

# 汽车 PEPS 系统 LF 发射天线 电磁特性的仿真研究



重庆大学硕士学位论文

学生姓名：吴小林

指导教师：曾孝平 教授

专 业：通信与信息系统

学科门类：工 学

重庆大学通信工程学院  
二〇一〇年十月

# **Simulation Study on the Electromagnetic Characters of PEPS LF Antenna**



A Thesis Submitted to Chongqing University  
in Partial Fulfillment of the Requirement for the  
Degree of Master of Engineering

**By**  
**Wu Xiaolin**

**Supervised by Prof. Zeng Xiaoping**

**Major: Communication and Information Systems**

College of Communication Engineering of Chongqing University,  
Chongqing, China  
October 2010

## 摘 要

随着汽车工业的发展，人们对汽车安全性，舒适性和功能性的要求不断提高，汽车进入和启动方式也从原始的机械式开启逐步发展到电子遥控进入和电子点火启动。目前看来，PEPS（Passive entry & push start，被动进入和被动启动，国内也称智能进入及启动）系统将逐步替代遥控系统，这已成为发展的趋势。

PEPS 系统在原理上仍然是依靠无线电信号的通信，以达到智能开启车门和发动引擎的效果。然而，目前存在以下两方面的问题：

一方面，复杂的金属车体会对系统车载端的低频螺旋发射天线的电磁特性产生影响，整个系统的多套低频发射天线之间也会产生相互干扰；另一方面，汽车的智能钥匙标签落入车内的电磁死角或进入车外的电磁盲区是汽车 PEPS 系统主要的失效模式，迫切需要在车内电子装配的设计阶段就能以一种低成本的方式清楚掌握车身内外的电磁场环境特点，以确保此类系统装配后的可靠运行。

所以如何采用合理的方法判断和预测这些影响，并且能够根据预测的结果对 PEPS 系统的装配进行指导，已经成为当前汽车生产厂商关注的重要问题。本文运用数值仿真方法，在车载设备系统定性前，就可以通过仿真发现潜在的问题，提出优化的改进方案，因此具有较高的经济效益。

结合汽车生产厂商的具体要求，利用数值仿真技术对 PEPS 系统车载端的低频螺旋发射天线的相关问题进行了研究，主要做了以下几方面的工作：

（1）针对 PEPS 系统中多部发射天线间的相互干扰的问题，引入网络端口分析法来进行仿真分析。通过网络 S 参数曲线图，清楚地反映了天线间的互扰特性。

（2）针对在 HFSS 环境中的建模是否符合电磁理论的指导这一问题，我们先在不同的简单外界环境下进行发射天线的建模，并仿真分析在这些简单情况下发射天线的特性及相互干扰。这为后来的车体建模提供了理论依据。

（3）针对车身的真实几何细节特性非常复杂，如果完全真实地依样建模将势必造成模型非常庞大，普通个人计算机将无法仿真这一问题，我们根据“抓主要矛盾”的原则对车身结构进行了合理地简化、取舍。依据电磁理论常识，忽略掉对 PEPS 系统影响不大的细节部分、以平面的拼合代替曲面以及用部件的外形轮廓代替细节构造等方法，按照 1:1 的几何比例建立了车体电磁模型。

（4）基于厂商对车体规定位置安装的 PEPS 系统在车体内外产生的电场分布的关心，对建好的整车模型进行仿真分析，给出了仿真预判的结果。

（5）针对仿真结果的有效性问题的，给出了实际测试方案。在开阔场对选定车型进行 PEPS 系统的实际安装，通过选定关键区域进行实际测量的方式，将车体内

外电磁场分布的仿真结果与实测结果进行对比分析，以此证实了仿真结果的实际指导价值。

（6）结合仿真和实测的结果，分析现有的 PEPS 系统低频发射天线在车体内、外引起的电磁场分布特点，向汽车生产厂家提供了保证 PEPS 系统正常、稳定工作的有效建议。

**关键词：**汽车智能进入及启动系统，有限元方法，螺旋天线电指标，车体电磁模型，三维电磁场

## ABSTRACT

As long as the developing of automotive industry, the request for safety, comfort and functionality is ever increasing. The entering and starting method of the vehicle is changing from the mechanical measure to the remote control access and electronic ignition. Now it seems the trend is that PEPS (Passive entry & push start) system will gradually replace the remote control system.

Depend on the principle of radio communication, PEPS system works to achieve the function of intelligent opening doors and starting engines. However, there are some problems as following.

On the one hand, the complexity of the metal vehicle body will affect electromagnetic properties of the low-frequency helix antennas of the system, and multiple sets of antenna in the system will produce mutual interference between each other. On the other hand, Smart-key-tag entering the electromagnetic blind spot inside or outside the vehicle is the major failure reason for the car's PEPS system. A low-cost way to understand the environmental characteristics of the electromagnetic fields inside and outside the car body is urgent needed during the design phase of electronic assembly, so that we could ensure the reliability of such systems to run assembly later.

Therefore, how to judge and predict these effects with a reasonable method and guide the PEPS system's assembly based on the results of forecast have now become a major problem for the car manufacturers. With numerical simulation method, we can identify potential problems through the simulation and propose improved scheme before deciding the design of the vehicle equipment system. So it has a high economic efficiency.

With the technology of numerical simulation and considering the specific request of the car manufacturer, we made a research on some problems about the low-frequency helix antennas of the PEPS system. The main works we did is as following.

(1) We introduce the network ports method to simulate and analyze the problem of mutual interference between the transmitting antennas in PEPS system. A clear reflection of the mutual interference between the antennas has been given by making graph of the network S parameters.

(2) To understand whether the simulation model in HFSS is consistent with the electromagnetic theory's guidance, we model the transmitting antenna in some simple

environment in advance, and analysis the characteristics of the transmitting antenna and the mutual interference in these simple cases. This provides a theoretical basis for car body modeling.

(3) The real geometric detail characteristics of the car body are very complex. If we just completely make modeling according to these details, that will inevitably result in a very large data model, and an ordinary personal computer will be unable to simulation. Based on the principle of "grasping the main contradiction", we made the body structure a reasonable simplification. Relaying on electromagnetic theory, we ignore the details that have little impact on the PEPS, put many flat plane together to replace surfaces and use contour parts to replace the details of construction. According to the geometric ratio of 1:1, we establish a vehicle body electromagnetic model.

(4) We made simulation analysis on the low frequency transmitting antenna of PEPS system, which has been pre-installed in the car, and specially emphasized on the electric field, generated by the transmitting antenna, inside and outside the car.

(5) We proposed the actual measure scheme, selected model car with PEPS system in the open field and took actual measurements in the selected key areas. Cornering the electromagnetic field distribution inside and outside the car, the simulation results were compared with experimental results. This confirmed the validity of the simulation results.

(6) Considering the simulated and measured results together, we analysis the characteristics of electromagnetic field distribution inside and outside the car, which is caused by low-frequency transmitting antenna of PEPS system. These findings provide automobile manufacturers an effective recommendation to ensure the PEPS system works in a normal and stable situation.

**Keywords:** PEPS system of automobile, FEM, helix antennas parameters, vehicle electromagnetic model, three-dimensional electromagnetic field.

# 目 录

中文摘要

英文摘要

<b>1 绪 论</b>	1
1.1 问题的背景及研究目的和意义	1
1.2 课题研究的理论方法及国内外研究现状	1
1.2.1 电磁工程问题的分析方法	1
1.2.2 国内外研究的状况	1
1.3 主要研究内容	1
<b>2 汽车 PEPS 系统基本工作原理</b>	1
2.1 普通遥控门锁系统原理	1
2.2 PEPS 系统工作原理	1
2.2.1 PEPS 系统的组成	1
2.2.2 PEPS 系统的原理分析	1
<b>3 有限元数值计算方法(FEM)的基本原理</b>	1
3.1 麦克斯韦方程组	1
3.2 电磁波传播的数学模型	1
3.3 有限元方法的基本原理	1
3.3.1 加权残数法的概念	1
3.3.2 有限元方法的数学原理	1
3.4 有限元算法在 HFSS 中的实现	1
3.4.1 Ansoft HFSS 的自适应迭代算法	1
3.4.2 HFSS 中有限元计算实现的步骤	1
<b>4 螺旋天线电磁特性及耦合度仿真</b>	1
4.1 天线辐射基本原理、种类与电指标	1
4.1.1 电流源的辐射机理	1
4.1.2 天线的种类举例	1
4.1.3 天线的电指标	1
4.2 螺旋天线的基本原理	1
4.2.1 螺旋天线的结构与几何特性	1
4.2.2 螺旋天线的辐射机理	1
4.2.3 螺旋天线的设计参数	1

4.3 简单金属背景下螺旋天线的电参数仿真 .....	1
4.3.1 金属平板背景下的仿真 .....	1
4.3.2 金属盒子背景下的仿真 .....	1
4.4 天线耦合度分析 .....	1
4.4.1 多端口网络等效方法 .....	1
4.4.2 金属盒子背景下多天线的耦合度分析 .....	1
5 车体模型的建立及 PEPS 系统螺旋发射天线的仿真 .....	1
5.1 车体 HFSS 模型的建立 .....	1
5.2 车体所处实测环境模拟及边界条件的设置 .....	1
5.3 仿真步骤与设置 .....	1
5.4 PEPS 螺旋天线的仿真方向图 .....	1
6 PEPS 系统 LF 辐射电磁场仿真结果与实测对比分析 .....	1
6.1 实测仪器与测试环境分析 .....	1
6.1.1 实验仪器分析 .....	1
6.1.2 测量环境分析 .....	1
6.2 关键区域仿真结果与实测结果的对比 .....	1
6.2.1 仿真与实测的坐标一致性 .....	1
6.2.2 PEPS 低频天线在整车的辐射电场仿真 .....	1
6.2.3 关注区域（代表性截平面）的仿真与实测对比分析 .....	1
6.2.4 对比小结 .....	1
6.3 对比结果的分析与结论 .....	1
7 总 结 .....	1
7.1 主要工作及成果 .....	1
7.2 需要进一步研究的问题 .....	1
致    谢 .....	1
参考文献 .....	1
附    录 .....	1



# 1 绪 论

## 1.1 问题的背景及研究目的和意义

汽车 PEPS(Passive entry & push start)系统,即被动式进入和启动系统,在国内也被称作智能无钥匙系统。其采用 RFID 技术,通过车主随身携带的智能钥匙标签来感应自动开关门锁和发动引擎。当智能标签靠近车辆一定距离时,门锁会自动打开并解除防盗;当其离开车辆时,门锁会自动锁上并进入防盗状态。当标签进入车内时,检测系统会马上识别,经过确认后车内的电路、油路接通,这时车主只需按动车内的启动按钮(或者是旋钮),就可以正常启动车辆。这样无论携带智能标签的车主在车内还是车外,系统都能正确识别驾驶者。如果非法进入,车辆将无法启动并马上报警<sup>[1]</sup>。

要合理的设计和装配 PEPS 系统,首先需要获得车体内外的电磁场分布信息,掌握整个系统的工作环境,以此作为系统设计、误差分析的基础。因此,对 PEPS 系统的电磁场数值仿真,以及相关的电磁兼容性研究已经成为目前众多汽车生产商和研究单位关注的重点<sup>[2][3]</sup>。

另一方面,随着汽车工业的发展,国外的汽车电子电器已跨过了三个发展阶段<sup>[4][5]</sup>。第一阶段的产品是以独立电子元件为代表的电子产品,如:电压调节器、电子闪光器、交流发电机等;第二阶段主要表现在汽车的电子电器控制系统方面,如:电子燃油喷射、ABS 防抱死制动系统、自动门锁、自动除霜、电子变速系统等;第三阶段是指微机在汽车上的应用及智能化的发展。可见,大量的电子产品被运用到汽车上是当前汽车工业一个总趋势。有统计表明,有些汽车上电子设备的成本已经超过整车成本的 20%以上<sup>[6]</sup>。这些电子电器设备一方面提高了汽车的安全性、高效性和舒适性,却在另一个方面带了不容忽视的问题:汽车的电磁兼容性问题。

那么什么是电磁兼容性(EMC)呢?国际电子电工委员会的定义如下:一部接受器(装置、设备或系统)能在电磁环境中正常工作,且不会对该环境中其它设备和系统产生不能承受的电磁扰动,我们将这种能力称为电磁兼容性(EMC)。在一辆装有大量的附属电器设备的汽车中,电磁兼容性问题主要表现在这样几个方面:

一、汽车上车载电子设备的工作特性必然会受到车体结构及其安装环境的影响;

二、一种电器设备在工作的同时,也必然会对汽车上其他的电器设备以及车身外界的电器设备(如各种通讯设备,无线电广播和电视等)产生电磁干扰;

三、车载电器设备本身也会随时身处于其他电器设备以及外界电磁环境产生的电磁干扰之中。

那么，如果车载设备与车体，以及各种车载设备之间没有良好的电磁兼容性，就无法保证各种设备正常、稳定的运行，问题严重时甚至会影响到车辆的安全运行。因此，对汽车进行良好的电磁兼容设计是汽车设计中一个关键环节，而针对各种干扰源进行的仿真预测研究则对汽车的电磁兼容设计有着重要的指导意义。本课题研究的内容，就是这类问题之中的一个典型。

随着人们对汽车安全性、舒适性和功能性要求的不断提高，各种各样的广播、无线通信、卫星通信和雷达系统等设备被广泛地运用在汽车之上。伴随这些设备而来的，是各种天线在汽车上的广泛使用<sup>[7]</sup>：例如 GPS 定位系统天线、无线电通讯系统天线、倒车雷达天线、防撞雷达天线等等。这样就使得车载天线已经成为一类重要的电磁干扰源，由此带来的关于车载天线的研究也成为汽车电磁兼容研究的一个热点问题<sup>[8]</sup>。

一方面，这些天线的电磁特性无疑会受到其安装位置附近金属车体的影响。另一方面，如此密集的空间内安装的多部天线间必然会产生干扰，进一步影响其使用性能。所以仿真预测天线特性受车体结构的影响、天线之间的相互干扰以及天线受其它干扰源的干扰对车载天线的电磁兼容性设计是十分必要的。

本论文主要将数值仿真技术贯穿于车载天线的设计和天线相关的问题中。这种方法属于电磁兼容的模拟验证方法，其具有计算快、成本低、参数修改方便、可以反复计算和预测成功率高突出优点。运用这种方法，在车载设备系统定性前，就可以通过仿真发现潜在的问题，提出优化的改进方案，因此具有较高的经济效益。

结合本课题的具体情况，本论文研究目的在于利用计算机数值仿真技术预测汽车上 PEPS 系统低频发射天线之电磁特性受车体的影响情况，以及有限空间内多套天线的互相干扰情况。其中，重点在于选定某种车型后，研究 PEPS 低频天线发出的 360.2KHz LF 信号在车周和车内传播时的有效路径、不同车用材料对该 LF 信号的衰减，以及不同车辆结构对信号传播的影响。在此基础之上，利用试验方法测试了 LF 信号在车体内外的分布情况，希望得出实测与仿真结果一致的结论。

## 1.2 课题研究的理论方法及国内外研究现状

### 1.2.1 电磁工程问题的分析方法

微波工程问题的核心问题是实现实际电子系统的分析和设计，具体包括天线、接收机和发射机的微波部分，以及电磁兼容的分析和设计等。其中，设计工作又以分析为基础。因此，电磁工程问题的分析方法在实际工程中占有重要的地位。

电磁工程的分析对象在数学上可以归结为边值问题，该类问题可以用区域 $\Omega$ 内的微分方程（可以是泊松方程、标量波动方程和矢量波动方程等）和包围区域的边界 $\Gamma$ 上的边界条件（可以是第一类的 Dirichlet 条件和第二类的 Neumann 条件，或者是阻抗和辐射边界条件等）来定义，即

$$Lu = g(\text{在域}\Omega\text{内}) \quad (1.1)$$

$$Bu = q(\text{在边界}\Gamma\text{上}) \quad (1.2)$$

式子中， $L$ 和 $B$ 分别是域内和边界上的线性微分算子或者积分算子， $u$ 是自变量， $g$ 和 $q$ 是域内和边界的源项。而算子是通过麦克斯韦方程组推倒而得到的微分算子或者积分算子，自变量一般为电磁场量或者位势函数。

如果（1.1）式和（1.2）式中的源项为零，则称为本征值问题，对于电磁问题中的谐振频率、传播常数的求解。如果（1.1）式和（1.2）式的源项不为零，也就是说求解特定结构在特定激励下的响应问题，则称为确定性问题，如微波辐射和散射问题、等效网络参数等的求解。

类似于（1.1）式和（1.2）式的问题的分析方法一般可以分为解析法、近似解析法和应用广泛的数值方法。

### ①解析法

解析法包括分离变量法和变换数学法，分离变量法是针对微分方程而言的，变换数学法是针对积分方程而言的。解析法能够得到待求函数的闭式解，但是仅仅能够解决几种简单、经典的微波结构，如矩形或六面体结构、圆柱或椭圆柱结构以及圆或球等。

### ②近似解析法

近似解析法包括变分法、微扰法、高频和低频近似法以及直线法等。

很多复杂的电磁工程问题都可以看做是某个简单的、有解析解的问题的某种变化，变分法和微扰法都能够对这类问题给出对应简单结构的解为主项的近似解（变分法中称为试探函数）。相对来讲，变分法利用了解的变分表达式的驻点特性，其解比微扰法更加准确。

高频近似法如物理光学法、几何光学法、几何绕射理论等，是在电磁散射和辐射问题中，当散射尺寸或者辐射体的电尺寸很大时，对于电磁波及其与目标相互作用采取光学近似简化计算的方法。相应地，低频近似法是在结构的电尺寸很小时，采取静电场近似简化计算的方法。

直线方法是指在多维问题的求解过程中，在某些维方向上采用解析函数表达，而在其他维数的方向上采用离散和插值的一种方法。

### ③数值方法

目前常用的数值方法有基于积分方程的矩量法（Method of Moment, MoM）

及其快速算法（如快速多极子）；基于微分方程的有限元方法（Finite Element Method, FEM）和时域有限差分方法（Finite-Difference Time-Domain, FDTD）。

前一类算法的优点是计算简单，易于计算机实现。尤其是其涉及的矩阵均为稀疏矩阵，所以易于计算及存储。但是这类方法的缺陷在于方程的未知数目众多，同时也会受到数值耗散问题的困扰。

后一类方法的优点在于方程未知数目少和数值网格灵活性强，并且数值耗散误差较小。但其不足在于对计算机存储量的要求非常高<sup>[9]</sup>。

数值方法也可以从数值求解原理上分为基于加权参数法的方法，以及基于差分原理的方法。除此之外，还有传输线法、谱域法、小波法以及频域有限差分法等等计算方法。在实际工程中，往往要根据不同环境和约束条件来选择不同的计算方法，或者是混合的计算方法。

### 1.2.2 国内外研究的状况

针对汽车 PEPS 系统的电磁特性研究，本质上讲，就是对其发射天线在大量金属环境下辐射特性的研究。用来预测天线辐射电磁场的方法很多，主要可以通过试验方法、解析方法以及运用计算机进行电磁计算的方法。其中，最后一类方法就是所谓的计算电磁学方法。

当前计算机制造技术的迅猛发展，促使高性能的计算机系统日益普及。高速运算能力的不断加强推动了计算电磁学发展的日趋成熟，从而发展出了求解麦克斯韦方程的许多有意义的数值解方法。

在上节中，已经提到过矩量法（MoM）、时域有限差分法（FDTD）、有限元法（FEM）和边界元法（BEM）等。在这些方法中，FDTD 方法是最为常用的方法之一。FDTD 算法是在 1966 年由 K.YEE 引入的。在这之后，这个算法被很多研究者进行了修改和精练，并成功地应用到电磁场研究的不同领域中<sup>[10]</sup>。之后，在对天线辐射建模的问题上，研究者们也开始运用这一算法。在文献<sup>[11]</sup>中，作者利用 FDTD 法研究了圆柱型单极天线和圆锥型单极天线，绘制出了近区和远区的瞬时辐射电场图，并以此来分析这类天线的物理辐射过程。

FDTD 也被用到了研究导体平面上的单极天线的辐射情况<sup>[12]</sup>，文献<sup>[13]</sup>中进一步研究了导体盒上安装的单极天线的辐射方向图、阻抗、增益等情况。文献<sup>[14]</sup>中也考察了这种固定在矩形导体盒上的单级子天线，并通过与实际测量结果相对比，证明了 FDTD 法在分析天线问题上是比较合理的。在文献<sup>[14]</sup>中作者运用 FDTD 研究了安装在车顶的单级天线的情况。M.Hussein, A.Sebak 对这种模型运用 FDTD 方法计算，得到的结果与 Nishikawa 和 Asano 用几何绕射理论得到的辐射模型相对比，二者是吻合的。在文献<sup>[15]</sup>中作者将 FDTD 和 FEM 法结合，研究了车体结构对车载 PIFA 天线的影响。总体说来，利用 FDTD 对车载天线辐射机制进行研究的文

献不多。即使某些文献已经考虑了车体模型，也是高度简化的。这也是因为 FDTD 在处理有大量曲率表面的物体时不是很方便的原因。

矩量法(MoM)是关于天线电磁分析中的另一常用数值方法。R.G.Jobaval, F.G.Bogdanovl 等人利用 MoM 法对放置在地面和放置在车上的细棒状天线的近远场特性进行了对比研究，分析了车身外壳对这些特性的影响<sup>[16]</sup>。文献<sup>[17]</sup>中，研究了安装在汽车上的几种分别工作与 FM 波段和无线通信波段的实用汽车天线，说明了 MoM 方法在设计和分析现代汽车通信系统中是一个重要的方法。但该文献中并没有体现天线之间的相互干扰的情况。

研究者们也经常将 MoM 与 FDTD 结合，利用这种混合方法对车载单天线和多天线系统来进行分析。在文献<sup>[18][19]</sup>中，作者利用 MoM/FDTD 法对线天线进行计算，并以车顶一单极天线为例，计算其辐射模型，显示了混合法在处理类似问题上的高效与灵活。文献<sup>[20]</sup>用混合法对复杂车顶天线系统进行了分析，主要考虑了与汽车电磁兼容相关的天线辐射问题。总得来看，将矩量法与其它算法进行混合运用虽然具备一定的优势，但其使用过程较为复杂，目前还无法方便地运用到实际工程项目中去。

与国外相比，当前国内利用电磁仿真方法对汽车天线进行的研究还不是很充分。在文献<sup>[22][23]</sup>中利用 FDTD 对单极天线的特性进行了研究，但是未考虑车体的影响。一款车载天线的方向图、输入阻抗和电流分布等在文献<sup>[24]</sup>得到了研究。文献<sup>[24][25]</sup>利用 MoM 法对汽车天线系统的干扰情况给出了分析结果，主要反映近场辐射情况和干扰的耦合度。

从这里我们可以了解到，国内的研究大都侧重于单纯的天线电参数的分析，而对汽车电磁兼容方面问题的关注不够。尤其是对于在车体金属的屏蔽作用下，车体内外电磁场的分布情况研究较少。

对天线的电磁场分析是个较为复杂的过程，而要对车内天线的分析无疑又将引入车体金属模型的影响。试图利用传统的数学方法，先建模再利用计算机编程，从而进行计算是十分复杂而低效的。因此，如果合理地根据实际问题，适当地选择电磁场分析软件来完成对汽车天线电磁场的计算分析，可以大大提升效率。而且这一途径将使得设计过程与分析过程合而为一、同步进行。

目前关于电磁仿真的集成开发环境很多，它们分别以不同的算法原理为根据进行设计。其中，一些比较热门的电磁仿真软件是基于有限元法开发的，如 HFSS 和 ANSYS 等等。在文献<sup>[26]</sup>中，利用 ANSYS 软件对天线进行了模拟计算，其在简化设计过程的同时也提高了工程的可靠性。文献<sup>[27]</sup>中，作者利用 HFSS 软件对圆锥螺旋天线进行了仿真分析，文献<sup>[28][29][30]</sup>中分别对车载短波螺旋天线、车载双频 PIFA 天线和双频微带天线进行基于 HFSS 的分析，并以实测结果对分析进行了验

证。

当然还有一些基于 FIT 开发的集成仿真环境，如 CST 微波工作室等，基于这些软件也有一些相应的研究文献，这里不再逐一列举。

综上所述，电磁仿真软件的引入使研究工作更为简便、有效。目前各种仿真软件都已经应用到了天线的分析设计工作中。然而，将整车模型全面引入仿真中，并在此基础之上进行汽车上各种电子设备天线辐射的仿真和设计还不够深入。因此，本论文就是以解决工程实际问题为指导，通过选择适当的电磁分析软件，旨在以汽车 PEPS 系统的 LF 发射天线为典型，建立更能反映实际应用的电磁模型。

### 1.3 主要研究内容

基于本项目的具体工程要求，并结合相关的文献阅读，在本论文中进行了以下几个方面的工作：

一、学习电磁场的基本理论和研究原则，为研究工作打下数学与方法论基础。其中重点在于对有限元方法的深入理解，包括有限元方法的计算原理、三维时谐场的有限元问题以及有限元方程组的求解问题。

二、在掌握天线的辐射机理，灵活地运用 Ansoft HFSS 仿真软件计算原理的基础上，引入微波网络分析原理来分析 PEPS 系统中多部发射天线间的相互干扰问题。之后，在不同的简单外界环境下进行发射天线的建模，并分析在这些简单情况下发射天线的特性及相互干扰。

三、依据项目要求，按照 1:1 的比例建立车体电磁模型，其中涉及到车身结构的简化、取舍等问题。对已经在规定位置安装好的 PEPS 系统低频发射天线进行仿真分析，关注发射螺旋天线的电参数在受车身金属体影响的情况下的特性以及多部发射天线间的相互干扰问题，重点在于对发射天线在车体内外产生的电场分布进行仿真分析。

四、给出实际测试方案。在开阔场对选定车型进行 PEPS 系统的实际安装，通过选定关键区域进行实际测量的方式，将车体内外电磁场分布的仿真结果与实测结果进行对比分析，证实仿真结果的有效性。

五、结合仿真和实测的结果，分析现有的 PEPS 系统低频发射天线在车体内外引起的电磁场分布特点，向汽车生产厂商提供合理装配系统的建议。

## 2 汽车 PEPS 系统基本工作原理

汽车进入方式（或系统）已经历了三个时代的发展。第一个时代，由原始的机械钥匙方式进入；第二个时代，已发展为通过遥控门锁系统进入。第三个时代，由于汽车市场的需求和无线 RFID 技术的广泛运用，PEPS（被动进入和被动启动）系统将逐步替代遥控系统，这已成为发展的趋势<sup>[2]</sup>。

通过 PEPS 系统，驾驶者不必再将智能标签（钥匙链或智能卡）从口袋中取出，而是只要位于汽车的附近即可。车主在通过拉动主驾位旁门把手的同时便激活了车内 RFID 收发器的唤醒模式。这时，RFID 收发器会扫描周围区域以寻找和识别智能标签卡中的 RFID 芯片，并通过安全算法匹配特定的 ID 代码。一旦智能标签的身份得到确认，车门便自动解锁。之后，系统会自动验证智能标签是否落在车内，如果是，则车主只需通过按下仪表板上的启动按钮即可完成车辆的启动。

为对比汽车普通遥控门锁系统和汽车 PEPS 系统的区别，在介绍 PEPS 系统之前，我们先简单说明一下遥控系统的工作原理。

### 2.1 普通遥控门锁系统原理

遥控门锁系统主要有以下部件组成：遥控门锁发射器（遥控钥匙）、遥控门锁接收器（Remote Function Actuation, RFA）、车身控制模块（Body Control Module, BCM）以及相应的门锁执行器。一般的汽车遥控钥匙上有三个按钮，其作用分别为车门上锁、车门解锁和开启行李厢盖。与其设计相对应的，汽车的进入方式为按压遥控钥匙解锁按钮进入，我们称其为主动式进入；启动方式为用钥匙旋转点火开关到 START 位置，我们称其为主动式启动。

对其大致工作流程为：当按下车门上锁或车门解锁按钮时，钥匙内的发射器发出相应信号。位于前风挡玻璃上后视镜座盖内的 RFA 负责接收遥控门锁发射器发出的信号。BCM 收到从 RFA 传来的遥控信号以后，首先进行身份验证，验证通过后驱动与之通信的相应车门锁执行器。开启行李厢盖的过程类似，不再赘述。

### 2.2 PEPS 系统工作原理

#### 2.2.1 PEPS 系统的组成

与普通遥控门锁系统相比，无钥匙进入系统增加的核心元件如表 2.1 所示。其中可以明显看到与普通遥控门锁系统相比最大的不同在于增设的低频触发天线。事实上，这也是被动进入方式中“被动”实现的关键。当然也是本论文的研究核心对象。

表 2.1 PEPS 系统增加的核心组成原件

Table 2.1 Additional core elements in PESP

元件名称	典型安装位置
无钥匙进入天线-行李箱	行李箱内
行李箱天线（后部仪表板无钥匙进入天线）	后保险杠蒙皮下方
中央控制台后遥控门锁天线	乘客舱中央，手刹旁储物箱后面
主驾门把手触发低频天线及触摸开关	主驾车门把手上
乘客门把手触发低频天线	乘客门门后上部位
遥控门锁控制模块(PEPS 控制模块)	驾驶舱内

典型的汽车 PEPS 系统装配效果如图 2.1 所示。

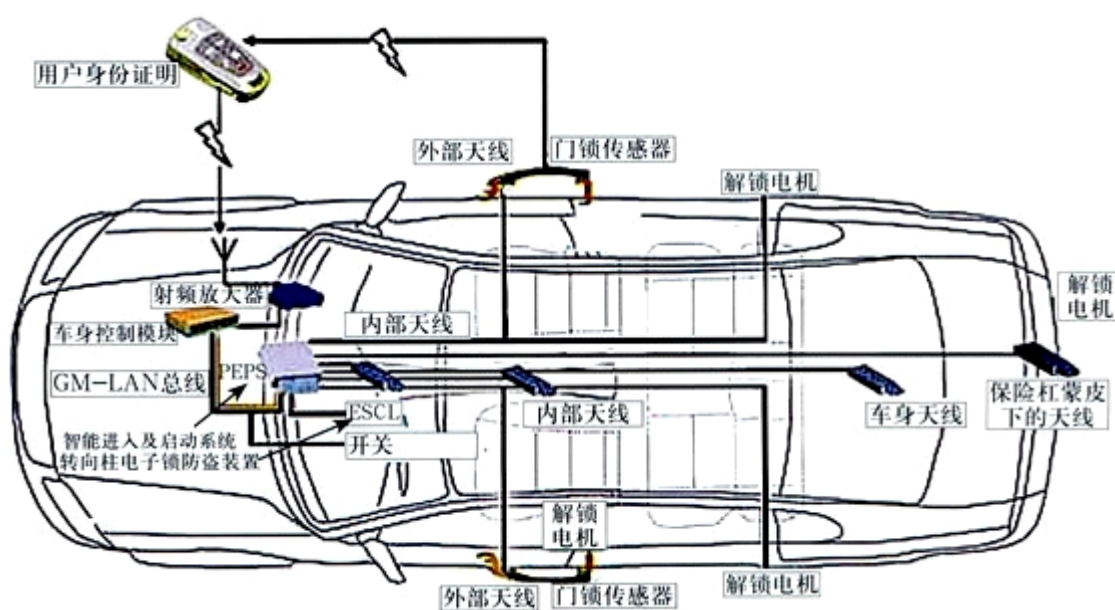


图 2.1 典型的汽车 PEPS 装配效果

Fig 2.1 Typical PEPS configurations

其中，遥控门锁控制模块，也叫 PEPS 控制模块，其在装配图（图 2.1）上的位置进行了标注。该模块是整个 PEPS 系统的控制中心，在系统中发挥着非常重要的作用。表 2.1 中的低频天线以及两个前门的触摸锁车开关都是直接与其相连的。此外，四个车门锁内的解锁电机也是由该模块直接控制的。

## 2.2.2 PEPS 系统的原理分析

一个典型的 PEPS 系统组成原理如图 2.2 所示，从图中可以看到，在车载端(Base



station) 和智能标签端 (Identification device) 分别有两类发送/接收天线: UHF 和 LF。下面我们就以 Texas Instruments 的 TMS37128 型 PEPS 系统为例 (即图 2.2 所示系统) 来介绍 PEPS 系统的大致工作原理。

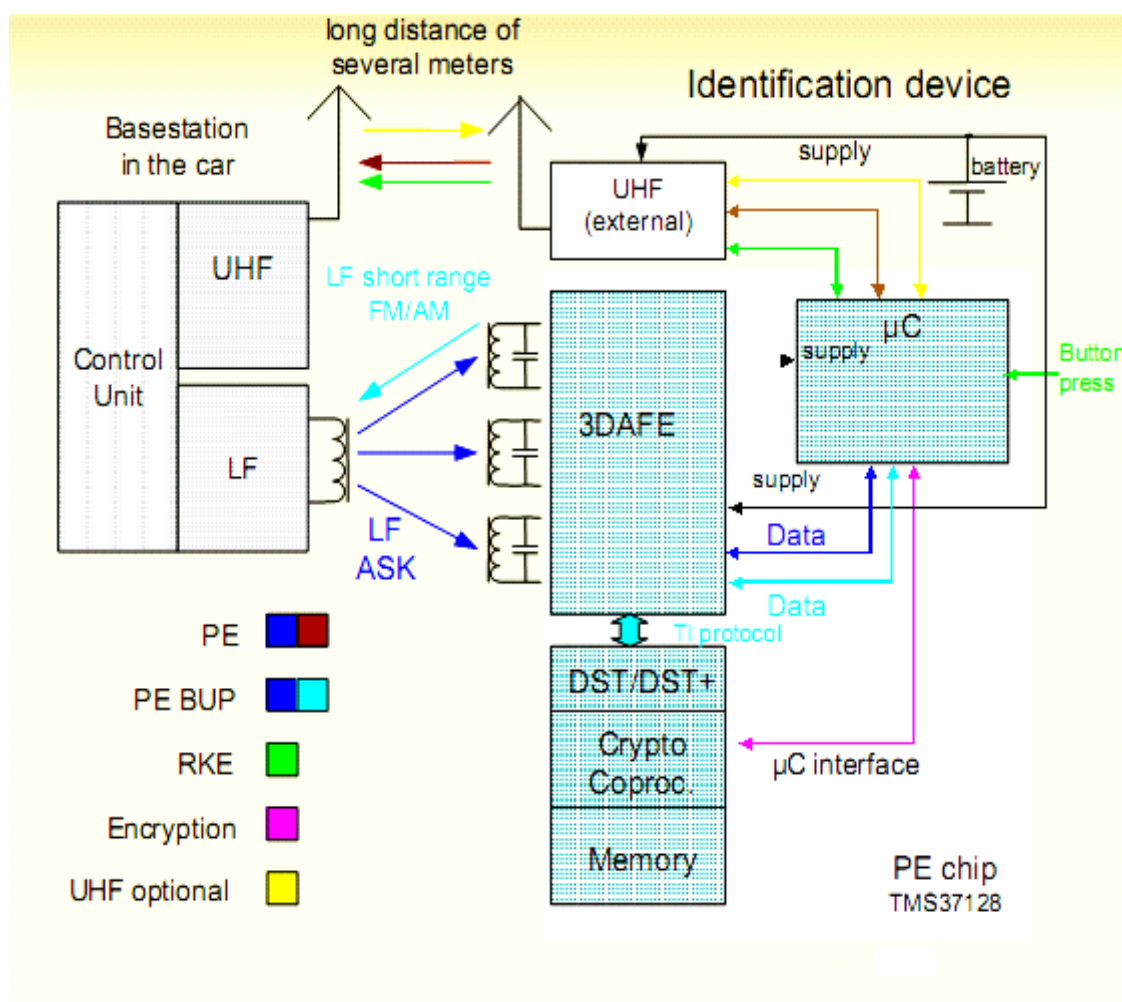


图 2.2 PEPS 系统的原理框图

Fig 2.2 Block diagram of PEPS

为了便于叙述, 这里我们先假设一开始智能标签不在车内, 而在离车身较远的地方, 并且此时车锁处于锁上的状态。

首先, 车载端控制单元 (Control Unit) 通过安装在车身各处的 LF 天线开始周期性的发送唤醒信号 (LF ASK), 看是否能得到回答。由于此时智能标签离车身较远, 即是说智能标签没有落在车载 LF 天线的有效辐射范围之内, 故车载端控制单元得不到响应, 系统状态不改变。

之后, 当车主靠近车身时, 智能标签也随之进入车载 LF 天线的有效辐射范围内, 并接收到 LF ASK 信号。此时, 智能标签被唤醒, 并通过其配备的 UHF 天线

向车载端的 UHF 天线发送特定的加密身份确认信息（RKE）。

最后，当车载端收到 RKE 信号后，进行相应的识别检测，如果检测通过则开启车门锁。于此同时，车载接收端也通过 RKE 信号的 RSSI 值来估算智能标签此时的位置。

以上即为位置检测的过程，也是 PESp 原理的最简描述。也就是说当已烧写好特定 ID 的智能标签落在低频天线有效的辐射范围内时，车主无需按下智能标签上的任何按钮就能实现车门被动式解锁、上车照明灯开启等功能。以下就结合图 2.1 中整个汽车上 PEPS 系统的配置情况，按照各个功能的不同，分别给出其工作原理。

### ①被动式开启车门

当车主用手拉车门把手时，把手上触摸开关将闭合同时发送给 PEPS 控制模块一个触发信号。PEPS 控制模块在收到此信号以后将通过前车门把手上的 LF 天线，向智能标签发送一条校验口令。此时如果智能标签落在车载 LF 天线的有效辐射范围内，便会接收到校验口令，同时发出应答口令。PEPS 控制模块通过 UHF 天线收到此信号后，通过专线将此信号传给车身控制模块（BCM），BCM 将负责检验此应答口令是否为合法口令。如果检验通过，BCM 将结果通过 GM-LAN 总线传给回给 PEPS 控制模块，之后其将驱动与之相连接的四个车门锁的解锁电机，解锁四个车门以便于车主打开。

### ②被动式开启行李箱

当车主按动行李箱上的外部开启按钮时，开关将短路信号传送给 BCM，BCM 通过 GM-LAN 总线将信号传送给 PEPS 控制模块。该模块在收到 BCM 传来的信号后，通过车尾保险杠蒙皮下方埋设的低频天线向智能标签发送一条校验口令（注意，该口令和被动式开启车门之口令不同）。此时如果智能标签落在该车尾 LF 天线的有效辐射范围内，便会接收到校验口令，并发出相应的应答口令。PEPS 控制模块通过 UHF 天线收到此信号后，通过专线将此信号传给 BCM，BCM 将负责检验此应答口令是否为合法口令。如果检验通过，BCM 将接通位于仪表板保险丝盒内的行李箱释放继电器线圈，此时继电器触点闭合，行李箱被开启。

### ③被动式锁上车门

当车主按动前门车门把手外面的触摸开关时，开关将闭合并同时向 PEPS 控制模块发出触发信号。PEPS 控制模块在收到此信号后，将首先通过车内的低频天线向智能标签发送校验口令。通过判断车内 UHF 接收天线能否接收到智能标签发回的应答口令，可以判断钥匙是否被遗忘在了车内。如果判断得出钥匙仍在车内的结论，则拒绝执行锁上车门的操作；如果判断得知钥匙不在车内，则再通过前车门把手上的 LF 天线，向智能标签发送一条校验口令。此时如果处于车外的智能标签落在车载 LF 天线的有效辐射范围内，便会接收到校验口令，同时发出应答口令。

PEPS 控制模块通过车外 UHF 天线收到此信号后，通过专线将此信号传给 BCM，BCM 将负责检验此应答口令是否为合法口令。如果检验通过，BCM 将驱动与之连接的四个车门锁的执行电机，将四个车门锁上。

#### ④被动式启动点火

当车主进入车内按下启动按钮后，该按钮内部将有两个触点闭合。其中，一个给 BCM 一个触发信号，用以进行电源模式的管理；另一个给以 PEPS 控制模块触发信号，使其通过车内的低频天线向智能标签发送一条校验口令。在 PEPS 控制模块接收到智能标签返回的相应应答口令后，其会将此应答信号通过专线传送给 BCM 进行合法性验证。只有检验通过后，BCM 才将允许马达、喷油器和点火系统工作。

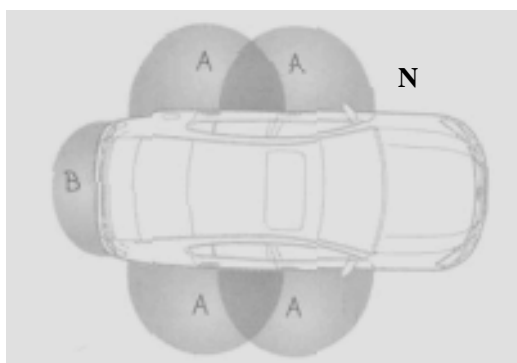


图 2.3 PEPS 在车外 LF 信号的盲区示意（非实测）

Fig 2.3 Blind spots of PEPS LF signals outside vehicle (non-measured)

需要指出的是，以下情况将使得 PEPS 将无法正常工作：一、PEPS 系统功能失常；二、智能标签没电；三、智能标签进入车外的电磁盲区（如图 2.3 中的车头 N 点周围区域）或落入车内某些电磁死角处；四、汽车所处的环境中存在与 PEPS 系统通信频率接近的电磁干扰。显然，其中后两点便是本论文的意义所在。



### 3 有限元数值计算方法(FEM)的基本原理

有限元方法（Finite Element Method, FEM）是一种近似求解数理边值问题的数值技术，最早由库伦特（Courant）于 1943 年提出，50 年代应用于飞机的设计，在 60、70 年代被引进到电磁问题的求解中。

该方法主要具备以下几方面的特点：

- 一、能够方便地对较为复杂的对象物体建模；
  - 二、由于误差泛函等技术存在，保证了求解的正确性，不易出现数值色散等问题；
  - 三、其数学根基建立在加权残数法之上，故对数据存储量的要求相对较高。
- 下面就从求解电磁场问题的最基本原理出发，对 FEM 方法进行介绍。

#### 3.1 麦克斯韦方程组

电磁波的运动规律遵从 19 世纪给出的麦克斯韦方程组，是英国科学家麦克斯韦对法拉第（Faraday）等前人的实验成果的总结和发展。麦克斯韦方程组是描述宏观电磁场规律的基本方程。微分形式的麦克斯韦方程由以下四个方程组成：

$$\nabla \times H(r, t) = \frac{\partial}{\partial t} D(r, t) + J(r, t) \quad (3.1)$$

$$\nabla \times E(r, t) = -\frac{\partial}{\partial t} B(r, t) \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot D(r, t) = \rho(r, t) \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot B(r, t) = 0 \quad (3.4)$$

其中， $E$ 、 $B$ 、 $H$ 、 $D$ 、 $J$  和  $\rho$  都是位置  $r$  与时间  $t$  的时变函数，其相应的名称和单位如下：

- $E(r, t)$ ——电场强度（V/m）；
- $B(r, t)$ ——磁通量密度（Wb/ $m^2$ ）；
- $H(r, t)$ ——磁场密度（A/m）；
- $D(r, t)$ ——电位移（C/ $m^2$ ）；
- $J(r, t)$ ——电流密度（A/ $m^2$ ）；
- $\rho(r, t)$ ——电荷密度（C/ $m^3$ ）。

并且，由上面的麦克斯韦方程组可以导出电流密度  $J(r, t)$  和电荷密度  $\rho(r, t)$  满足的连续性定理：

$$\nabla \cdot J(r, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \rho(r, t) \quad (3.5)$$

麦克斯韦方程组的前后两个方程是旋度方程，分别称为法拉第定律和麦克斯韦-安培环路定律；后两个方程是散度方程，分别称为高斯定律和磁场高斯定律。它们对应的积分形式方程分别是：

$$\oint_L E \cdot dl = -\frac{\partial}{\partial t} \int_s B \cdot ds \quad (3.6)$$

$$\oint_L H \cdot dl = \int_s J ds + \frac{\partial}{\partial t} \int_s D \cdot ds \quad (3.7)$$

$$\oint_s D \cdot ds = \int_v \rho dv \quad (3.8)$$

$$\oint_s B \cdot ds = 0 \quad (3.9)$$

因为电磁场存在于媒介中，所以  $E$ 、 $B$ 、 $H$ 、 $D$  和  $J$  满足媒质的宏观本构关系：

$$D = \varepsilon \cdot E \quad (3.10)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (3.11)$$

$$J = \sigma \cdot E \quad (3.12)$$

式中，本构参数  $\varepsilon$ 、 $\mu$  和  $\sigma$  分别表示媒质的介电常数 (F/m)、磁导率 (H/m) 和电导率 (S/m)。对于自由空间等各向同性简单媒质，这些本构参数退化为标量。在自由空间中， $\varepsilon = \varepsilon_0 \approx 8.85 \times 10^{-12} (F/m)$ ， $\mu = \mu_0 \approx 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$ ；而在一般各项同性媒质中， $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ ， $\mu = \mu_r \mu_0$ 。其中  $\varepsilon_r$  称为相对介电常数， $\mu_r$  称为相对磁导率。特别地，对于非均匀媒质，本构参数是位置的函数。

若电磁场的时间变化函数是简谐的，则利用复数量可以使得数学分析简化。一个复数量  $U$  和一个瞬时量  $u$  可以通过以下关系式相联系：

$$u = \sqrt{2} \operatorname{Re}(U e^{j\omega t}) \quad (3.13)$$

因此，我们可以采用这种关系，给出 (3.1) 式~ (3.4) 式的时谐场表达式（因在本论文中只涉及到时谐情况，为了简便，这里电场强度、磁场强度等记号仍然采取和前文瞬时值相同的形式）：

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (3.14)$$

$$\nabla \times H = j\omega D + J \quad (3.15)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (3.16)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3.17)$$

需要说明的是：这里的复数量是前文瞬时值的有效值，它们不再是时间的函数，但仍然是位置的函数。这种选择是一方面是考虑到，在实际工程中，这些物理量

通常是用有效值来标明或测量的。另一方面，复数功率和能量的方程能同它们的瞬时值对应式保持同样的比例因子。

我们注意到，在式 (3.14) ~ 式 (3.17) 描述的麦克斯韦方程组中，只有前面三个方程式是独立的，第四个式子可以由前面三个方程推出。在式 (3.14) 和式 (3.15) 这两个方程中，每个方程中同时包含电场强度和磁场强度，因此无法独立求解。

结合 (3.10) 式 ~ (3.12) 式给出的本构关系，联立 (3.14) 式和 (3.15) 式并从其中消去电场强度  $E$  和磁场强度  $H$ ，可以得到只含有一个未知量的二阶微分方程：

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times E \right) - \omega^2 \epsilon_c E = -j\omega J_i \quad (3.18)$$

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\epsilon_c} \nabla \times H \right) - \omega^2 \mu H = \nabla \times \left( \frac{1}{\epsilon_c} J_i \right) \quad (3.19)$$

式中， $J_i$  是外加电流或源电流， $\epsilon_c = \epsilon - j\sigma/\omega$  是感应电流  $\sigma E$  和位移电流  $j\omega D$  的综合贡献，这里  $\sigma$  表示媒质的电导率。

以上方程称为矢量波动方程，也称矢量 Helmholtz 方程。对它，有这样几点说明：

(1) 在外加激励不为零时，即式 (3.18) 和 (3.19) 式的右端不为 0 时，称为非齐次矢量波动方程，也称为确定性问题；

(2) 在外加激励为零时，即 (3.18) 式和 (3.19) 式的右端为 0 时，称为齐次矢量波动方程，也称为本征值问题；

(3) 在电磁工程中为了分析方便，通常假设电磁场问题不随三维空间中的某一维变化（例如 xyz 直角坐标系中的 z 方向），则 (3.18) 式和 (3.19) 式中变量的 z 分量一般满足标量波动方程。这一方程也常见于文献的描述中。

完整的电磁工程问题的描述是包含以上矢量波动方程和具体工程对象的边界、激励条件的边值问题模型，即矢量波动方程在不同区域、边界和激励条件下的解是不同的。

一个工作在边界；包围的区域；内的实际工程问题中的边界条件可以归纳为三类：

(1) 第一类边界条件，也称为狄利克莱 (Dirichlet) 边界条件。这种边界条件直接给出变量在边界上的值：

$$U|_{\Gamma_1} = U_1 \quad (3.20)$$

式中， $\Gamma_1$  为第一类边界条件， $U_1$  为已知函数，可以为常数或 0。

(2) 第二类边界条件，也称为诺依曼 (Neumann) 边界条件。这种边界条件可

以表示为：

$$\left. \frac{\partial U}{\partial n} \right|_{\Gamma_2} = U_2 \quad (3.21)$$

式中， $\Gamma_2$  为第二类边界条件， $U_2$  为已知函数，可以为常数或 0。

(3) 第三类边界条件，也称为混合边界条件，是第一类和第二类边界条件的组合。

## 3.2 电磁波传播的数学模型

电磁波以波动的形式存在于空间中，电磁能量在媒质中依靠这种波动在空间中进行传播，并发生各种各样的传播现象。关于电磁波传播最基本的概念有以下几个方面：

### ①平面波近似

受激发的电磁波在距离波源很远的小范围内观察，都可以近似为均匀平面波。均匀平面波是在均匀的简单媒质中电磁传播的最简单形式。均匀平面波的电磁场量在垂直与传播方向的横截面上是均匀和同相的，即垂直于传播方向的平面既是等相位面，又是等振幅面，称为波阵面。

例如，一个沿  $z$  方向传播的均匀平面波的  $x$  方向的电场分量可以写成：

$$E_x = E_0 e^{-jkx} \quad (3.22)$$

式中， $E_0$  为常数； $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$  为传播常数，在自由空间中， $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ 。

### ②有耗媒质中的传播

当媒质有极化损耗时，介电常数为复数，即

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.23)$$

则传播常数为

$$k = \omega\sqrt{\mu(\epsilon' - j\epsilon'')} \quad (3.24)$$

当媒质有导电性时，设电导率为  $\sigma$ ，则传播常数为

$$k = \omega\sqrt{\mu\left(\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}\right)} \quad (3.25)$$

可以看到，在有损耗的媒质中，电磁波的传播常数为复数，即在传播中存在衰减。

特别地，对于  $\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \gg 1$  的良性导体情况，电磁波的透入深度或趋肤深度定义为：场的振幅衰减为其初始值的  $\frac{1}{e}$  ( $\approx 0.369$ ) 所行进的距离，记为  $\delta \approx \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$ 。

### ③极化



波的极化通常是指电场矢量  $E$  的尖端在空间随时间变化的方向。如果矢量的尖端在一条直线上运动，那么这种电场极化方式称之为线极化波。

如果矢量的尖端的运动轨迹是一个圆或椭圆，则称之为圆极化或椭圆极化波。特别地，如果用右手的拇指指向波传播的方向，其他四指所指向的方向正好与电场矢量运动的方向相同，则称为右旋极化波。反之，如果可以用左手表示，则称为左旋极化波。

图 3.1 所示为电磁波的线极化和椭圆极化。

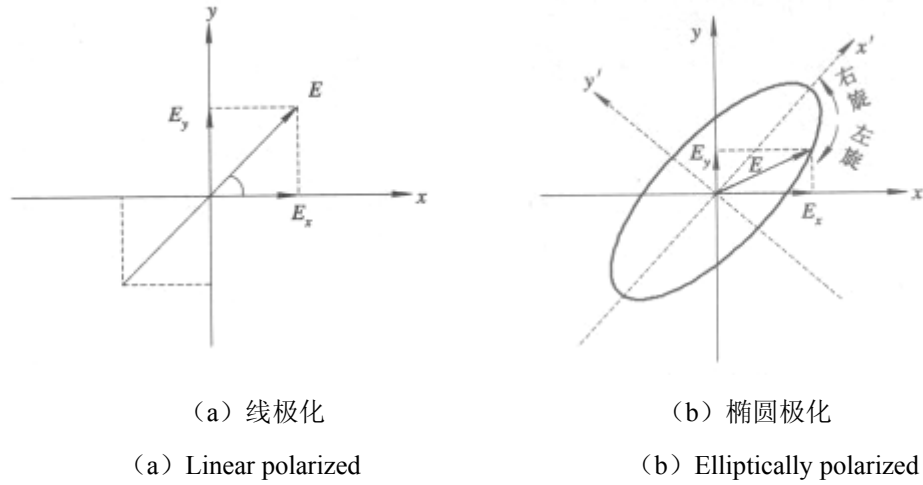


图 3.1 电磁波的线极化和椭圆极化

Fig 3.1 Linearly polarized and elliptically polarized electromagnetic wave

#### ④坡印廷 (Poynting) 矢量

时谐场的平均坡印廷矢量定义为

$$S = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H^*) \quad (3.26)$$

单位为  $W/m^2$ 。它也称为功率流密度，其方向垂直于电场强度  $E$  和磁场强度  $H$  构成的平面。

#### ⑤边界条件

对于区域 1 和区域 2 之间的一个静止的边界，如令面法向单位矢量  $n$  由区域 2 指向区域 1，则有如下边界条件：

$$n \times (E_1 - E_2) = 0 \quad (3.27)$$

$$n \times (H_1 - H_2) = J_s \quad (3.28)$$

$$n \cdot (B_1 - B_2) = 0 \quad (3.29)$$

$$n \cdot (D_1 - D_2) = \rho_s \quad (3.30)$$

式中，下标 1 和 2 分别表示区域 1 和 2 中的场量； $J_s$  为边界上的面电流密度； $\rho_s$  为边界上的面电荷密度。

特别地，如果某一个区域是电导率  $\sigma = \infty$  的理想导体，则在理想导体内部没有场，场只存在于一种媒质中，则边界条件为：

$$n \times E = 0 \quad (3.31)$$

$$n \times H = J_s \quad (3.32)$$

#### ⑥辐射条件

当电磁场所在区域延伸至自由空间的无穷远处时，为了得到问题的唯一解，在外边界处也必须确定一个条件，称为辐射条件，也称为索末菲尔德（Sommerfeld）辐射条件，写为

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left\{ \nabla \times \begin{bmatrix} E \\ H \end{bmatrix} + jk_0 r \begin{bmatrix} E \\ H \end{bmatrix} \right\} = 0 \quad (3.33)$$

式中， $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ 。

#### ⑦反射和折射

电磁波在传播过程中如果遇到媒质界面时，即媒质的物理参数发生突变，则产生反射和折射。界面一侧的入射波和反射波组成的总场与界面另一侧的折射场满足界面上的边界条件。

### 3.3 有限元方法的基本原理

要介绍有限元方法的基本原理，就必须先介绍其数学基础——加权残数法的基本概念。

#### 3.3.1 加权残数法的概念

##### ①函数内积和函数展开

在某一个区域  $\Omega$  内的两个函数  $u$  和  $v$  的内积可以写为  $\langle u, v \rangle$ ，一般来说，又可以具体写为对应“反应”概念的对称内积的形式：

$$\langle u, v \rangle = \int_{\Omega} u \cdot v d\Omega \quad (3.34)$$

或者对应“能量”概念的厄米对称内积形式：

$$\langle u, v \rangle = \int_{\Omega} u \cdot v^* d\Omega \quad (3.35)$$

具有以上内积的线性矢量空间称为内积空间。显然，函数通过内积形成泛函，也就是从矢量函数空间到标量函数空间的映射。

区域  $\Omega$  内的函数  $u$  可以展开为内积空间中的一组正交完备基函数

$u_i (i=1,2,\dots,\infty)$  的组合:

$$u = \sum_{i=1}^{\infty} \alpha_i u_i \quad (3.36)$$

应用基函数的正交性, 即当  $i \neq j$  时,  $\langle u_i, u_j \rangle = 0$ , 可以得到:

$$\alpha_i = \langle u, u_i \rangle \quad (3.37)$$

则式 (3.36) 可以写为:

$$u = \sum_{i=1}^{\infty} \langle u, u_i \rangle u_i \quad (3.38)$$

但是, 在实际工程中, 比如 (3.34) 式和 (3.35) 式描述的物理问题中, 函数  $u$  一般是未知待求函数, 除了对于极少数的简单问题存在解析解外, 函数  $u$  的准确解一般不存在, 所以 (3.37) 式和 (3.38) 式是不可求的。待求函数  $u$  可以用 (3.36) 式的有限项截断作为近似解, 利用加权参数法来求解待定的系数序列  $\alpha_i$ 。

## ② 加权残数法

如果假设 (3.34) 式和 (3.35) 式的近似解为  $\tilde{u}$ ,

$$\tilde{u} = \sum_{i=1}^N u_i \quad (3.39)$$

将其带入 (3.34) 式和 (3.35) 式, 则可得到非 0 的残数, 应用权函数构成对应的误差泛函:

$$R_i = \langle u_i, L\tilde{u} - g \rangle_{\Omega} + \langle u_i, B\tilde{u} - q \rangle_{\Gamma} = 0 \quad (3.40)$$

在 (3.40) 式中, 选取的权函数与基函数相同, 称为伽略金 (Galerkin) 法, 是权函数可以任意选取的加权残数法中的一种应用最为广泛的情况。注意到, 式中两种不同内积的下标  $\Omega$  和  $\Gamma$  代表了各自的积分区域。

考虑  $i=1,2,\dots,N$ , 实际上 (3.40) 式对应一个  $N$  维的矩阵方程组:

$$[A][\alpha] = [b] \quad (3.41)$$

式中,

$$A_{ij} = \langle u_i, Lu_j \rangle_{\Omega} + \langle u_i, Bu_j \rangle_{\Gamma} \quad (3.42)$$

$$b_i = \langle u_i, g \rangle_{\Omega} + \langle u_i, q \rangle_{\Gamma} \quad (3.43)$$

注意, 在实际工程中, 因为待求的电磁场函数常常满足边界条件, 或者说选取了恰当的基函数, 所以边界误差泛函一般不在 (3.41) 式的求解中出现, 从而只出现区域  $\Omega$  内的误差泛函。

从理论上说, 随着维数  $N$  的增大, 近似解就应该越来越逼近真实解。因此, 基于加权残数法的有限元方法具有很高的计算正确性, 在电磁工程领域中具有重要的应用。这一类解法也称为变分法, 是基于对物理问题对应泛函的处理, 即以某一内积空间的正交完备函数展开来进行近似的。

### 3.3.2 有限元方法的数学原理

有限元数值方法的一般原理是这样的：

- 一、建立待求电磁工程问题的支配方程；
- 二、对于待求解的物理问题建立包含本构参数的几何模型和求解区域；
- 三、对于几何模型和求解区域进行离散化剖分；
- 四、利用加权残数法建立误差泛函；
- 五、利用对应离散化剖分单元的分域基函数离散化误差泛函，建立对应矩阵方程；
- 六、求解矩阵方程，获得待求函数的离散化近似解。

如上节所介绍，加权残数法这类变分法可以在某一个内积空间中求得

$$Lu = g(\text{在域}\Omega\text{内}) \quad (3.44)$$

$$Bu = q(\text{在边界}\Gamma\text{上}) \quad (3.45)$$

的近似解，如果相应的支配方程是麦克斯韦方程组演化而来的亥姆赫兹方程或者泊松方程等，则可以得到有限元方法。

我们知道，电磁场边值问题变分法有以下两个特点：

第一、变分问题已经将原来电磁场边值问题的严格求解变为求解在泛函意义下的弱解，这个解可以和原来的解不一样。

第二、在电磁场边值问题的变分法中，如果展开函数是由定义在全域上的一组基函数组成的，那么这种组合必须能够表示真实解，也必须满足适当的边界条件，这对于二维、三维问题是非常困难的。

如果采用组成全域的分域上的一组基函数能够提高近似解对于真实解的逼近精度，则称为有限元方法。下面通过一个例子来看有限元方法的建模过程以及该方法的特点。

图 3.2 所示为一个均匀填充介电常数为  $\varepsilon$  的平板电容器。

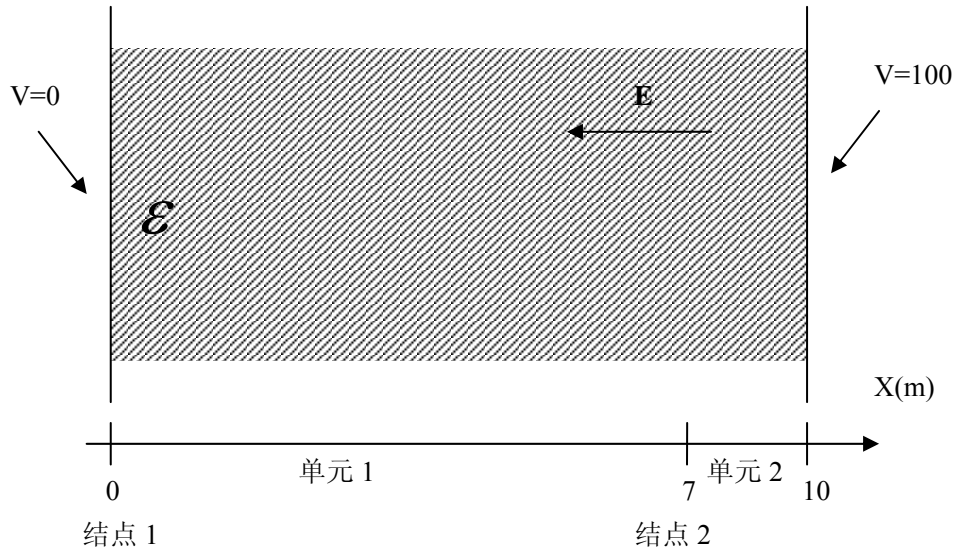


图 3.2 平板电容器问题求解示意图

Fig 3.2 Solution illustration of plate capacitor problem

我们假设电场只有  $x$  方向的分量，问题就可以简化为一维问题。问题的支配方程为：

$$-\nabla \cdot \epsilon \nabla V = \frac{\partial}{\partial x} \left( \epsilon \frac{\partial V}{\partial x} \right) = -\rho \quad (3.46)$$

其边界条件是

$$V(0) = 0, V(10) = 100 \quad (3.47)$$

利用 (3.46) 式与权函数构成内积，我们可以给出这里的误差泛函：

$$\int_{\Omega} W R d\Omega = \int_{\Omega} W (\nabla \cdot \epsilon \nabla V + \rho) d\Omega = 0 \quad (3.48)$$

如图 3.3 所示，我们可以将一维区域离散化为  $N$  段（单元），每一小段又有编号为“1”和“2”的两个端点（结点），也称为“本地”序号。当然，与单元一样，每个结点又还有相应的全域序号。



图 3.3 区域离散化示意图

Fig 3.3 Discretion of area

我们假设在单元内部电位函数按照线性规律变化，也就是对于单元内部的函数进行一阶插值：

$$V(x) = a_1 + a_2 x \quad (3.49)$$

特别地，在两个结点  $x_1$  和  $x_2$  处，我们令其值分别为  $V_1$  和  $V_2$ ，则 (3.49) 式可以重新写为（实际上  $V_1$  和  $V_2$  就成了这一子域上待求的系数）：

$$V(x) = \phi_1(x)V_1 + \phi_2(x)V_2 = \frac{1}{l}(p_1 + q_1 x)V_1 + \frac{1}{l}(p_2 + q_2 x)V_2 \quad (3.50)$$

其中：

$$p_1 = x_2, p_2 = -x_1, q_1 = -1, q_2 = 1, l = x_2 - x_1$$

这时候，在离散化的意义下，泛函 (3.47) 式可以写成

$$\sum_{k=1}^K \int_{\Omega_k} W_k R_k d\Omega = 0 \quad (3.51)$$

其中， $k$  是结点的全域序号； $K$  是所有结点的总数； $\Omega_k$  是第  $k$  个结点的子域。

由于结点和单元的关系，我们可以在单元内选取  $\phi_i$  ( $i=1, 2$ ) 作为权函数，在利用一些矢量运算恒等式，可以得到：

$$\sum_{n=1}^N \int_{\Omega_k} \{\epsilon \nabla V \cdot \nabla \phi_i - \rho \phi_i\} d\Omega = 0 \quad (3.52)$$

式中， $n$  为单元序号； $N$  为总的单元数。

注意到，在离散化子域上有：

$$\nabla V(x) = \hat{x} \frac{\partial}{\partial x} \left( \sum_{i=1,2} \frac{1}{l} (p_i + q_i x) V_i \right) = \hat{x} \sum_{i=1,2} \frac{1}{l} q_i V_i \quad (3.53)$$

$$\nabla \phi_i = \hat{x} \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{l} (p_i + q_i x) \right) = \hat{x} \frac{q_i}{l} \quad (3.54)$$

在实际问题中，应该是域内无源，所以  $\rho$  为 0。在每个单元内，(3.52) 式的左边可以些微线性代表式：

$$\frac{\epsilon}{l} \begin{bmatrix} q_1 q_1 & q_1 q_2 \\ q_2 q_1 & q_2 q_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

我们可以用图 3.2 所示的例子来进行数值实现。在图 3.2 的离散化情况下我们有 3 个未知数，即对应结点全域序号的  $V_1$ 、 $V_2$  和  $V_3$ （而其中的  $V_2$  和  $V_3$  又由边界条件给定）。首先将 (3.55) 式对应单元 1 中的线性表达式的值带入到求解全部 3 个未知数的全域矩阵中：

$$\varepsilon \begin{bmatrix} \frac{1}{7} & -\frac{1}{7} & 0 \\ -\frac{1}{7} & \frac{1}{7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

再将 (3.55) 式对应单元 2 中的线性表达式的值带入待求解全部 3 个未知数的全域矩阵中，构成全域矩阵方程：

$$\varepsilon \begin{bmatrix} \frac{1}{7} & -\frac{1}{7} & 0 \\ -\frac{1}{7} & \frac{1}{7} + \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

再在 (3.57) 式中加入边界条件  $V_1 = 0$  和  $V_2 = 100$ ，则得最终的矩阵方程：

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{7} & \frac{10}{21} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 100 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

由此可以很方便地解出  $V_2 = 70$ 。

从这个简单的例子，我们可以总结出有限元方法的建模过程可以分为一下几个步骤：

一、区域离散。在任何有限元分析中，区域离散是第一步，也许也是最重要的一步，因为区域离散的方式将影响计算机内存的需求、计算时间和数值结果的精确度。在前面的例子里，我们以选取短直线段为单元；二维的问题可以选择矩形或者三角形；三维问题可以选择四面体、三棱柱或矩形块。Ansoft HFSS 软件选用四面体作为基本单元。

二、插值函数的选择。在每一个离散单元的结点上的值是我们要求的未知量，在其内部的其他点上的值是依靠对结点值进行插值得到的。我们在一维例子中选择了线性插值，而在很多复杂的问题中，应用高阶多项式插值，精度更高。

三、方程组的建立。对麦克斯维方程利用变分方法建立误差泛函，由于问题已经离散化为很多个子域的组合，因此，我们可以首先在每个单元内建立泛函对应的先的线性表达式，其次，将其填充到全域矩阵中的相应位置，最后应用边界条件来得到矩阵方程的最终形式。

四、方程组的求解。方程组的求解是有限元分析的最后一步。最终的方程组是下列两种形式之一：

$$L\phi = f \quad (3.59)$$

或者

$$A\phi = \lambda B\phi \quad (3.60)$$

方程 (3.59) 是有确定解的，它是从非齐次微分方程或非齐次边界条件或从它们两者兼有的问题中导出的。在电磁学中，确定性方程组通常与散射、辐射以及其他存在源或激励的确定性问题有关。

而方程 (3.60) 是本征值型的，它是从齐次微分方程和齐次边界条件导出的。在电磁学中，本征值方程通常与诸如波导中的波传输和腔体中的谐振等无源问题有关。在这种情况下，已知向量  $f$  为零，则矩阵  $L$  可以写成  $A - \lambda B$  的形式，这里  $\lambda$  表示未知的本征值。

### 3.4 有限元算法在 HFSS 中的实现

#### 3.4.1 Ansoft HFSS 的自适应迭代算法

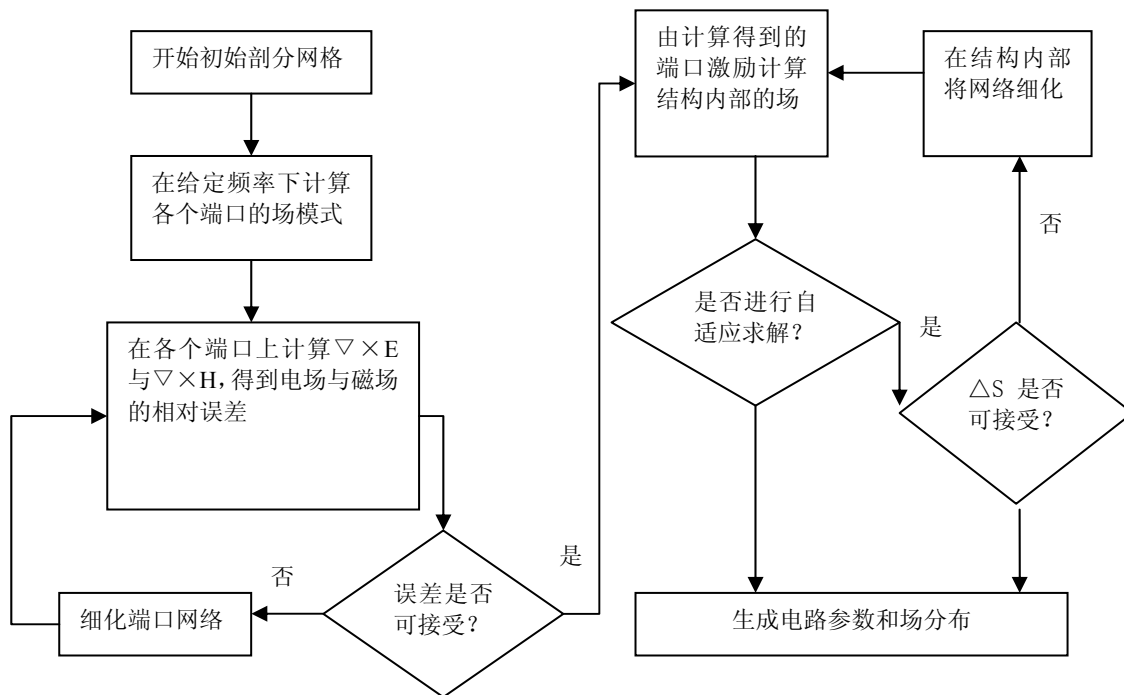


图 3.4 Ansoft HFSS 的自适应迭代算法

Fig 3.4 Adapting iterative algorithm of HFSS

从有限元算法的原理，我们已经清楚矩阵方程的求解复杂度与有限元的剖分密度，即未知数的个数，有很大的关系。未知数越多，求解所需的时间就越长。然



而，从另外一个方面来看，有限元方法求解的精度随着未知数数目的增加而更为精确。因此，有限元方法的求解时间与精确度是一对矛盾。为了在最短的时间内取得最大的精度，Ansoft HFSS 采取了自适应迭代算法，如图 3.4 所示。该算法一开始先选用较粗的剖分，采用我们上面所谈的方法求解，然后看其进度是否满足要求。如不满足，进一步细化剖分，再次进行求解，直到达到给定的精度。

### 3.4.2 HFSS 中有限元计算实现的步骤

总的来说，HFSS 软件将所求解的电磁问题等效为计算 N 端口网络结构的 S 矩阵，具体步骤如下：

- 一、将结构划分为有限元网格；
- 二、在每一端口处计算与端口具有相同截面的传输线所支持的模式；
- 三、假设每次激励一个模式，计算结构内部的全部电磁场模式；
- 四、有得到的反射量和传输量计算广义 S 矩阵。

HFSS 求解电磁问题的流程图，如图 3.5 所示。

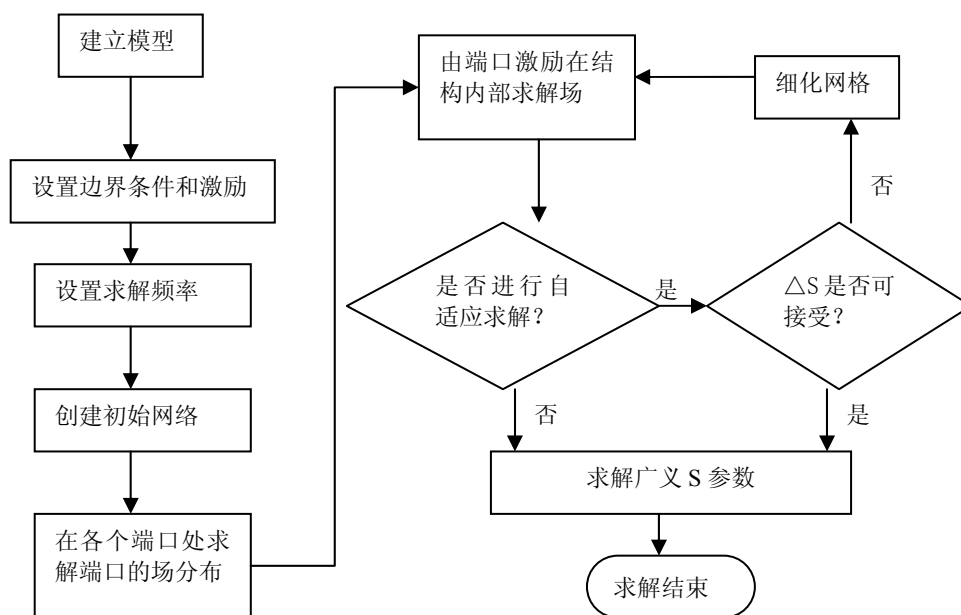


图 3.5 HFSS 求解流程图

Fig 3.5 Procedure of HFSS solution

S 矩阵的结果使得传输信号和反射信号的幅度可以直接有给定的一组输入信号求得，这使得结构的全部 3D 电磁场特性成为一组高频电路参数。



## 4 螺旋天线电磁特性及耦合度仿真

目前在汽车上安装的 PEPS 系统其低频端的发射天线一般均采用圆柱螺旋天线，其作为 PEPS 设备唤醒信号的发射端口，是很容易受到辐射干扰的。此外，PEPS 的安装位置通常都处在车门把手的位置，其周围均是金属导体面板，天线的电磁特性势必会受到其安装位置周围车体的影响。这些影响将使得天线的电参数特性发生较明显的改变。

另一方面，汽车厂商为了保证 PEPS 系统的可作用范围，常常会在车身的不同位置设置多套发射天线。这就带来了天线间将会互相干扰这一新的问题。为了达到尽可能地减少这种负面效应的目的，就必须合理布置天线的布局。这就要求在设计阶段就需要从车身空间的局限性出发，预测天线的互相耦合作用。因此，仿真预测螺旋发射天线与车身金属体的互相影响以及同一 PEPS 系统中多幅天线间的耦合干扰就成为 PEPS 系统电磁兼容性的设计的重要内容之一。

本章介绍了用来定义天线性能的一些电参数，以及天线辐射的机理。针对处于不同安装背景的螺旋天线进行了仿真，观察其电参数的变化。同时，引入多端口网络分析法来分析多个天线间的耦合问题，并仿真分析了简单导体背景下的螺旋天线耦合问题。这种由浅入深的形式，不但在方法论上有十分重要的意义，而且这些分析的过程和得到的结果对下一步在实车模型背景下对 PEPS 螺旋天线的仿真有很实际的指导作用。

### 4.1 天线辐射基本原理、种类与电指标

虽然各型天线的结构特性互不相同，但是分析它们的理论基础却都是建立在电（磁）流元的辐射原理之上的。下面就以电流源为例，介绍最基本的辐射机理。

#### 4.1.1 电流源的辐射机理

电流元（Electric Short Dipole）又叫电基本振子，它定义为：一段理想的载有高频电流的圆柱状直导线；导线的长度  $l$  远远小于高频电流的波长  $\lambda$ （即  $l \ll \lambda$ ）；导线之半径  $a$  远远小于导线的长度  $l$ （即  $a \ll l$ ）；同时，在整个电流元上，电流  $I$  处处振幅、相位均相等。

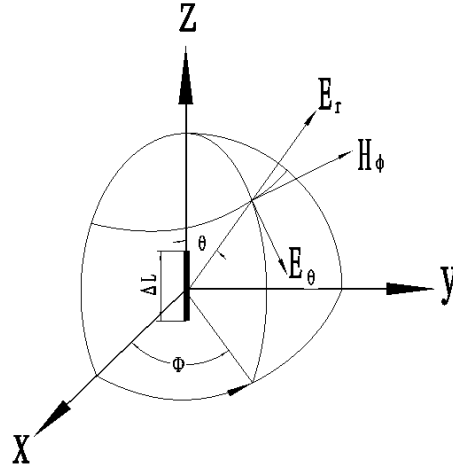


图 4.1 坐标系下的电流元

Fig4.1 Coordinate of Electric Short Dipole

在坐标系下的电流元如图 4.1 所示，在电磁分析理论中，实际的复杂天线都可以用这样的电流元来加以构成，因此电流元的辐射特性是研究更为复杂的天线辐射特性之基础。我们假设其位于无限大的自由空间中，并且假设其中之电流为

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (4.1)$$

那么，由电磁场原理我们得知在球面坐标系下，电流元的电磁场特性可以有以下公式进行描述：

$$H_\varphi = \frac{j\Delta L}{4\pi r^2} \sin\theta \left(j\frac{k}{r} + 1\right) e^{-jkr} \quad (4.2)$$

$$H_r = 0 \quad (4.3)$$

$$H_\theta = 0 \quad (4.4)$$

$$E_r = \frac{j\Delta L}{4\pi \omega \varepsilon_0} \cos\theta \left(\frac{k}{r^2} - j\frac{1}{r^3}\right) e^{-jkr} \quad (4.5)$$

$$E_\theta = \frac{j\Delta L}{4\pi \omega \varepsilon_0} \sin\theta \left(j\frac{k}{r^2} + \frac{k}{r^2} - j\frac{1}{r^3}\right) e^{-jkr} \quad (4.6)$$

$$E_\varphi = 0 \quad (4.7)$$

亦即为：

$$E = E_r e_r + E_\theta e_\theta \quad (4.8)$$

$$H = H_\varphi e_\varphi \quad (4.9)$$

在上几式中，自由空间相移常数  $k = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} = 2\pi / \lambda$ ；

自由空间波长为  $\lambda$ ；

自由空间的介电常数  $\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} (F/m)$ ；

自由空间磁导率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$ 。注意：这里省去了时间因子  $e^{j\omega t}$ 。

从这里，我们可以看到，电流元的辐射电磁场是很比较复杂的。由于式子中都含有  $(r/\lambda)$  之不同幂次的因子，因此随着  $(r/\lambda)$  取值的变化不同，某些不同的项将起对式子的值起着主要影响。基于此，我所以作如下的分别讨论。

#### ①对于近区场

当  $kr \ll 1$ （即  $r \ll \lambda/2\pi$ ）时的区域，我们通常称其为近区。在此区域内有：

$$\frac{1}{kr} \ll \frac{1}{(kr)^2} \ll \frac{1}{(kr)^3} \quad (4.10)$$

所以我们可以忽略掉式中之  $1/r$  项，并且认为  $e^{-jkr} \approx 1$ 。故，电流元的近区电磁场可以描述为：

$$H_\phi = \frac{j\Delta l}{4\pi r^2} \sin\theta \quad (4.11)$$

$$E_r = -j \frac{j\Delta l}{4\pi r^3} \frac{2}{\omega\epsilon_0} \cos\theta \quad (4.12)$$

$$E_\theta = -j \frac{j\Delta l}{4\pi} \frac{1}{\omega\epsilon_0} \sin\theta \quad (4.13)$$

$$H_r = H_\theta = E_\phi = 0 \quad (4.14)$$

以上几式的物理意义为：在近区场内，磁场与恒定电流产生的磁场相同；电场与电偶极子产生的电场相同。这就说明了，当场点与源点距离远远小于波长的情况下，推迟效应是可以忽略的，时变电磁场与恒定电磁场的特性几乎相同。

另外，在能量关系上的一个特点为：电场始终滞后磁场  $\pi/2$  的相差。而且，波印亭矢量的实部为 0，这表示在近区内，几乎不向外辐射能量，而仅有电能与磁能的交换振荡。无疑，这是由于忽略了含  $(r/\lambda)$  之高次项的近似结果。事实上，电流元向远处辐射电磁能量正是基于这些高次项的作用。

#### ②对于远区场

当  $kr \gg 1$ （即  $r \gg \lambda/2\pi$ ）的区域，我们称之为远区。在此区域内有：

$$\frac{1}{kr} \gg \frac{1}{(kr)^2} \gg \frac{1}{(kr)^3} \quad (4.15)$$

我们在保留式中的最大项之后，电流元的远区电磁场可以描述为：

$$H_\phi = j \frac{j\Delta l}{2\lambda r} \sin\theta e^{-jkr} \quad (4.16)$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi j\Delta l}{\lambda r} \sin\theta e^{-jkr} \quad (4.17)$$

$$H_r = H_\theta = E_\phi = E_r = 0 \quad (4.18)$$

可以看到，远区场有如下特点：

1) 电磁场强度  $E_\theta$  和  $H_\phi$  均与距离  $r$  成呈反比关系，波之传播速度为  $c=1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ ； $E_\theta$  和  $H_\phi$  中均含有相位因子  $e^{-jkr}$ ，这就是说辐射场的等相面为  $r$  为常数的球面，因此又称为球面波。 $E$ 、 $H$  和  $S_{av}$  在方向上两两垂直，且符合右手螺旋法则。

2) 沿传播方向上的电磁场分量为 0，因此为横电磁波（TEM 波）。

3) 电场、磁场和波的前进方向三者之间为两两垂直的关系。并且在自由空间可以定义：

$$\eta = \frac{E_\theta}{H_\phi} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (4.19)$$

式中  $\eta$  称为自由空间电磁波之波阻抗。

当在自由空间中讨论天线的辐射场时，我们只用掌握其中的一个场量，另一个可由（4.19）式求出。

4) 电场  $E$  与磁场  $H$  的振幅不仅与距离  $r$  相关，同时还与观测点的位置有关。式子（4.16）与（4.17）中与场强值与  $\sin\theta$  成正比，这说明了电流元辐射的方向性。

#### 4.1.2 天线的种类举例

凡是能够有效辐射或接收电磁能量的装置都可以叫天线。天线按照工作性质，可以分为发射天线和接收天线；按照用途，可以分为通信天线、雷达天线、广播天线和电视天线等等；按照波段可以分为长波天线（低频天线）、中波天线和短波天线等。

一般常见的天线结构为线天线、环天线、反射面天线、喇叭天线、介质天线、微带天线和裂缝天线等。为了实现特定的工程任务，天线经常也组成天线阵列。

#### 4.1.3 天线的电指标

用以描述天线的辐射（或接收）特性的参数称为天线的电指标，或电参数（Basic Antenna Parameters）。定义了一系列点指标后，我们就可以定量地描述天线的性能。在天线的工程和设计，我们多是以天线处在发射状态下来定义各种点指标的，且主要关心以下技术指标：

##### ①方向性函数

任何天线之辐射场都是具有特定的方向性的，即是说，在相同距离处，天线的辐射场的相对值是空间方向（在球面坐标下，以子午角  $\theta$  和方位角  $\phi$  反映）的函数。记空间一点处天线辐射电场的强度为  $E(r, \theta, \phi)$ ，则其可由有如下式子给出：

$$|E(r, \theta, \phi)| = \frac{60I}{r} f(\theta, \phi) \quad (4.20)$$

$$f(\theta, \varphi) = \frac{E(r, \theta, \varphi)}{60I/r} \quad (4.21)$$

这里  $f(\theta, \varphi)$  就定义为方向性函数。然而，有时为方便比较不同天线的方向性，我们常常不直接使用方向性函数，而是使用归一化方向函数  $F(\theta, \varphi)$ 。其表达式如下：

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}(\theta, \varphi)} = \left| \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{\max}} \right| \quad (4.22)$$

上式中， $f_{\max}(\theta, \varphi)$  为方向性函数  $f(\theta, \varphi)$  的最大值； $E(\theta, \varphi)$  为等距面上的电场强度； $E_{\max}$  为电场强度的最大值。

特别的，在天线分析中，定义将理想点源视为无方向性天线。即是说，其在各个方向上的不同距离处产生辐射场的大小均相等，其归一化方向函数  $F(\theta, \varphi) = 1$ 。

## ②方向图

根据方向性函数绘制的天线辐射（或接收）场强-振幅-方向三维特性的图形简称为方向图。工程上经常采用两个相互正交主平面上的剖面图来描述天线的方向性，一般为俯仰面和水平面方向图。

绘制某一平面的方向图时，可以采用极坐标或直角坐标的方式。一般的方向图呈花瓣状，如图 4.2 所示，因此也称为波瓣图。其中，最大的波瓣称为主瓣，其余的称为副瓣或旁瓣。

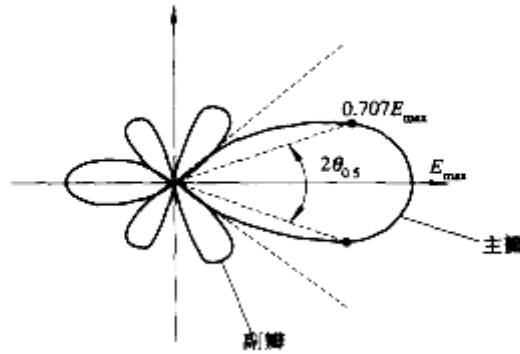


图 4.2 天线方向图示例

Fig 4.2 Example of antenna pattern

方向图主瓣上两个半功率电平点之间的夹角称为主瓣宽度，或半功率波束宽度。图 4.3 所示的天线方向图中，电场最大值  $E_{\max}$  所在的波瓣即为主瓣。在  $E_{\max}$  的两边，电场下降到最大值的  $\sqrt{2}/2$  时，对应的功率为最大方向的一半，这两个辐射方向之间的夹角定义为主瓣宽度。

工程中有时候还需要讨论辐射功率密度与方向的关系。其通常用功率方向图来

表示，它与场强方向图之关系为：

$$\varphi(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi) \quad (4.23)$$

本文后面部分的仿真结果中就会用到极坐标和直角坐标下的方向图，它是我们用来对比分析天线性能的有力手段。

### ③方向性系数

发射天线的方向性系数用来表征天线辐射的能量在空间分布的集中能力，定义为相同辐射功率情况下，天线在给定方向的辐射强度与平均辐射强度之比：

$$D(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{E_0^2} \quad (4.24)$$

式中， $E(\theta, \varphi)$  是该天线在  $(\theta, \varphi)$  方向某点产生的场强； $E_0$  是全方向点源天线在同一点产生的场强。

一般情况下我们所关心的都是最大辐射方向上的方向性系数。

接收天线的方向性系数表征天线从空间接收电磁能量的能力，即在相同来波场强的情况下，天线在某方向接收时向负载输出的功率与点源天线在同方向接收时向负载输出的功率之比。

发射天线的方向性系数和接收天线的方向性系数在物理意义上刚好相反，在数值上是一致的。

### ④增益

如果将式（4.24）定义的方向性系数中的辐射功率改为天线的输入功率  $P_0$ ，即考虑天线本身的能量转换效率，则该定义称为天线的增益。其表达式为：

$$D(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta, \varphi)}{P_0} \quad (4.25)$$

### ⑤输入阻抗

天线的输入阻抗定义为输入端电压与电流之比（式 4.26）。连接到发射机和接收机的天线，其输入阻抗等效为发射机或接收机的负载。因此，输入阻抗值的大小表征了天线与发射机或者接收机的匹配状况，体现了导行波与辐射波之间能量转换的好坏。

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_m \quad (4.26)$$

由式（4.26）的特点可知，一般情况下，天线的输入阻抗具有电阻分量和电抗分量两个部分，它们分别对应有功功率和无功功率。有功功率会耗散掉，无功功率则储存在近区中。进一步看，电阻分量又主要包括辐射电阻和损耗电阻。辐射电阻的大小表示天线辐射和接收能力的强弱；损耗电阻表示天线自身对于能量的损耗。



通常，天线的输入阻抗取决于天线的结构、工作频率以及周围的电磁环境。

#### ⑥极化

天线的极化性质就是指天线辐射的电磁波的极化特性，这一点在 3.2 节已经介绍过，此处不在赘述。

#### ⑦频带宽度

每个天线都有其中心工作频率，在偏离中心工作频率时，天线的某些电性能将会下降（如输入阻抗特性变差、旁瓣电平增大、主瓣宽度增大等）。电性能下降到容许值的频率范围就定义为天线的带宽。这里所关心的电性能主要与应用者的需求相关，可以是输入阻抗或增益等等。

天线带宽的表示方法有两种：一种是绝对带宽，是指天线实际工作的频率范围；另一种是相对带宽，是绝对带宽与中心频率之比。

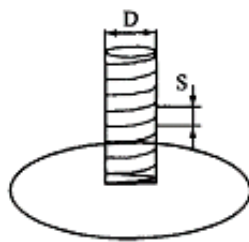
## 4.2 螺旋天线的基本原理

目前在汽车上安装的 PEPS 系统其低频端的发射天线一般均采用圆柱螺旋天线。要对螺旋天线进行正确的仿真，就必须先了解螺旋天线的相关特性。下面给出其简要的介绍。

### 4.2.1 螺旋天线的结构与几何特性

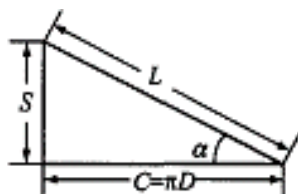
如果将金属导线进行绕制，使其成一定尺寸的圆柱或圆锥螺旋型，便构成了一个螺旋天线。一般的，对螺旋天线的一端用同轴线内导体进行馈电，对另一端处于自由状态。有时，为了消除螺旋线内电流的回路，可以在末端接一个金属盘。

螺旋线的直径可以是渐变的（称圆锥螺旋天线）也可以是不变的（称圆柱螺旋天线）。螺旋天线几何结构和几何参数的示意图，如图 4.3 所示。



(a) 几何结构

(a) Geometrical structure



(b) 几何参数

(b) Geometrical parameters

图 4.3 螺旋天线的几何结构和几何参数

Fig 4.3 Geometrical structures and parameters of spiral antenna

螺旋天线的几何特性可以用螺旋直径  $D$ 、螺距  $S$  和圈数  $n$  这些结构参数来进行描述，其中：

$$\text{圈长 } L^2 = (\pi D)^2 + S^2;$$

$$\text{螺距角 } \alpha = \arctan(S/\pi D);$$

$$\text{轴向长度 } l = nS。$$

螺旋天线的几何特性决定了它的辐射特性。确切地说，辐射特性取决于线圈的直径与波长之比  $D/\lambda$ 。根据工程实践，当  $D/\lambda = (0.25 \sim 0.46)$  的时候，最大辐射方向在轴线方向上，我们把这种螺旋天线称为轴向模螺旋天线。其实，通常所说的螺旋天线就是这种轴向模螺旋天线。

## 4.2.2 螺旋天线的辐射机理

我们可以将螺旋天线的电流分布划为两个区域，即衰减波区域和表面波区域。在衰减波区域内，电流从输入电流平滑地衰减；在表面波区域，电流几乎呈等幅振荡（可以近似为行波）。

如果螺旋天线共有  $N$  圈，且一个圈之长度正好等于一个波长  $\lambda$ ，那么导线的总长度就为  $N\lambda$ 。随着电流沿导线不断向外产生辐射，等到达终端时入射功率已所剩无几，由此在终端处引起的反射也较小。随着反射电流又一次沿导线不断向外产生辐射，到达输入端的反射功率就更少了。因此，螺旋天线的输入阻抗近似地等于其特性阻抗，而且在较宽的频带范围内几乎保持稳定。一般地，其输入阻抗几乎是纯电阻，并且可表示为

$$R_{in} = 140 \frac{C}{\lambda} \quad (4.27)$$

式中， $C$  为天线的周长。

## 4.2.3 螺旋天线的设计参数

### ① 半功率波瓣的宽度

螺旋天线方向图之主瓣宽度可以计算为

$$2\theta_{0.5} = \frac{52}{\frac{C}{\lambda} \sqrt{\frac{nS}{\lambda}}} \quad (4.28)$$

单位为：度。式中， $C = \pi D$  为天线的周长

## ②增益

工程上，螺旋天线相对与各向同性极化源增益，可以由下式近似计算为

$$G \approx 15 \left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{nS}{\lambda} \quad (4.29)$$

或者

$$G \approx 11.8 + 10 \lg \left[ \left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{nS}{\lambda} \right] dB \quad (4.30)$$

## ③方向函数

螺旋天线的方向函数可以用单匝线圈的方向性函数乘以行波天线阵因子函数而且求得。工程上可以近似为：

$$f(\theta) = \cos \theta \frac{\sin \left[ \frac{nk}{2} (S \cos \theta - pL) \right]}{\sin \left[ \frac{k}{2} (S \cos \theta - pL) \right]} \quad (4.31)$$

式中， $k$  为自由空间传播常数； $p$  为相对传播常数。

## 4.3 简单金属背景下螺旋天线的电参数仿真

为了定性地说明天线所处的电磁背景对天线工作电参数的影响，在引入车体模型之前，下面先分别在两种不同简单金属背景下考察螺旋天线的方向图。为了便于对比说明问题，我们先给出真空中 PEPS 系统低频螺旋线天线在螺旋天线在中心频率 360.2KHz 的方向图（如图 4.4 所示）。从中我们可以看到其主瓣较为平滑，而且在  $\varphi$  方向上呈对称性，这是因为该螺旋天线是从正中进行馈电的。

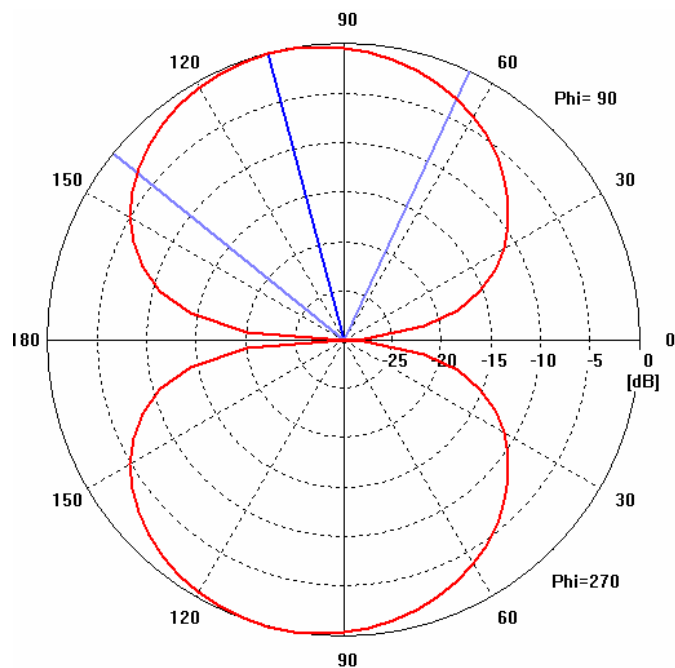
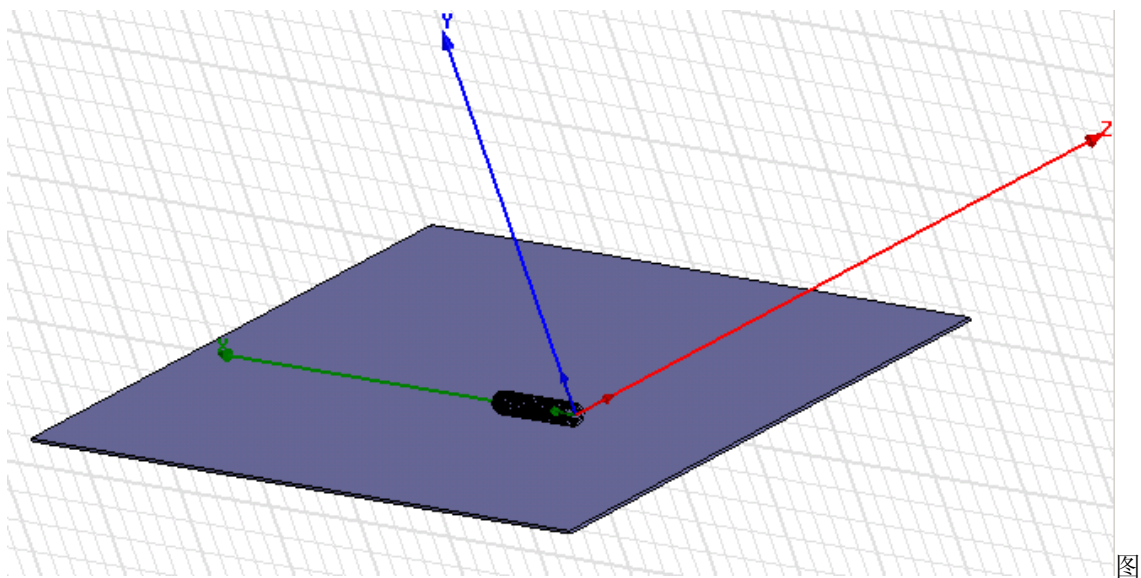


图 4.4 真空中的 PEPS 螺旋天线方向图

Fig4.4 Pattern of PEPS spiral antenna

#### 4.3.1 金属平板背景下的仿真

如图 4.5 所示，考察一个金属平板上的螺旋天线。天线的材料选择为铜，其螺旋直径为 20mm，螺距为 15mm，圈数设置为 15 圈。金属平板材料设为 Perfect E，以模拟理想导体，其长宽为别为 1.5m 和 1m，厚度为 2mm。



4.5 金属平板背景下螺旋天线仿真模型

Fig4.5 Spiral antenna simulation model in metal plate background

我们采用 lumped port 给螺旋天线馈电，以辐射边界条件来表示开放空间。仿真后，可以得到该设置场景下的天线的方向图（如图 4.6 所示）。将图 4.6 与图 4.4 对比可以发现，天线的主瓣明显向下偏移，而且整个方向图的平滑性也受到了影响。

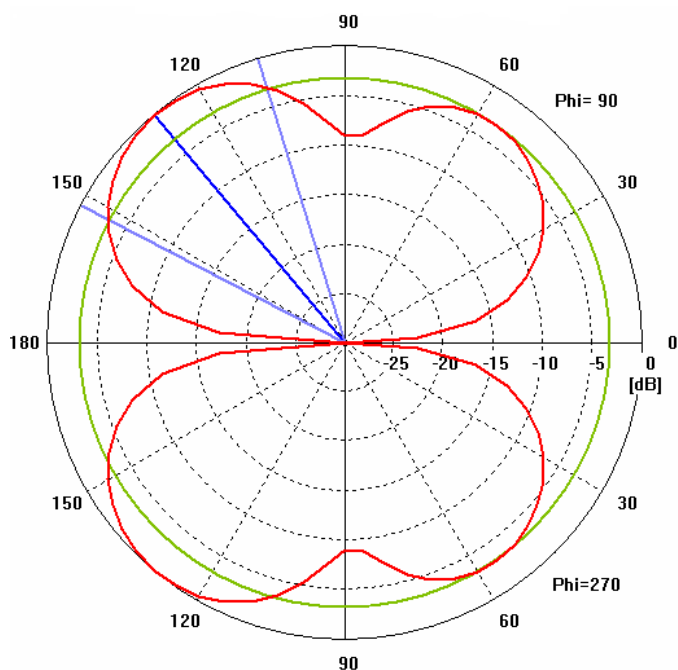


图 4.6 金属平板背景下螺旋天线仿真方向图

Fig4.6 Spiral antenna simulation pattern in metal plate background

### 4.3.2 金属盒子背景下的仿真

将图 4.5 中的设置场景稍做修改，把原来的金属平板替换为长、宽、高分别为 1.5m、1m、0.5m 的良性导体盒子，其安放方式如图 4.7 中所示。

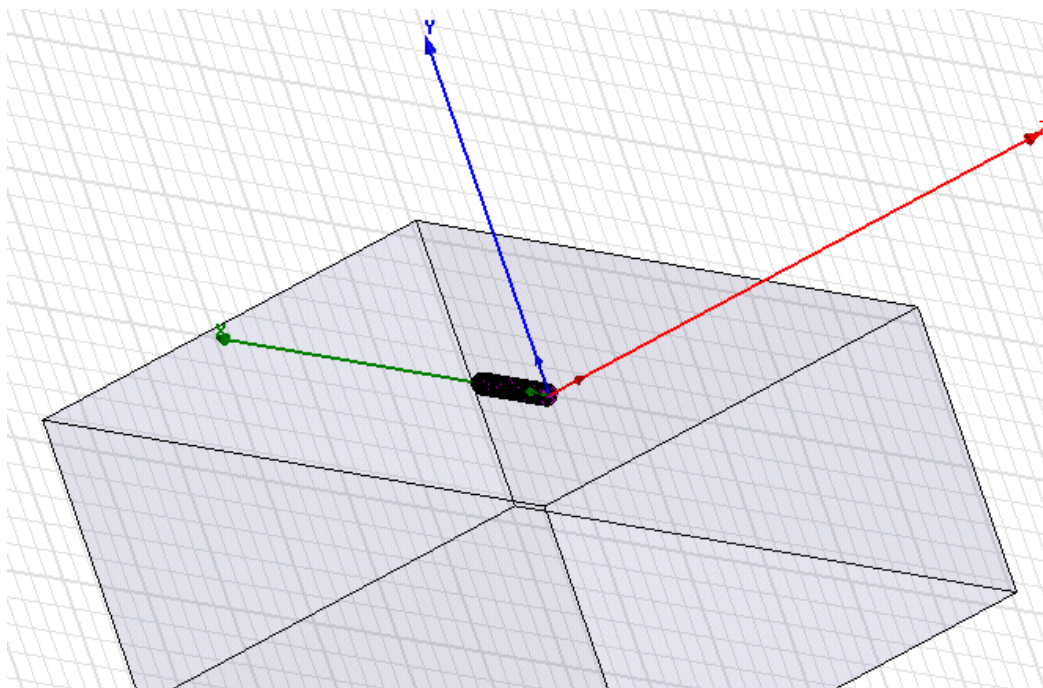


图 4.7 金属盒子背景下螺旋天线仿真模型

Fig4.7 Spiral antenna simulation model in metal box background

同样采用 lumped port 给螺旋天线馈电。仿真后，可以得到该设置场景下的天线的方向图（如图 4.8 所示）。将图 4.8 与图 4.6 对比可以发现，天线的主瓣最大辐射方向已经偏移至  $135^\circ$  左右，而且明显地出现了下陷的趋势。考虑到 PEPS 系统要求主瓣带宽尽可能的宽且平滑，说明这里天线的性能明显变差了。

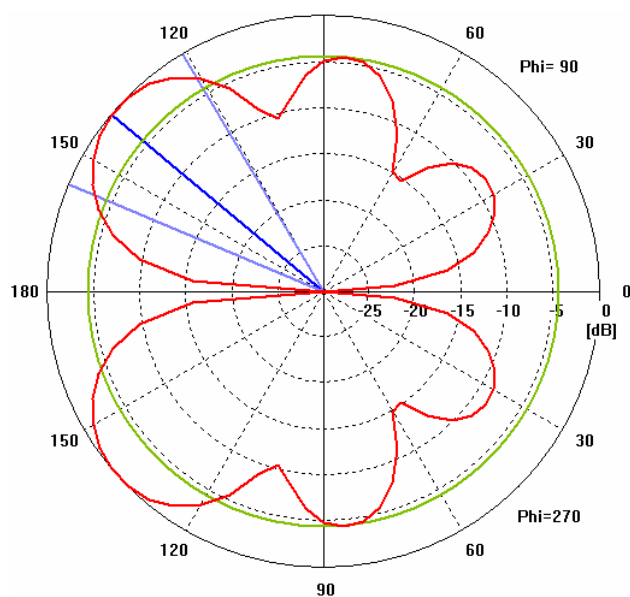


图 4.8 金属盒子背景下螺旋天线仿真方向图

Fig4.8 Spiral antenna simulation pattern in metal box background

## 4.4 天线耦合度分析

车内空间十分有限，其上面又会使用很多通讯设备的天线，天线间难免产生相互耦合的作用，从而造成发射或接收天线之间的相互干扰。因此，研究 PEPS 系统多个螺旋天线间相互的电磁干扰是非常必要的。

### 4.4.1 多端口网络等效方法

为了得到天线耦合度的计算式，可以利用多端口网络理论进行分析，利用网络散射参数来确定天线的耦合度。

网络思想是一种非常普遍的处理问题方法，它把一个线性系统用一个由若干对外端口的未知网络表示。网络参数是联系各个端口激励与响应之间关系的矩阵，表示该网络本身的特性。S 参数是一种常用的网络参数，它联系了入射波和反射波，是广义上的反射系数。我们可以定义如下：

归一化入射波

$$a = \frac{1}{2} \left( \frac{U}{\sqrt{Z_0}} + I\sqrt{Z_0} \right) \quad (4.32)$$

归一化反射波

$$b = \frac{1}{2} \left( \frac{U}{\sqrt{Z_0}} - I\sqrt{Z_0} \right) \quad (4.33)$$

其中， $U$  和  $I$  分别端口电压和电流， $Z_0$  为网络的特性阻抗。

S 参数表示为：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

其中， $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  为各个端口的归一化入射波， $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$  为各个端口的归一化反射波。根据这个定义式我们可以得到：

$$\begin{aligned} S_{ii} &= \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_1=0, \dots, a_{i-1}=0, a_{i+1}=0, \dots, a_n=0}, \\ S_{ij} &= \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_1=0, \dots, a_{j-1}=0, a_{j+1}=0, \dots, a_n=0} \quad (i \neq j) \end{aligned} \quad (4.35)$$

$S_{ii}$  表示当除第  $i$  个端口以外的其余端口都接匹配负载时，第  $i$  个端口出的反射系数； $S_{ij}$  表示当除第  $j$  个端口以外的其余端口都接匹配负载时，第  $j$  个端口出的传输系数。



我们可以将复杂运载平台上的所有天线、运载平台以及辐射空间一起，看成一个大的多端口的复杂网络，则各个天线之间的耦合度就可以用该网络的  $S$  参数表征和计算。

#### 4.4.2 金属盒子背景下多天线的耦合度分析

仍然沿用前面图 4.7 中所定义的场景，只是在原来螺旋天线（360.2KHz）的左上方设置另一螺旋天线（700KHz）。新的场景模型如图 4.10 所示，我们假定 700KHz 的天线 2 为干扰天线，360.2KHz 的天线 1 为敏感天线。仍然以 lumped port 激励干扰天线 2，仿真计算两天线端口的传输参数  $S_{12}$ ，得到如图 4.11 所示的两天线耦合度的曲线图。

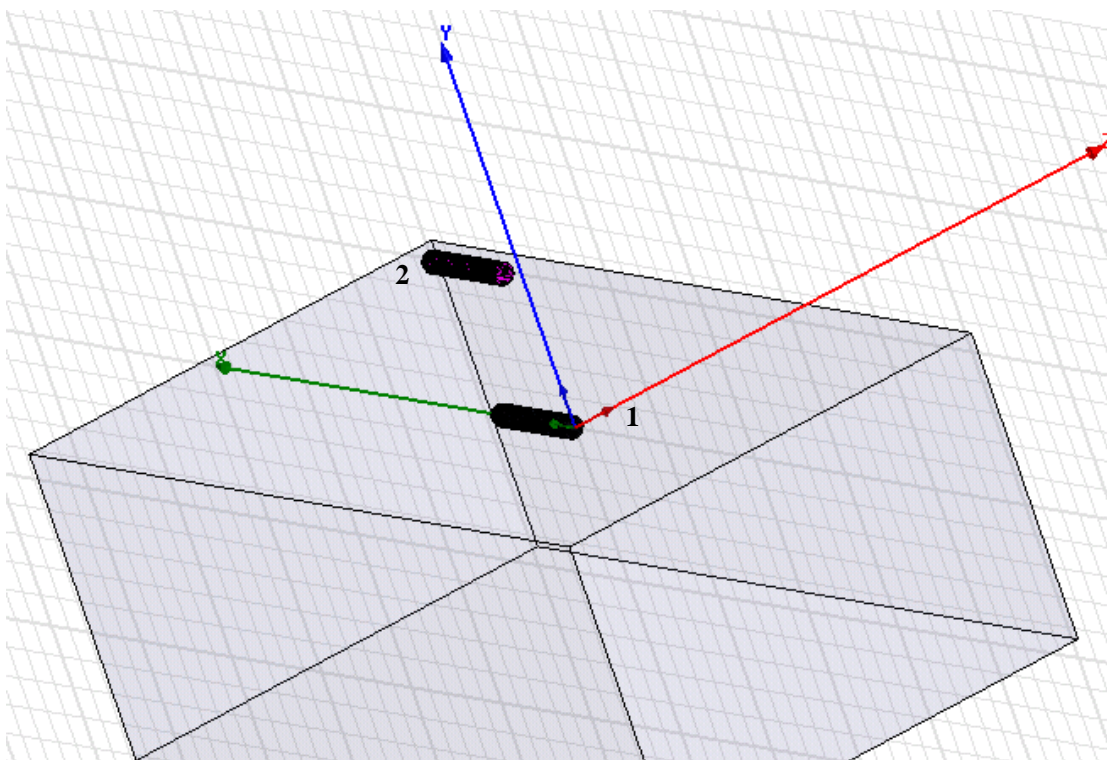


图 4.10 金属盒子背景下两天线耦合度仿真模型

Fig4.10 Coupling simulation of two antennas model in metal box background



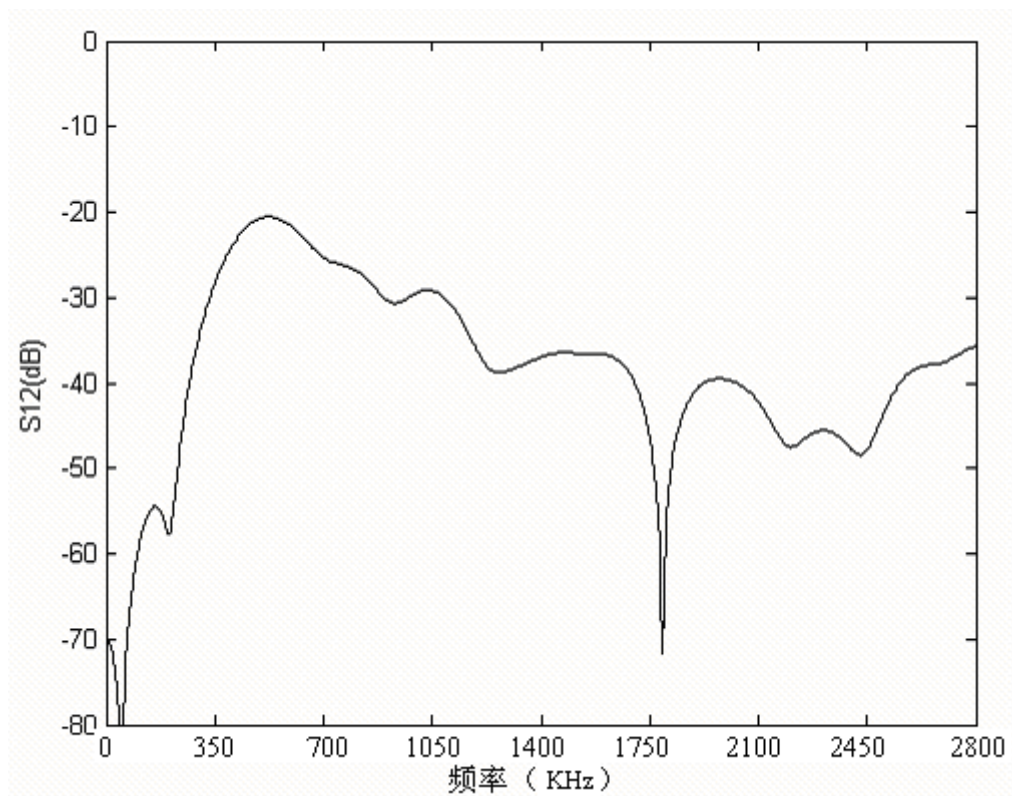


图 4.11 金属盒上两天线耦合曲线

Fig4.11 Coupling graph of two antennas on metal box

分析上图我们可以看出，干扰天线所发出的不同频率的信号会在敏感天线端会引起不同程度的耦合效应。另外看出在敏感天线谐振频率 360.2KHz 处，耦合度曲线有个局部突起，说明在谐振频率处，敏感天线耦合的能量比较大。



## 5 车体模型的建立及 PEPS 系统螺旋发射天线的仿真

本章详细介绍了项目选定车型的车体模型之构造步骤，即如何通过车体的几何数据在 HFSS12 中构造简易的、易于仿真的并与实车模型近似的仿真模型。此外，也给出了如何在 HFSS12 中通过设置模型材料属性和边界条件属性的设置来近似车体外部的实测环境，为下一部的实测对比打下基础。最后，本章给出了在 HFSS12 中对车体进行仿真设置的详细步骤，以及在车体模型背景下 PEPS 低频螺旋天线的方向图。

### 5.1 车体 HFSS 模型的建立

由于车身的真实几何细节特性非常复杂，如果完全真实地依样建模将势必造成模型非常庞大，普通个人计算机将无法仿真这一问题，我们根据“抓主要矛盾”的原则对车身结构进行了合理地简化、取舍。依据前面三章对相关电磁理论的研究，我们可以忽略掉那些对 PEPS 系统影响不大的细节部分，同时以平面的拼合代替曲面，以及用部件的外形轮廓来代替细节构造等方法，按照 1:1 的几何比例建立车体电磁模型。

根据对项目指定车型的实体几何测量，可以按以下步骤，分部地进行完整车体在 HFSS 环境下的建模：

#### ①建立车底板结构

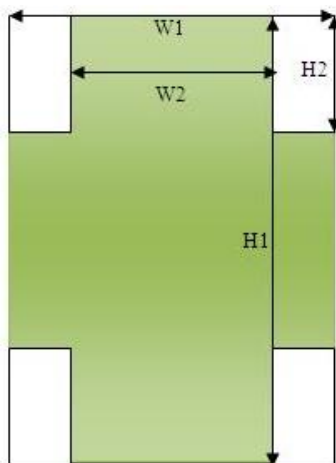


图 5.1 车底板结构示意图

Fig 5.1 Structure of car subplate

实际的车底盘结构为一块倾斜的金属平板。为便于后舱座椅的安装，在平板的

中后部有一个矩形状的隆起，但经实地勘察，发现该隆起结构并非金属，而是合成塑料。鉴于其对电磁波的传播影响不大，将其忽略（如图 5.1）。

经测量，几何数据为：

$W1=1668\text{mm}$ ， $W2=1200\text{mm}$ ；

$H1=3423\text{mm}$ ， $H2=787\text{mm}$ ；

故，我们在 HFSS12 中，用长方体进行模拟，材料属性定为理想金属。

## ②建立车身结构

实际的车身结构是流线型的，这一方面给在 HFSS 中建模带来了困难，另一方面也势必增加无谓的计算成本。故，我们采用“以直代曲”的思想：首先，选定车体侧面曲率最大处的点为几何测量点；然后在 HFSS12 中，根据选定的测量点，构造了以直线段构成的车体侧面模型；最后，将该侧面沿车宽方向进行延伸，就得到了整个车体结构（如图 5.2）。为了保证车体钢结构的金属属性，我们将边界条件设置为理想金属面（不包括车窗和车胎，它们的设置在后面给出）。

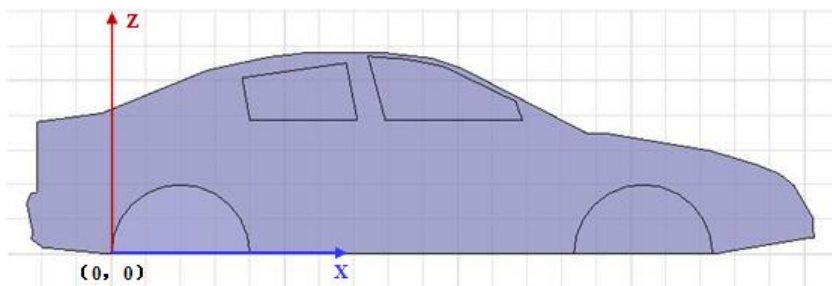


图 5.2 车身结构示意图

Fig 5.2 Structure of car body

经测量，选定曲率最大点的几何坐标数据由表 5.1 给出。

表 5.1 车体外壳几何坐标位置数据

Table5.1 Geometric coordinates data of car body			
点数	坐标: (X, Z) mm	点数	坐标: (X, Z) mm
1	(0, 0)	17	(-50, 19)
2	(800, 0)	18	(-140, 45)
3	(1870, 0)	19	(-281, 32)
4	(800, 0)	20	(-425, 0)
5	(546, 92)	21	(-229, -26)
6	(0, 122)	22	(-353, -76)

7	(38, 0)	23	(-619,-247)
8	(-3, 100)	24	(-317,-50)
9	(-4, 20)	25	(0, -403)
10	(-107, 182)	26	(-37, -9)
11	(-80, 65)	27	(-26, -53)
12	(-129, 53)	28	(36, -170)
13	(-271, 81)	29	(-8, -38)
14	(-612, 103)	30	(63, -49)
15	(-136, 0)	31	(483, -92)
16	(-709, 367)	32	(0, 0)

### ③建立车轮结构

车轮结构的建模相对简单，只需用两个标准同心圆柱体就可以模拟其几何外形。其中，外面的圆柱体表示橡胶轮胎，里面的表示车轴钢圈（如图 5.3）。

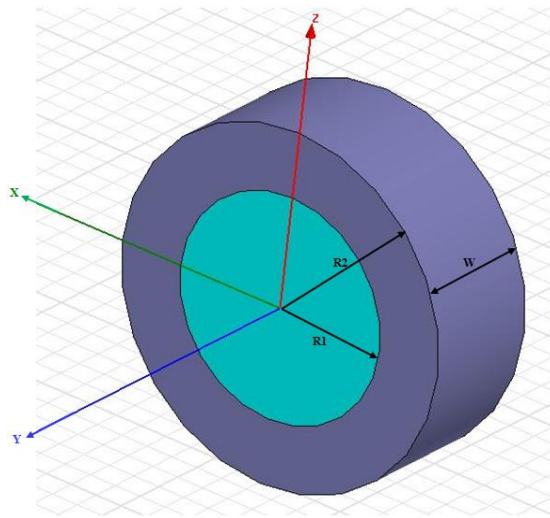


图 5.3 车轮结构示意图

Fig 5.3 Structure of car wheel

经测量，几何数据为：

$R1=200\text{mm}$ ， $R2=317\text{mm}$ ， $W=230\text{mm}$

故我们在 HFSS12 中用圆柱体进行模拟。车胎内圈为钢体，其材料属性设置为理想金属；外圈材料为橡胶，为简化问题，其属性直接设置为真空，以体现橡胶材料对电磁波的微小影响。

#### ④车头与车身隔离舱前隔板的建立

实际车体结构中，该部分结构非常复杂。为了完成车身其他部件的安装，该部分的主体上分布了很多空洞与突出结构。但最主要的结构特点还是方向盘处的圆形开口。基于模型的简化，忽略掉其他细节，只反映其主要的结构特点（如图 5.4）。

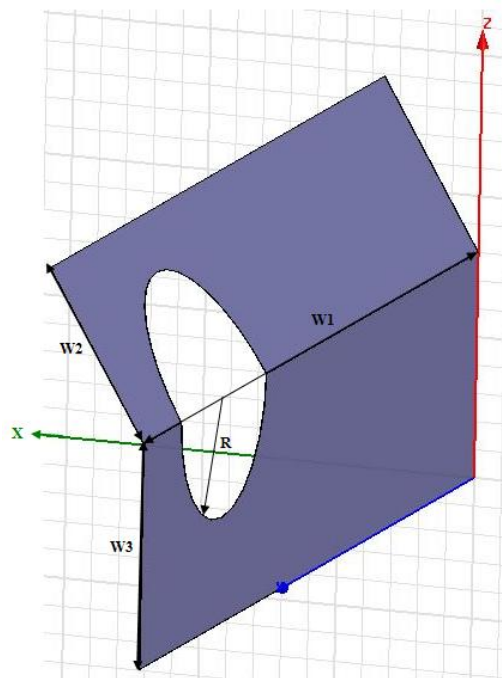


图 5.4 车头与车身隔离舱前隔板示意图

Fig 5.4 Structure of front clashboard

经测量，几何数据为：

$W1=1668\text{mm}$ ,  $W2=320\text{mm}$ ,  $W3=400\text{mm}$ ,  $R=150\text{mm}$ ;

故，我们在 HFSS12 中将该结构由两个面拼接而成，然后用半径为 150mm 的圆柱体将其挖空以模拟方向盘处的空缺。

#### ⑤后背箱与车身隔离舱后隔板的建立

该款车型是三厢结构的，就是说第二箱（乘客箱）与第三厢（行李箱）之间是相通的，中间并无钢体结构的分割，但在后车轮的上方却有两块倾斜的钢板作为车身的支撑。故，我们在 HFSS12 中将该结构由三个平面（一个水平，两个倾斜）拼接而成，之间的空缺反映第二、三厢之间的相通空间（如图 5.5）。

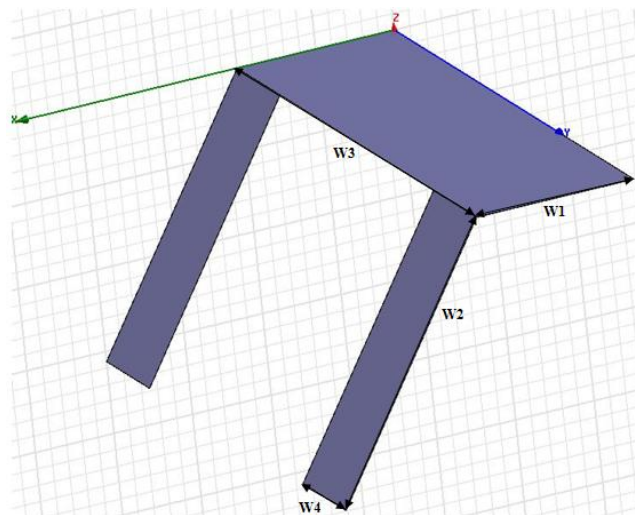


图 5.5 后备箱与车身隔离舱后隔板示意图

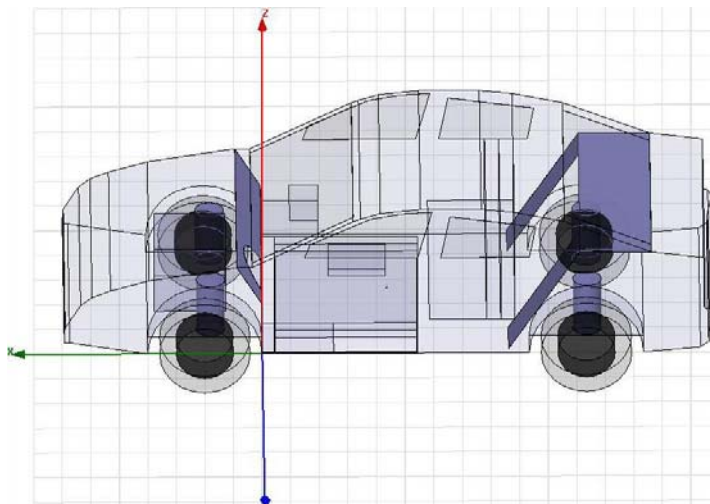
Fig 5.5 Structure of back clapboard

经实测，几何数据如下：

$W1=500\text{mm}$ ,  $W2=900\text{mm}$ ,  $W3=1668\text{mm}$ ,  $W4=300\text{mm}$

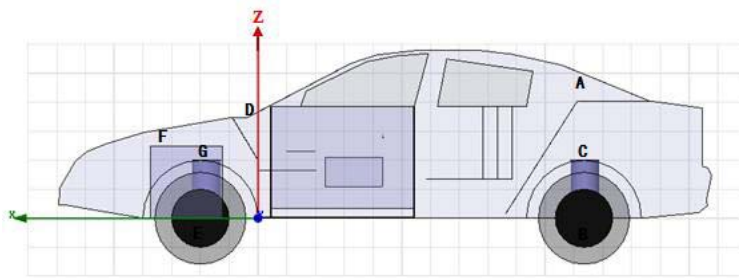
#### ⑥完成车体建模

经过以上步骤，可以建立完整的车体仿真模型如下（图 5.6）：



(a) 车体模型在 HFSS 中的三维视图

(a) 3-D view of whole car in HFSS



(b) 车体模型在 HFSS 中的侧视图

(b) Portrait view of whole car in HFSS

图 5.6 建模完成示意图

Fig 5.6 Structure of whole car

从以上的步骤中，我们可以认识到：由于实际车体多为曲面结构，为了简化建模工作，同时又不失模型的仿真可靠性，我们在仿真过程中采用分块的多个平面组合用以逼近曲面的方法来构造曲面结构。

在 HFSS 中建立的汽车模型如图 5.6 所示，车体的尺寸简化近似为  $3.4\text{m} \times 1.6\text{m} \times 1.5\text{m}$ （长 $\times$ 宽 $\times$ 高）。车体主要包括了常见的钢结构组件，如：车身钢体、车身底板、车头与车身隔离舱前隔板、后背箱与车身隔离舱后隔板、发动机钢体、轮胎液压保险杠、轮胎钢圈等。

## 5.2 车体所处实测环境模拟及边界条件的设置

### ① 车身中钢结构的模拟

根据现场观测记录，得知车身、车身底板、车头与车身隔离舱前隔板、后背箱与车身隔离舱后隔板、发动机、轮胎液压保险杠、轮胎钢圈等均为车体主要钢结构。为了模拟这些钢结构对电磁波的屏蔽作用，在车体仿真模型中，将其设置为理想导体（对于体结构）或理想导体边界（对于面结构）来模拟其钢结构属性。

### ② 车身中非钢结构的模拟

车身中的非钢结构主要包括窗户（材质为玻璃），轮胎（材质为橡胶）等。由于这些非钢结构对电磁波的穿透性基本上无明显影响，所以为了简化问题，我们均以空气替代，即假设电磁波可以无损耗地穿越这些结构。

### ③ 测试场地环境的模拟

根据现场观测数据，得知选定车型的 PEPS 低频螺旋天线的有效辐射范围大致为  $3\text{m}$ 。另一方面，我们研究感兴趣的区域主要集中于车体周围。所以我们确定车体仿真模型的求解区域为  $6\text{m}$ （车长方向） $\times 3.5\text{m}$ （车宽方向） $\times 3\text{m}$ （车高方向）的长方体区域。

由于实测时车体是停靠在大地上，因此为了模拟该面的大地属性，将求解



区域（长方体）靠近车底板的那个下表面设置为无穷大地面的边界条件；为了模拟测试场地的自由传播空间属性，将求解区域（长方体）中的其余 5 个面设置为辐射边界条件来模拟开阔场地上的电磁波传播属性。

### 5.3 仿真步骤与设置

由于 PEPS 系统的低频信号源在激发后，在一定的时段内其发送状态是稳定的。即是说，所研究的电磁场随时间的变化是缓慢的。因此，可以将其视为一个准静态电磁场（Quasi-Statics Electromagnetic）来看待，使用 Ansoft 公司的三维电磁场仿真软件 HFSS 可以方便、有效地完成数值仿真的计算和分析。车体的三维电磁场数值建模主要步骤如下：

#### ①建立车体的三维实体简化模型，选定关键区域

按照车身各种钢体结构的位置和尺寸，建立如图 5.6 (a) 所示的三维实体模型。同时，选定重点关注的区域，以便于将仿真结果与实测数据进行对比（如图 5.7 所示）。图 5.7 中，虚线框中标号 1-7 的区域分别为选定的重点关注的区域。它们分别是：

- 1)车外以主驾门把手为圆心，1.5m 为半径的区域
- 2)主驾车门内外两侧 15cm 范围内的区域
- 3)仪表台板与前挡风玻璃交界处附近区域
- 4)手刹附近区域
- 5)主驾制动踏板附近区
- 6)副驾手套箱附近
- 7)后座面板与后挡风玻璃交界处附近区域
- 8)后备箱内与乘客舱交界区域附近

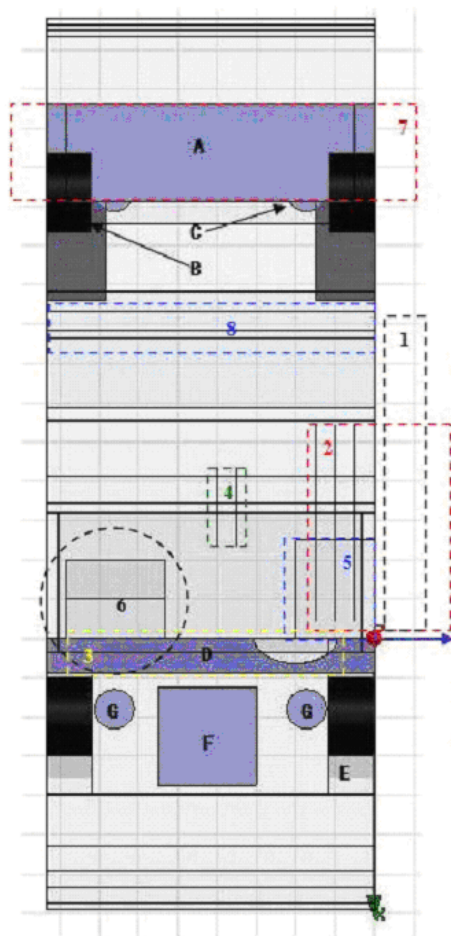


图 5.7 车体三维模型及关注区域

Fig 5.7 3-D car model and interesting areas

## ②设定激励

在仿真车外、车内场强分布情况时，在车外主驾门把手处和车内手刹车下方分别（非同时）设置一个单频螺旋线圈作为激励，以模拟实际车身上该两处装定的低频发射螺旋天线。

## ③设定求解域

设置各个子区域的参数均为各向同性；磁性参数采用默认值；电性参数中设置各个子区域的导电率，其中车身钢体的导电率由软件自带的材料库中导出；另外，空气的电磁参数采用默认值。

## ④设定边界条件

按 5.2 节所述的模拟条件，模型共有良性导体、理想电介质以及辐射边界这三种边界条件需要设置。考虑到计算的简化，以上边界均没有取厚度。这里以良性导体为例，展示其细节如图 5.8 所示。

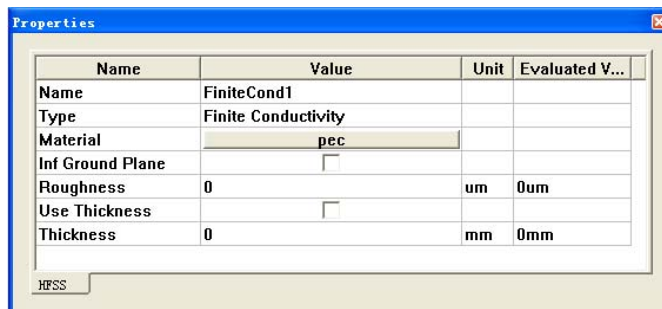


图 5.8 良性导体的边界条件设置

Fig 5.8 Benign conductor boundary conditions

### ⑤网格划分

由于本文实体模型几何尺寸悬殊较大，为了避免内存溢出错误，在网格参数中的网格尺度部分选择了特别粗化的方式，即取网格划分的最大长度为 1000mm，如下图所示。

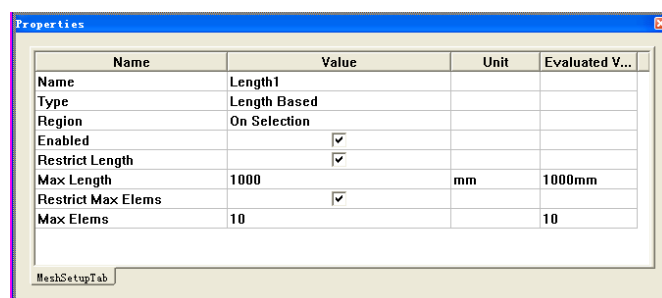


图 5.9 网格划分的设置

Fig 5.9 Set meshes

### ⑥求解

HFSS 12 的求解器包括了激励求解和自适应迭代求解。使用软件默认的分析程序进行求解分析，点击 HFSS>Analyze all 即可。

### ⑦后处理

选择用等表面（Isosurface）图表示电场强度的分布。

## 5.4 PEPS 螺旋天线的仿真方向图

通过以上设置，完成仿真计算后可以得到设定在主驾车门把手上的螺旋天线，在全尺寸车体模型背景下的方向图（如图 5.10 所示）。

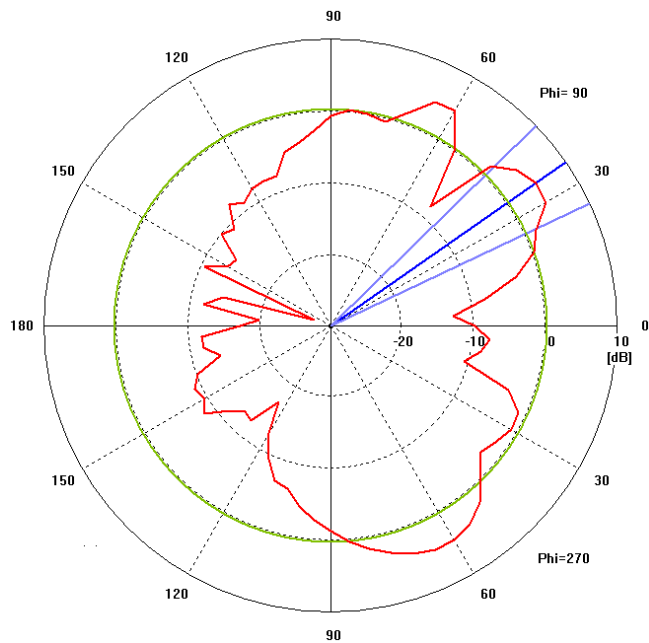


图 5.10 车体模型背景下螺旋天线方向图

Fig 5.10 Helix pattern under car model

回顾前面对简单背景下的天线仿真方向图，并进行对比，我们可以发现在车体模型下的天线方向图畸变比较严重，这主要是车体的不规则轮廓所致。图 5.10 中，靠近车门金属版方向的 0 度到 90 度范围内的辐射明显减弱，后面我将看到这与实测的结果是很吻合的。

同时，以上分析也说明了车体环境对天线性能和辐射场的影响巨大，因此为了进一步验证该仿真模型是否能够帮助我们了解天线在车内辐射场的详细情况，就需要用实际测量的数据来进行检验。

## 6 PEPS 系统 LF 辐射电磁场仿真结果与实测对比分析

大量金属背景下，LF 螺旋天线在车身内外辐射场的分布仿真结果是否正确，以能否真实客观地反映实际情况为标准。因此，我们在分区域给出仿真结果的同时，也对实际的电磁场分布情况进行了选样测量。通过这种仿真结果与实测结果逐一对比的形式，证明了仿真模型的有效性。

本章首先给出实测的基本情况（或条件），然后将车身内外的电磁场仿真结果与在选定的关键区域进行实测的结果进行逐一对比。最后将对比的结果进行分析，给出结论。

### 6.1 实测仪器与测试环境分析

本节详细介绍了实际环境中，测试数据所用的仪器、环境和方法。阐明了仪器型号和仪器摆放位置，测量时仪器上所接天线的摆放规定；对信号源与仿真所用信号源的差异也做了分析；对实际环境能否用假设的仿真环境代替进行了说明。

#### 6.1.1 实验仪器分析

##### ①实验仪器及作用

发射信号源：项目委托方提供的 360.2KHz 的 PEPS 低频发射器（其内部包含了 LF 发射螺线线圈），用以产生 360.2KHz 低频信号。

接收探头：TI 公司的低频探头（360.2KHz 下校准因子为 191dB/m），作为 360.2KHz 低频信号的单向检测探头。

场强分析仪：安捷伦公司的 Site Master 型场强分析仪，对接收线圈上的信号进行功率检测，并显示所测点的电场强度值。

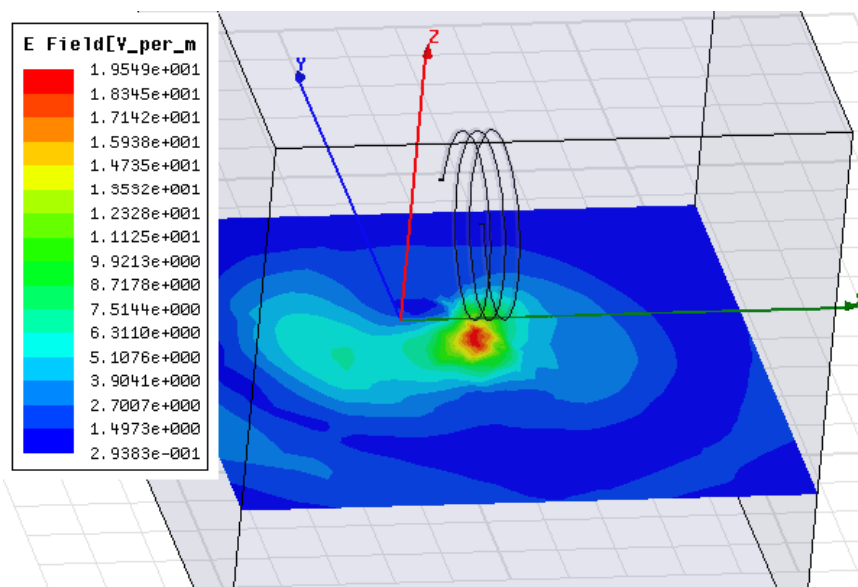
坐标杆：最小刻度精确到 5cm 的三维塑料坐标杆，确定各个测量点的空间位置和坐标。

##### ②实验仪器与仿真建模的误差分析

##### 1) 关于低频发射器的对比分析

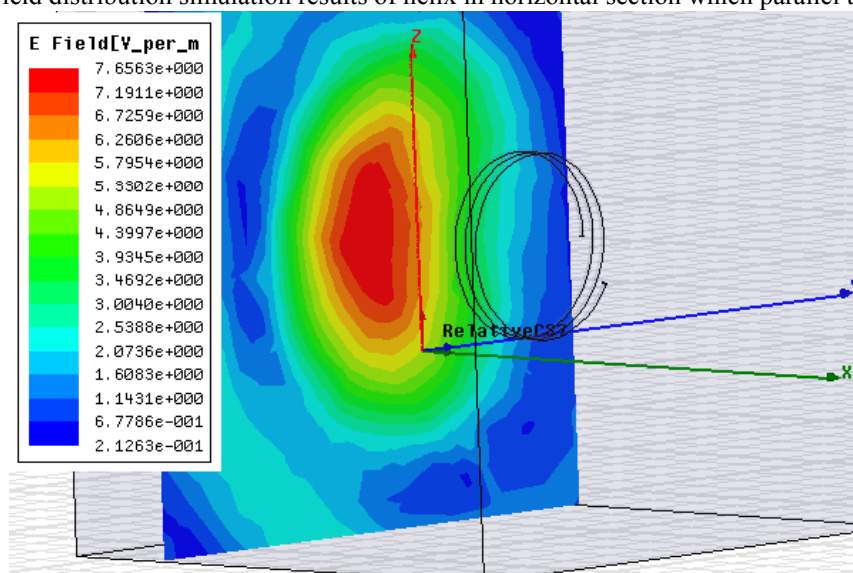
##### 【仿真方面】

按照项目要求，我们在 HFSS 的仿真中，所选用的信号源为 360.2KHz 的低频螺旋天线（多匝铜制线圈），其在自由空间中的电场强度分布如图 6.1 所示：



(a) 螺旋天线在平行于其中轴线的水平截面上的场强分布仿真结果

(a) Field distribution simulation results of helix in horizontal section which parallel to its axis



(b) 螺旋天线在垂直于其中轴线的铅直截面上的场强分布仿真结果

(b) Field distribution simulation results of helix in plumb section which verticatal to its axis

图 6.1 螺旋天线在自由空间的电场分布仿真

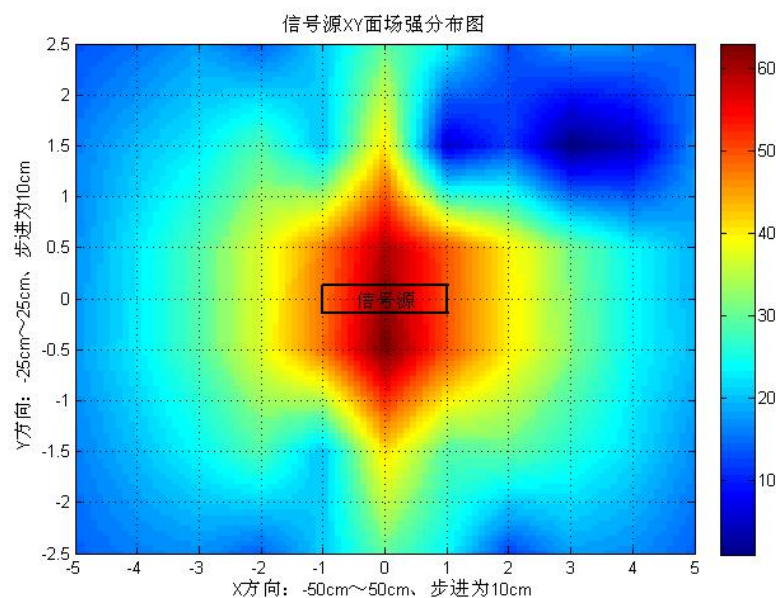
Fig 6.1 Field distribution simulation results of helix in free space

### 【实测方面】

为了掌握发射器在自由空间的实际场强分布，我们分别在其中轴线的水平截面上和铅直截面上进行了实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 插值作图(图 6.2)。

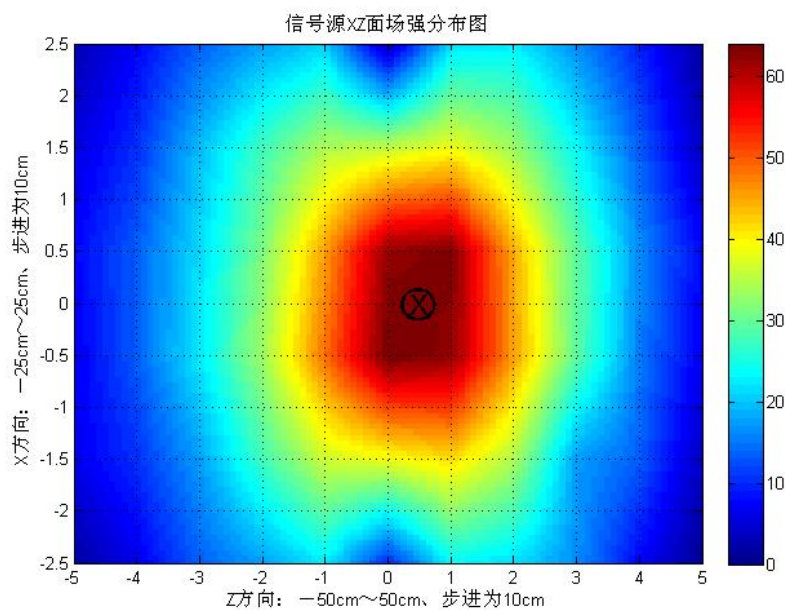
a.将发射器放置于水平的木质实验台上，测试其周围 6（行）×11（列）个点，将实验数据作图。（图 6.2a）

b.将发射器竖置于木质实验台上，并使其轴线垂直于地平面，测试其周围 6（行） $\times$ 11（列）个点，将实验数据作图。（图 6.2b）



（a）水平测试结果

（a）Horizontal measure result



（b）铅直测试结果

（b）Vertical measure result

图 6.2 螺旋天线在自由空间的电场分布实测

Fig 6.2 Electrical field measure results of helix in free space

注意，图中 6.2 中以黑色矩形框示意发射器的水平位置；图 6.2b 中以黑色圈叉符号示意发射器的铅直位置。

### 【对比误差分析】

通过分别对比图 6.1 与图 6.2，我们可以发现发射器在自由空间的场强分布并不完全符合其结构为纯粹的螺旋天线的假设（这可能是由于被测试发射器内部结构与说明书的偏差所致），这一点在水平截面上表现的尤为明显。这对我们观察模型的电场分布有一定影响，但不会改变模型对电场分布趋势的作用。因此，我们可以得到这样一个结论：在后面的仿真结果与实测结果的对比中，会在细节方面出现一定的偏差，但大体趋势却应当是一致的。

### 2) 关于坐标杆的误差分析

在实测中，考虑到场强随空间位置的变化程度并不十分剧烈，且实测目标仅是验证场强分布的大致趋势。以此，适当地选着 5cm 或 10cm 作为测量间距，通过坐标杆的定位来进行人工测量是可以满足实验要求的。

### 6.1.2 测量环境分析

#### 【仿真方面】

在 HFSS 中，仿真是在理想的开阔场中进行的。它不会出现由于环境因素影响仿真结果的问题。

#### 【实测方面】

实验前，我们通过在自由空间中对发射器发射的信号进行了测量，发现其在 -90dBm 的噪声门限水平下，其有效的信号传输距离仅能达到 2m。即是说，超过 2m 后，其信号已经微弱得无法测量。

由于实际测量条件的限制，我们的测量不是在开阔场中进行的。但在以车体为中心的四周 3m 内，没有其他明显影响电磁波辐射和传递的物质（如金属等）。

#### 【对比误差分析】

鉴于信号发射器所发送信号功率的有限性，3m 外信号最强为 -100dBm，信噪比为 0dB 左右。根据实际测量场地的具体情况，我们可以认为，当空间中的位置距离发射器超过 3m 时，由于其信号已经十分微弱，故无需再考虑其各种电磁现象（如电磁波反射等）对实测结果的影响。即，该测量环境下得到的测试效果是等效于开阔场的测试效果的，因此将该条件下的测试结果与仿真结果对比是较合理的。

## 6.2 关键区域仿真结果与实测结果的对比

按照 PEPS 系统特别关注的区域，选定以下几个截面进行实测（如表 6.1 所示），并与仿真数据进行对比。对比的方法和步骤如下：

第一步：在各个关键矩形截面上逐点测得该截面上的真实场强分布数据；

第二步：将所测得的数据导入 MATLAB，通过插值作图的方法得到该实测截



面的场强分布趋势图。

第三步：将对应的仿真结果与实测结果进行对比、分析，对该截面上仿真场强趋势与实测结果趋势进行评价。

表 6.1 关注区域中实测截面的选定

Table6.1 Selected section to Measure in interesting area		
区 域 标号	截平面编号	选定位置
一	A、B、C	车外以主驾门把手为圆心，1.5m 为半径的区域（第一、二、三截面）
二	D1、D2、D3	主驾车门内外两侧 15cm 范围内的区域（第一、二、三截面）
三	F1、F2	手刹附近区域（第一、二截面）
四	G	主驾制动踏板附近区
五	H1、H2	副驾手套箱附近（第一、二截面）
六	I	后座面板与后挡风玻璃交界处附近区域
七	J1、J2、J3	后备箱内与乘客舱交界区域附近（第一、二、三截面）
八	K	后座椅子底板区域

本节首先给出了整车仿真图形，然后对关注区域中的各个截平面进行仿真和实测的逐一对比（由于篇幅限制，我们只好在 8 个区域的 16 平面中，选取最具有代表性的平面对比过程予以展示）。每次对比都给出了对比区域在全车的结构位置、该部分仿真结果，以及实测电场强度数据及其图形化表示。

### 6.2.1 仿真与实测的坐标一致性

为了便于将各个关键区域的场强实测结果与仿真结果进行对比和分析，从而给出合理的趋势一致性的判断结论，我们在仿真和实测中确保了二者坐标之间的一致性，确保了二者之间使用的是同一套坐标系统。该坐标系统的选取规则如下：

#### ①坐标轴的选取

选取地平面为 XY 平面：其中车宽方向为 Y 轴（主驾方向为正向），车长方向为 X 轴（车头方向为正向）；选取车高方向为 Z 轴（车顶方向为正向）。

#### ②坐标原点的选取

由于测量范围较为分散，坐标原点以待测点分布区域为基准，灵活选取相对坐标原点（分别在各个关键区域的对比部分详细指出）。

## 6.2.2 PEPS 低频天线在整车的辐射电场仿真

对在车体模型下的系统进行仿真，得到 PEPS 低频天线在整车的辐射电场强度分布仿真，如图 6.2 所示。

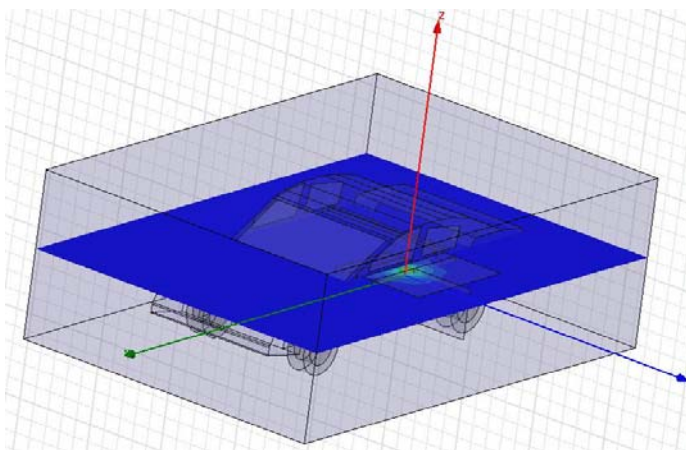


图 6.2 低频信号在整车的电场强度分布仿真

Fig6.2 Simulation for electric field intensity distribution of low frequency signal in vehicle

从仿真图中我们可以很明显的看到：由于只在主驾车把手处构建了一个低频螺旋天线，因此整个车内磁场分布较弱，车外也只有主驾门附近的磁场分布较强，其他区域磁场均较弱。这提醒我们在进行车内的仿真或实测时都应该将信号源移植到车身内某适当处。

## 6.2.3 关注区域（代表性截平面）的仿真与实测对比分析

①区域一，截面 C：车外以主驾门门把手为圆心，1.5m 为半径的区域（第三截面）

- ◆信号源安装位置：主驾门门把手上，顺沿把手方向向安装；
- ◆坐标原点：选取主驾门门把手低频信号源为坐标原点；
- ◆测量平面：平行与 XY 面的水平截面，该面实测时与信号源在同一水平高度，仿真时往上偏离 15cm；
- ◆测量范围：Y=0cm~+60cm，X=-70cm~+70cm；
- ◆测量间距/步进大小： $\Delta Y = \Delta X = 10\text{cm}$ ；

### 【仿真方面】

对该指定区域进行电场强度仿真，作出如上指定测量截面的仿真场强分布图（图 6.3）如下：

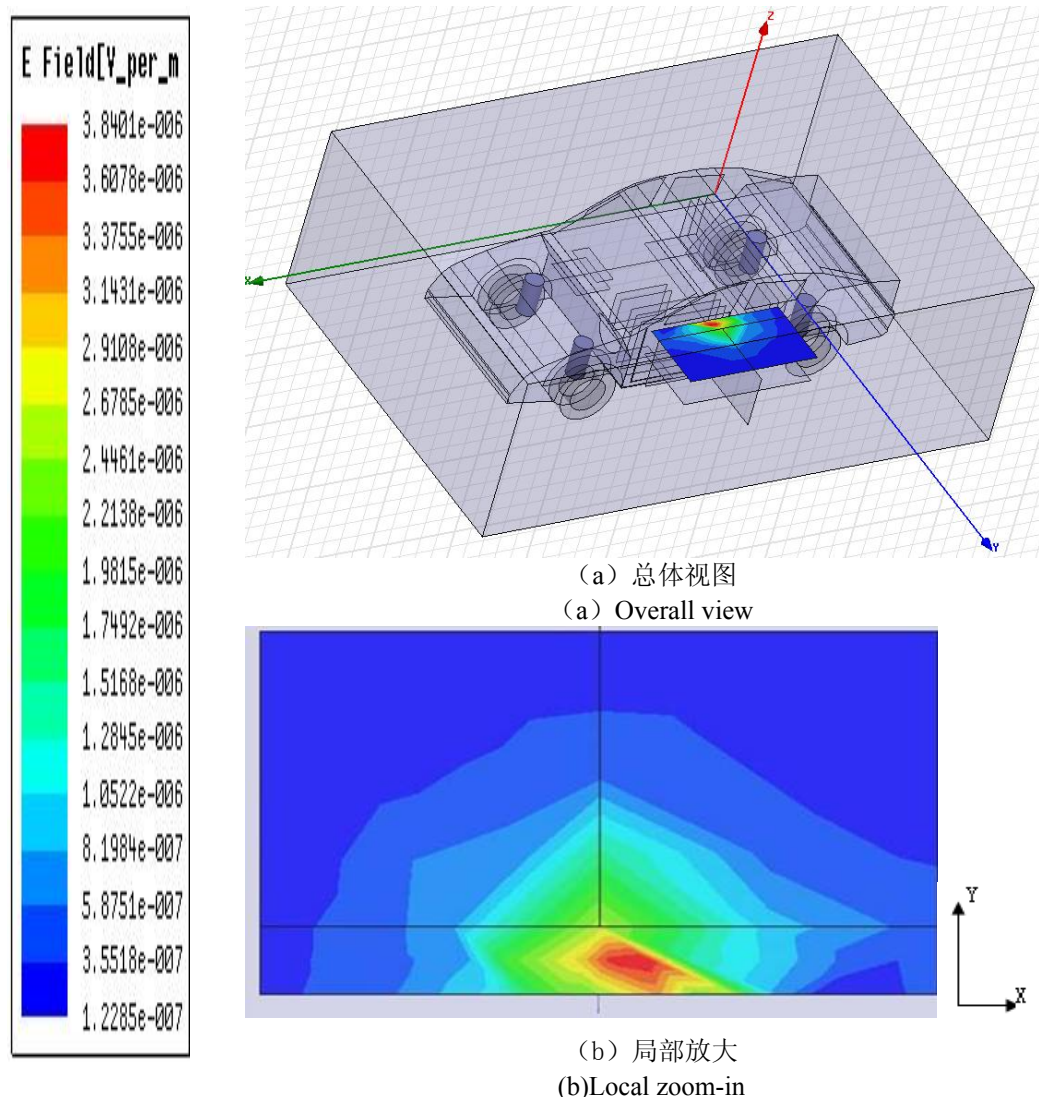


图 6.3 关键区域一上指定第三截面的仿真场强分布图

Fig 6.3 Field distribution simulation on 3th designated section, key area 1

### 【实测方面】

对该区域内的如上指定截面，进行电场强度实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 作图。实验数据如表 6.2 所示，得出其实际场强分布图（图 6.4）如下：

表 6.2 关键区域一上的第三指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table6.2 Field distribution measure data on 3th designated section, key area 1 （Unit: dBm ）

-50	-46	-41	-35	-27	-18	-5	6	-10	-22	-39	-39	-44	-49	-52
-51	-46	-42	-36	-31	-26	-22	-16	-23	-29	-38	-38	-43	-47	-51
-52	-49	-45	-40	-34	-38	-27	-23	-46	-44	-45	-47	-50	-53	-55
-54	-52	-50	-51	-54	-51	-40	-39	-43	-59	-52	-52	-53	-55	-57
-58	-56	-54	-56	-71	-50	-44	-44	-47	-54	-67	-64	-58	-57	-58
-62	-62	-62	-67	-69	-52	-48	-48	-51	-54	-63	-70	-63	-62	-63
-68	-66	-69	-70	-64	-60	-56	-52	-56	-59	-63	-72	-70	-71	-69

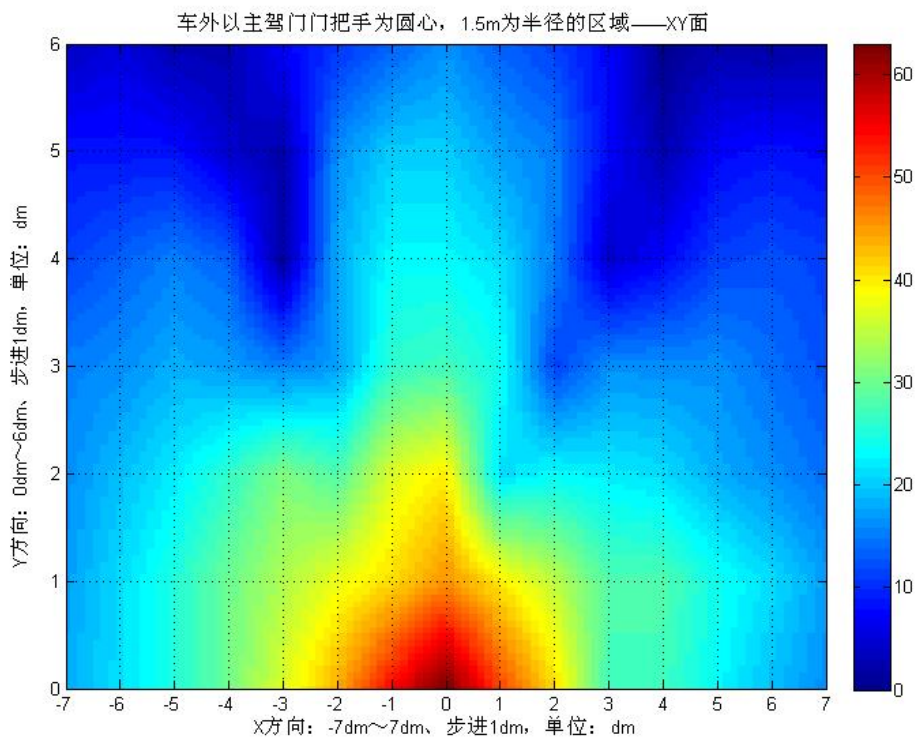


图 6.4 关键区域一上指定第三截面的场强分布实测结果示意图

Fig 6.4 Illustration of field distribution measured on 3th designated section, key area 1

### 【对比分析】

对比图 6.3 与图 6.4 可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状方面二者存在一定的差异以外，其大致的强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。

场强值从所选定的坐标原点开始沿 Y 方向逐渐减弱，在 X 方向以原点为中心分别向+X、-X 方向减弱。车外环境与自由空间是接近的，因此实测结果与理论上信号源的场强分布是一致的，与仿真的结果也是符合的。



②区域二，截面 D1：主驾车门内外两侧 15cm 范围内的区域（第一截面）

- ◆信号源安装位置：车内手刹正前方，搁物小平台上，天线轴向沿车长方向；
- ◆坐标原点：选取主驾门车窗右下角为坐标原点；
- ◆测量平面：平行于 XZ 面的铅直截面，该截面距离主驾车门向车内方向 30cm；
- ◆测量范围：X=-100cm~0cm、Z=-70cm~0cm；
- ◆测量间距/步进大小： $\Delta X=\Delta Z=10\text{cm}$ ；

【仿真方面】

对该指定区域进行电场强度仿真，作出如上指定测量截面的仿真场强分布图（图 6.5）如下：

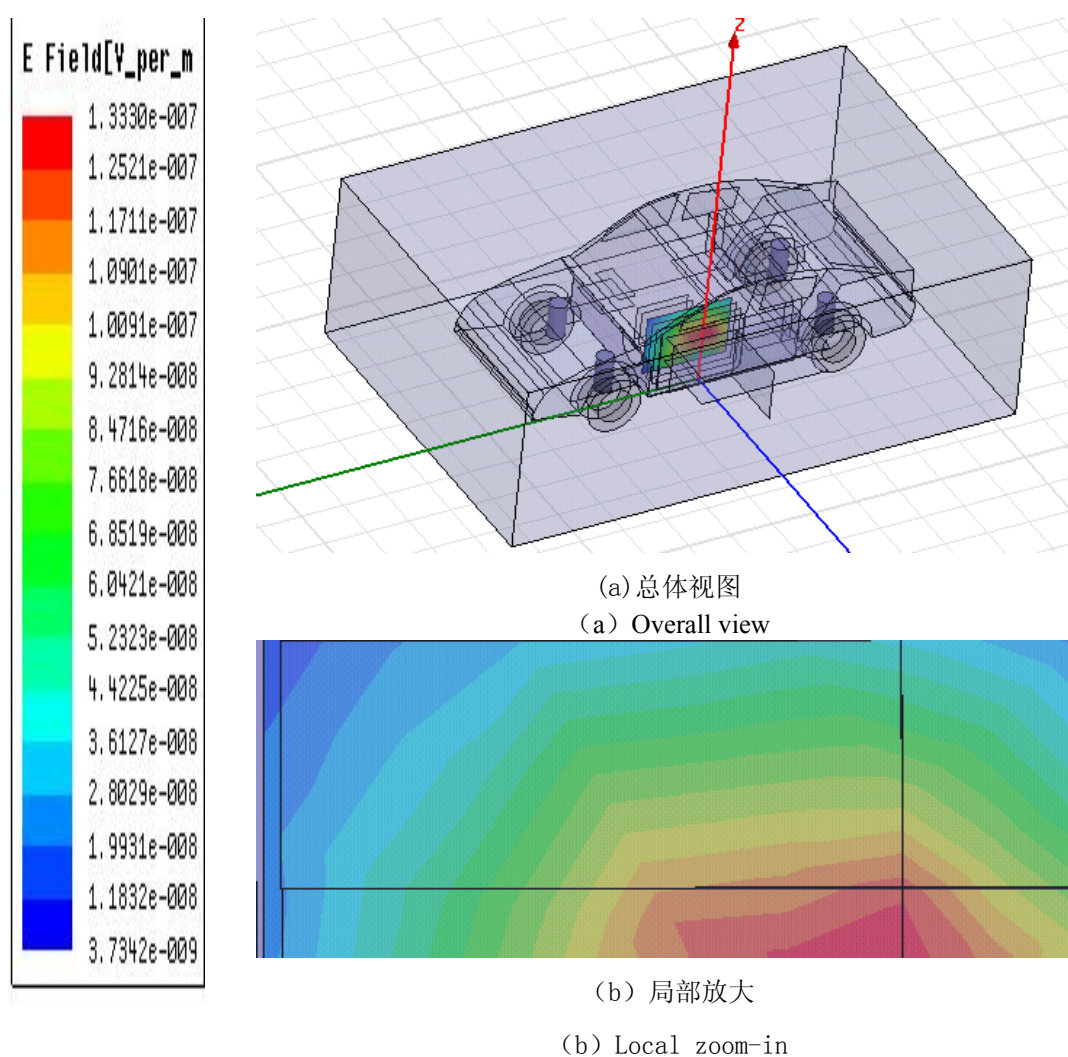


图 6.5 关键区域二上指定第一截面的仿真场强分布图

Fig 6.5 Field distribution simulation on 1st designated section, key area 2

【实测方面】

对该区域内的如上指定截面，进行电场强度实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 作图。实测数据如表 6.3 所示，得出其实际场强分布图（图 6.6）如下：

表 6.3 关键区域二上第一指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table6.3 Field distribution measure data on 1st designated section, key area 2 （Unit: dBm ）

-56	-55	-55	-55
-56	-54	-54	-54
-54	-52	-52	-53
-54	-50	-51	-51
-54	-49	-48	-48
-51	-47	-45	-46

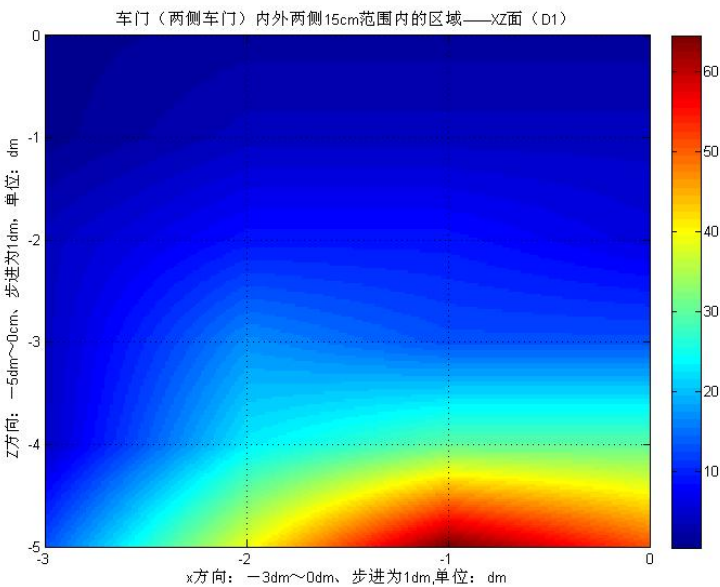


图 6.6 关键区域二上指定第一截面的场强分布实测结果示意图

Fig 6.6 Illustration of field distribution measured on 1st designated section, key area 2

【对比分析】

对比图 6.3 与图 6.6 可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状方面二者存在一定的差异以外，其大致的强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。即，场强值从所选定的坐标原点开始沿-Z 和 X 方向呈逐渐减弱的趋势。

③区域五，截面 G：主驾制动踏板附近区

- ◆信号源安装位置：车内手刹正前方，搁物小平台上，天线轴向沿车长方向；
- ◆坐标原点：主驾门右下角为坐标原点；

- ◆测量平面：XY 面，该面与车底板平面重合；
- ◆测量区域：Y=20cm~60cm（即距离主驾门 20cm~60cm）、X=-50cm~0；
- ◆测量间距/步进大小： $\Delta Y = \Delta X = 10\text{cm}$ ；

**【仿真方面】**

对该指定区域进行电场强度仿真，作出如上指定测量截面的仿真场强分布图（图 6.7）如下：

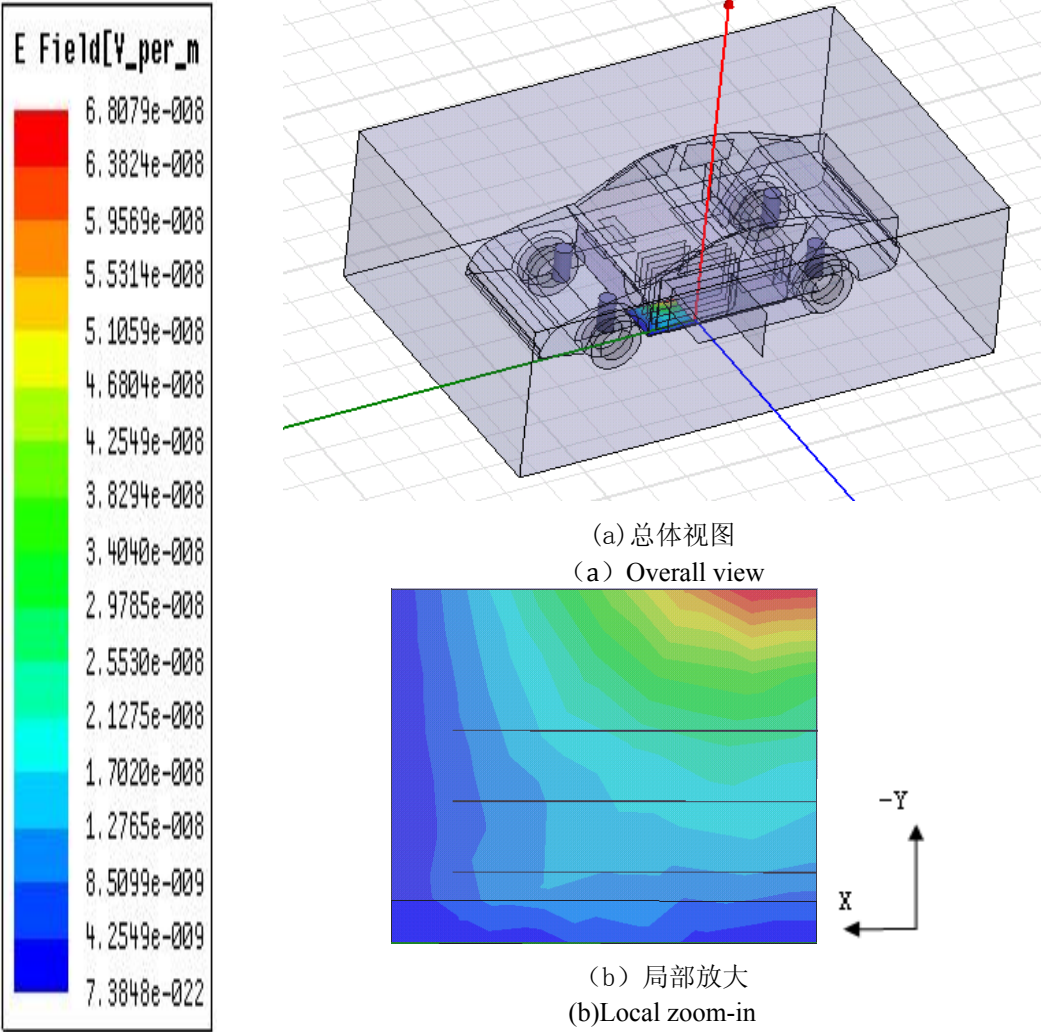


图 6.7 关键区域五上的指定截面的仿真场强分布图

Fig 6.7 Field distribution simulation on designated section of key area 5

**【实测方面】**

对该区域内的如上指定截面，进行电场强度实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 作图。测得的数据如表 6.4 所示，得出其实际场强分布图（图 6.8）如下：

表 6.4 关键区域五上的指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table 6.4 Field distribution measure data on designated section of key area 5 (Unit: dBm )

-84	-80	-79	-80	-81	-78
-77	-76	-77	-78	-79	-80
-86	-81	-80	-81	-84	-86
-87	-84	-86	-84	-86	-90
-82	-82	-83	-81	-82	-86

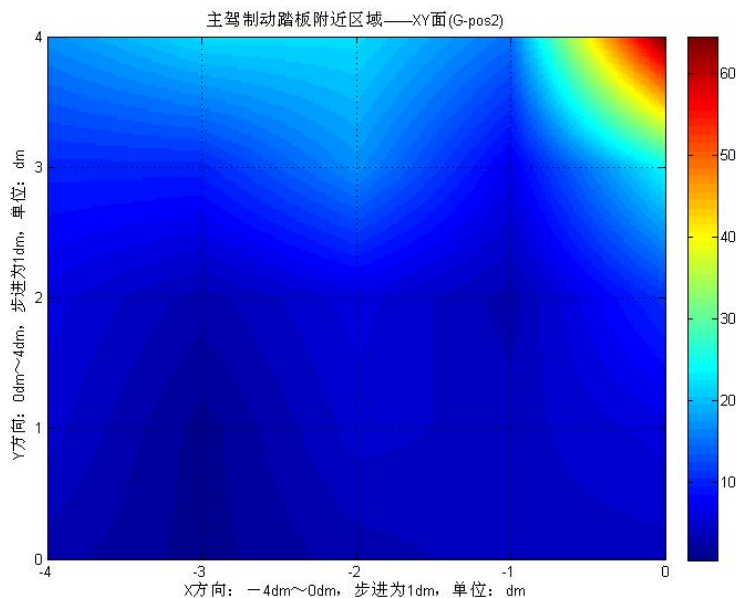


图 6.8 关键区域五上的指定截面的实测场强分布示意图

Fig 6.8 Illustration of field distribution measured on designated section of key area 5

#### 【对比分析】

对比仿真图 6.7 和实测图 6.8 我们可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状及值的大小方面二者存在一定的差异以外，其强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。可以看到，在靠近信号源的位置上场强值明显较大；随着位置的远离，场强值呈衰减的趋势。

④区域六，截面 H1：副驾手套箱附近，距离车底底板为 33cm 的手套箱底面（第一截面）

- ◆信号源安装位置：车内手刹正前方，搁物小平台上，天线轴向沿车长方向；
- ◆坐标原点：副驾手套箱左下角为坐标原点，距离车底底板为 33cm；
- ◆测量平面：XY 面，手套箱底面，距离车底底板为 33cm；
- ◆测量区域：Y=0~50cm、X=-40~0cm；



◆步进大小:  $\Delta Y = \Delta X = 10\text{cm}$ ;

【仿真方面】

对该指定区域进行电场强度仿真, 作出如上指定截面的仿真场强分布图 (图 6.9) 如下:

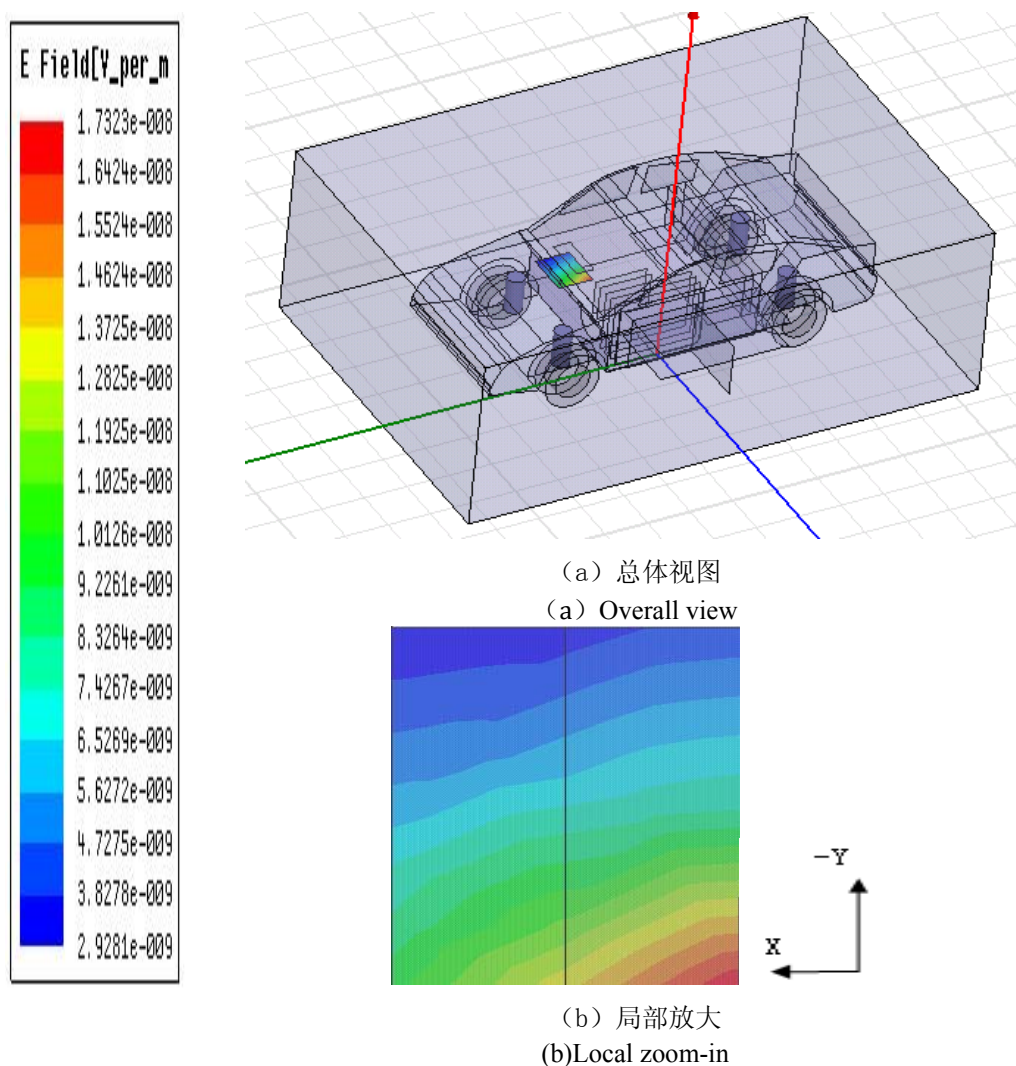


图 6.9 关键区域六上的指定第一截面的仿真场强分布图

Fig6.9 Field distribution simulation on 1st designated section, key area 6

【实测方面】

对该区域内的如上指定截面, 进行电场强度实际测量, 并将实验测得数据通过 matlab 作图。测得的数据如表 6.5 所示, 得出其实际场强分布图 (图 6.10) 如下:

表 6.5 关键区域六上的第一指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table6.5 Field distribution measure data on 1st designated section, key area 6 （Unit: dBm ）

-79	-69	-63	-59	-57
-76	-70	-64	-61	-58
-77	-71	-65	-64	-60
-81	-74	-68	-64	-62

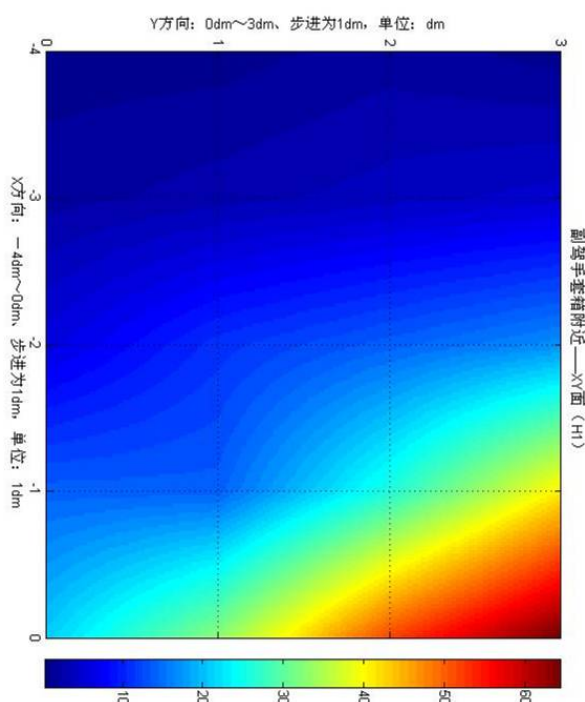


图 6.10 关键区域六上的指定第一截面的场强分布实测结果示意图

Fig 6.10 Illustration of field distribution measured on 1st designated section, key area 6

### 【对比分析】

对比图 6.9 与图 6.10 可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状及值的大小方面二者存在一定的差异以外，其强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。在靠近信号源的位置上场强值明显较大；随着位置的远离，场强值呈衰减的趋势。

⑤区域七，截面 J1：后备箱内与乘客舱交界区域附近，距后面板 10cm 的铅直垂面（第一截面）

◆信号源安装位置：车内手刹正前方，搁物小平台上，天线轴向沿车长方向；

◆坐标原点：以距车门 20cm,后板 10cm,底板 10cm 的点为坐标原点；

- ◆测量平面：XZ 面，X=0;
- ◆测量区域：Y=0cm~110cm、Z=0~50cm;
- ◆步进大小： $\Delta Y=\Delta Z=10\text{cm}$ ;

**【仿真方面】**

对该指定区域进行电场强度仿真，作出如上指定测量截面的仿真场强分布图（图 6.11）如下：

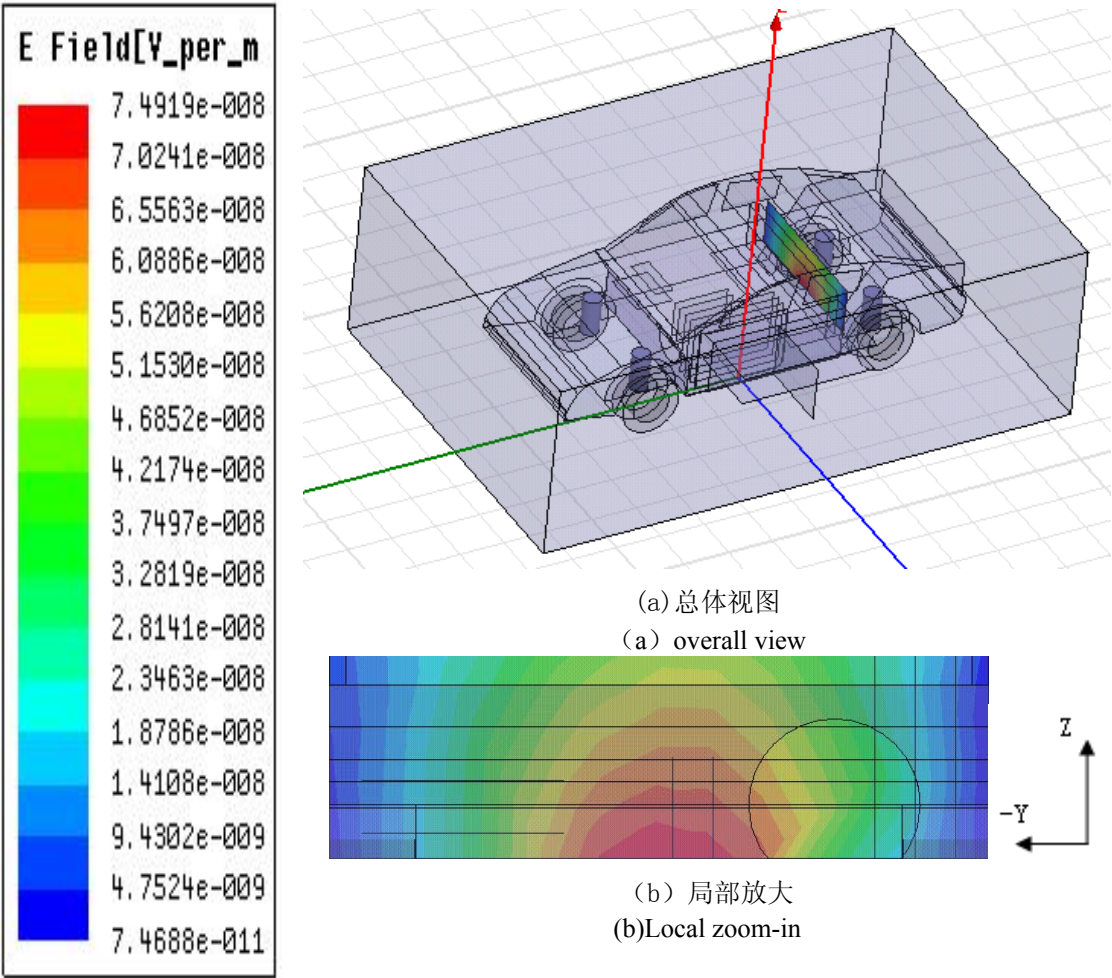


图 6.11 关键区域七上指定截面一的仿真场强分布图

Fig 6.11 Field distribution simulation on 1st designated section, key area 7

**【实测方面】**

对该区域内的如上指定截面，进行电场强度实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 作图。测得的数据如表 6.6 所示，得出其实际场强分布图（图 6.12）如下：

表 6.6 关键区域七上的第一指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table6.6 Field distribution measure data on 1st designated section, key area 7 （Unit: dBm ）

-85	-88	-87	-90	-90	-85	-86	-87	-90	-90
-90	-90	-89	-90	-90	-84	-89	-87	-90	-90
-86	-90	-90	-85	-86	-82	-86	-85	-90	-89
-90	-90	-90	-80	-83	-82	-79	-83	-90	-87
-89	-90	-85	-79	-76	-76	-75	-79	-79	-84
-89	-90	-79	-75	-71	-71	-71	-74	-79	-80

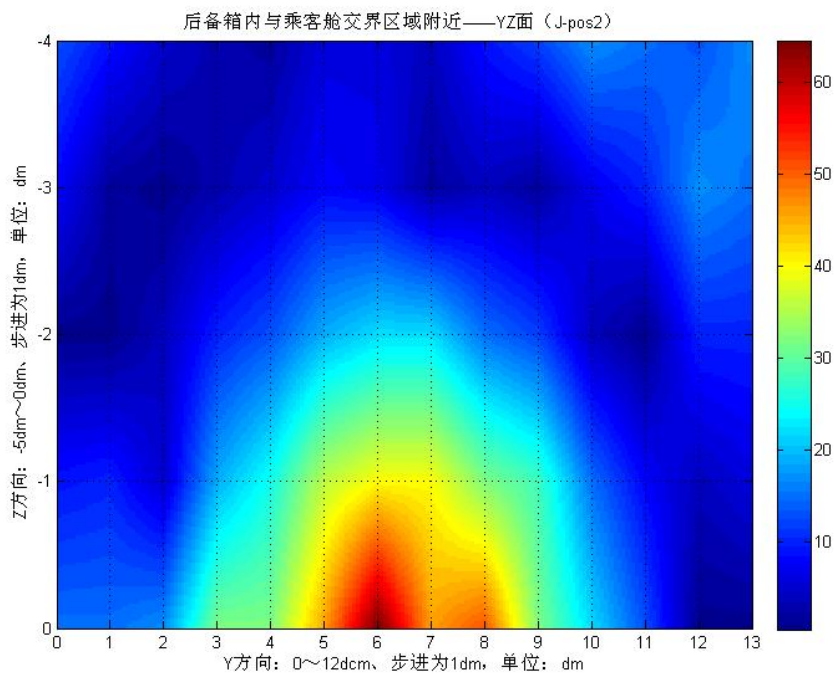


图 6.12 关键区域七上指定截面一的场强分布实测结果示意图

Fig 6.12 Illustration of field distribution measured on 1st designated section, key area 7

【对比分析】

对比图 6.11 与图 6.12 可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状方面二者存在一定的差异以外，其大致的强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。

⑥区域八，截面 K：后座椅子底板区域

- ◆信号源安装位置：车内手刹正前方，搁物小平台上，天线轴向沿车长方向；
- ◆坐标原点：后座椅子左下角；
- ◆测量平面：XY 面，该面离车底板 10cm 左右；
- ◆测量区域：Y=0cm~120cm、X=-40cm~0cm；



◆步进大小： $\Delta Y = \Delta X = 10\text{cm}$ ；

### 【仿真方面】

对该指定区域进行电场强度仿真，作出如上指定测量截面的仿真场强分布图（图 6.13）如下：

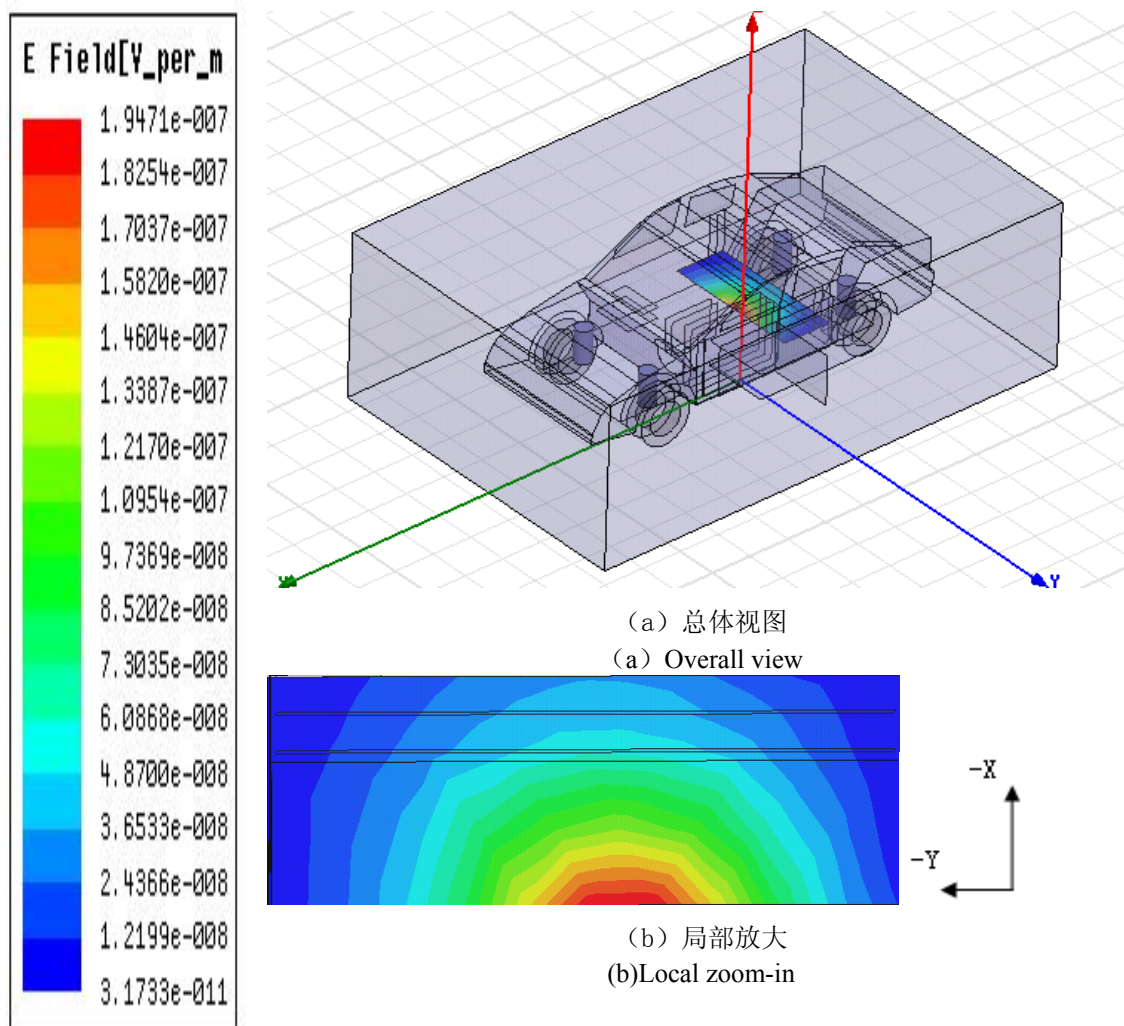


图 6.13 关键区域八指定截面的仿真场强分布图

Fig 6.11 Field distribution simulation on designated section of key area 8

### 【实测方面】

对该区域内的如上指定截面，进行电场强度实际测量，并将实验测得数据通过 matlab 作图。测得的数据如表 6.7 所示，得出其实际场强分布图（图 6.14）如下：

表 6.7 关键区域八上的指定截面的实测场强值（单位：dBm）

Table 6.7 Field distribution measure data on designated section of key area 8 （Unit: dBm ）

-89	-86	-89	-86	-90	-90	-92	-91	-92	-90	-89	-90
-85	-83	-82	-85	-87	-90	-90	-92	-91	-92	-92	-90
-74	-77	-78	-81	-84	-88	-92	-90	-93	-89	-91	-88
-74	-75	-77	-81	-83	-87	-89	-89	-91	-89	-90	-91
-76	-78	-88	-88	-83	-86	-80	-90	-83	-92	-89	-89

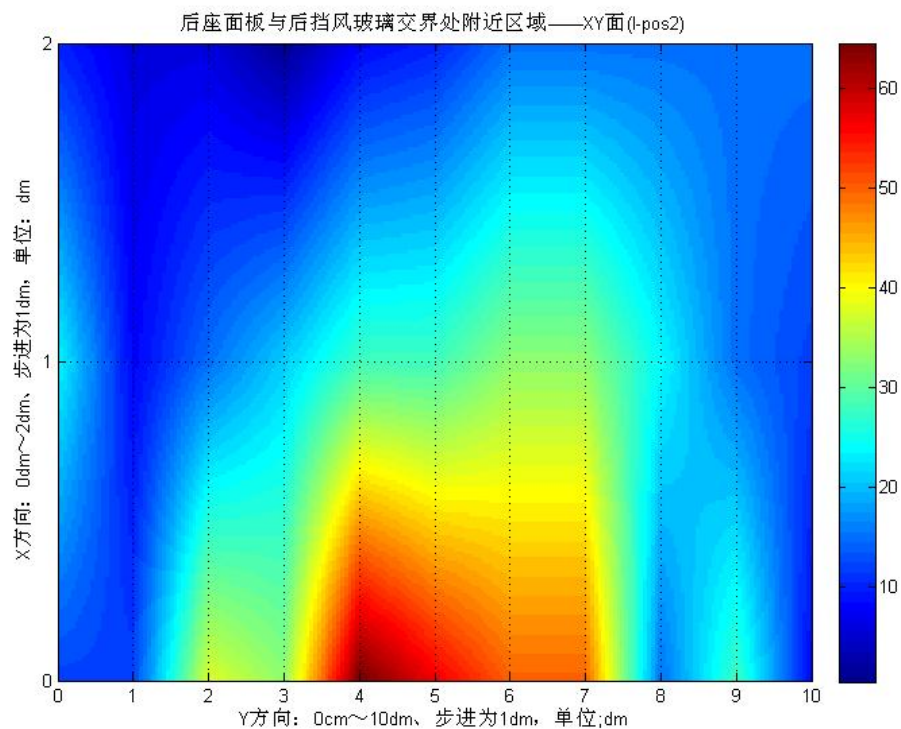


图 6.14 关键区域八上的指定截面的场强分布实测结果示意图

Fig6.14 Illustration of field distribution measured on designated section of key area 8

### 【对比分析】

对比图 6.13 与图 6.14 可以看到，除了在场强值较强部分的细节形状方面二者存在一定的差异以外，其大致的强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。场强值从所选定的最靠近信号源的位置开始沿 X 方向和沿 Y 方向均呈逐渐衰弱的趋势，这与仿真的结果是完全吻合的。

### 6.2.4 对比小结

总的来看，各个截面的实测数据作图与仿真结果对比，除了在部分的细节形状方面二者存在一定的差异以外，其大致的强弱变化方式和分布趋势是基本一致的。

通过联系前面我们对信号发射源的仿真实测对比分析，可以认为细节部分的差异是由于发射器仿真建模与实际发射器的场强分布情况并不完全一致造成的，是可以接受的误差。需要说明的是，以上所有对比都是针对电场强度进行论述的，然而由于磁场强度的对比结果与电场强度的对比结论是类似的、一致的，故不在赘述。

### 6.3 对比结果的分析与结论

按照 6.2 节中的方法，将以上各个截面的实测结果与该截面上的仿真结果进行逐一对比分析，结论如下：

#### 一、车外电磁分布趋势吻合度达到 100%

在实测与仿真对比分析中，有二个关键区域（即区域一、二），共计 3 个对比截面，落在车体外；经分析对比可知，该三个面电磁分布趋势几乎与实测结果完全吻合。该吻合度是由于车身大框架钢体结构造成，对于更多感兴趣区域的测量可得出类似的结论。

#### 二、车内电磁分布趋势吻合度为 76.92%

从实测与仿真对比分析结果中，有六个关键区域（即，区域三至八），共计 13 个对比截面，落在车内；其中有 10 个区域的仿真结果基本上是与实测结果相吻合，即吻合度 =  $10/13 \times 100\% = 76.92\%$ 。分析原因，一方面是由于车内场强太弱；另一方面也是因为仿真模型对车内钢结构进行大量的简化，更高程度的电磁分布吻合度在更精确的车内钢结构建模之后是可能得到的。

#### 三、各关键区域最大值趋势吻合度达到 95.28%

将实测与仿真结果对比分析的各关键区域中的 16 个对比截面中的最大值提取出来，组成两组对比数据，并作图观察走向，如图 6.15、图 6.16 所示。可以看到，两组数据的走向趋势基本一致，且数组的相关性达到了 0.9528。

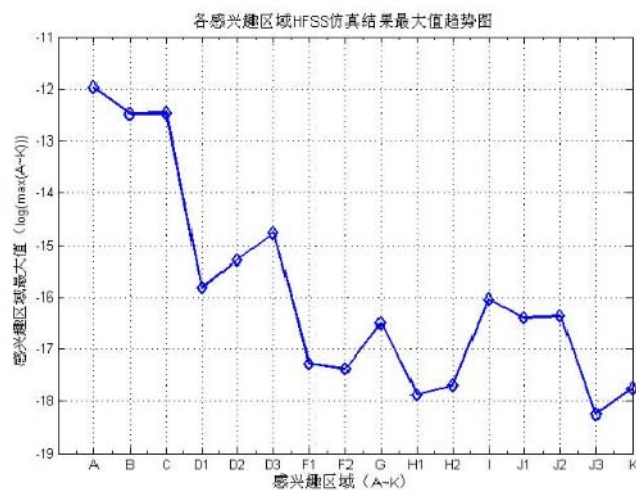


图 6.15 各关键区域中不同截面的仿真结果最大值趋势图

Fig 6.15 Trend of maximum value in different sections for simulation results

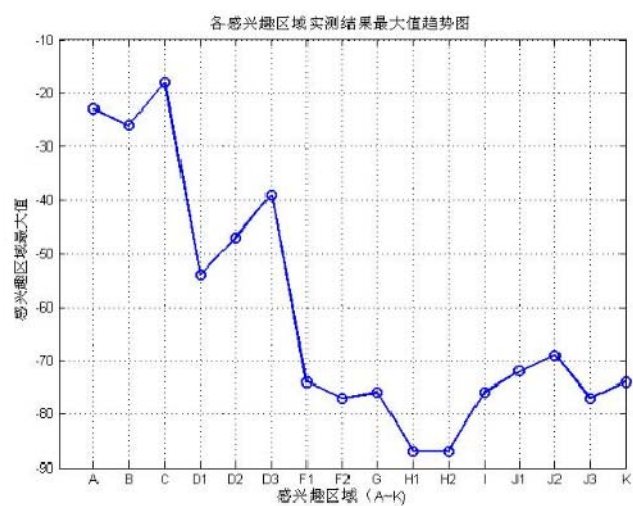


图 6.16 各关键区域中不同截面的实测结果最大值趋势图

Fig 6.16 Trend of maximum value in different sections for measure results

经过以上的仿真和实测的对比分析，可以说明该车体简化模型可以基本上仿真 PEPS 系统的低频天线在车身内外的辐射场分布，对掌握 PEPS 系统 LF 信号在车身内外的电磁环境是有效的。



## 7 总 结

### 7.1 主要工作及成果

本论文的研究工作是基于重庆大学与国内某知名汽车企业间建立的横向合作项目而进行的。基于项目的具体工程要求，对有限元方法有了较为深入的理解，包括有限元方法的计算原理、三维时谐场的有限元问题以及有限元方程组的求解问题。在阅读了大量的相关文献并总结了前人的研究方法之上，本论文在以下几个方面展开了工作，并取得了相应的一定成果：

- ①在掌握天线的辐射机理，灵活地运用 Ansoft HFSS 仿真软件计算原理的基础上，引入微波网络分析原理来仿真分析 PEPS 系统中多部发射天线间的相互干扰问题。之后，在不同的简单外界环境下进行发射天线的建模，并分析在这些简单情况下发射天线的特性及相互干扰。这为后来的实测对比的必要性，提供了依据。
- ②依据项目要求，按照 1: 1 的比例建立车体电磁模型，其中涉及到车身结构的简化、取舍等问题。对已经在规定位置安装好的 PEPS 系统低频发射天线进行仿真分析，重点在于对发射天线在车体内外产生的电场分布进行仿真分析。
- ③给出了实际测试方案。在开阔场对选定车型进行 PEPS 系统的实际安装，通过选定关键区域进行实际测量的方式，将车体内外电磁场分布的仿真结果与实测结果进行对比分析，证实了仿真结果的有效性。
- ④结合仿真和实测的结果，分析现有的 PEPS 系统低频发射天线在车体内外引起的电磁场分布特点，这些结论向汽车生产厂家提供了保证 PEPS 系统正常、稳定工作的有效建议。

总的来说，本文给出了一套系统性的方法和步骤：该方法可以较为准确地预判汽车上的无线通信系统在复杂金属背景下所产生的电磁场的分布，同时还可以定性地分析汽车金属环境对车载无线通信系统天线性能的影响。这种方法在 100KHz~500KHz 的低频段具有较普遍的适用性。

### 7.2 需要进一步研究的问题

由于时间以及实验设施方面的某些限制，本文针对项目的研究还并不全面，有一些问题有待进一步讨论，主要包括：

- ①研究更加便捷的车体建模方法。例如研究利用 CAD 等建模工具进行建模并转化为 HFSS 中仿真模型的方法，以此提高我们建模的效率和通用性。
- ②由于实测方面信号产生器的数量限制，本文目前仅对比分析了由单个唤醒信号源所产生的低频信号（360.2KHz）所引发的电磁场分布。而实际的 PEPS 系统设计

过程中是在车身上装配多个唤醒信号源。因此，后续工作中会继续跟进这一情况对多个天线同时发射的情况进行实测，并进行实测仿真对比研究，重点关注在引入车体复杂环境后多部发射天线间的相互干扰问题。

③针对由智能标签发向车载 RF 接收检测装置的反馈射频信号（433MHz）也会进行相应的数值仿真分析，由此得到对整个 PEPS 系统在车身内外电磁场分布的定量认识。

## 致 谢

本论文之所以能够如期完成，是由于得到了太多人的帮助，在此我愿向他们表示我们由衷的感谢。

首先要忠心感谢我的导师曾孝平教授！曾老师多年来一直给予我无私的关怀和亲切的教诲。在我研究生期间的整个学习、研究中，处处都得益于曾老师辛勤的指导。在曾老师的精心栽培下，我不仅掌握了科研工作的思维方式和研究方法，更为重要的是他让我认识到了科研工作的重大意义。

我也要感谢我们项目组的各位成员。感谢陈礼博士的悉心指导和交流，感谢简鑫师弟、张婷婷师妹的帮助与支持。本论文中的成果凝聚着小组每一个人的辛勤和汗水，是集体智慧的结晶。离开了团队的协作，我不可能得取得这些成果。

我还要感谢实验室所有的师兄、师弟、师姐、师妹们，他们为实验室营造了良好的学习氛围，使得我能够潜心于学习，以顺利地完成了本论文中的研究工作。

我更要感谢我的家人。他们在生活上给予了我极大的关心，同时也是我追求梦想、超越自我的精神支柱。他们的理解和支持使我得以顺利地完成学业。

在研究生学习阶段，我还得到了众多朋友们的关心和帮助，在此向他们表示诚挚的感谢。

最后衷心地感谢在百忙之中评阅论文和参加答辩的各位专家、教授！

**吴小林**

二〇一〇年十月于重庆大学



## 参考文献

- [1] 韦康, 刘正琼, 吴玺. PKE 系统在汽车电子中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2007, 3 (08): 50—53.
- [2] 陈渝光. 汽车电器与电子设备[M]. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [3] 杨君, 刘云, 吴海旺. 无线射频识别技术及应用[J]. 现代通信, 2003, 1 (6): 45—48.
- [4] 翟丽, 李合非. 现代汽车电子控制技术及其发展趋势[J]. 汽车电器, 2000, (5): 21-23.
- [5] NEUMAYER. R, STELZERA, HASLINGERF. Continuous simulation of system-level automotive EMC problems[J]. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003, 8 (1): 409—413.
- [6] Noble.I.E. Electromagnetic Compatibility in the Automotive Environment[J]. Science Measurement and Technology, IEE Proceedings, 1994, 141 (4): 252—258.
- [7] Djordjevic.M.L, Notaros.B.M. Highly efficient large-domain moment-method analysis and CAD of radio-frequency antennas mounted on or situated in vehicles[J]. Vehicular Technology Conference, IEEE VTS-Fall VTC, 2000, 5 (24): 2373—2377
- [8] 袁军, 邱扬. 电磁兼容设计中通信车辆天线布局设计[J].安全与电磁兼容, 2003, (6): 34—36.
- [9] 盛新庆, 计算电磁学要论[M].北京: 科学出版社, 2004.
- [10] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分法[M].西安: 西安电子科技大学出版社, 2005.
- [11] Maloney.J.G, Smith.G.S. Accurate Computation of the Radiation from Simple Antennas Using the Finite-Difference Time-Domain Method[J]. Antennas and Propagation, IEEE Transactions, 1990, 38 (7): 1059—1068.
- [12] Tirkas.P.A., Balanis.C.A. Finite-difference time-domain method for antenna radiation[J]. Antennas and Propagation, IEEE Transactions, 1992, 40 (3): 334—340.
- [13] Luebbers.R., Chen.L.Uno.T., Adachi.S. FDTD calculation of radiation patterns, impedance and gain for a monopole antenna on a conducting box[J]. Antennas and Propagation, IEEE Transactions, 1992, 40 (12): 1577—1583.
- [14] M.Hussein, A.Sebak. Application of the Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Mobile Antennas[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1996, 45(3): 176—180.
- [15] Ankarson.P., Carlsson.J., Yueqiang Liu. Numerical study of a PIFA mounted on a car compared to measurements[J]. Electromagnetic Compatibility, International Symposium, 2005, 3 (8): 878—882.

- [16] Jobava.R.G., Bogdanov.F.G., Gheonjian.A.L, Frei.S. Analysis of influence of vehicle bodysell on the characteristics of wire antennas using a new MoM-based EM/EMC solver[J]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, 4 (7) : 831—834.
- [17] Djordjevic.M.L., Notaros.B.M. Highly Efficient Large-Domain Moment-Method Analysis and CAD of Radio-Frequency Antennas Mounted on or Situated in Vehicles[J]. Vehicular Technology Conference, 2000, 5 (9) : 2373—2377.
- [18] Thiel.W., Katehi.L.P.B., Sabet.K. A Hybrid Approach for Modeling Complex Antenna Systems on Vehicular Platforms[J]. Microwave Symposium Digest, 2003, 3 (13) : 2097—2100.
- [19] Thiel.W., Sabet.K.F., Katehi.L.P.B. A hybrid MoM/FDTD approach for an efficient modeling of complex antennas on mobile platforms. Microwave Conference, 2003.33<sup>rd</sup> European, 2003, 2 (7) : 719—722.
- [20] Chavka.G., Sadowski.M., Litwinczuk.N., Garbaruk.M. Structure and EMC simulation of vehicle radiocommunication base station Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology[J]. IEEE 6th International Symposium, 2005, (1) : 111—115.
- [21] 马晓雷. 车载天线电磁特性的仿真研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2007.
- [22] 李葵芳, 李太全, 张晓艳. 时域有限差分方法分析单极天线的频域特性[J]. 荆州师范学院学报(自然科学版), 2002, 25 (5) : 86—89.
- [23] 邓维波, 刘永坦. FDTD 法计算高频单极天线特性[J]. 电波科学学报, 2000, 15 (4) : 47—51.
- [24] 陈伟, 邱扬. 车载多天线间的相互干扰特性[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2002, 29 (1) : 28-34.
- [25] 纪奕才, 邱扬. 车载多天线系统的电磁兼容问题分析[J]. 电子学报, 2002, (4) : 59-62.
- [26] 严春芳, 杨康. ANSYS 软件对天线电磁场的分析[J]. 沈阳工业学院学报, 2004, 23 (4) : 23-27.
- [27] 徐琰, 汪智萍. 圆锥螺旋天线的设计和仿真[J]. 指导与引信, 2004, 25 (3) : 96-101.
- [28] 李萍, 葛海波. 车载短波螺旋天线仿真与实验[J]. 现代电子技术, 2000, (6) .
- [29] Sittironnarit.T., Ali.M., A dual-band vehicular planar inverted-F antenna for ultra high frequency (UHF) applications[J]. Vehicular Technology Conference, 2002, 1 (5) : 345-349.
- [30] 刘培涛, 王坚, 李英. 一种 U 型开槽的平面倒置 F 型双频微带天线[J]. 微波学报, 2005, 4 (2) :89-92.
- [31] 谢拥军, 王鹏. Ansoft HFSS 基础及应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2007.

## 附 录

### 作者在攻读硕士研究生期间发表的论文目录

- [1] 曾孝平, 吴小林, 李尧尧. 汽车 PEPS 系统的三维电磁场数值仿真. 计算机应用研究, 已录用待发表.
- [2] 李尧尧, 廖红云, 曾孝平, 吴小林. 基于锚同心圆的改进加权质心 WSN 定位算法. 计算机仿真, 已录用待发表.