$$

即

$$[r_1 \cos(\varphi - \varphi_1) - a] / |\overline{S_r R_s}| = [r_2 \cos(\varphi - \varphi_2) - a] / |\overline{S_r R_0}| \quad (7)$$

射线从源点 R_s 经圆柱面反射到场点 R_0 光程总 L 为

$$L = |\overline{S_r R_s}| + |\overline{S_r R_0}| = \sqrt{r_1^2 + a^2 - 2ar_1 \cos(\varphi - \varphi_1)} + \sqrt{r_2^2 + a^2 - 2ar_2 \cos(\varphi - \varphi_2)} + (z_1 - z) + (z_2 - z) \quad (8)$$

根据费马原理, L 取极小值, 所以

$$\begin{cases} \partial L / \partial \varphi = ar_1 \sin(\varphi - \varphi_1) / |\overline{S_r R_s}| + ar_2 \sin(\varphi - \varphi_2) / |\overline{S_r R_0}| = 0 \\ \partial L / \partial z = (z - z_1) / |\overline{S_r R_s}| + (z - z_2) / |\overline{S_r R_0}| = 0 \end{cases} \quad (9)$$

即

$$r_1 \sin(\varphi - \varphi_1) / |\overline{S_r R_s}| = -r_2 \sin(\varphi - \varphi_2) / |\overline{S_r R_0}| \quad (10)$$

$$(z - z_1) / |\overline{S_r R_s}| = (z - z_2) / |\overline{S_r R_0}| \quad (11)$$

由式(7)和式(10)得

$$\begin{aligned} [r_1 \cos(\varphi - \varphi_1) - a] / [r_1 \sin(\varphi - \varphi_1)] \\ = -[r_2 \cos(\varphi - \varphi_2) - a] / [r_2 \sin(\varphi - \varphi_2)] \end{aligned} \quad (12)$$

由式(10)和式(11)得

$$(z - z_1) / [r_1 \sin(\varphi - \varphi_1)] = -(z - z_2) / [r_2 \sin(\varphi - \varphi_2)] \quad (13)$$

求解式(12)和式(13)可以得到 φ 和 z , 进而根据式(2)得到反射点 S_r 的坐标。

下面以圆柱面为例给出反射场和绕射场的表达式。

圆柱面的反射场为

$$\mathbf{E}_r(R_0) = \mathbf{E}^i(S_r) \cdot \mathbf{R} \sqrt{\rho_1^r \rho_2^r / (\rho_1^r + |\overline{S_r R_0}|)(\rho_2^r + |\overline{S_r R_0}|)} e^{-jk|\overline{S_r R_0}|} \quad (14)$$

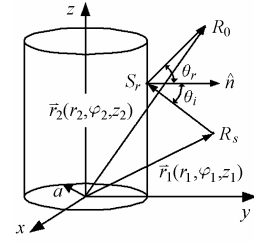


图2 圆柱面上的反射射线

Fig.2 Reflection ray on cylinder surface

其中 $\mathbf{E}^i(S_r)$ 为源点 R_s 在反射点 S_r 的入射场, \mathbf{R} 为反射系数矩阵, $\sqrt{\rho_1^r \rho_2^r / (\rho_1^r + s^r)(\rho_2^r + s^r)}$ 为扩散因子, $e^{-jk|\overline{S_r R_0}|}$ 为相位因子^[7]。

图 3 为导体圆柱表面的绕射射线, 圆柱面的绕射场为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_d(Q) = -jk/4\pi \cdot \mathbf{p}_e(Q') \cdot [2Z_0(\mathbf{n}'\mathbf{n}\{F_s(\xi) - (j/kt)F_h(\xi) \\ + (j/kt)^2 F_s(\xi) + T_0(j/kt) \cdot [F_s(\xi) - F_h(\xi)]\})] \\ \cdot (e^{-jkt}/t) \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{p}_e = Id\bar{l}$, $Z_0 = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2}$, k 为波数, 绕射弧长 $t = [(a\varphi)^2 + z^2]^{1/2}$, $\xi = mt/\rho_g$, $m = (k\rho_g/2)^{1/3}$, t 方向的曲率半径 $\rho_g = a/\sin^2 \delta$, $T_0 = \cot \delta$, $F_s(\xi)$ 和 $F_h(\xi)$ 为福克积分^[3]。

限于篇幅, 整个机载平台的 UTD 射线寻迹和场值计算可参考文献[8]。

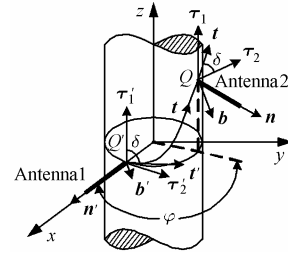


图3 圆柱面上的绕射射线

Fig.3 Diffraction ray on cylinder surface

3.2 MoM-UTD方法

传统 MoM 首先假设线天线的电流分布为 $\mathbf{I}(r') =$

$\sum_{n=1}^N I_n \mathbf{J}_n(r'_n)$, 则 MoM 的阻抗矩阵元素为

$$Z_{mn} = \langle \omega_m(r_m), L[\mathbf{J}_n(r'_n)] \rangle \quad (16)$$

其中 $\omega_m(r_m) = \delta(r - r_m) \hat{l}_m$ 为权函数,

$$L[\mathbf{J}_n(r'_n)] = -\frac{\nabla \nabla \cdot + k^2}{j\omega\epsilon_0} \int_{\Delta'_n} \mathbf{J}_n(r'_n) \frac{e^{-jk|r-r'_n|}}{4\pi|r-r'_n|} dl' \quad (17)$$

算子表达式 $L[\mathbf{J}_n(r'_n)]$ 可以看作是线天线上点 r'_n 处的单位强度的展开电流 $\mathbf{J}_n(r'_n)$ 在空间任意一点 r 处所激励的直射电场 \mathbf{E}_i 。所以式(16)可以写成

$$Z_{mn} = \langle \omega_m, \mathbf{E}_i \rangle \quad (18)$$

如果有导体位于线天线附近, 如图 4 所示, 原来只有线

天线存在的系统则被打破,从源点 r'_n 到场点 r_m 不仅有直射场,还有经过导体表面的反射场 E_r 和绕射场 E_d , 这种情况下经过修正的阻抗矩阵元素 Z'_{mn} 为

$$Z'_{mn} = \langle \omega_m, E_i + E_r + E_d \rangle = Z_{mn} + Z^g_{mn} \quad (19)$$

其中,当源点 r'_n 和场点 r_m 相互可见时, Z_{mn} 为传统 MoM 的阻抗矩阵元素,当 r'_n 和 r_m 互相不可见时, Z_{mn} 为零; $Z^g_{mn} = \langle \omega_m, E_r + E_d \rangle$, 反射场 E_r 和绕射场 E_d 用 UTD 方法计算给出。

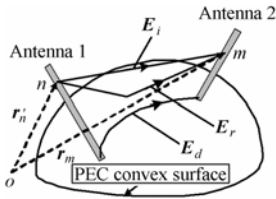


图 4 位于金属凸曲面上的线天线

Fig. 4 Wire antennas on PEC convex surface

求得 MoM-UTD 方法的阻抗矩阵 Z'_{mn} , 就可以得到线天线的电流分布 $I = Z'^{-1}V$ 。

4 天线间的隔离度

研究位于金属凸曲面上的两个天线的隔离度,机载平台天线间的隔离度可以用相同的方法得到。如图 4 所示,根据网络思想,将天线 1, 天线 2 以及金属凸曲面等效为一个二端口网络,天线 1 和天线 2 的馈电端作为网络的两个端口,则天线的隔离度为:天线系统进行网络等效后,1 端口接信号源,2 端口接负载时,负载吸收功率 P_L 与信号源的资用功率 P_a 比值的 10 倍对数值,即

$$IDL(dB) = 10 \lg |P_L/P_a| \quad (20)$$

经过进一步推导^[9], 可知

$$IDL(dB) = 20 \lg |S_{21}| \quad (21)$$

求解机载平台两个线天线间的隔离度的步骤如下:

- (1) 用 MoM-UTD 混合方法求出两个线天线的电流分布;
- (2) 根据两个天线的电流分布进一步求出两个天线系统所等效的二端口网络的 Z 矩阵,其中 Z_{11} 和 Z_{22} 为线天线馈电点电压和馈电点电流的比值。计及网络互易, 则

$$Z_{12} = Z_{21} = \left[-\int_0^{l_2} E_{21}(\xi) I_2(\xi) d\xi \right] / [I_1(0) I_2(0)] \quad (22)$$

式(22)中, l_2 为天线 2 的长度, $I_1(0)$, $I_2(0)$ 分别表示天线 1 和天线 2 馈电点处的电流, $E_{21}(\xi)$ 表示天线 1 在天线 2 的位置上任意一点产生的电场, $I_2(\xi)$ 表示天线 2 的电流分布。

- (3) 最后根据 Z 矩阵到 S 矩阵的变换关系^[10]得到:

$$S_{21} = (2Z_{21}) / [\det(Z) + Z_{11} + Z_{22} + 1] \quad (23)$$

再根据式(21)求出两个天线间的隔离度。

5 数值结果

5.1 圆柱上的线天线

单极子天线 1 和天线 2 的长度均为 0.25m, 位于导体圆

柱的同一横截面内且垂直于圆柱表面, φ 为两个天线所对应圆心角的差,圆柱半径为 3m, 工作频率为 300MHz。图 5 给出了用 MoM-UTD 方法计算的两个天线间的隔离度随 φ 角度的变化曲线,以及与美国电磁兼容软件 IEMCAP 计算结果的比较,可见两者结果吻合良好。

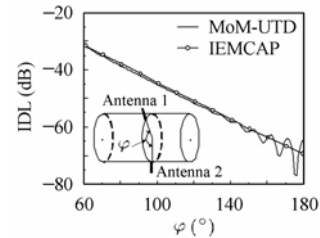


图 5 隔离度随 φ 的变化

Fig.5 The isolation between the two antennas versus φ

5.2 机载平台上的线天线

机载平台上单极子天线 1 和天线 2 的长度均为 0.25m, 两个天线的位置和指向如表 1 所列, 工作频率从 200MHz 到 450MHz。图 6 给出了用 MoM-UTD 方法计算的两个天线间的隔离度随频率的变化曲线, 以及与实验测试结果的比较, 可以看出两者吻合良好。

表 1 天线 1 和天线 2 位置和指向参数(单位: m)

Tab.1 The coordinates and directions of antenna 1 and 2 (m)

	X	Y	Z
天线 1 位置	0	2.075	3.64
天线 2 位置	-1.327	2.0	6.7
天线 1 指向	0	0.9173	-0.398
天线 2 指向	-1.327	2.0	0

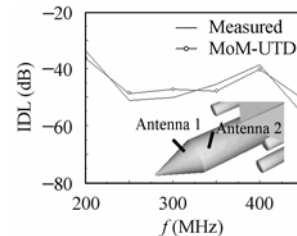


图 6 隔离度随频率的变化

Fig.6 The isolation between the two antennas versus frequency

6 结束语

本文详细介绍了机载平台平板、圆柱和圆锥等效模型的建立,并将 MoM-UTD 混合方法用于分析机载平台上天线间的隔离度,计算结果与实验测量结果吻合良好。

参考文献

- [1] Liang Changhong, Liu Ziliang, Zhang Yu. New theory of isolation between antennas. IEEE 2005 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings, Beijing, 2005: 585-589.
- [2] Harrington R F. Field computation by moment methods. Indiana: Macmillan, 1968: 73-96.
- [3] Pathak P H, Wang M N. Ray analysis of mutual coupling between

- antennas on a convex surface. *IEEE Trans. on AP*, 1981, 29(6): 911-922.
- [4] Thiele G A, Newhouse T H. A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction. *IEEE Trans. on AP*, 1975, 23(1): 62-69.
- [5] Burnside W D, Yu C L, Marhefka R J. A technique to combine the geometrical theory of diffraction and the moment method. *IEEE Trans. on AP*, 1975, 30(6): 551-558.
- [6] Keller J B. Geometrical theory of diffraction. *J. Opt. Soc. Amer.*, 1962, 52(2): 116-130.
- [7] Pathak P H, Burnside W D, Marhefka R J. A uniform GTD analysis of the diffraction of electromagnetic waves by a smooth convex surface. *IEEE Trans. on AP*, 1980, 28(5): 631-642.
- [8] 项铁铭. 机载平台天线电磁兼容性研究. [博士学位]. 西安电子科技大学, 2004.
- [9] 刘子梁. 复杂电大物体上天线的隔离度研究. [硕士学位论文]. 西安电子科技大学, 2005.
- [10] 梁昌洪. 计算微波. 西安: 西安电子科技大学出版社. 1985: 94-99.
- 刘子梁: 男, 1979年生, 博士生, 从事复杂电大平台上天线电磁兼容分析、电磁场数值计算方面的研究工作.
- 张 玉: 男, 1978年生, 讲师, 主要从事电磁场数值计算、并行计算、电磁兼容分析等方面工作.
- 梁昌洪: 男, 1943年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE Senior member, 研究方向包括计算场论、计算微波、微波网络理论、电磁散射与逆散射、电磁兼容等方面.