

摘要

随着高速数字电路的时钟速率的不断提高,对电源地系统(Power/Ground Planes)也提出了新的要求。在多层印制电路板(PCB)中,时钟谐波的波长跟电源地的尺寸可以比拟,以往与PCB尺寸相关被业界忽视的谐振问题日益受到重视。

电源地平面除了为数字电路提供直流电压外还作为逻辑开关动作的参考电平。因此,电源地平面上产生的任何噪声都直接影响了信号的质量,从而降低了电路的可靠性。除此之外,这些噪声还降低了电路的抗干扰能力,提高了辐射。尤其是发生结构谐振时,辐射更为严重!这对提高产品的EMC性能极为不利,另外,当在PCB中加载元器件时会影响电源地间的电场分布,从而也必将影响电源地平面的辐射特性。这样在产品阶段能否准确快速的预测谐振辐射对缩短开发周期,节约设计成本具有十分重要的意义。本文结合电源完整性(PI)仿真,首先对高速数字电路互连设计中普遍应用的电容的高频特性做了研究,提出了钽电容的准确SPICE模型。应用Monte Carlo法对陶瓷电容和钽电容的SPICE模型作了优化,建立了可以直接为Cadence的电源完整性仿真流程应用的SPICE电容模型库。用等效磁流法计算了规则电源地裸板平面、加载电容的规则电源地平面、非规则电源地裸板平面以及加载电容的非规则电源地谐振辐射,结果与用三维全波仿真求解器的结果作了对比,结果显示在保证一定的工程精度的前提下能够很快预测电源地的谐振辐射特性。

关键词: 电源地系统 印制电路板 电源完整性 SPICE 模型

ABSTRACT

The rapid increase of clock speeds in digital circuits is placing new requirements on the impedance of power supply systems. Wavelengths of clock harmonics are becoming comparable with dimensions of power supply planes used in multi-layered PCBs. Resonant modes associated with PCB dimensions, which previously were of no concern, are now appearing within the frequency spectrum of modern logic families.

Power supply planes not only provide DC voltage to digital circuits, but also serve as a reference potential for switching. Any noise or ringing on the supply planes compromises signal integrity and reduces the reliability of the circuits. Such ringing also degrades the circuit's immunity to external electromagnetic disturbances and increases its emission, especially when resonance occurs, the electromagnetic radiation of PCBs is the most important! It is very bad to increase the products' EMC. So, it is very significant how to predict fast direct radiation from the power supply system of their printed circuit boards. In the paper first of all, the high-frequency behavior of the capacitor which widely employed is analyzed combined with the simulation of power integrity (PI), and then we introduced the SPICE models for both Ta-capacitors and ceramic capacitors with Monte Carlo Method. It then presents the equivalent flux method to predict common mode radiation and power ground planes resonance based on circuit analysis and 2-dimensional transmission line theories. The methods are also verified by full wave electromagnetic field analysis, plane model simulation. The approach simplifies the complicated modeling and simulation process of using 3D full wave field solver, while still produces good results.

Key Words: Power/Ground Planes, Printed circuit boards, Power integrity, SPICE model

创新性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

本人签名： 刘瑜

日期 2006. 1. 20

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。（保密的论文在解密号遵守此规定）

本人签名： 刘瑜

日期 2006. 1. 20

导师签名： 刘瑜

日期 2006. 1. 20

第一章 绪论

1.1 前言

在印刷电路板(PCB)的设计过程中所采取的电磁兼容(EMC)措施与散热控制是电子产品设计与开发的一个重要问题。电子产品的电路与结构设计对于电路设计师和结构设计师而言固然是头等重要的事情,但对于产品的总体设计师而言,电磁兼容与散热性能也是电子产品的重要品质因素。超标的电磁辐射是一种电磁污染,如同自然环境的污染一样,电磁干扰(EMI)与局部过热等现象最终会影响产品的使用性能。由于有关电子产品的电磁兼容标准的实施,对于产品的总体设计师而言,产品的电磁兼容与散热性能是产品自身的系统问题之一。

在国外,电磁兼容的研究开展得比较好。有些大学有自己的 EMC 测试实验室,对系统的校验有独到的研究;有一些教授专门从事数值计算方面的研究与开发。大的电子公司有自己的 EMC 测试实验室和研究人员,仪表厂家能够提供合适的 EMC 测试系统,软件厂家能够提供一些先进的 EMC 与散热分析 EDA 插件,与 PCB 的 EDA 工具协调工作。国内的 EMC 测试实验室全是从国外公司引进的,PCB 的 EDA 软件与有关插件也全是从国外公司购买的。由此可以看出,在 EMC/EMI 方面,国内要比国外在总体上落后很多,无论是硬件与软件,还是研究人员与电路工程师,或是大学的 EMC 课程教育。

在国内,有些大学有从事 EMC 的研究人员,但更多的缺乏完备的 EMC 实验室;而有些大的公司有自己的 EMC 实验室,但缺乏足够的 EMC 电路工程师与研究人员。因此,无论是 EMC 的研究,还是 EMC 的工程开发与应用,在目前的条件下都不能发挥到最好。

为了很好地解决电子产品中的 EMI 问题,需要一个完备的 EMC/EMI 测试系统、相关的 EDA 插件工具、EMC 工程师和 EMC 的工程经验。另外,也需要与电路设计师和结构设计师的协调工作。总之,电子产品的 EMC 是一个系统而又复杂的问题,涉及的方方面面很多。比如对于电磁辐射,如果已有一个远场测试系统,最好配备一个 EMI 的近场诊断扫描设备。

电磁辐射干扰是 EMC 的一个主要方面,也是电子产品在 EMC 测试过程中存在的一个困扰,电路工程师往往对此无可奈何。因此,本文对于 PCB 的电磁辐射作了深入系统的研究。通过采用等效磁流法对高速数字电路的电磁辐射进行了分析,此方法将电源完整性和 EMC/EMI 结合起来,大大提高了处理问题的效率。

1.2 电磁兼容介绍

电磁兼容^{[1][2]}(EMC: Electromagnetic Compatibility),对于设备或系统的性能指

标来说,直译为“电磁兼容性”,但作为一门学科来说,应译为“电磁兼容”。美国 IEEE 学报 Transaction RFI 分册于 1964 年更名为 EMC 分册,若以此作为电磁兼容学科形成的标志,距今已 40 年了。40 年来,电磁兼容的基础不断深化,内容不断发展,范围不断完善。

电磁兼容是研究在有限的空间、时间和频谱资源等条件下,各种用电设备(广义上还包括生物体)可以共存,并不致引起降级的一门学科。电磁兼容性是指设备或系统在其电磁环境下能正常工作,并不对环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。它有以下三方面的含义:

1)电磁环境应是给定的或可预期的。

2)设备、分系统或系统不应产生超过标准或所规定的电磁骚扰发射(EMI: Electromagnetic Interference)限值要求:电磁骚扰发射就是从骚扰源向外发出电磁骚扰能量的现象,它是引起电磁骚扰的原因。

3)设备、分系统或系统应满足标准所规定的电磁敏感性(EMS: Electromagnetic Susceptibility)限值或抗扰度(Immunity)限值的要求:电磁敏感性,即在存在电磁骚扰的情况下,设备、分系统或系统不能避免性能降低的能力;抗扰度即设备、分系统或系统面临电磁骚扰不降低运行性能的能力。

目前国际上研究电磁兼容技术的组织^[1]很多,各有关国际组织也纷纷成立。现简要介绍如下:

1 国际电工委员会(IEC)

IEC 主要是各国民间制造商组成的关于电气标准规范的国际组织,有 2 个标准化技术委员会:国际电磁兼容委员会(TC77),下设 3 个分会;国际无线电干扰特别委员会(CISPR),下设 7 个分会。另外,IEC 中还有几十个产品委员会关注电磁兼容问题,如 TC65(工业过程测量和控制技术委员会)制定了 IEC801《工业过程测量和控制装置的电磁兼容性》(即 IEC61000-4)。截止到 1997 年,IEC / TC77 已发布 27 个标准,其中 23 个是 IEC61000 系列标准。

2 国际无线电干扰特别委员会(CISPR)

CISPR 下设于国际电工委员会(IEC)。1934 年 6 月,CISPR 在巴黎召开了第一次会议,参加成员有:IEC、国际广播协会(UIR)、国际无线电通信咨询委员会(CCIR)、国际大电网会议(CIGRE)、国际铁路与电车协会(IURT)。

CISPR 成立后,首先在 EMI 准峰值检波测试方法、干扰限值标准与抑制技术上进行了长期的研究,在电子设备与电气设备相互之间如何处理电磁兼容与互不干扰方面取得了进展。CISPR 已经颁布、出版了 28 个标准。

3 第 5、第 6 研究组(ITU/T)

第 5 研究组定期召开会议,它的研究成果为 K 系列建议。到日前为止已经出版了 K1-K40,其内容涉及到过电压过电流保护、电信大楼的连接与接地、电信

设备电磁环境条件、电信安装中高频 EMC 抑制技术、通信局站的防雷、大型物理系统射频发射测试、人体电磁感应的安全限值、感应杂波等。

4 跨国电气电子工程师学会电磁兼容专业委员会(IEEE-EMC)

美国无线电工程师学会(IRE)于 1957 年成立了射频干扰专业学组, 1959 年召开了学术讨论会。同年射频干扰学组改名为电磁兼容专业学组并召开了首届电磁兼容学术讨论会。1963 年无线电工程师学会与美国电气工程师学会和美国电子工程师学会(AIEE)合并, 成立跨国电气电子工程师学会(IEEE), 在全世界发展会员。1964 年跨国电气电子工程师学会将无线电工程师学会的射频干扰学报改为跨国电气电子工程师学会电磁兼容学报。1978 年电磁兼容学组改为电磁兼容专业委员会。自 1959 年以来, 每年召开电磁兼容学术讨论会。该专业委员会创办电磁兼容学报, 其宗旨包括:

- a 维护技术标准;
- b 即时发表权威性文章;
- c 介绍学会所关心的各个领域的新发展。

专栏有 EMC 标准、测量技术、电缆与接地、屏蔽与滤波、设备电磁兼容、系统电磁兼容、天线与传播、频谱利用、电磁脉冲、雷电、辐射与危害、沃尔什函数等。

我国的电磁兼容标准制定机构是 1986 年成立的“全国无线电干扰标准化技术委员会”, 其前身是 1980 年成立的“全国无线电干扰联合工作组”, 1997 年国家技术监督局标准化司又组织成立了“电磁兼容标准化联合工作组”, 以统一组织、规划和协调 CISPR、IEC77、IEC 等国内各个组织的电磁兼容标准的制修订工作。2000 年 2 月该工作组更名为“全国电磁兼容标准化技术委员会”。日前, 全国无线电干扰标准化技术委员会已经制定了 44 项国家标准, 正在制定的标准有 11 项。

1.3 电磁兼容国内外发展现状

1.3.1 有关 EMC 发展的技术法规

在 EMC 技术法规上, 欧盟(15 国)1989 年率先制定了 89/336/EEC 指令^[4]“各会员国间电磁兼容产品有关法律的调和”, 此后又经过两次修改, 即 92/132/EMC 及 93/68/EMC。规定自 1996 年 1 月 1 日起电气和电子产品都必须符合 EMC 标准, 并加贴 CE 标志后才能在欧盟市场上销售, 违者将被责令从市场收回并重罚。此举在世界范围影响极大, 其他国家若不采取相应的措施无疑将形成新的国际贸易技术壁垒。

EMC 指令的基本要点有两个方面:

1) 电磁骚扰要求设备产生的骚扰不能超过某一电平, 在此电平下, 无线电、电信设备以及其它的设备, 都能按其本身的功能正常操作而不受影响。

2) 抗干扰性要求设备有适当的抗干扰性,即要求设备在其所处的电磁环境中能以其本身性能正常运行。

EMC 指令的主要对象是:家用声音和电视接收机、工业制造设备、移动无线电设备、移动收音机及商用无线电话设备、医疗及科学设备、信息技术设备、一般电器及家用电子设备、光源和荧光灯具、航空及航海用无线电设备、教育用电子设备、电信网络及仪器等。与此同时,也要求这些设备与系统具有适当的抗干扰性。

EMC 指令适用的范围包括:在欧共同体领域中出传或适用的产品以及欧共同体内生产的新产品或由第三国进口的新产品或二手货。产品类型包括所有的电子和电器产品,包括含有电子、电器零件的仪器、装备以及直接上市买卖的所有易于产生电磁干扰的影响的设备。因此,EMC 指令适用范围十分广阔。

EMC 指令涉及的国家包括 15 个欧共同体成员国和欧洲自由贸易联盟(EFTA)的瑞士、挪威、冰岛 3 个国家,共 18 个国家。向欧洲输出产品的美国、日本和我国也受其制约。美国联邦通讯委员会 FCC (Federal Communication Commission)颁布了一些有关 EMC 的法规,并进行这方面的管理。对于通讯发射机、接收机、电视机、计算机、各种医疗设备均有相应的法规要求,任何想出口到美国的这些设备必须取得 FCC 的某种形式的认可,否则就违反美国的法律。

严峻的形式加快了我国电磁兼容的理论研究,特别是 EMC 标准及认证工作,国家技术监督局 1996 年 2 月在北京召开了“电磁兼容标准与认证研讨会”,3 月在广州召开了“96 电磁兼容标准与认证研讨会”,11 月在上海召开了 EMC 认证专家咨询工作组会议,提出我国 EMC 认证的模式、程序和方案等初步设想。国家进出口检验检疫局和对外贸易经济合作部在 1998 年 12 月联合发布“关于对六种进口商品实施电磁兼容强检的通知”,决定自 1999 年 1 月 1 日起对个人计算机、显示器、打印机、开关电源、音响六种进口商品实施电磁兼容强制检测,这标志着我国已经开始对电气和电子产品实施电磁兼容检验。90 年代中期,国家环保局加强了电磁辐射环境的保护和管理,1997 年 3 月 25 日发布了第 18 号国家环保局令《电磁辐射环境保护管理办法》。近年来先后对北京电视塔、上海东方明珠电视塔和天津的天塔三座大功率电视发射塔进行了环境评审。1997 年 7 月开始了全国电磁辐射环境污染源调查。

在我国,对于电气产品的 EMC 质量控制与管理遵循《中华人民共和国标准化法》、《中华人民共和国产品质量法》、《中华人民共和国进出口产品检验法》、《建设项目环境保护管理办法》、《中华人民共和国进出口船舶登记法规》和《进口机电产品标准化管理办法》等有关法律和法规。

1.3.2 EMC 国内和国际标准

EMC 标准的制定与执行是 EMC 研究的重要内容。CISPR 出版物是 EMC 中最具影响力的国际标准，当前的 CISPR 出版物标号为 CISPR10~CISPR25。IEC 的标准也是国际标准，其著名的标准是 IEC61000。由于欧共体的 89/366/EEC 电磁兼容指令，使得欧共体的 EMC 标准地位得以提高，其编号前加以“EN”标志，实际上欧洲标准可以与 IEC 标准完全对应。

国际上的 EMC 标准体系见图 1.1 所示。基础标准不涉及具体产品，它就现象、环境、试验、测量方法、实验仪器和基本实验装置给出定义和描述。这类标准不给出指令性的限值，也不包括判定试品性能的直接判据。但基础标准是编制其他各级电磁兼容性标准的基础。

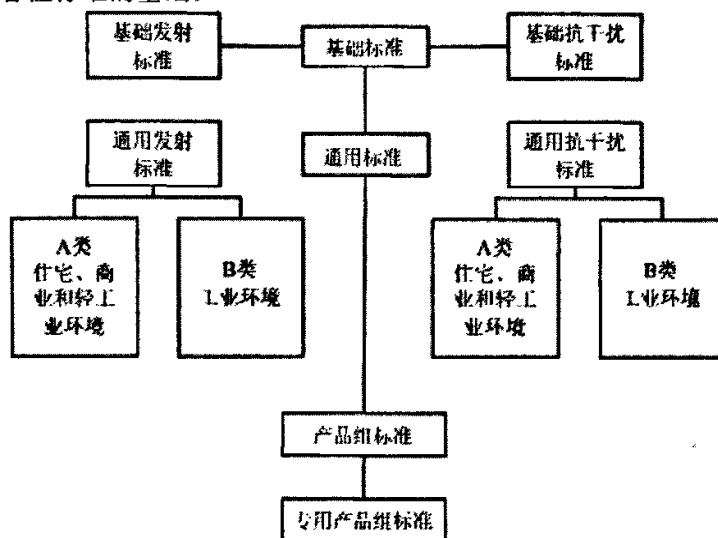


图 1.1 国际电磁兼容标准体系^[4]

通用标准对给定环境中的所有产品提出一系列最低的电磁兼容性要求。通用标准中所给定的实验环境、试验要求，可以成为产品族标准和专用产品标准编制的导则。同时对那些暂时还没有相应产品族(或专用产品)标准的产品，可使用通用标准来进行电磁兼容性试验。IEC61000-6-2/4 是 A 类所适用的环境；IEC61000-6-1/3 是 B 类所适用的环境。

产品族标准针对特定的产品类别，规定了对这些类别产品的电磁兼容性要求(包括电磁发射和抗扰度)及详细的测量方法。除 CISPR 和 IEC 制定的 EMC 标准外，还有一些国家制定的 EMC 标准，如美国军方 MIL-STD-460 标准，美国的 FCC 标准、德国的 VDE 标准、日本标准等等。这些标准也被其它国家不同级别的 EMC 认证所引用。

我国自 1983 年发布第一个 EMC 国家标准 GB3907-1983 以来，截止到 1999 年

8月底已发布了76个有关EMC的国家标准,其中强制执行29项。这些标准基本上源于CISPR的出版物和IEC的有关标准。也有引自美国军方标准和国际电信联盟标准,还有我国自行制定的EMC标准。

我国是IEC/TC77的P成员国。1994年为全面规划和推进EMC标准的制定和修订工作,促进国家电磁兼容技术进步和保护电磁环境,在全国无线电干扰委员会和国内TC77归纳工作基础上,及时成立了全国电磁兼容标准化联合工作组,全面规划以IEC61000系列为主的电磁兼容标准体系和具体目标。IEC61000系列标准的转化工作已经开始,1999年陆续制定出一批等同或等效采用IEC61000的国家标准且绝大部分为强制执行,以解决电气、电子设备制造部门和用户的急需,同时也为规范我国EMC认证体系提供了依据。

1.4 PCB 电磁辐射机理

1.4.1 简述

由于电磁兼容标准的实施,对电子产品的市场准入要求也苛刻起来。事实上,电子产品的电磁兼容设计已纳入产品的设计和规划当中。这样的电子产品有电视接收机、计算机、卫星广播接收机、手机等。像便携式计算机这样体积小、集成度高的产品就是一个典型的代表。由于电磁频谱覆盖范围宽,从几千赫兹到几十兆赫兹,对电磁兼容的控制并不那么容易。对电磁干扰的控制也比较复杂,从电源电路产生的传导干扰、PCB产生的电磁辐射到电磁环境对电子产品产生的干扰等无一不予以顾及。有几个因素不能不予以考虑:

- 1 电磁干扰对人体本身产生的有害作用。如手机对大脑的损害,至今还是一个未定之数。
- 2 电磁兼容设计与产品成本的控制之间存在的矛盾。
- 3 对电磁兼容的高投入与产品设计所得到的回报是否能成比例。
- 4 极其专业化的电磁兼容设计所需配套的专业人员数量是否足够。

从我国的现状来看,对商用电子产品的电磁兼容设计尚缺少足够的测量设备和设计软件。尤其是后者,与国外相比有很大的差距。目前,通常的做法是当产品的样品设计出来之后,电路本身的问题也解决了,在确定产品投产之前才发现样品达不到相关的电磁兼容标准,最后才找电磁兼容的专业人员解决这最后的问题。主要原因在于:

- 1 在产品的设计阶段没有配备电磁兼容方面的专业人员。
- 2 没有做产品的电磁兼容预分析与设计,因而无法控制产品的电磁兼容方面的指标。
- 3 没有电磁兼容设计与分析的手段。

4 电路设计人员缺乏足够的电磁兼容方面的知识。

事实上已经证明,如果要使产品在投放市场之前能够顺利地达到电磁兼容标准的要求,老一套的做法已经行不通,亡羊补羊的做法代价太大,是不可取也是无可奈何的做法。在产品的电磁兼容分析与设计中,PCB是极其重要的一个环节。如果PCB的问题被解决,产品的电磁兼容问题也就解决了大部分。因此,PCB的电磁兼容设计是整个产品的设计基础。

在PCB的预测与评估方面,国外的研究人员开展各种数值方法的研究和建立各种EMI的模型,商用公司应用研究人员的结果,利用计算机软件人员开发各种商用软件,同时设计对应的测试系统。EMCAN^[5]可以测量PCB板上的RF电流,它利用一个电流环探头阵列作近场测量,然后在计算机上对采集的数据进行处理,最后得到三维的图像。欧洲的EMC技术公司有一套EMC-scaruier设备,利用有关电压探头(实际是一个电偶极子天线)和一个红外探头,对PCB进行三维近场扫描,在计算机上对采集的数据进行处理,得到PCB的电磁辐射和热辐射的三维图像。

多种数值计算方法应用于PCB的EMI分析。应用MOM方法得到的NEC程序代码^[6]EMAP-2和3D-FEM是应用三维有限元方法分析来源于PCB上的电磁辐射而成的程序代码^{[7][8]}。一个专家系统软件^[9]由三个不同的程序代码组成,它们是分析模型代码、数值模型代码和EMC规则检查器,其中分析模型代码用于严格解的方法解决EMC工程师和电路设计人员所关心的问题,数值模型代码使用数值计算技术解决特定边界条件的Maxwell方程,EMC规则检查器搜索侵犯基本的EMC设计规则的一些特征设计。在高速PCB的设计方面,有SPICE仿真器和IBIS标准^[10]。FDTD方法是一种有效的技术和强大的工具,应用于各种实际EMC问题的全波分析,有效和准确地仿真于PCB的电磁干扰和辐射^{[11][12]}。频域有限元法应用于复杂的电子器件和系统的电磁干扰模型分析^[13]。IEMCADS利用人工智能的嵌入式专家系统分析EMC问题^[14]。另外,建立的各种EMCIEM模型就更多,商用的EMCIEMI分析软件也不少。所有的工作是建立在PCB的电磁模型和电磁数值计算的基础之上。

本文主要针对PCB的电磁辐射机理及其模型。虽然理论本身不属于电磁干扰控制的范畴,但是它是理解电磁兼容的基础,它能告诉我们应该这样做而不应该那样做,这对PCB的设计是大有益处的,应当引起我们对它的重视。事实上,电磁兼容的商用软件是在众多的理论基础上开发出来的。

1.4.2 PCB的特点

在PCB的设计过程中,我们的自由度在于以下几个方面:

- 1 PCB的层数。如果PCB的层数越多,对电磁兼容的设计要好办得多。

- 2 PCB 的布局。
- 3 PCB 的轨迹。
- 4 对元件、器件、IC、接插件和线缆等的选择。

但是,在 PCB 的设计过程中,我们很有可能对元器件和 IC 等本身的电磁模型的了解是一个盲区,这是电磁兼容最不易掌握的地方。做一个比喻,PCB 的轨迹是路,元器件和 IC 等是车站码头、村落和城镇等。对于路的问题,应用传输线理论、天线理论等其它电磁理论就可以解决。对于 IC 等电磁模型的盲区,有二个方法可以应用:

- 1 要求厂家提供标准的模型。这个并不困难,因为现在的 IC 的设计是通过软件设计的,厂家应该有仿真和实测的模型。
- 2 不考虑这个问题。在设计过程中,该有的外围元件通通加上:对于电磁兼容的分析简化许多,但我们心中比没有把握。

任何 PCB 都有一个电源模块,电源的 PCB 一般是与电路母板分开设计的,电源 PCB 引起的干扰主要是传导性的。

时钟电路产生的信号一般是周期性的方波,其频谱是分立的,以基频的整数倍数展开。其分立频率越高,能量越小。

振荡电路产生的信号一般是周期性的,有脉冲和连续波的,其频谱也是分立的。

数字信号一般是非周期性信号,其频谱是连续的,脉冲宽度越窄,频谱越宽。模拟信号一般是窄带的,其电路的频谱特性一般是已知的。

因此,对 PCB 的电磁辐射机理,一般应从二个方面入手:频域和时域。对短脉冲所产生的辐射而形成的宽带干扰多从时域入手,但是分析的难度相当于频域而言要大些。从电磁兼容的标准来看,在各个频率范围内来限定干扰电压或电流的峰值或均值。这是因为测量设备主要集中在频域测量。因此,解决电磁辐射干扰问题的一个关键点在于电磁辐射的频率、幅度等,来源于哪一个干扰源,再采取措施将干扰源产生的电磁辐射限定在一定范围之内。

1.4.3 EMI 与 EMC

电磁干扰信号可以是连续的信号,也可以是随机的脉冲瞬间信号,还可以是脉冲周期信号。形成电磁干扰一定具备以下三个基本要素:

- 1 干扰源,指产生的任何器件、设备或自然现象,如雷电、汽车点火系统、电路板上的高频时钟信号等都可能成为干扰源。
- 2 耦合途径,指电磁干扰能量传播通路或媒体。典型的电磁干扰耦合途径主要是导线上传导与空间辐射。

- 3 敏感设备,指被干扰对象。弱电信号中的放大器、A/D 变换器是敏感元件。数字电路中的高速时钟线、控制线和地址数据线等是敏感器件,也对其它器件产生干扰。

当干扰源发射干扰信号并被接受者接受时,就产生了电磁干扰问题,这是辐射问题。还有一种干扰信号通过电源线、地线传导到受害者处而产生干扰,这是传导干扰。电磁兼容与电磁干扰密切相关。如果一个系统既不是干扰源,也不是受害者,这就是理想状态。此系统称之为是电磁兼容的。在系统设计时,应充分考虑电磁兼容要求,并在设计中满足其要求,不要在设计完成后再采取电磁兼容的补救措施。

使电子产品的 EMC 达标,提高其抗干扰能力,与产品的设计、制造工艺有很大的关系。对于噪声的产生、传播与吸收在理论上有很好的研究,计算机仿真程序可以从芯片级、PCB 级到系统级能够进行精度相当高的理论计算与仿真。目前国内,电子产品和 PCB 的设计主要是以经验为主,因为对于 EMC 的全方位资金投入是相当大的,同时也需要专门的 EMC 设计师和工程师。

增强电磁兼容一般有二个途径:增强抗干扰能力和降低干扰辐射。恰当地设计系统和适当地采取屏蔽技术,既可以抑制传导干扰,也可以抑制辐射干扰。通过设计和屏蔽的加固措施,可以降低系统对干扰的敏感性,为了保持系统的电磁兼容性,应根据电磁干扰的特性和抗干扰的要求,恰当地选择合适的元件、器件和工作电路,并精心设计 PCB 的布线和元器件布局,以增强电磁兼容性。

当电路中开关进行动作时,系统内的数字电路可以产生传导电磁干扰,干扰噪声与电流的变化速率有关。系统内的干扰噪声的传播,也可能是二个电路之间的电容、电感耦合,或是一个电路产生的电磁辐射被另一个电路所接受。系统内部的电磁干扰传播是一个复杂的问题,PCB 的设计是一个重要因素,其设计的过程是相当繁杂的,往往需要借助于 EMC 的仿真工具才能很好的完成。

在设计 PCB 的过程中,需要遵循一些基本的 EMC 规则。在 PCB 的布线和布局方面,这些规则有:

- 1 PCB 应是多层结构的母板,数字信号电路层被电源多元化接地层所隔离。电源层和接地层的铜量为 1 盎司(典型值),若达不到典型值,至少也不得少于 0.5 盎司。
- 2 PCB 上模拟电路和数字电路应各自有不同的空间布局。这种分区设计应确保阻止数字电路的镜像电流不流入 A/D 变换器中的模拟区域内。
- 3 PCB 的空间布局,应使所有布线在其运行方向上有一个连续的平面,或电源平面。
- 4 任何中断接地平面或者分开模拟电路和数字电路的接地平面,在 A/D 变换器的数字电路和模拟电路之间应设计一个足够宽的短路带,在其

布线的运行方向上靠近布线的地平面和电源平面。

- 5 所有接地平面和电源平面应连续不断地延伸到电路板(包括母板)的连接插头区域内,并且交织运行,不能间断,以确保连接器区域内各连接点之间的电路板上布线也能方便地与地平面或电源平面而相连接。
- 6 不论是模拟电路还是数字电路都应充分地接地以减少电路环路的有效面积。
- 7 所有元件与连接器都应安装在接地平面内,即接地平面应保持环绕每一个焊点和过孔的全部周长。
- 8 利用交叉布线技术使电路板接地平面延伸到连接器区域内,信号电路和地线迂回通过连接器区域。
- 9 在印刷板连接器插头附近(1英寸之内)有高速器件(上升时间小于1ns)频率大于等于10MHz时,应就近安装一个附近屏蔽装置来阻止器件和引线之间的耦合,这个屏蔽装置是垂直的金属片并应在焊点上与地平面连接。这个屏蔽装置应覆盖全部连接器插头,屏蔽装置应充分接地,接地焊点(包括穿孔)间距小于等于1英寸。
- 10 表面贴装器件,包括焊点小于1英寸的连接器,焊点应错开排列以确保等于平面和接地平面在围绕所有焊点和过孔的整个范围内是连续的。
- 11 所有印刷板上的时钟信号布线与印刷板上的电源平面和地平面的边界距离为0.005英寸。
- 12 所有印刷板上的时钟信号布线应在二个地平面或电源平面之间夹层处(参考微带线),或者是紧挨着地/电源平面(微带)。
- 13 小型表面贴装器件时钟布线应直接运行于从微处理振荡器到微处理芯片的上部(即不通过过孔连接)。所谓小型是指边长小于/等于 $\lambda/40$ 的时钟带宽。例如,上升时间为1.5ns,带宽为 $1/\pi\tau_r = 200\text{MHz}$,200MHz时 $\lambda/4$ 为3.8cm或者是1.5英寸。时钟引线长于 $\lambda/4$ 的临界时,应以微带线形式布线在地与电源的夹层内。
- 14 时钟扇出应采取菊链式或并联布线,不应采用粗短型(stub-type)布线。
- 15 在菊链式时钟信号布线时,最好避免较长的直线条,并与接受时钟信号的器件就近安置,以减少任何规定方向上规定的时钟信号电路布线的长度。
- 16 当二路传播延迟时间小于信号/时钟上升时间时,短路线布线短路终端可以不接元件。
- 17 当二路传播延迟时间超过时钟信号上升时间时,时钟信号电路可以采用电阻、R-C或二极管为终端。振荡阻抗可以是短带特征阻抗的2倍。

- 18 通过布线之间的空间分离来达到数字电路布线之间的窜扰控制, 时钟信号电路布线, 其边对边的距离(S)至少为布线高度(H)的 3 倍, 即 $S/H \geq 3$; 数据电路布线, 其 $S/H \geq 1$ 。保护带不推荐数字窜扰控制。
- 19 所有高速器件应安置在距离连接器至少 1 英寸的位置, 以减少器件与连接器插头之间的直接耦合。
- 20 为了减少由于阻抗改变而引起的反射噪声, 所有长于 1.5 英寸的高速数字电路布线应避免交叉避免通过过孔, 避免传输中布线宽度发生变化。
- 21 当电路板上布线需要转弯时, 应选择: a 向二个方向各转 45 度角; b 向一个方向圆滑地转 90 度; c 向引线外侧转圆滑斜角。

1.5 论文的主要工作

电磁兼容是一门新兴的跨学科的综合应用学科, 研究内容广泛, 要解决的问题十分复杂。研究电磁兼容的目的在于为电气电子设备的正常工作运行创造一个较好的电磁环境, 限制其电磁骚扰, 提高其抗干扰水平, 并最终落实到设计、生产符合电磁兼容要求的产品上。因此, 电磁兼容应贯穿于产品的开发、设计、生产的各个环节。在这些环节中都离不开电磁兼容的相关知识、专家经验的支持和电磁兼容法规、标准的约束。加之, 当前家电行业亟待解决家用电器的电磁兼容性问题, 电磁兼容知识也亟待普及。因此把电磁兼容的相关知识、专家经验、法规、标准等进行信息集成化和知识化, 在产品前仿真阶段确定电子产品印制电路板的电磁辐射特性就显得十分重要。

本论文围绕等效磁流法计算高速数字印制电路中的电磁辐射, 主要进行以下几方面的研究工作:

- 1 通过学习电磁兼容的各类法规、标准、书本知识和专家经验等, 对这些知识源的知识进行认识、理解、选择、抽取、汇集、分类和组织, 进一步理解电磁兼容在现代高速数字印制电路板设计中的重要意义。

- 2 在上述的基础上分析了基本电子元件电容和电感的高频特性, 提出了钽电容的 SPICE 等效电路模型, 同时应用 Monte Carlo 法建成了陶瓷电容和钽电容的 SPICE 模型库, 将公司现有的电源完整性仿真流程大大简化, 同时开拓了时域的电源完整性仿真业务。

- 3 在做了前面基本工作的基础上, 本文继续做了高速数字印制电路中电源地平面的电磁辐射方面的工作, 相对于采用三维场求解器法, 本文采用的等效磁流法结合电源完整性分析, 极大的提高了分析问题的效率。

第二章 电容的高频特性及其 SPICE 电路模型

2.1 电容的高频特性

在射频电路设计中，片状电容广泛应用于调谐滤波器、匹配网络以及有源器件例如晶体管的偏置电路中。因此，了解电容的高频特性就变得十分重要。在基本电路分析中，对平板尺寸远大于板间距离的平行板电容器的是这样定义的。

$$C = \frac{\epsilon A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2-1)$$

这里 A 是平板面积， d 是两板间距离。理想情况下，两板之间没有直流电流。然而，在高频情况下，介质成为有耗介质（例如有传导电流流过）。此时，电容的阻抗必须包括电导和电纳部分。

$$Z = \frac{1}{G_e + j\omega C} \quad (2-2)$$

在上式中，直流电导

$$G_e = \frac{\sigma_{del} A}{d} \quad (2-3)$$

其中， σ_{del} 是介质的电导率。介质的损耗正切角

$$\tan \Delta_s = \frac{\omega \epsilon}{\sigma_{del}} \quad (2-4)$$

代入到 G_e 式中得到

$$G_e = \frac{\sigma_{del} A}{d} = \frac{\omega \epsilon A}{d \tan \Delta_s} = \frac{\omega C}{\tan \Delta_s} \quad (2-5)$$

表 2.1 是几种介质的损耗正切角^[15]。

表 2.1 几种介质材料的损耗正切角

Material	Loss Tangent			
	f=1kHz	f=1MHz	f=100MHz	f=3GHz
Aluminum oxide	0.00057	0.00033	0.0003	0.001
Barium titanate	0.00044	0.0002		0.0023
Porcelain	0.0140	0.0075	0.0078	
Silicon dioxide	0.00075	0.0001	0.0002	0.00006
Araldite CN-501	0.0024	0.0190	0.0340	0.00270
Epoxy resin	0.0038	0.0142	0.0264	0.0210

RN-48				
Foamed polystyrene	<0.0002	<0.0001	<0.0002	0.0001
Bakelite BM120	0.0220	0.0280	0.0380	0.0438
Polyethylene	<0.0002	<0.0002	0.0002	0.00031
Polystyrene	<0.00005	<0.00007	<0.0001	0.00033
Teflon	<0.0003	<0.0002	<0.0002	0.00015
Sodium chloride	<0.0001	<0.0002		<0.0005
Water(distilled)		0.0400	0.0050	0.1570

一个算例，计算一个 47pF 电容的高频阻抗。电容介质为 AL_2O_3 （损耗正切角 $\tan \Delta_s = 10^{-4}$ ，假设不随频率变化）。

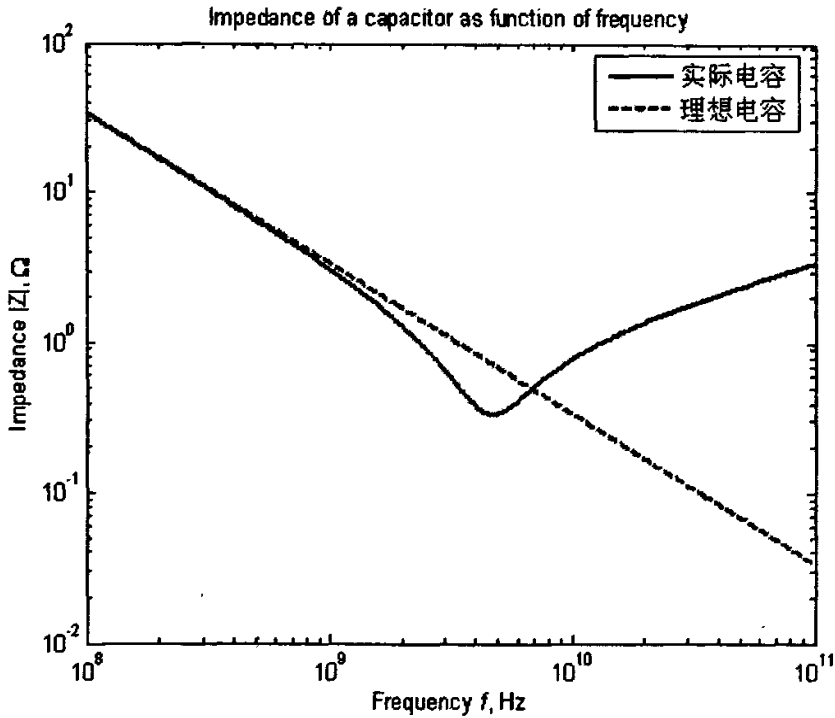


图 2.1 实际电容和理想电容随频率变化曲线

2.2 Monte Carlo 法在提取电容的 SPICE 模型应用

基于电容 S 参数模型的电源完整性（Power Integrity）仿真流程存在诸多弊端，例如仿真过程需要手动修改网表，无法同时完成时域的仿真。在此背景下，开展了电容的 SPICE 等效电路模型的转化工作。这里采用的 Monte Carlo 法。

Monte Carlo 法不同于确定性数值方法，它是用来解决数学和物理问题的非确定性的（概率统计的或随机的）数值方法。Monte Carlo 方法（MCM），也称为统计试验方法，是理论物理学两大主要学科的合并：即随机过程的概率统计理论（用于处理布朗运动或随机游动实验）和位势理论，主要是研究均匀介质的稳定状态。它是用一系列随机数来近似解决问题的一种方法，是通过寻找一个概率统计的相似体并用实验取样过程来获得该相似体的近似解的处理数学问题的一种手段。运用该近似方法所获得的问题的解从某种意义上说更接近于物理实验结果，而不是经典数值计算结果。普遍认为我们当前所应用的 MC 技术，其发展约可追溯至 1944 年，尽管在早些时候仍有许多未解决的实例。MCM 的发展归功于核武器早期工作期间 Los Alamos（美国国家实验室中子散射研究中心）的一批科学家。Los Alamos 小组的基础工作刺激了一次巨大的学科文化的迸发，并鼓励了 MCM 在各种问题中的应用。“Monte Carlo”的名称取自于 Monaco（摩纳哥）内以赌博娱乐而著名的一座城市。

Monte Carlo 方法的应用有两种途径：仿真和取样。仿真是指提供实际随机现象的数学上的模仿的方法。一个典型的例子就是对中子进入反应堆屏障的运动进行仿真，用随机游动来模仿中子的锯齿形路径。取样是指通过研究少量的随机的子集来演绎大量元素的特性的方法。例如，在样品上的平均值可以通过间歇性随机选取的有限个数的点的平均值来进行估计。这就是数值积分的 Monte Carlo 方法。MCM 已被成功地用于求解微分方程和积分方程，求解本征值，矩阵转置，以及尤其用于计算多重积分。

任何本质上属随机组员的过程或系统的仿真都需要一种产生或获得随机数的方法。这种仿真的例子在中子随机碰撞，数值统计，队列模型，战略游戏，以及其它竞赛活动中都会出现。Monte Carlo 计算方法需要有可得的、服从特定概率分布的、随机选取的数值序列。

2.2.1 陶瓷电容及其等效 SPICE 模型

2.2.1.1 陶瓷电容模型的建立

陶瓷电容的模型这里采用的是 Larry D Smith 和 David Hockanson 于 2001 年提出的模型^[16]，此模型是根据陶瓷电容的实际物理结构图 2.2 提出的。

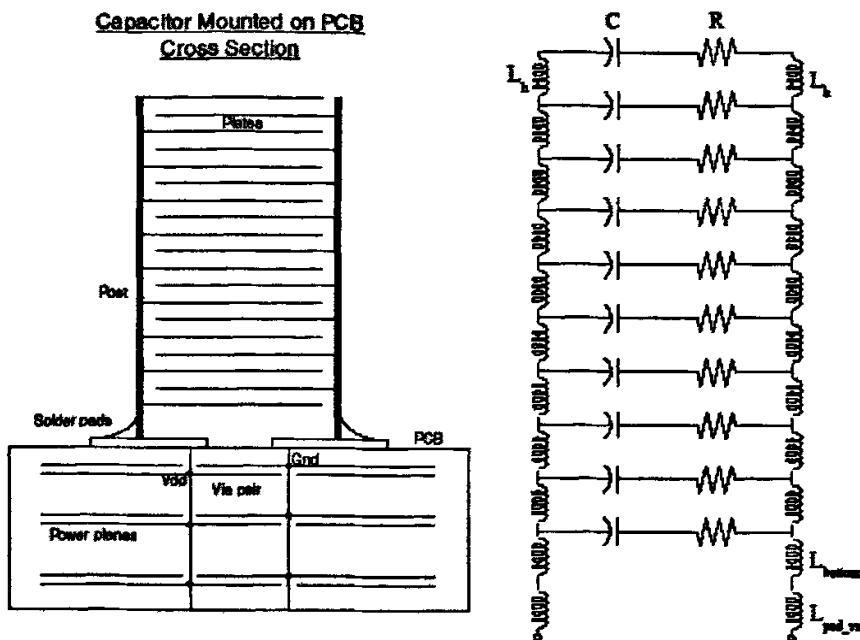


图2.2 加载在PCB上的陶瓷电容及其SPICE分布电路模型

在这个模型中有五个参数需要确定

$$C, R, L_{bottom}, L_{pad_via} \quad (2-6)$$

实际上，只需要确定四个参数， L_{bottom}, L_{pad_via} 可以合并成一个参数 L_{base} （经验值）。这样通过 Monte Carlo 法求得四个参数的值即可完全确定分布电路模型。

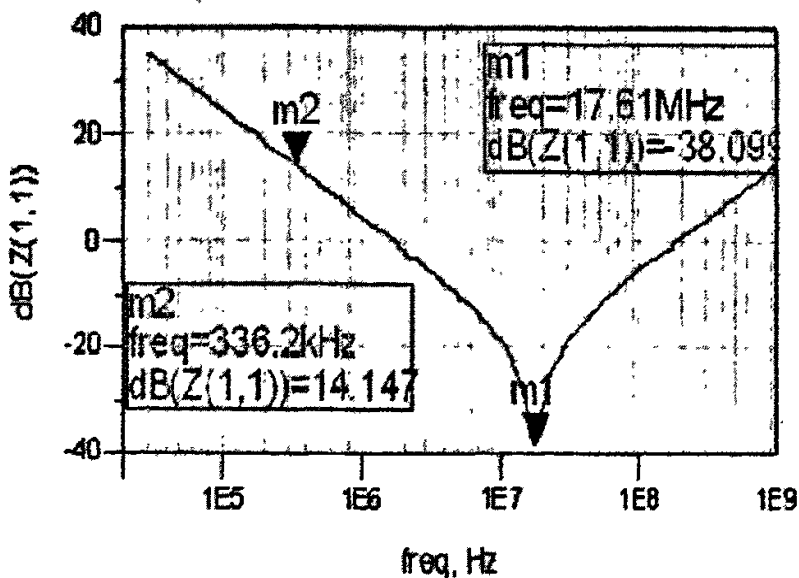


图2.3 陶瓷电容的测试曲线

由图 2.3 可以看出, 电容在高频下存在一个谐振频率 f_{\min}

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL \cdot Cap}} \quad (2-7)$$

其中 ESL 是电容的等效串联电感, 发生谐振时的阻抗即为电容的串联电阻 ESR。在曲线下落的容性区域取一点 m_2 可以通过下式确定电容的容值。

$$Cap = \frac{1}{2\pi f |Z|} \quad (2-8)$$

2.2.1.2 Monte Carlo 法优化

由于参数可能取点比较多, 采用遍历的优化方法可能产生巨大的计算量。例如, 本例中我们有四个参数需要确定, 假设每个参数遍历 10000 个点, 这样总的计算次数将达到 $10000^4 = 10^{16}$, 如果参数更多的话, 其计算量将呈现幂级数增长! 计算机无法在短时间内逐个枚举计算出最优解。为了提高优化效率, 本文采用 Monte Carlo 法。这种方法通过在可行解集中抽样 N 个点进行求解最优值。这样可以减少计算量, 再加上我们采取的动态调节取值区间的措施, 可以保证整个程序的优化效率。

初始值根据 Larry 提出的经验攻势来确定

$$L_h = 2.5(ESL - L_{base})/2n \quad (2-9)$$

$$C = Cap/n \quad (2-10)$$

$$R = ESR/n \quad (2-11)$$

2.2.1.3 陶瓷电容的优化结果验证

将优化的结果应用编写的程序中, 模型优化结果的曲线和施测曲线做了对比:

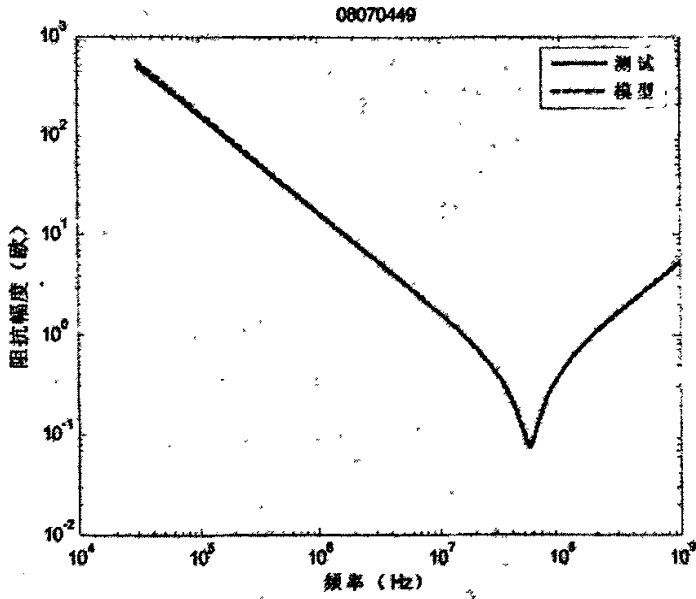


图 2.4 电容编号为 08070449 的模型仿真曲线与测试曲线

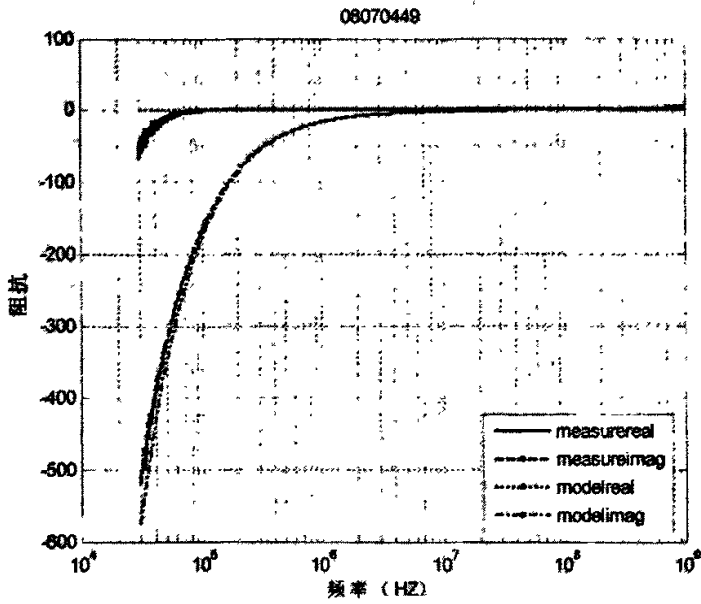


图 2.5 电容编号08070449的模型和实测实虚部曲线

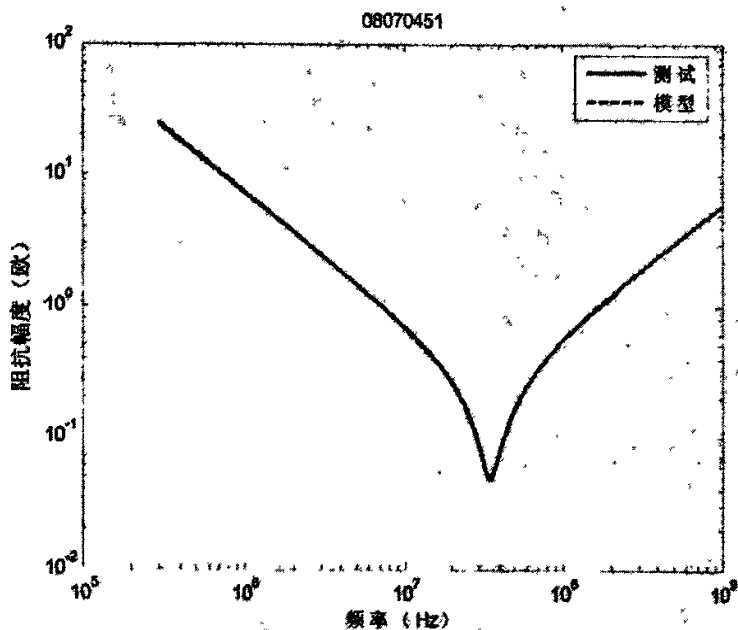


图 2.6 电容编号 08070451 的模型仿真曲线和测试曲线

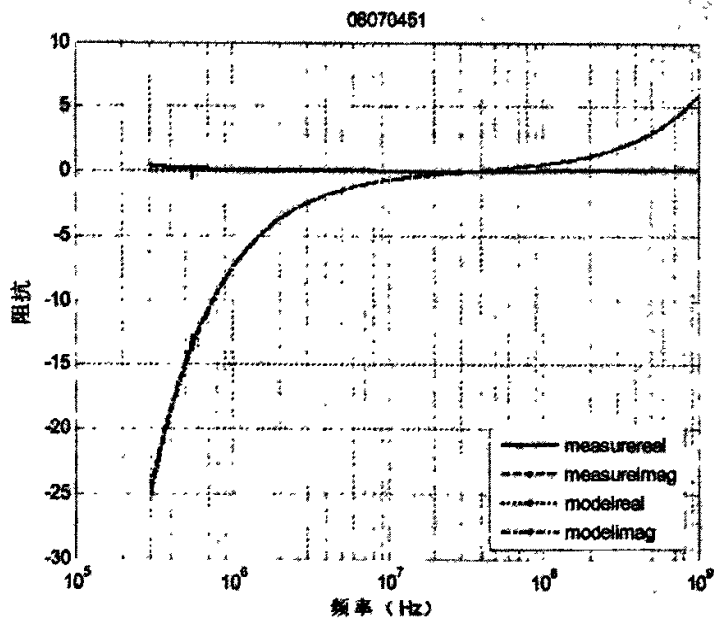


图 2.7 电容编号 08070451 的模型和实测实虚部曲线

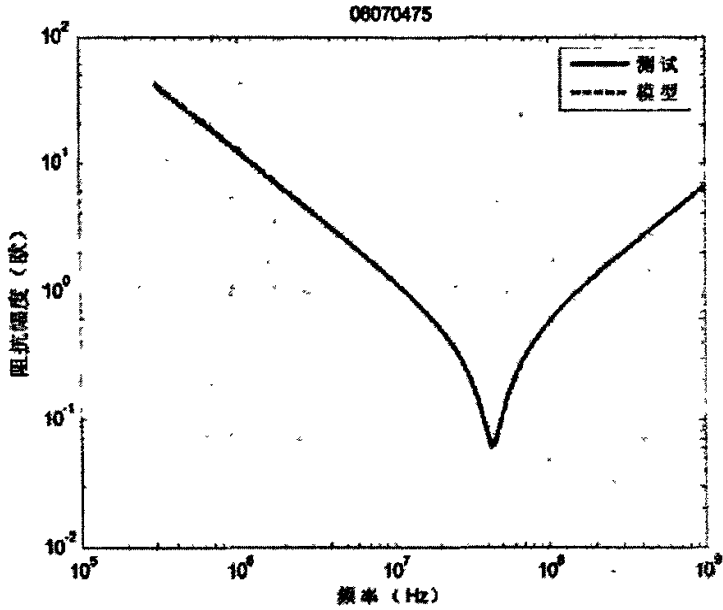


图2.8 电容编号08070475的模型仿真曲线和测试曲线

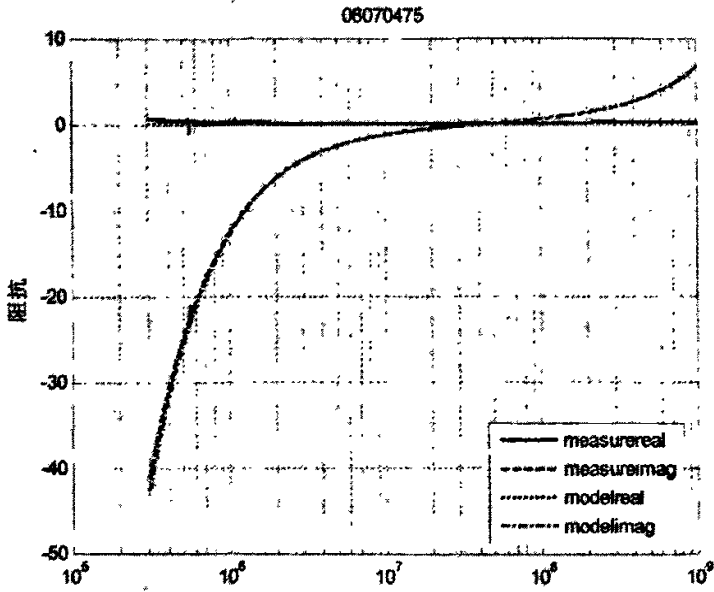


图2.9 电容编号08070475的模型和实测实虚部曲线

由图中可以看出陶瓷电容的模型仿真结果与实测曲线吻合较好。但是再低频端两者偏差相对较大，这个可以从测试模型来解释：

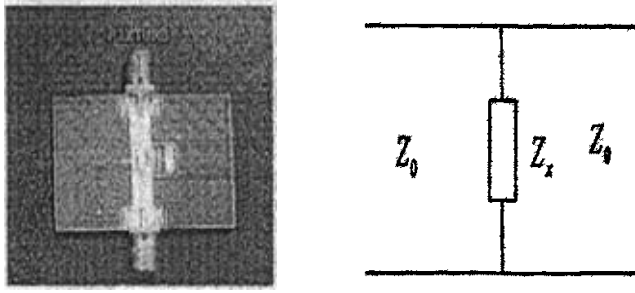


图2.10 试夹具及其等效电路

测试采用的 S_{21} ，由等效电路可知其归一化 Z 矩阵为

$$a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Z_0}{Z_x} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

根据其归一化矩阵和 S 参数矩阵之间的转化关系可知

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \frac{Z_0}{Z_x}} = \frac{2Z_x}{2Z_x + Z_0} = \frac{Z_x}{Z_x + \frac{Z_0}{2}} \quad (2-13)$$

当 $Z_x \ll Z_0$ 时

$$S_{21} = \frac{Z_x}{Z_x + \frac{Z_0}{2}} \approx \frac{Z_x}{\frac{Z_0}{2}} \quad (2-14)$$

一般地， $Z_0 = 50$ 欧， S_{21} 以 dB 为单位，于是

$$S_{21} = 20 \log_{10} \left(\frac{Z_x}{25} \right) \Rightarrow Z_x = 25 \times 10^{\frac{|S_{21}|}{20}} \quad (2-15)$$

当频率比较低时， $Z_x = \frac{1}{j\omega C}$ 变得非常大，可能不能满足 $Z_x \ll Z_0$ ，这时上述攻势的精度就变差，图中低频时的曲线并不能完全吻合的情况，实际上我们考虑到这些电容的工作频段。低频的差别可以忽略。

2.2.2 钽电容及其等效 SPICE 模型

2.2.2.1 钽电容模型的建立

相对于陶瓷电容，目前钽电容还没有准确的 SPICE 等效电路。AVX 公司曾经提出了如下的模型：

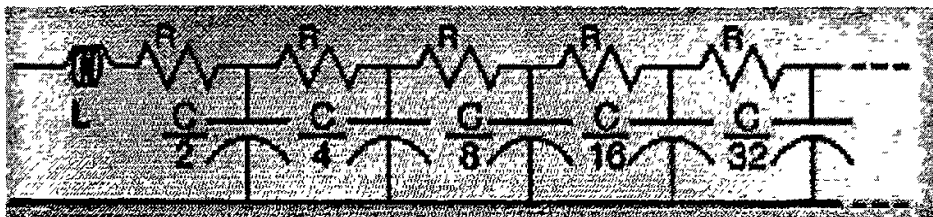


图2.11 AVX的钽电容的SPICE等效电路模型

但是此模型再低频段并不能很好的收敛。为了解决这个问题，同时也是受了前面陶瓷电容库转换工作的启发，采取了增加模型自由度的方法，即允许各级参数独立变化。如图 2.12 所示。实际优化的模型 5 级梯形支路。这样总的待确定的参数个数是 16 个。由于参数比较多，我们还是采用 Monte Carlo 方法对选定的模型进行优化。

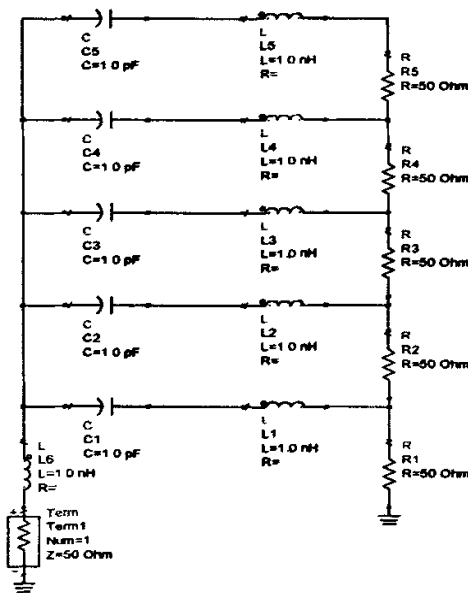


图2.12 本文选定的钽电容的模型

2.2.2.2 钽电容优化结果验证

由于采用的模型较之陶瓷电容模型相对复杂，在应用 Monte Carlo 法进行优化时加大了 16 个参数取样点的次数，从原来的 100 次加大到 256 次以提高模型参数收敛性能。并将优化后模型的输入阻抗于测试数据转化的输入阻抗做了对比，结果如图 2.13—图 2.18 图所示：

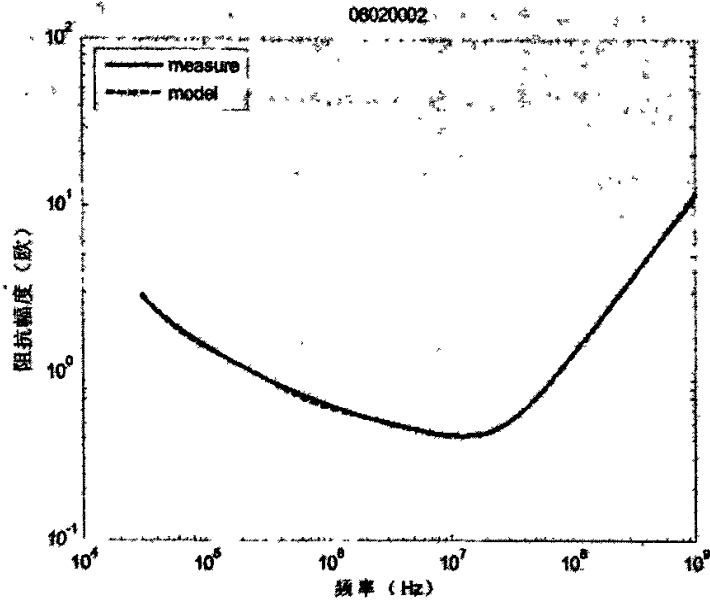


图2.13 电容编号08020002的模型仿真曲线和测试曲线

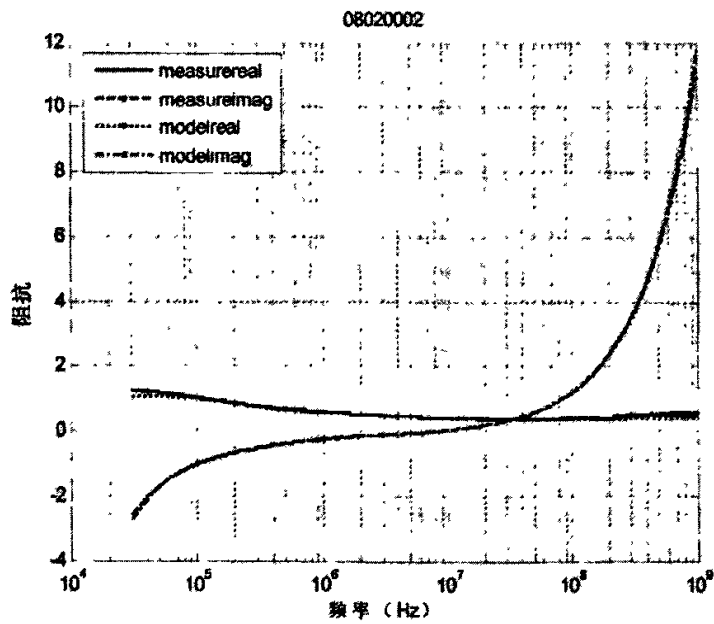


图2.14 电容编号08020002的模型和实测实虚部曲线

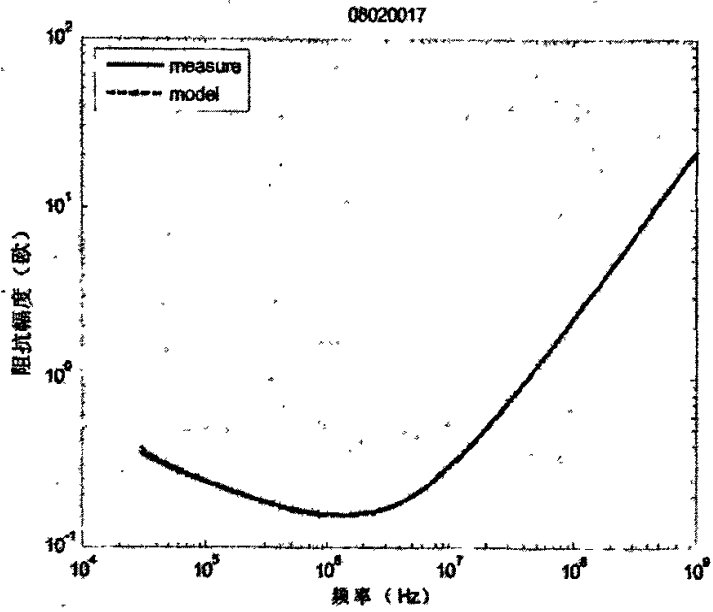


图2.15 电容编号08020017的模型仿真曲线和测试曲线

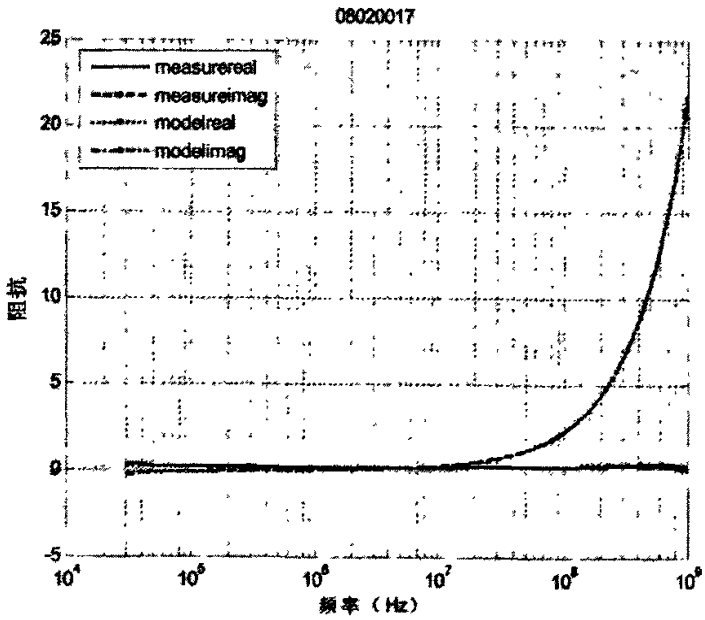


图2.16 电容编号08020017的模型和实测实虚部曲线

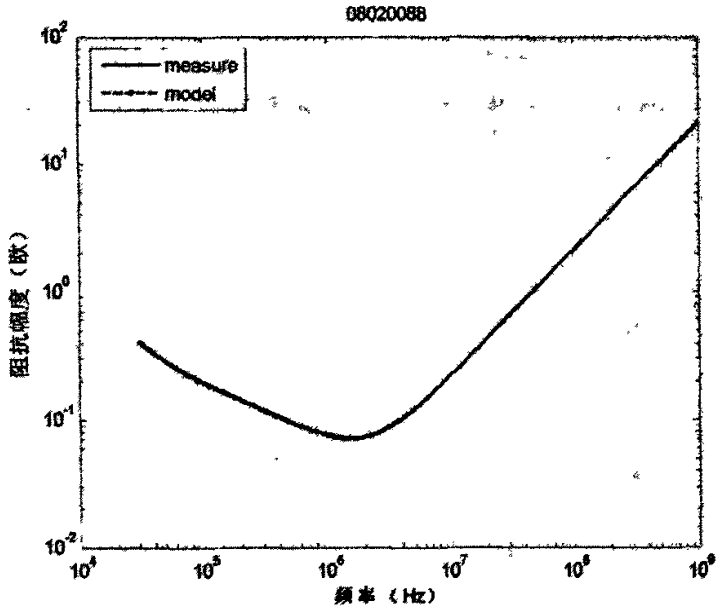


图2.17 电容编号08020017的模型仿真曲线和测试曲线

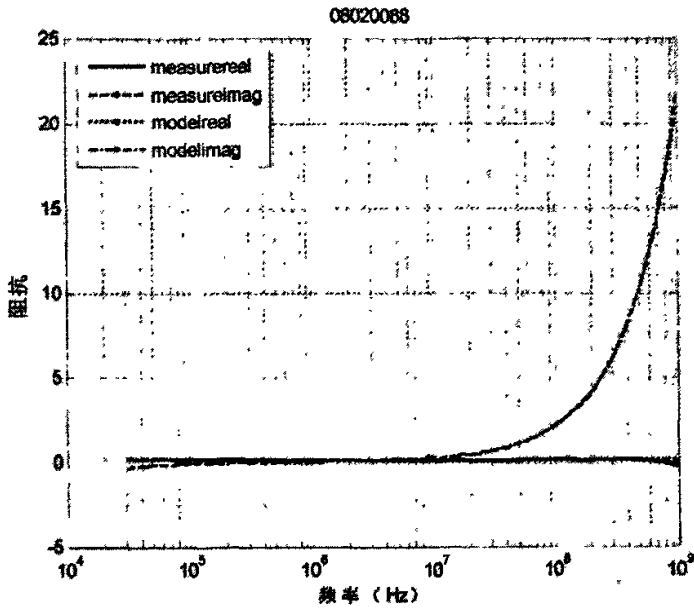


图2.18 电容编号08020017的模型和实测实虚部曲线

由图 2.13—图 2.18 可以看出，本文提出的模型在整个测试频段内都能与实测曲线取得一致。这也说明此模型在表征实际钽电容的频率响应具有相当的准确性。应用此电容的 SPICE 模型库，对几个产品的电源完整性仿真，结果如图 2.19—图 2.20 所示：

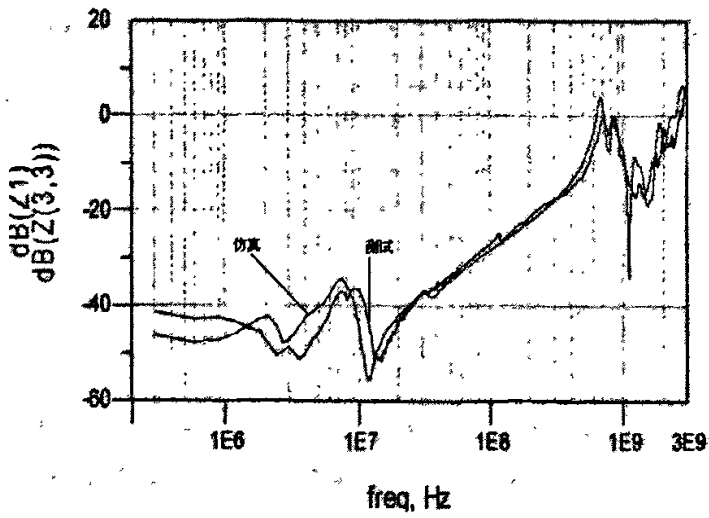


图2.19 某产品A的电源纹波测试与仿真曲线

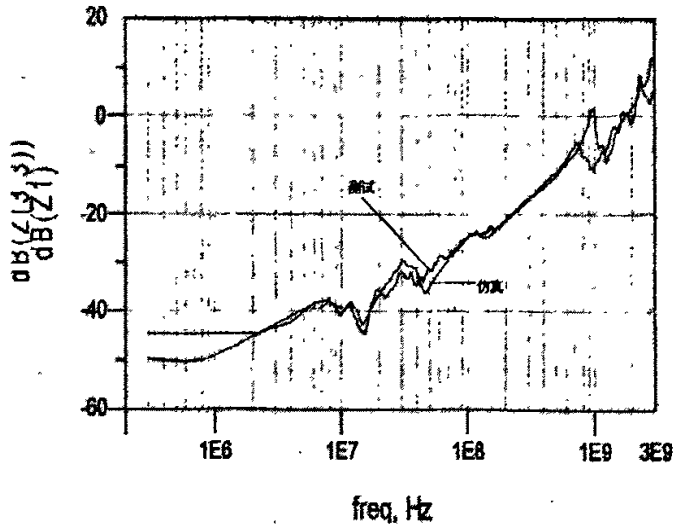


图2.20 某产品B的电源纹波测试与仿真曲线

2.3 本章结论

通过上面的分析可以看出通过 Monte Carlo 法优化生成的电容的 SPICE 电路模型时切实可行，并且由相当的有效性。已经建成的基于 SPICE 模型的电容库将 PI 仿真所需的时间大大缩减，并使得同时结合时域的仿真成为可能，提高了工作效率。

第三章 传输线理论和电基本振子的辐射场

3.1 一维传输线理论

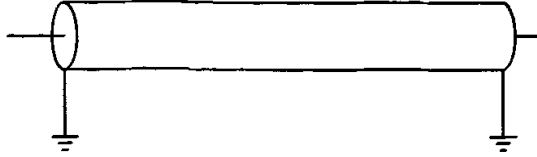


图3.1 传输线示意图

图 3.1 是一根同轴线传输线的示意图，单线传输线还有很多其它形式，包括微带线、带状线以及双绞线等等。在这些传输线中，电压与电流均满足如下等式：

$$\begin{cases} v(z,t) = [Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z}]e^{j\omega t} \\ i(z,t) = \frac{1}{Z_0} [Ae^{-\gamma z} - Be^{\gamma z}]e^{j\omega t} \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 Z_0 为传输线特性阻抗， γ 为传输线传播常数。

注：在某些参考书中使用 $e^{-j\omega t}$ 作为时间因子，公式 (3-1) 要做相应改变。

3.1.1 RLGC 和 Z_0 、Gamma 之间的关系

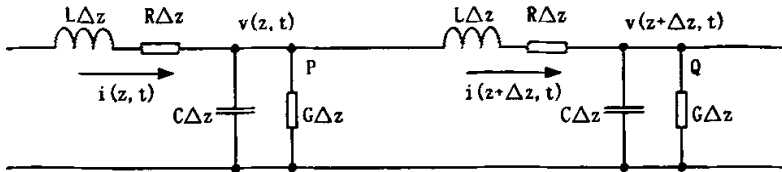


图3.2 传输线RLGC模型

在图 3.2 中， R 、 L 、 G 、 C 分别是传输线的单位长度电阻、单位长度电感、单位长度电导以及单位长度电容。根据基尔霍夫电流定律，在 P 点有：

$$i(z,t) = i(z + \Delta z, t) + C\Delta z \cdot \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} + G\Delta z \cdot v(z,t) \quad (3-2)$$

令 $\Delta z \rightarrow dz$ ，并将时间因子 $e^{j\omega t}$ 约去，上式可化简为：

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(j\omega C + G) \cdot V(z) \quad (3-3)$$

同理可得：

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(j\omega L + R) \cdot I(z) \quad (3-4)$$

联立公式 (3-3) 和公式 (3-4)，即得到频域的传输线方程：

$$\begin{cases} \frac{dI(z)}{dz} = -(j\omega C + G) \cdot V(z) \\ \frac{dV(z)}{dz} = -(j\omega L + R) \cdot I(z) \end{cases} \quad (3-5)$$

传输线方程的解为如下形式:

$$\begin{cases} V(z) = Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z} \\ I(z) = \frac{1}{Z_0} (Ae^{-\gamma z} - Be^{\gamma z}) \end{cases} \quad (3-6)$$

$$\begin{cases} \gamma = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} \\ Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}} \end{cases} \quad (3-7)$$

3.1.2 如何求解传输线方程

在公式 (3-6) 中, 传输线的解的表达式有两个未知数, 而单线传输线的两端分别有两个边界条件, 将公式 (3-6) 的两个表达式代入边界条件, 则得到两个方程和两个未知数, 求解即可。

注: 任何解析算法都是由方程和边界条件组成, 传输线方程也属于此列。

3.1.3 传输线的匹配

所谓传输线的匹配是指无反射波, 即, 在传输线的解的表达式公式 (3-8) 中, 要求 $B=0$ 。

设传输线终端所接阻抗为 Z_L , 则在传输线终端, 电压与电流有如下关系:

$$\frac{V(l)}{I(l)} = \frac{Ae^{-\gamma l} + Be^{\gamma l}}{\frac{1}{Z_0}(Ae^{-\gamma l} - Be^{\gamma l})} = Z_L \quad (3-9)$$

化简可得:

$$Z_L(Ae^{-\gamma l} - Be^{\gamma l}) = Z_0(Ae^{-\gamma l} + Be^{\gamma l}) \quad (3-10)$$

令 $B=0$, 可得 $Z_L=Z_0$, 即通常所说的匹配条件。

3.1.4 多段传输线级连

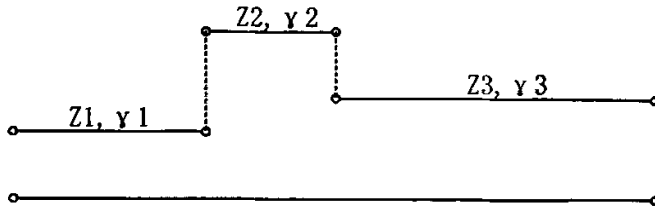


图3.3 多段传输线级连

对于多段传输线级联的情况，分别对每段传输线建立方程，在连接处设定边界条件，联立各个方程求解即可。

3.1.5 负载对传输线的影响

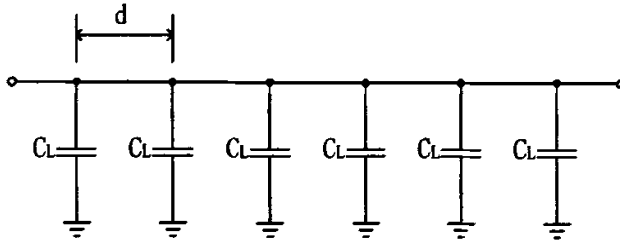


图3.4 负载对传输线的影响

如图 3.4 所示，在传输线上等间距的加负载 C_L ，间距为 d 。则传输线的各参数有如下变化：

$$\begin{cases} Z_0' = \sqrt{\frac{L}{C + C_L/d}} \\ \gamma' = \sqrt{L(C + C_L/d)} \end{cases} \quad (3-11)$$

从公式 (3-11) 中可以看出，由于负载的作用，导致传输线特性阻抗减小，同时信号传输速率降低。

3.2 二维传输线

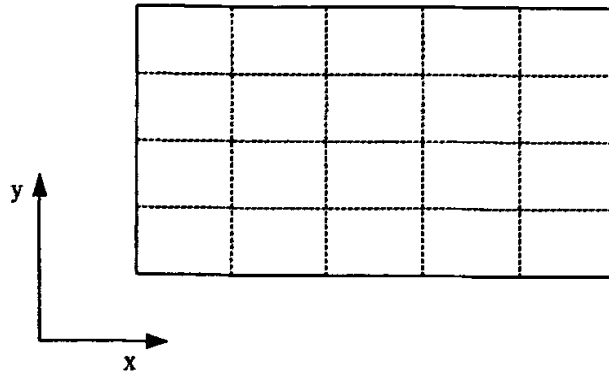


图3.5 网格化电源地平面

如图 3.5 所示，电源地平面被划分为相同大小的 $M \times N$ 网格^[17]，每个网格的大小为 $\Delta x * \Delta y$ ，同时设电源地平面间距为 d 。其等效二维传输线模型如下：

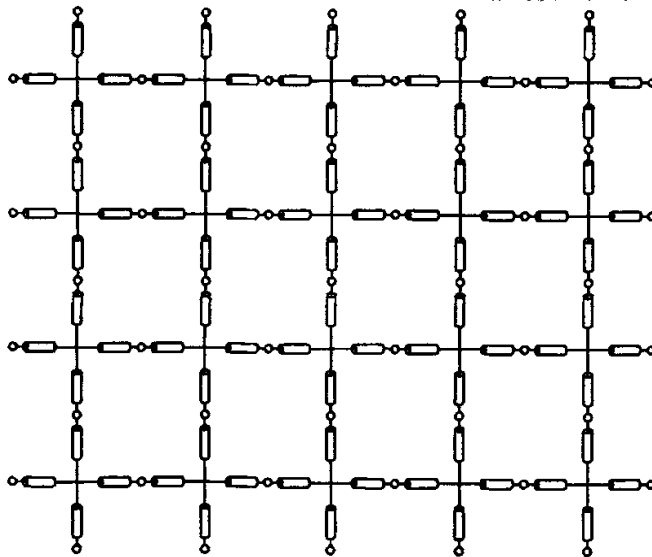


图3.6 平面的二维传输线模型

3.2.1 网格模型

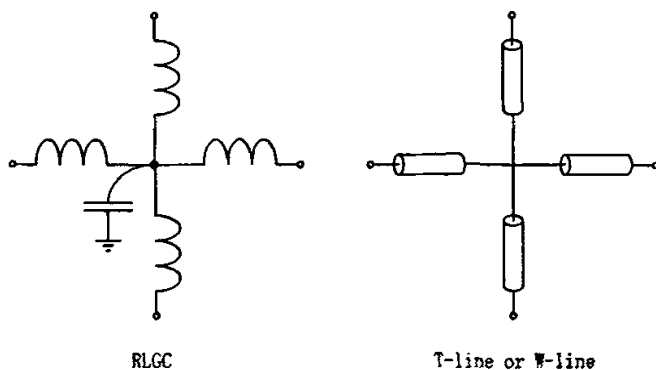


图3.7 常用网格模型

图 3.7 是常用的两种二维传输线网格模型，这里以第二种为例说明各个参数的计算方法，在 SQPI 中所使用的即为该种模型。设一个网络的参数和模型如下图：

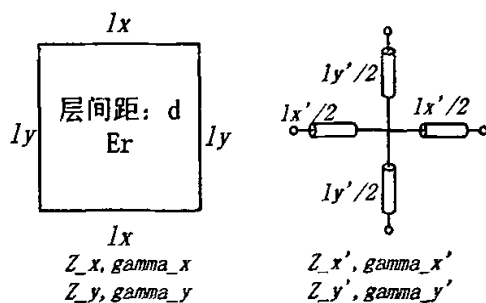


图3.8 网格参数计算

根据传输线理论，在图 3.8 的左图中有：

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r l_x l_y}{d} = \frac{\gamma_x l_x}{Z_x} = \frac{\gamma_y l_y}{Z_y} \\ L_x = \frac{\mu_0 d l_x}{l_y} = Z_x \cdot \gamma_x \cdot l_x \\ L_y = \frac{\mu_0 d l_y}{l_x} = Z_y \cdot \gamma_y \cdot l_y \end{array} \right. \quad (3-12)$$

在图 3.8 的右图中有：

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{\gamma'_x l'_x}{Z'_x} + \frac{\gamma'_y l'_y}{Z'_y} = 2 \frac{\gamma'_x l'_x}{Z'_x} = 2 \frac{\gamma'_y l'_y}{Z'_y} \\ L_x = Z'_x \cdot \gamma'_x \cdot l'_x \\ L_y = Z'_y \cdot \gamma'_y \cdot l'_y \end{array} \right. \quad (3-13)$$

以 x 向为例, 公式 (3-12) 和公式 (3-13) 对应项相等:

$$\begin{cases} \frac{\gamma_x l_x}{Z_x} = 2 \frac{\gamma'_x l'_x}{Z'_x} \\ Z_x \cdot \gamma_x \cdot l_x = Z'_x \cdot \gamma'_x \cdot l'_x \end{cases} \quad (3-14)$$

公式 (3-14) 中的两式分别相乘和相除可以得到:

$$\begin{cases} Z'_x = \sqrt{2} Z_x \\ l'_x = \frac{l_x}{\sqrt{2}} \\ \gamma'_x = \gamma_x \end{cases} \quad (3-15)$$

同理有:

$$\begin{cases} Z'_y = \sqrt{2} Z_y \\ l'_y = \frac{l_y}{\sqrt{2}} \\ \gamma'_y = \gamma_y \end{cases} \quad (3-16)$$

3.2.2 传输线的匹配方式

二维传输线的匹配方式较一维传输线更难^[18]。

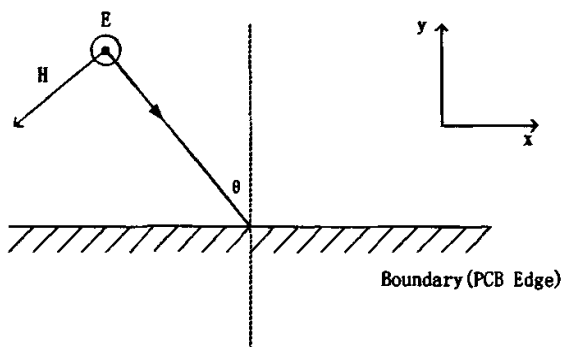


图3.9 二维传输线边界处的入射电磁波

如图 3.9 所示, PCB 的电源地平面在 x-y 平面内, 电磁波的电场分量在 z 方向, 电磁波入射角为 θ , 沿 PCB 板边每隔长度 l 放置一个匹配电阻 R 。根据电磁场理论, 入射波的表达式如下:

$$\begin{aligned} \vec{E}_i &= E_i \cdot \hat{z} \\ \vec{H}_i &= H_i \cos \theta \cdot \hat{x} + H_i \sin \theta \cdot \hat{y} \\ \frac{E_i}{H_i} &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \end{aligned} \quad (3-17)$$

反射波的表达式如下:

$$\begin{aligned}\bar{E}_r &= E_r \cdot \hat{z} \\ \bar{H}_r &= H_{rx} \cdot \hat{x} + H_{ry} \cdot \hat{y} \\ \frac{E_r}{\sqrt{H_{rx}^2 + H_{ry}^2}} &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\end{aligned}\quad (3-18)$$

边界条件的表达式如下:

$$\left. \begin{aligned}\frac{V}{l} &= R \\ I &= J \cdot l = H_x \cdot l \\ V &= E \cdot d \\ I &= J \cdot l = H_x \cdot l\end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{E}{H_x} = \frac{l \cdot R}{d} \quad (3-19)$$

由于在 x 方向没有发生反射, 那么:

$$H_{ry} = H_i \cdot \sin \theta \quad (3-20)$$

综合公式 (3-17) 至公式 (3-20), 可以得到:

$$\left\{ \begin{aligned}\frac{E_i + E_r}{H_{ix} - H_{rx}} &= \frac{l \cdot R}{d} \\ \frac{E_r}{\sqrt{H_{rx}^2 + H_{ry}^2}} &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\end{aligned}\right. \quad (3-21)$$

令 y 向无反射波, 则 $H_{rx} = 0$, 相应的匹配电阻值为:

$$\begin{aligned}R &= \frac{d}{l} \cdot \frac{E_i + E_r}{H_{ix} - H_{rx}} \\ &= \frac{d}{l} \cdot \frac{H_i \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} + H_i \sin \theta \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{H_i \cos \theta - 0} \\ &= \frac{d}{l} \cdot \frac{1 + \sin \theta}{\cos \theta} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\end{aligned}\quad (3-22)$$

考虑一个特例, 当入射角为 0 时, $R = \frac{d}{l} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, 这与一维传输线的匹配电阻相同。观察公式 (3-22), 在二维传输线中, 匹配电阻的阻值与入射角相关, 在电源地平面的边界上, 入射波的入射角的变化范围为 0 度至 90 度, 那么, 使用单一阻值不可能对电源地平面进行完全匹配。目前这仍然是业界的一个难题。

3.3 目标阻抗

Z_{target} 的概念由 Larry Smith 提出, 其目的是为 Power Integrity Analysis 提供一个判断依据, 计算方法如下。

P_{max} : 单板上某电源 V_{net} 的最大瞬态功耗。设在该电源网络上有 N 个耗电芯片, 各个芯片的最大瞬态功耗为 $P_{\text{max},j}$, 则有:

$$P_{\max} = \sum_{i=1}^N P_{\max,i} \tag{3-23}$$

V: 电源网络 Vnet 的直流电压，例如 3.3V 或 5V 等。

Ripple: 芯片工作允许的 Vnet 的波动，例如 3%或 5%等。

I_noise: 电源网络 Vnet 上的最大噪声电流。Larry Smith 提出某电源网络的瞬态功耗波动为最大瞬态功耗的 1/2，因此相应的噪声电流为最大瞬态功耗的一半除以工作电压。

$$I_{\text{noise}} = \frac{\frac{1}{2} P_{\max}}{V} \tag{3-24}$$

Z_target: 目标阻抗

$$Z_{\text{target}} = \frac{V * \text{Ripple}}{I_{\text{noise}}} \tag{3-25}$$

3.3.1 理论

设电源网络上只有一个耗电芯片，根据 Norton 定理，可将电源网络等效为如下形式。其中 V 为理想直流电压源，Z_s 为电源网络的等效串阻。

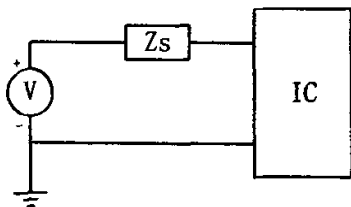


图3.10 电源网络的Norton等效电路 (1)

使用一个噪声电流源等效表示 IC 器件：

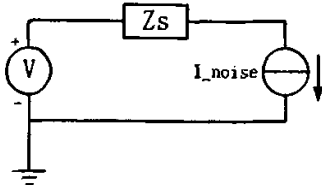


图3.11 电源网络的Norton等效电路 (2)

芯片上的噪声电压为：

$$\begin{cases} V_{\text{noise}}(\omega) = I_{\text{noise}}(\omega) * Z_s(\omega) \\ v_{\text{noise}}(t) = i_{\text{noise}}(t) \otimes Z_s(t) \end{cases} \tag{3-26}$$

设 Z_s(ω) 为一个常量，即：

$$\begin{cases} Z_s(\omega) = Z_0 \\ Z_s(t) = Z_0 \delta(t) \end{cases} \quad (3-27)$$

将公式 (3-27) 代入公式 (3-26) 得:

$$\begin{cases} V_{\text{noise}}(\omega) = I_{\text{noise}}(\omega) * Z_0 \\ v_{\text{noise}}(t) = Z_0 * i_{\text{noise}}(t) \end{cases} \quad (3-27)$$

由前面的假设, $i_{\text{noise}}(t)$ 的最大瞬态值为 I_{noise} , 因此, 电源网络的阻抗必须满足如下关系才能保证电压噪声不超标:

$$Z \leq \frac{V * \text{Ripple}}{I_{\text{noise}}} = Z_{\text{target}} \quad (3-28)$$

注: 在本节中做了非常多的假设, 有种不知所云的感觉, 但实际的电源完整性分析太复杂, 不得不做这些假设。套用一句老话: “有近似模型比无模型要好一万倍, 尽管这个模型非常模糊。”根据现有的分析经验, 目标阻抗的要求有些过于严格, 但仍然可以作为一个有效的参考数据。

3.3.2 应用举例

某单板上的电源网络 V33 (工作电压 3.3V) 上有 5 个耗电器件, 各个芯片的最大瞬态功耗如下表:

表 3.1 各个芯片的功耗参数

标识	最大瞬态功耗 P_{max}	噪声电流 I_{noise}
U1	3W	0.45A
U2	4W	0.61A
U3	6W	0.91A
U4	7W	1.06A
U5	1W	0.17A
合计	21W	3.18A

要求纹波不得超过直流电压的 5%, 根据上节的公式可知:

$$Z_{\text{target}} = \frac{V * \text{Ripple}}{I_{\text{noise}}} = \frac{3.3 * 5\%}{3.18} = 52m\Omega \quad (3-29)$$

3.4 电基本振子的辐射场

电基本振子^[9]是指一段载有高频电流的短导线, 短是指其长度远远小于所辐射电磁波的工作波长 ($l \ll \lambda$), 这时导线上的各点电流的振幅和相位可视为相同。虽然实际的线天线上各处电流的大小和相位可能不同, 但其上的电流分布可以看成是由首尾相连的一系列电基本振子的电流组成, 而各电基本振子的上电流分布

分别可以看作常数，因此电基本振子也称为电流元。电流元的辐射的计算是线天线的工程计算的基础。

根据电流连续性原理，电流元的两端必须同时积聚大小相等、符号相反的时谐电荷 Q ，以使 $i(t) = \partial Q(t) / \partial t = I_m \cos(\omega t + \phi)$ ，用复量表示，则有 $Q = I / j\omega$ ($I = I_m e^{j\phi}$)。为此，电基本振子的实际结构之一是在两端各加载一个大金属球，如图 3.12 所示，这也是早期赫兹试验所用的形式，所以又被称为赫兹电偶极子 (Hertzian dipole)。普通的短对称振子，两端的电流分布接近于零 (相当于开路端)，其电流沿导线分布是不均匀的，而是呈如图 3.12 (右) 所示的三角形分布。

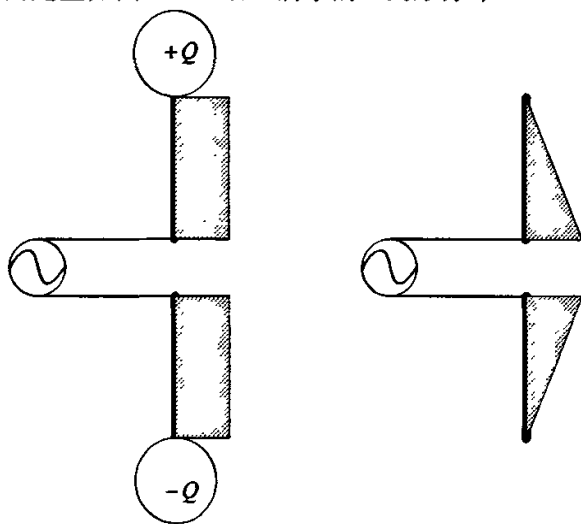


图3.12 电流元与短对称振子 (左) 赫兹电偶极子, (右) 短对称振子

3.4.1 电基本振子的电磁场分布

在此采用间接的方法计算出电基本振子的辐射场，即由公式 (3-30) 式求出电基本振子的矢量位 $A(r)$

$$A(r) = \frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int \frac{J(r')}{R} \cdot e^{-j\beta R} dV' \quad (3-30)$$

再将其代入公式 $B = \nabla \times A$ 确定磁感应强度 $B(r)$ ，最后把磁感应强度 $B(r)$ 代入麦克斯韦方程组第一方程求出电场强度 $E(r)$ 。设电基本振子沿着 z 轴方向，且置于坐标原点，如图 3.13 所示。取短导线的长度为 l ，横截面积为 ΔS ，因为短导线仅占有一个很小的体积 $dV = l \cdot \Delta S$ ，故有

$$J(r') dv' = \frac{I}{S} \cdot S l a_z = I l a_z \quad (3-31)$$

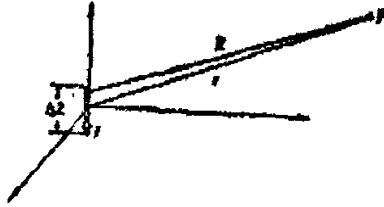


图 3.13 电基本阵子

又由于短导线放置在坐标原点, l 很小, 因此可取 $r' = 0$, 从而有 $R = |r - r'| \approx r$ 。考虑到上述理由, 根据公式 (3-30) 式, 可以求得电基本振子在场点 P 产生的矢量位。

$$A(r) = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{Idl a_z}{R} e^{-jkR} = a_z \frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{\Pi}{r} e^{-jkr} \quad (3-32)$$

为了采用球坐标系, 将公式 (3-32) 表示的矢量磁位 $A(r)$ 进行坐标变换, 得

$$A = a_r A_r + a_\theta A_\theta + a_\phi A_\phi = a_r A_z \cos\theta - a_\theta A_z \sin\theta \quad (3-33)$$

将上式代入 $B = \nabla \times A$ 可求出电基本振子在场点 P 产生的磁场

$$H(r) = \frac{1}{\mu} \nabla \times A = \frac{1}{\mu r^2 \sin\theta} \begin{vmatrix} a_r & r a_\theta & r \sin\theta a_\phi \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \theta} \\ A_z \cos\theta & -r A_z \sin\theta & 0 \end{vmatrix} \quad (3-34)$$

由此可解得

$$\begin{cases} H_r = 0 \\ H_\theta = 0 \\ H_\phi = \frac{k^2 \Pi \sin\theta}{4\pi} \left[\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \end{cases} \quad (3-35)$$

将上式代入无源区中的麦克斯韦方程

$$\nabla \times H = -j\omega\epsilon E \quad (3-36)$$

可得电场强度的三个分量

$$\begin{cases} E_r = \frac{2\Pi k^3 \cos\theta}{4\pi\omega\epsilon} \left[\frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta = \frac{\Pi k^3 \sin\theta}{4\pi\omega\epsilon} \left[\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi = 0 \end{cases} \quad (3-37)$$

由上可见, E 和 H 互相垂直, E 处于振子所在的平面 (子午面) 内, 而 H 处在与

赤道平面平行的平面内；磁场强度只有一个分量 H_ϕ ，而电场强度有两个分量 E_r 和 E_θ 。无论哪个分量都随距离 r 的增加而减小，只是在与 r 有关的各项中，有的随 r 减小的快，有的随 r 减小的慢；此外，在源点的近区和远区，对场量贡献最大的项各不相同。

3.4.2 电基本振子的电磁场分析

一、近区场

当 $kr \ll 1$ 或者 $r \ll \lambda/2\pi$ 时，场点 P 与源点的距离 r 远小于波长 λ ，相应的区域称为近场区。近区中

$$\frac{1}{kr} \ll \frac{1}{(kr)^2} \ll \frac{1}{(kr)^3}, \quad e^{-jkr} \approx 1$$

故在式 (3-35)、(3-37) 中，起主要作用的是 $1/kr$ 的高次幂项，因而可以只保留这一高次幂项而忽略其他项，有

$$\begin{cases} E_r = -j \frac{\Pi \cos \theta}{2\pi\omega\epsilon r^3} = \frac{2p}{4\pi\epsilon r^3} \cos \theta \\ E_\theta = -j \frac{\Pi \sin \theta}{4\pi\omega\epsilon r^3} = \frac{p}{4\pi\epsilon r^3} \sin \theta \\ H_\phi = \frac{\Pi \sin \theta}{4\pi r^2} \end{cases} \quad (3-38)$$

式中 $p = Ql$ 是电偶极矩的复振幅。因为已经把载流断线看成一个震荡电偶极子，其上下两端的电荷与电流的关系是 $I = j\omega Q$ 。

从以上结果可以看出，在近区中，电基本振子（时变电偶极子）的电场复振幅与静态场的“静”电偶极子的电场表达式相同；磁场表达式则与静电场中用毕奥—沙伐定律计算的长度为 l 载流为 I 的一段线电流产生的磁场的表达式相同，故电基本振子的近区场与静态场有相同的性质，因此也称为似稳态场（准静态场）。此外，近区中电场与磁场有 $\pi/2$ 的相位差，因此平均波印廷矢量为零。也就是说电基本振子的近区场没有电磁能量向外辐射，电磁能量被束缚在电基本振子附近，故近区场又称为束缚场或感应场。

应该指出，这些结论时在满足 $kr \ll 1$ 的条件下忽略了 $\frac{1}{kr}$ 和 $\frac{1}{(kr)^2}$ 等低次幂项后得出的，是一个近似的结果。实际上，正是那些被忽略了的低次幂项形成了远区中的电磁波

二、远区场

当 $kr \gg 1$ 或者 $r \gg \lambda/2\pi$ 时，场点 P 与源点的距离 r 远大于波长 λ ，与这些点相应的区域称为远区。在远区中

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

故在式 (3-35)、(3-37) 中, 起主要作用的是含 $1/kr$ 的低次幂项, 且相位因子 e^{-jkr} 必须考虑。基于此, 远区电磁场表达式可简化为

$$\begin{cases} E_{\theta} = j \frac{Ik^2 \sin\theta}{4\pi\epsilon_0 r} e^{-jkr} = j \frac{I}{2\lambda r} \eta \sin\theta \bullet e^{-jkr} \\ H_{\phi} = j \frac{Ik \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} = j \frac{I}{2\lambda r} \sin\theta \bullet e^{-jkr} \end{cases} \quad (3-39)$$

从上式可以看出, 电场与磁场在时间上同相, 因此平均波印廷不等于零, 这表明有电磁能量向外辐射, 辐射方向为径向, 故把远区场称为辐射场。

从式 (3-39) 中可以得出电基本振子远区场有以下特点:

- (1) 场矢量方向: 电场只有 E_{θ} 分量; 而磁场只有 H_{ϕ} 分量。波印廷矢量为 $S = \frac{1}{2} E \times H^* = a_r \frac{1}{2} E_{\theta} \bullet H_{\phi}^* = a_r \frac{1}{2} \frac{|E_{\theta}|^2}{\eta}$ 可见, E 和 H 相互垂直, 并都与传播方向 a_r 相垂直。因此电基本振子的远区场是横电磁波 (TEM)
- (2) 场的相位: 无论 E_{θ} 还是 H_{ϕ} , 其实空间相位因子中都有 e^{-jkr} , 即其空间相位随源点的距离增大而滞后, 等相位面是 r 为常数的球面, 所以远区的辐射场是球面波。由于相位面上不同点的 E、H 等幅并非一定相同, 所以又是非均匀平面波。 $E_{\theta}/H_{\phi} = \eta$ 是一常数, 等于媒质的波阻抗。
- (3) 场的振幅: 远区场的振幅与 r 成反比; 与 I 、 l/λ 成正比。值得注意的是场的振幅与电长度 l/λ 有关, 而不是仅与几何尺寸 l 有关。
- (4) 场的方向性: 远区场的振幅还正比于 $\sin\theta$, 在垂直天线轴的方向上 ($\theta = 90^\circ$), 辐射场最大; 沿着天线轴的方向上 ($\theta = 0^\circ$), 辐射场振幅为零。这说明电基本振子的辐射具有方向性。这种方向性也是天线的一个主要特性。

下面分析电基本振子的辐射功率和辐射电阻。如果以电基本振子为球心, 用一个半径为 r 的球面把它包围起来, 那么从电基本振子辐射出来的电磁能量必然全部通过这个球面, 故平均波印廷矢量在此球面上的积分值就是电基本振子辐射出去的平均功率 P_r 。因为电基本振子在远区任一点的平均波印廷矢量为

$$\begin{aligned} S_{av} &= \operatorname{Re} \left[\frac{1}{2} E \times H^* \right] = \operatorname{Re} \left[a_r \frac{1}{2} E_{\theta} \bullet H_{\phi}^* \right] \\ &= a_r \frac{1}{2} \frac{|E_{\theta}|^2}{\eta} = a_r \frac{1}{2} \eta |H_{\phi}|^2 = a_r \frac{1}{2} \eta \bullet \left(\frac{|I|}{2\lambda r} \sin\theta \right)^2 \end{aligned} \quad (3-40)$$

所以辐射功率为:

$$\begin{aligned}
 P_r &= \oint S_{av} \cdot dS = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \eta \left(\frac{|I|}{2\lambda r} \sin\theta \right)^2 \cdot r^2 \sin\theta d\theta d\phi \\
 &= \frac{\eta}{2} \left(\frac{|I|}{2\lambda} \right)^2 2\pi \int_0^\pi \sin^3\theta d\theta = \frac{\eta}{2} \left(\frac{|I|}{2\lambda} \right)^2 2\pi \cdot \frac{4}{3} = \frac{1}{3} \eta \pi \left(\frac{|I|}{\lambda} \right)^2
 \end{aligned} \tag{3-40a}$$

以空气中的波阻抗 $\eta = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$ 代入, 可得

$$P_r = 40\pi^2 \left(\frac{|I|}{\lambda_0} \right)^2 \tag{3-40b}$$

式中 I 的单位 A 且是复振幅, 辐射功率 P_r 的单位为 W, 空气中的波长 λ_0 的单位为 m。

电基本振子的辐射出去的电磁能量既然不能返回源, 因此对波源而言也是一种损耗。利用电路的概念, 引入一个等效电阻, 设此电阻消耗的功率等于辐射功率, 则有

$$P_r = \frac{1}{2} |I|^2 R_r = \frac{1}{2} I_m^2 R_r \tag{3-41}$$

式中 R_r 称为辐射电阻。由公式 (3-40b) 式可得电基本振子的辐射电阻为

$$R_r = \frac{2P_r}{|I|^2} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda_0} \right)^2 \tag{3-42}$$

显然, 辐射电阻可以衡量天线的辐射能力, 它仅仅取决于天线的结构和工作波长, 是天线的一个重要参数。

3.5 本章结论

本章主要介绍了传输线的基本原理, 包括一维传输线、二维传输线。这是电源完整性分析和板级电磁兼容分析的基础。随后本章给出了在电源完整性分析中比较重要的一个指标目标阻抗的概念。最后介绍了电基本阵子的辐射场, 为后面进行等效磁流法分析电源地平面的电磁辐射做准备。

第四章 电源地平面的谐振辐射分析

实际的单板上元器件的逻辑输出门的非理想的开关效应,比如从高电平切换到低电平或者从低电平切换到高电平,会在PCB板的电源系统中引入一个电流脉冲 ΔI 。由于电源地平面在高频下的非零阻抗特性,这个电流脉冲会在电源系统当中产生一个电压波动,一般称之为电压噪声。这个噪声不但影响PCB上IC的正常工作,而且其位于MHz频段的高次谐波还是一个产生辐射电磁干扰EMI的主要源头。在电源系统中降低高频噪声的方法之一是采用去耦电容。但是无法避免的相应互连和过孔的电感作用将这种方法限制在几百兆的频段之内。因此,在高速多层PCB设计中,电源系统在内层一般被设计成紧邻的平行板电容器。但是在更高的频率上,这些平板的尺寸变得可以和介质中的波长相比拟,整个电源地结构将类似一个谐振腔发生谐振现象!而我们知道,在谐振的情况下,平行板电容器的输入阻抗相对较大,从而噪声电压和辐射发射也就显著增加,电磁能量对外泄漏最为严重。这将直接影响产品的EMC性能。

从理论上讲,此类电源地平面结构辐射问题完全可以应用三维数值场求解器(比如HFSS)来仿真,但是,随着电源地平面相应电尺寸的增加,建模和仿真过程将会变得繁杂(较高的计算资源和较长的处理时间),另外采用这种方法也不利于进一步的理解辐射机理。本文采用等效磁流法,很直观的分析了电源地平面的远场辐射特性。首先根据二维传输线理论采用HSPICE计算了电源地平面间的板间电压分布,从而可以得到板间电压分布。根据边缘的开放边界条件,可以很容易求得等效磁流。实际上,电源地平面对外产生的辐射主要来源于此。这种方法避免了直接应用三维场求解软件带来的对硬件资源要求较高和处理问题时间较长的弊端。从而为公司研究单板的辐射问题提供一种新的有效方法。

4.1 矩形电源地裸板平面的谐振辐射分析

4.1.1 理论分析

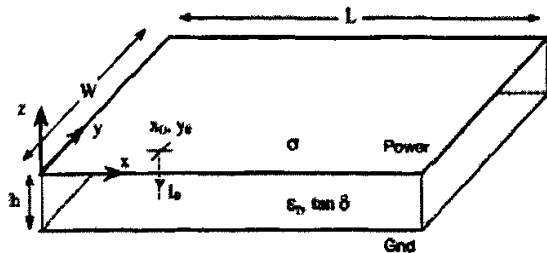


图4.1 电源地平面结构

如图 4.1 所示的电源地平面结构^{[20][21]}, 当一个激励电流源 I 加在电源地平面之间 (x_0, y_0) 板间电压分布可以通过求解二维 Helmholtz 方程得到

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2\right)V(x, y) = -j\omega\mu d I \delta(x - x_0)\delta(y - y_0) \quad (4-1)$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}(1 - j(\tan\delta + \gamma/d)/2) \quad (4-2)$$

$$\gamma = \min(t, \sqrt{2/(\omega\mu\sigma)}) \quad (4-3)$$

其中, ω 为角频率, ε 为介电常数, μ 为磁导率, $\tan\gamma$ 为介质损耗角, δ 为导体板的趋肤深度, σ 为导体板的电导率。最后, 板间电压分布可以写作:

$$V(x, y)|_{\omega=\omega_m} \approx \hat{V}_{mn} \cos(k_{xm}x)\cos(k_{ym}y) \quad (4-4)$$

其中

$$\frac{\hat{V}}{I_0(x_0, y_0)} = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{h}{W} \frac{K_{mn} \cos(k_{xm}x_0)\cos(k_{ym}y_0)}{\sqrt{m^2 + n^2\left(\frac{L}{W}\right)^2}} Q_{mn} \quad (4-5)$$

其中

$$k_{xm} = \frac{m\pi}{a} \quad k_{ym} = \frac{n\pi}{b} \quad (4-6)$$

$$K_{mn} = \begin{cases} 1 & m = n = 0 \\ 2 & m = 0 \cup n = 0 \\ 4 & m \neq 0 \cap n \neq 0 \end{cases} \quad (4-7)$$

$$Q_{mn} = \frac{1}{\tan\delta + \frac{\gamma}{h}} \quad (4-8)$$

由公式 (4-4) 我们就可以求得板间电压分布。从而也确定了板间电场分布。这里计算了 10 模、01 模、11 模、20 模、21 模的板间电压分布, 如图 4.2—图 4.6 所示。

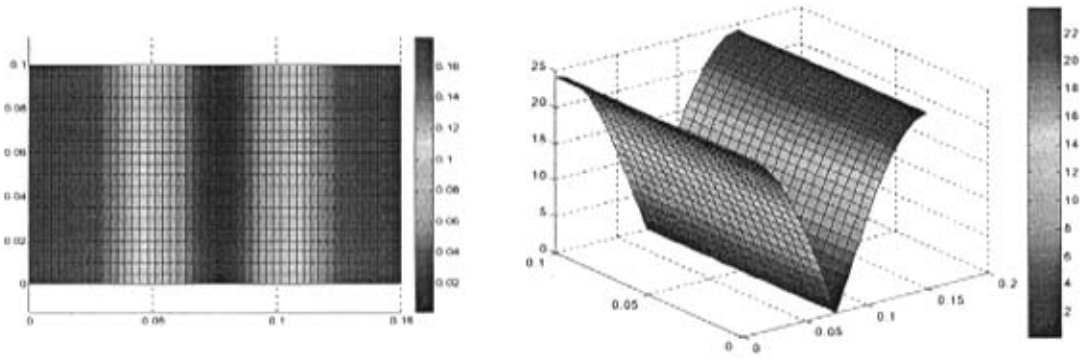


图4.2 10模板间电压分布

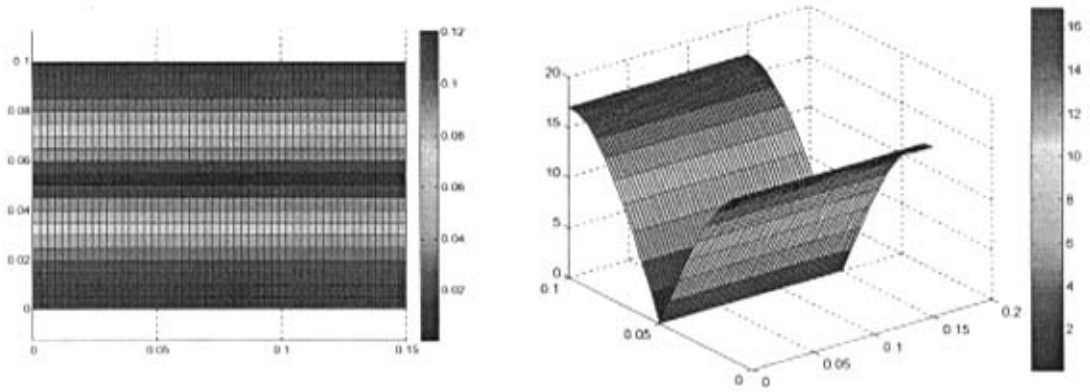


图4.3 01模板间电压分布

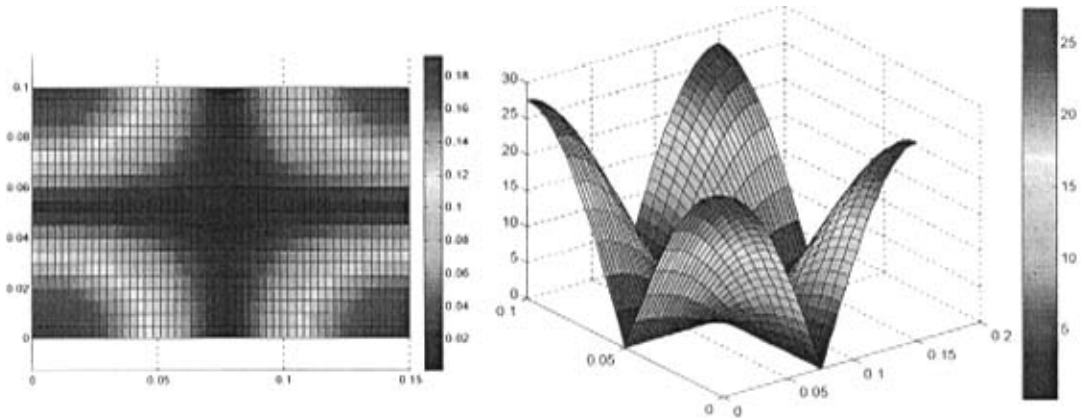


图4.4 11模板间电压分布

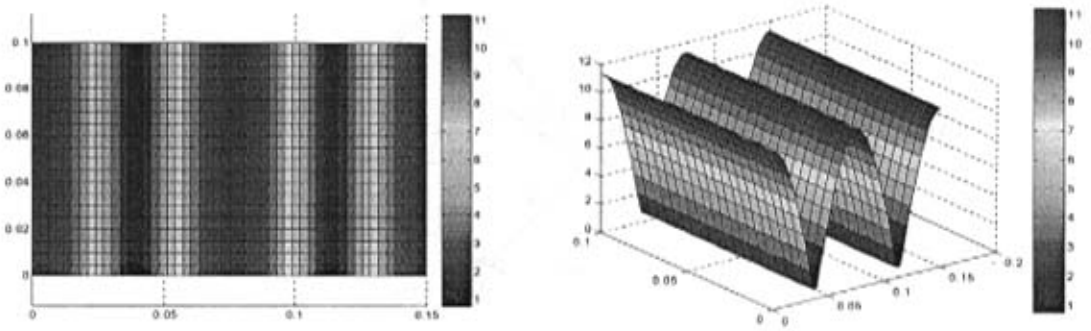


图4.5 20模板间电压分布

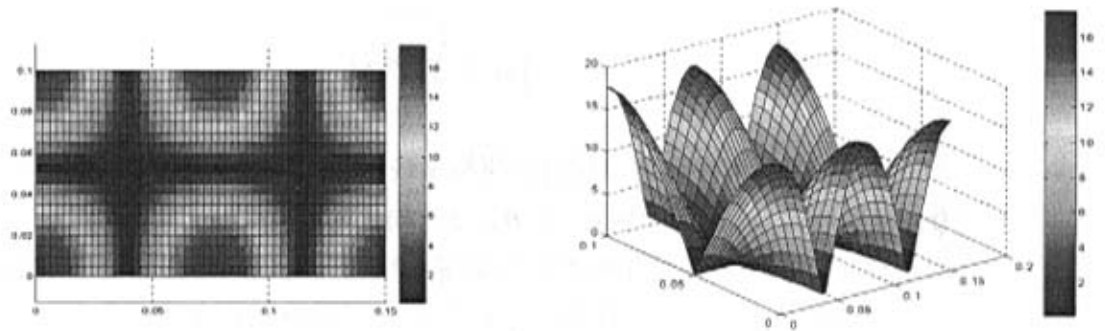


图4.6 21模板间电压分布

由上图可以看出，板间电压分布呈简单的余玄规律变化。对每个谐振模式来说，在四个角上电压都是最大的。从理论上讲，这个事实提供了一个有效的消除平板谐振的方法：即在布局时，可以将可能引起噪声的器件放置在蓝色电场为零区域。

根据电源地平面边缘上的切向电场和磁场可以由下面公式确定等效磁流密度和等效电流密度。

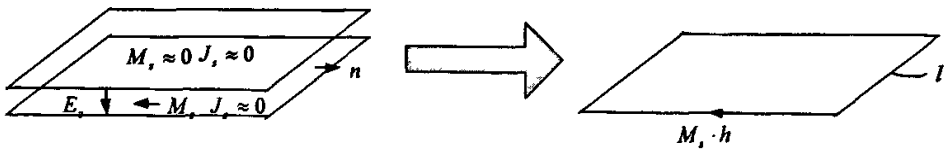
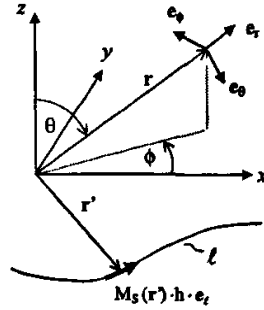


图4.7 电源低平面结构场等效原理

假设电源地的电导率非常高，则在两个金属表面的等效磁流为 0。当板间距 $h \ll L, W$ 时，上下两个金属板向外一边上的电流密度远远小于向内的一边，可以忽略之。同样的原因，可以认为在四周磁力线垂直于四个边界，这样在板四周，等效电流密度为零。综上所述，只有四周上的等效磁流密度产生辐射，即一个磁流环。

图 4.8 计算沿着路径 l 磁流的辐射场坐标系

一旦确定了磁流, 结合自由空间的格林函数做积分就可以得到等效磁流密度产生的辐射场。

$$E = \frac{jk_0 h e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int M_s(r') e^{jk_0 r' \cdot e_r} (e_r \times e_i) d_i \quad (4-9)$$

图 4.8 表明了计算任意磁流辐射的坐标系。其中观察点在球坐标系下的坐标为 (r, θ, ϕ) , e_r, e_θ, e_ϕ 分别是 r, θ, ϕ 方向上的单位矢量。

对于这里考虑的问题是矩形的电源地平面结构, 所以, 很自然的可以将上面的积分分成两部分: 平行于 x 轴的积分和平行于 y 轴的积分。根据公式 (4-9), 磁流 $M_s \cdot h$ 用分布电压 (4-4) 代替。通过繁杂的推导得到如下的积分结果

$$\frac{E}{\bar{V}_{mm}} = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} (P_L G_L S_L + P_W G_W S_W) \quad (4-10)$$

其中,

$$P_L = \sin(\phi) e_\theta + \cos(\theta) \cos(\phi) e_\phi \quad (4-10a)$$

$$P_W = -\cos(\phi) e_\theta + \cos(\theta) \sin(\phi) e_\phi \quad (4-10b)$$

$$S_L = \frac{jk_0 k_\xi}{k_{x,m}^2 - k_\xi^2} (1 - (-1)^m e^{jk_\xi L}) \quad (4-10c)$$

$$S_W = \frac{jk_0 k_\eta}{k_{y,n}^2 - k_\eta^2} (1 - (-1)^n e^{jk_\eta W}) \quad (4-10d)$$

$$G_L = 1 - (-1)^n e^{jk_\eta W} \quad (4-10e)$$

$$G_W = 1 - (-1)^m e^{jk_\xi L} \quad (4-10f)$$

$$\begin{Bmatrix} k_\xi \\ k_\eta \end{Bmatrix} = k_0 \sin(\theta) \begin{Bmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{Bmatrix} \quad (4-10g)$$

又有,

$$k_0 = \frac{\omega}{c_0} \quad (4-11)$$

$$\omega_{m,n} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2} \quad (4-12)$$

联立 (4-10g)、(4-11)、(4-12) 消去自由空间传播常数 k_0 ，公式 (4-10c) 至 (4-10f) 可以写成更简练的形式

$$k_\xi L = \pi \sin(\theta) \cos(\phi) \sqrt{\frac{m^2 + n^2 \left(\frac{L}{W}\right)^2}{\epsilon_r}} \quad (4-13)$$

$$k_\eta W = \pi \sin(\theta) \sin(\phi) \sqrt{\frac{m^2 \left(\frac{L}{W}\right)^{-2} + n^2}{\epsilon_r}} \quad (4-14)$$

利用上式，式 (4-10d) 和式 (4-10e) 可以进一步化简为

$$\frac{jk_0 k_\xi}{k_{zm}^2 - k_\xi^2} = \frac{j \sin(\theta) \cos(\phi)}{\frac{\epsilon_r m^2}{m^2 + n^2 \left(\frac{L}{W}\right)^2} - \sin^2(\theta) \cos^2(\phi)} \quad (4-15)$$

$$\frac{jk_0 k_\eta}{k_{zn}^2 - k_\eta^2} = \frac{j \sin(\theta) \sin(\phi)}{\frac{\epsilon_r m^2}{m^2 + n^2 \left(\frac{L}{W}\right)^2} - \sin^2(\theta) \sin^2(\phi)} \quad (4-16)$$

结合式 (4-10a) 至式 (4-16)，利用 (4-10) 式可以计算平行板结构 mn 谐振模式的远场辐射。由 (4-10a) 可以看出，此远场辐射对电压幅度 V_{mn}^A 归一化以后仅仅是 r, θ, ϕ 和 L/W 的函数。

图 4.9 计算了 $\epsilon_r = 4.2$ 和 $L/W = 1.5$ 无耗时的 (1, 0), (0, 1), (1, 1), (2, 0), (2, 1) 和 (3, 0) 模式的三维方向图。

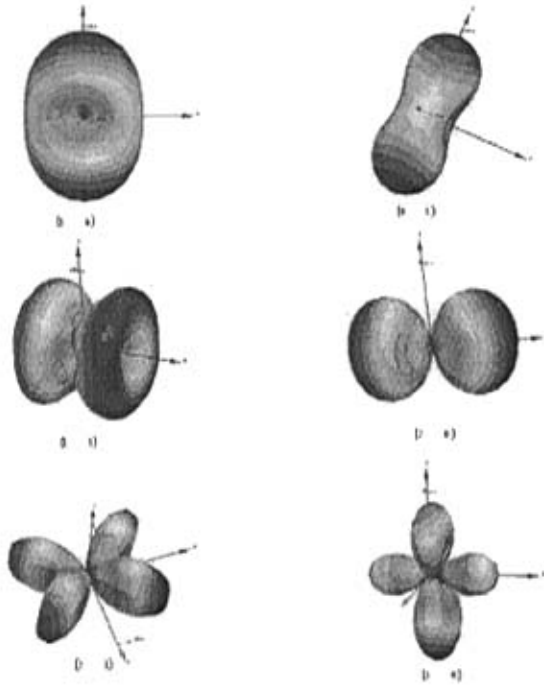
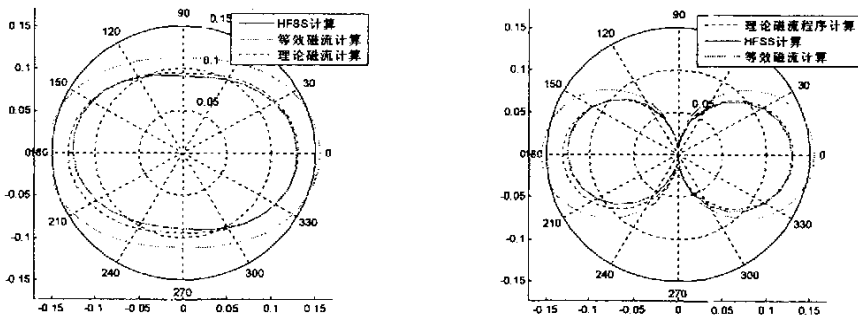


图4.9 几种谐振模式的三维方向图

在 HSPICE 中，电源地平面被分成 $m \times n$ 的网格，每个网格运用二维传输线来等效。在此基础上计算出各个节点的电压分布，我们只要提取出边缘电压除以板间距离即可得到板间电场，从而等效磁流也就确定了。再由上面积分即可求得电源地平面的远场辐射。

4.1.2 裸板情况下的结果验证

这部分采用 2.1 节所述的等效磁流法计算了几种谐振模式发生时电源地平面的远场辐射。为了验证采用等效磁流计算远场辐射的准确性，本文将结果与 HFSS 的计算结果做了对比，结果如图 4.10—图 4.13

图4.10 10模的计算 $\phi=0^\circ$ 和 $\phi=90^\circ$ 的方向图

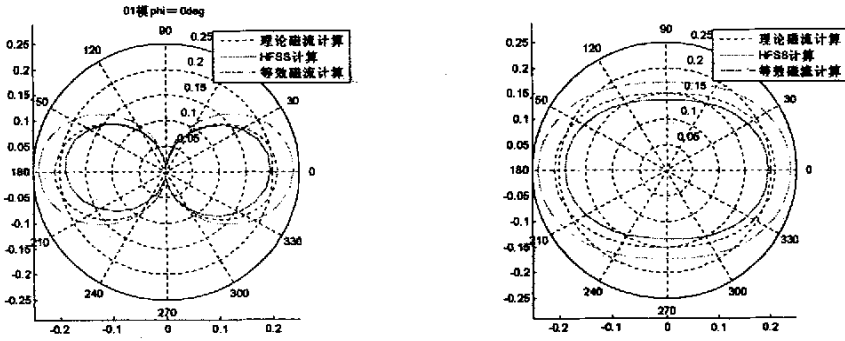


图4.11 01模的计算 $\phi=0$ 度和 $\phi=90$ 度的方向图

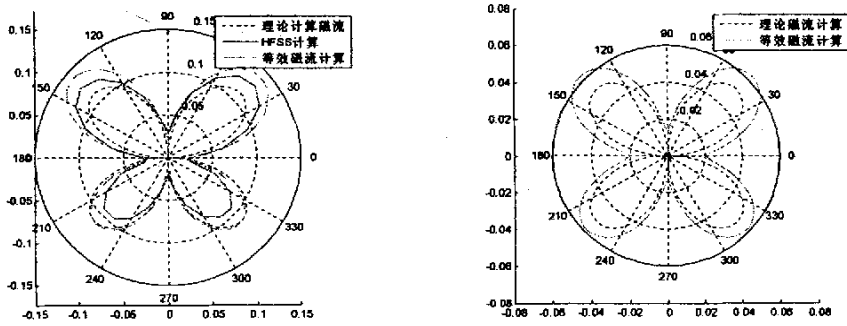


图4.12 11模的计算 $\phi=0$ 度和 $\phi=90$ 度的方向图

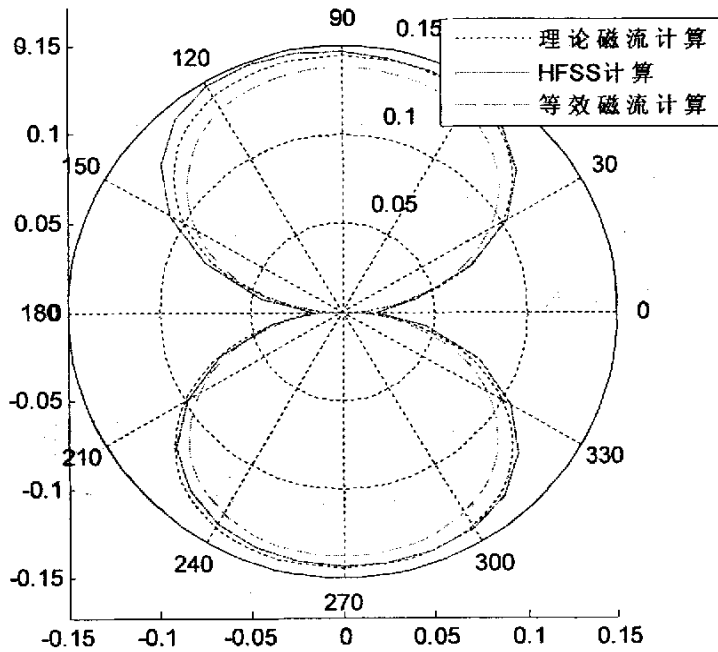


图4.13 20模计算 $\phi=0^\circ$ 的方向图

考虑到 HSPICE 计算电压分布时忽略了边缘效应，以及我们上面分析等效磁流做的一些近似，基于 HSPICE 边缘电压计算的辐射跟 HFSS 计算的结果吻合还是比较好的。

4.1.3 加载电容情况下的结果验证

电源地平面上加载电容后会影响到板间电场分布，根据 2.1 和 2.1 节的分析可知这也将影响到其远场辐射特性。首先应用 HFSS 对表面加载电容的情况做了阻抗曲线仿真，并与 HSPICE 的计算结果做了对比，分析了产生差别的原因，提出了改进的方法。最后给出了正确的电容加载方式。在此基础上计算了几种谐振模式的远场辐射。

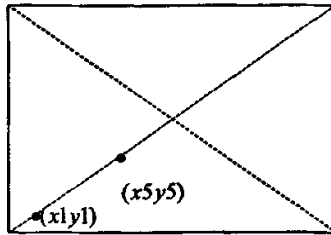


图4.14 电源地平面上噪声电流和电容加载的位置

采用 32×32 的网格划分。其中 $x1y1$ 加噪声电流 1A， $x5y5$ 加电容。这样

$$\Delta_x = 150/32 = 4.6875\text{mm}$$

$$\Delta_y = 100/32 = 3.125\text{mm}$$

$$(x1y1) = (\Delta_x/2, \Delta_y/2) = (2.34375, 1.5625)$$

$$(x5y5) = (\Delta_x(4+1/2), \Delta_y(4+1/2)) = (21.09375, 14.0625)$$

首先采用表面加载方式，电容大小 $\text{ESR} = 0.5\text{m}\Omega$ ， $C = 200\text{nF}$ ， $\text{ESL} = 0.005\text{nH}$

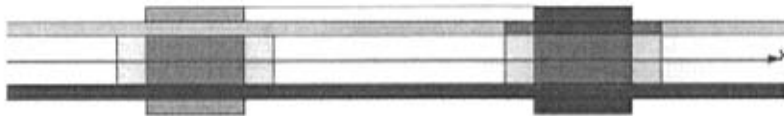


图4.15 HFSS中电容的模型

HSPICE 中加同样的电容，计算 $x1y1$ 和 $x32y32$ 网络的输入阻抗和转移阻抗，其结果与 HFSS 的计算结果对比如下

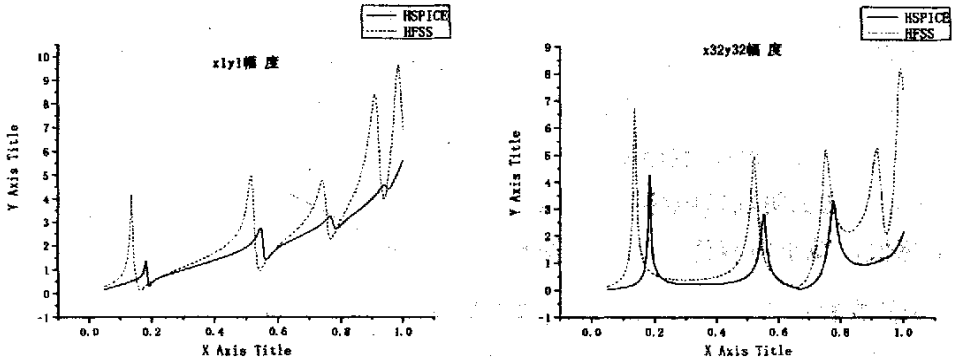


图4.16 HFSS计算结果和HSPICE计算输入阻抗和转移阻抗结果

从图 4.16 可以看出，两种方法计算的阻抗曲线相差比较大。HFSS 计算的电感值明显的偏大。经过对模型的分析发现，图 4.15 中电容的加载方式相当于在电容的两个 pin 和电源地之间形成一个环路，有一个环路电感的存在。然而在 HSPICE 并没有考虑这个效应，所有才会有图 4.16 所示曲线相差比较大的结果。

为了消除这个环路电感的影响，改变电容的加载方式为直接在电源地之间加载，如图 4.17 所示

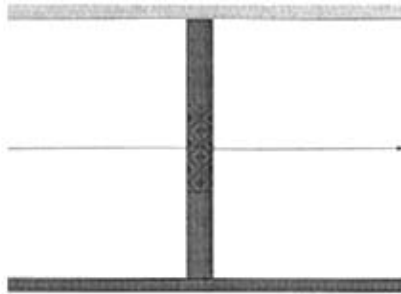


图4.17 直接在板间加载电容

改变加载后的 HSPICE 和 HFSS 计算的结果如下图所示

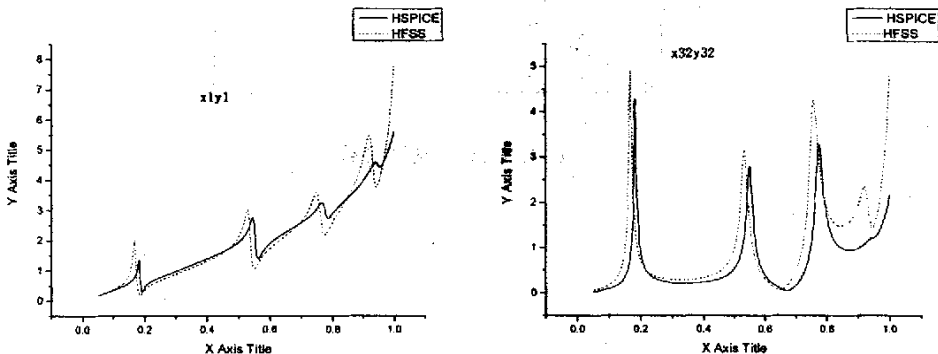


图4.18 直接在板间加电容后两种方法计算输入阻抗和转移阻抗

从图 4.18 中可以看出，改变加载方式后，计算结果明显好了很多。这说明上面的分析是正确的。但是，HSPICE 电感的值明显偏小。实际上，我们此时给出的电感的值为 0.005nH ，也就是 5pH ，这与几个 mil 长的引线电感相当。而板间距就有 10mil ，这说明端口电感和电容路径的电感影响比较大。为了减小这个影响，增加电感值，减小电容值，保持谐振频率不变。

仍然在板间直接加载电容，电容容值 $R=0.5\text{m}\Omega$ ， $L=1\text{nH}$ ， $C=1\text{nF}$ ，再次计算结果如下

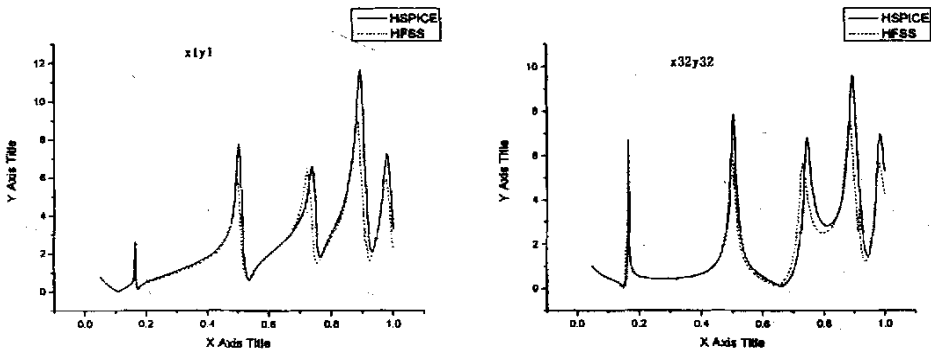


图4.19 改变电容后的计算输入阻抗和转移阻抗

通过增加电感值，达到了曲线吻合的目的。但是在谐振频点上，阻抗的值差别比较大，可能原因：端口（两个）和电容路径分布电感的影响。为了进一步降低这个影响，增加电容的个数，在不同的位置加 20 个电容。再次用两种方法计算其输入阻抗和转移阻抗。

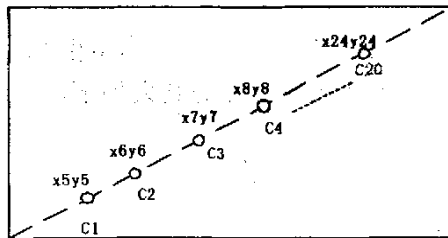


图4.20 20个电容加载

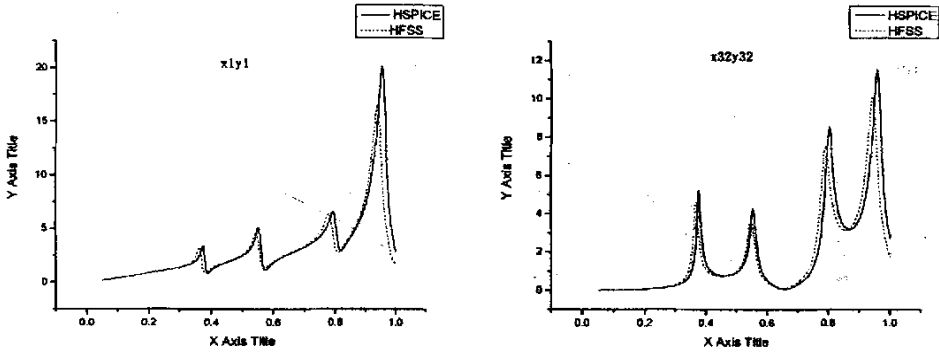


图4.21 增加电容支路个数后计算输入阻抗和转移阻抗

由图 4.21 可以看出，通过增加电容支路的个数减少了路径电感的影响，在谐振点阻抗的值也有进一步的改善。但是，HFSS 的计算曲线电容比 HSPICE 的计算曲线的电容大，表现为斜率为负的部分，HFSS 的曲线在下方。这是因为在 HFSS 中计算了边缘电容的影响，而在 HSPICE 中没有计及这个因素。

取频点 373.32MHz，计算其辐射场如下

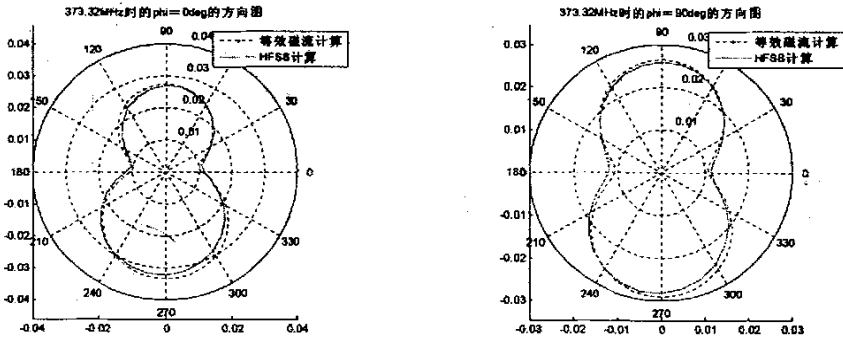


图4.22 phi=0度和phi=90度的方向图

取频点 551.15MHz，计算其辐射场如下

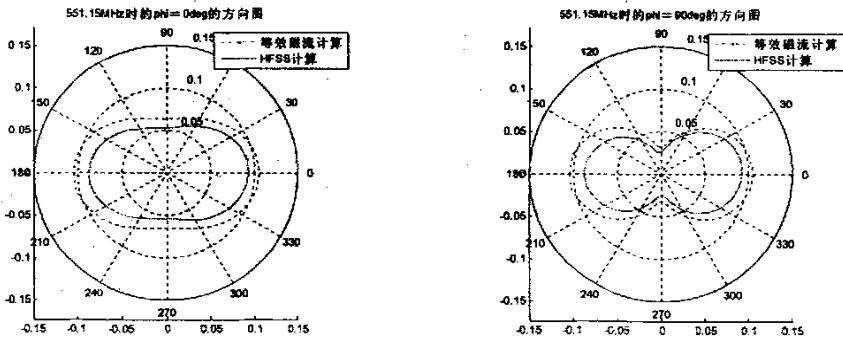


图4.23 phi=0度和phi=90度的方向图

取频点 854.5MHz，计算其辐射场如下

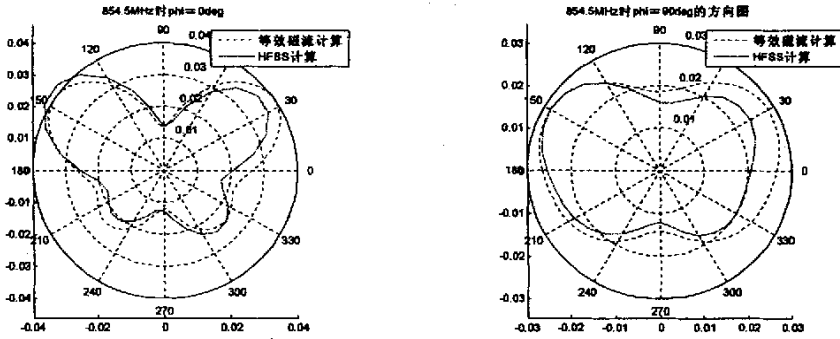


图4.24 $\phi=0$ 度和 $\phi=90$ 度的方向图

从图 4.22—图 4.24 可以看出，在加载电容的情况下，采用等效磁流的方法计算远场辐射也是相当准确的。

本节分析了加载电容的电源地平面，首先从阻抗分析着手，修正了 HFSS 中电容加载模型，减小寄生参数的影响。在此基础上计算了几个频率下的电源地平面的辐射，从计算结果来看，采用等效磁流计算远场辐射与 HFSS 计算远场辐射吻合相当好，从而也进一步验证了采用等效磁流计算电源地平面辐射的有效性和准确性。

4.2 非规则电源地平面的远场辐射分析

4.2.1 理论分析

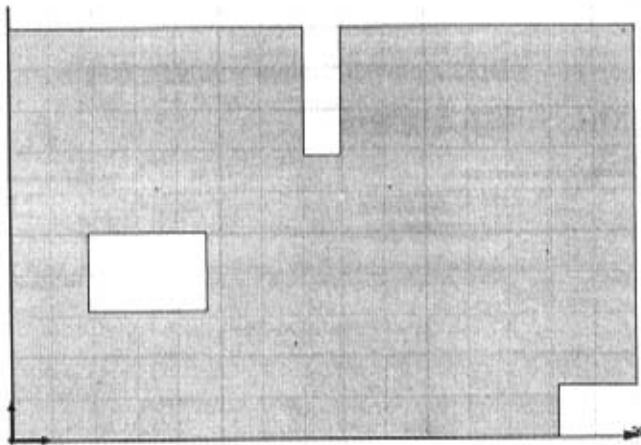


图4.25 非规则的电源地平面结构

首先按照非规则的电源地平面结果修改了网表，挖掉了一些分割部分的网格：

inside:

X5Y11	X6Y11	X7Y11	X8Y11	X9Y11	X10Y11
X5Y12	X6Y12	X7Y12	X8Y12	X9Y12	X10Y12
X5Y13	X6Y13	X7Y13	X8Y13	X9Y13	X10Y13
X5Y14	X6Y14	X7Y14	X8Y14	X9Y14	X10Y14
X5Y15	X6Y15	X7Y15	X8Y15	X9Y15	X10Y15
X5Y16	X6Y16	X7Y16	X8Y16	X9Y16	X10Y16

Up_centre:

X16Y23	X17Y23
X16Y24	X17Y24
X16Y25	X17Y25
X16Y26	X17Y26
X16Y27	X17Y27
X16Y28	X17Y28
X16Y29	X17Y29
X16Y30	X17Y30
X16Y31	X17Y31
X16Y32	X17Y32

Corner:

X29Y1	X30Y1	X31Y1	X32Y1
X29Y2	X30Y2	X31Y2	X32Y2
X29Y3	X30Y3	X31Y3	X32Y3
X29Y4	X30Y4	X31Y4	X32Y4

其中, inside 是指在板内部挖掉的部分, Up_center 是指中间上部挖掉的一个 Gap, Corner 是指挖掉左下角的一个矩形结构。

在 HFSS 中端口设置两个端口:

port1: $(x1y1) = (\text{delta}_x/2, \text{delta}_y/2) = (2.34375, 1.5625)$

port2: $(x32y32) = (\text{delta}_x(31+1/2), \text{delta}_y(31+1/2)) = (147.65625, 98.4375)$

4.2.2 裸板情况下的结果验证

采用 HFSS 和 HSPICE 计算了两个端口的阻抗曲线如图 4.26 所示。

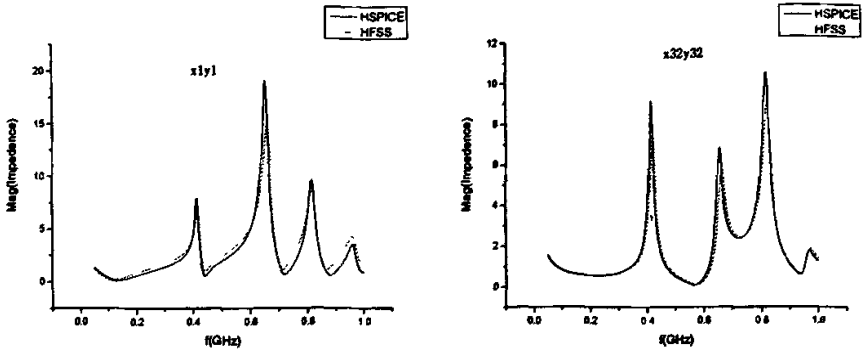


图4.26 HFSS和HSPICE计算输入阻抗和转移阻抗

遵照保证都发生谐振原则的情况下计算了几个谐振下的远场辐射：

1、HFSS：819.5MHz HSPICE：816.46MHz

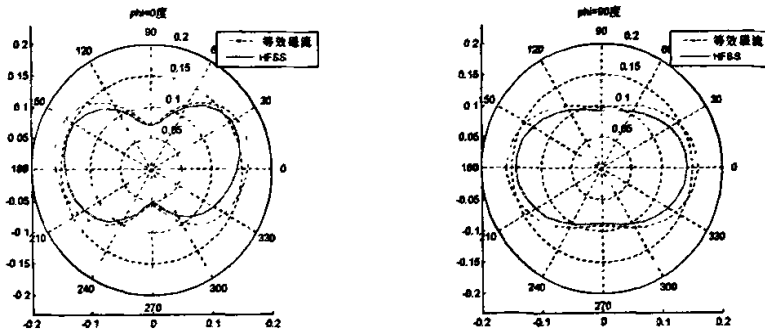


图4.27 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

2、HFSS：415.75MHz HSPICE：415.16MHz

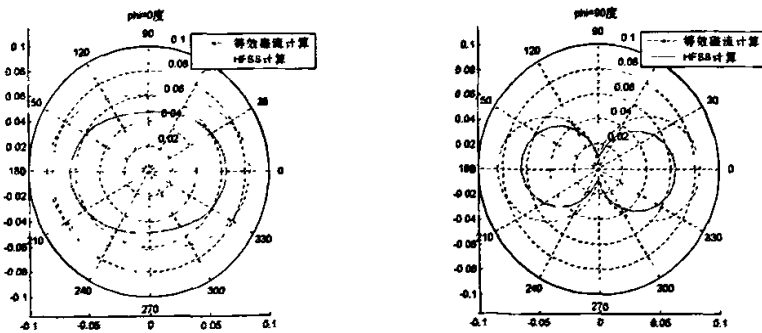


图4.28 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

3、HFSS：957.25MHz HSPICE：959.1MHz

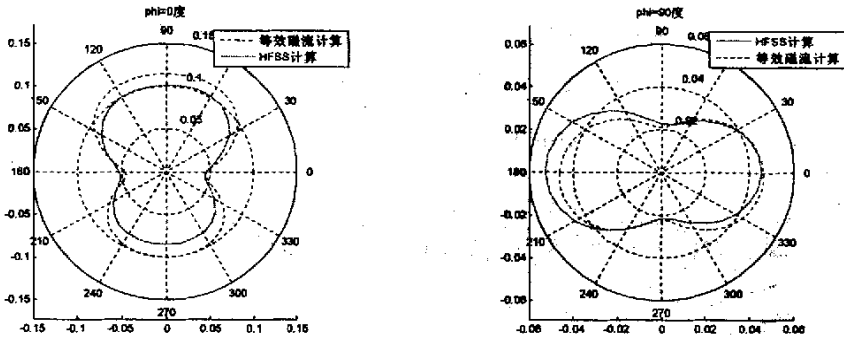


图4.29 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

考虑到 HFSS 和计算等效磁流采用 HSPICE 的数据均存在诸多近似, 相对于非规则电源地裸板平面的问题, 再一次证明了这里采用的等效磁流法计算远场辐射是有相当的准确性。

4.2.3 加载电容情况下的结果验证

在非规则电源地裸板平面的基础加载 6 个电容, 如 Figure19 所示。端口设置保持不变。各个电容的位置为:

$$(x5y5) = (\delta_x(4+1/2), \delta_y(4+1/2)) = (21.09375, 14.0625)$$

$$(x15y8) = (\delta_x(15-1/2), \delta_y(8-1/2)) = (67.9688, 23.4375)$$

$$(x28y15) = (\delta_x(28-1/2), \delta_y(15-1/2)) = (128.9063, 45.3125)$$

$$(x20y20) = (\delta_x(20-1/2), \delta_y(20-1/2)) = (91.4063, 60.9375)$$

$$(x30y25) = (\delta_x(30-1/2), \delta_y(25-1/2)) = (138.2813, 76.5625)$$

$$(x8y20) = (\delta_x(8-1/2), \delta_y(20-1/2)) = (35.1563, 60.9375)$$

类似地, 首先应用 HFSS 和 HSPICE 计算了阻抗曲线。

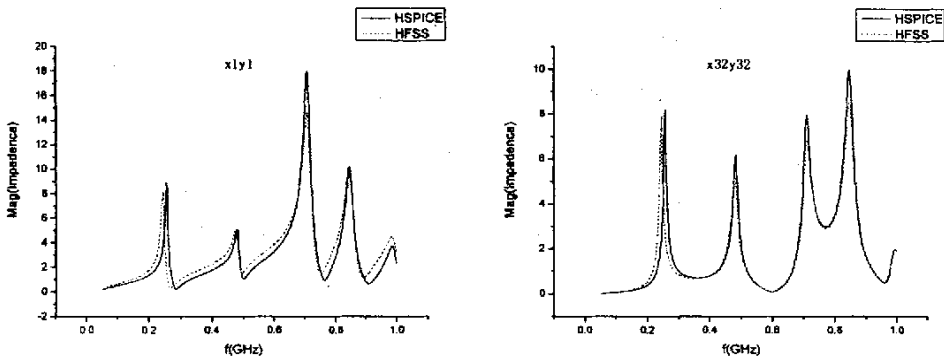


图4.30 HFSS和HSPICE计算输入阻抗和转移阻抗

计算几个谐振频点下的远场辐射：

1、HFSS: 477.5MHz HSPICE: 479.83MHz

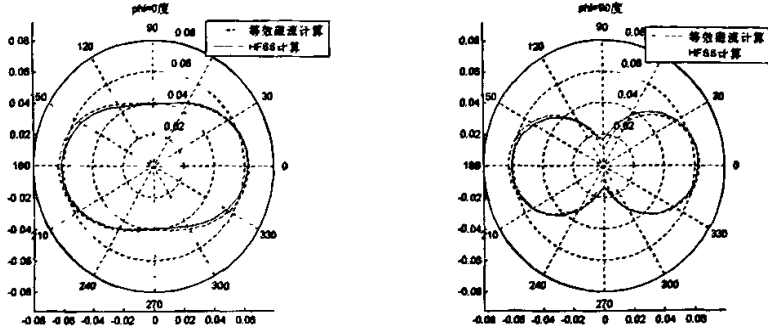


图4.31 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

2、HFSS: 843.25MHz HSPICE: 844.99MHz

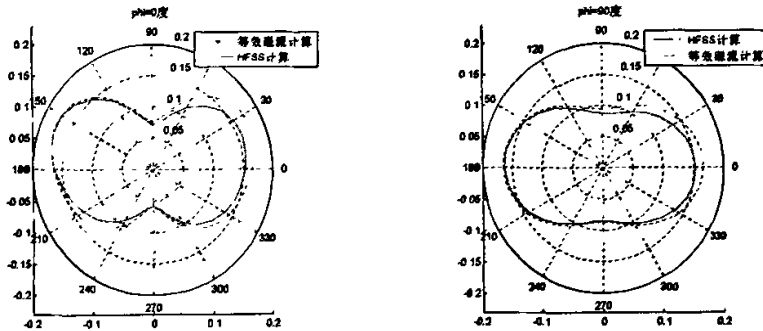


图4.32 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

3、HFSS: 254.25MHz HSPICE: 256.35MHz

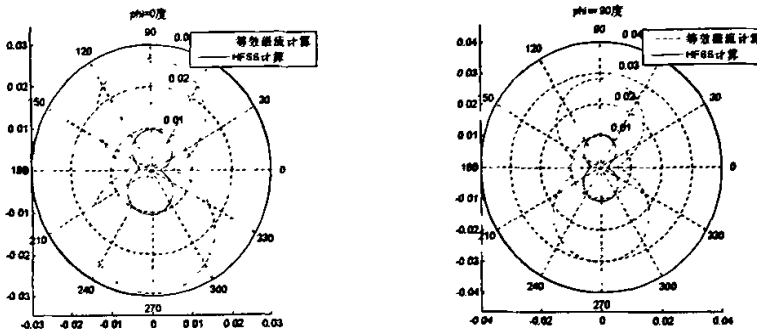


图4.33 phi=0度和phi=90度的远场辐射方向图

加电容后，两种方法计算第一个谐振点的远场辐射差别较大！实际上，从阻抗

曲线中也可以看出低频谐振点阻抗曲线相对高频谐振差别较大。但是，阻抗的偏差到底对辐射计算有多大影响？还是我们取的端口位置过于特殊？为了验证这些想法，从新设置了端口的位置：

$$\text{port1: } (x1y1) = (\text{delta_x}/2, \text{delta_y}/2) = (2.34375, 1.5625)$$

$$\text{port2: } (x1y32) = (\text{delta_x}/2, \text{delta_y}(31+1/2)) = (2.34375, 98.4375)$$

再次计算了新端口下的阻抗曲线

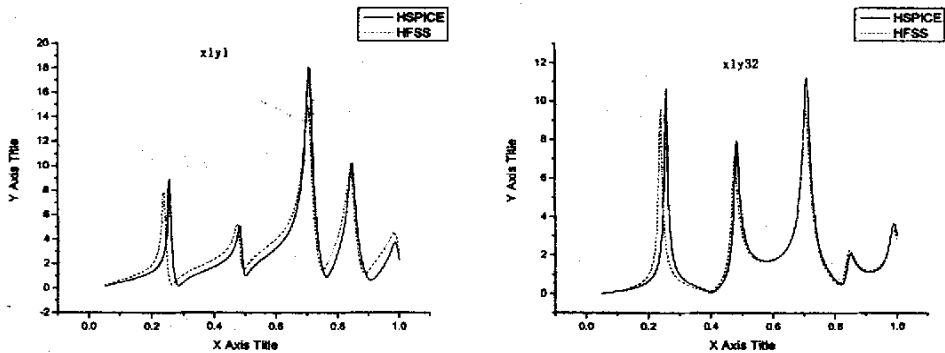


图4.34 HFSS和HSPICE计算的输入阻抗和转移阻抗

仍然计算第一个谐振频点：HSPICE：256.35MHz HFSS：240MHz

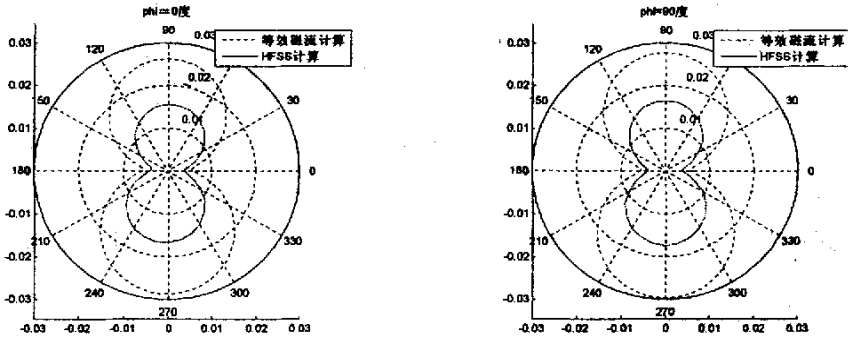


图4.35 $\phi=0$ 度和 $\phi=90$ 度的远场方向图

差别还是很大，不过，比前面计算的结果稍有改进。已经验证，当电源地发生谐振时，各点的谐振频率并不完全一致。有理由怀疑：是不是这个时候没有保证两种情况下都是谐振的状态？或者说这个时候发生的是局部谐振情况？本文做了一些手动的调节，发现当 HFSS：230MHz HSPICE：255.4MHz 时，两者吻合相对较好。

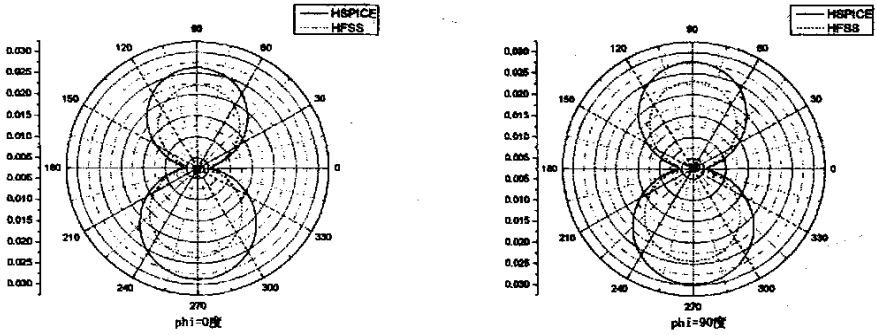


图4.36 $\phi=0^\circ$ 和 $\phi=90^\circ$ 的远场辐射方向图

但是此时两者频点相差 25MHz 左右！现将这个问题作为遗留问题，有待进一步研究。

从图 4.30—图 4.35 可以看出，采用等效磁流法计算加载电容的非规则电源地平面的远场辐射与 HFSS 的计算结果吻合的相当好，这也进步验证了此方法的可行性和准确性。

4.3 本章结论

电源地平面上的电源噪声不仅影响器件的工作从而降低电路的可靠性而且是辐射主要来源，本文采用等效磁流方法分析了规则和非规则电源地平面在裸板和加载电容情况下的几种谐振模式的辐射，避免了采用三维场求解器带来的繁杂的工作。HFSS 的计算结果和理论磁流计算的结果也验证应用等效磁流的方法计算的准确性，而采用等效磁流的方法可以做到在保证仿真准确性的前提下缩短仿真所需要的时间，并且为以后研究电源地平面结构的辐射问题指出了一条路径。

第五章 抑制电源地谐振辐射方法的研究

5.1 匹配电阻抑制

数字电路中不断提高的时钟速率对电源系统提出了新的要求。在多层印制电路(PCB)设计中时钟谐波的波长可能变得和电源地平面的结构尺寸相比拟,过去被业界忽视的谐振模式日益受到重视。电源地平面除了为数字电路提供直流电压外还作为逻辑开关动作的参考电平。因此,电源地平面上产生的任何噪声都直接影响了信号的质量,从而降低了电路的可靠性。除此之外,这些噪声还降低了电路的抗干扰能力,提高了辐射。解决这个问题一个较好的方法就是采用去耦电容(低频有效)或者抑制电阻(高频有效)。本文研究了举行PCB电源地平面的谐振模式,论证了采用抑制电阻容易获得很好高频性能。

5.1.1 理论分析与计算验证

假设一个噪声电流源 I_0 在 (x_0, y_0) 注入电源地平面之间,板间电压分布可以通过求解二维的 Helmholtz 方程得到^[22]。

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2 \right) V(x, y) = -j\omega\mu d I_0 \delta(x - x_0) \sigma(y - y_0) \quad (5-1)$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \left(1 - j\frac{1}{2} \left(\tan\delta + \frac{\gamma}{d} \right) \right) \quad (5-2)$$

$$\gamma = \min \left(t, \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \right) \quad (5-3)$$

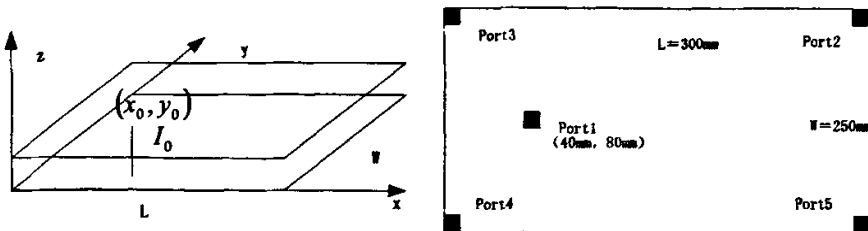


图 5.1 电源地平面结构和 5 个端口分布

其中, ω 为角频率, ϵ 为介电常数, μ 为磁导率, $\tan\delta$ 为介质损耗角, δ 为导体板的趋肤深度, σ 为导体板的电导率, 平板厚度为, 板间距为, 如图 5.1 所示。

如图 5.1 所示矩形电源地平面结构,波动方程的解要满足 PCB 的外围边界条件。如果忽略边缘效应,波动方程的均匀、正交的本征函数为

$$v_{mn}(x, y) = \frac{C_m C_n}{\sqrt{ab}} \cos(k_{xm} x) \cos(k_{yn} y) \quad (5-4)$$

$$k^2 = k_{xm}^2 + k_{yn}^2 \quad (5-5)$$

其中

$$k_{xm} = \frac{m\pi}{a} \quad k_{yn} = \frac{n\pi}{b} \quad (5-6)$$

$$C_m = \begin{cases} 1 & m=0 \\ \sqrt{2} & m \neq 0 \end{cases} \quad C_n = \begin{cases} 1 & n=0 \\ \sqrt{2} & n \neq 0 \end{cases} \quad (5-7)$$

波动方程的解可以用这些本征函数的线性组合来表示

$$V(x, y) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} v_{mn}(x, y) \quad (5-8)$$

将(5-8)代入波动方程(5-1)，再乘以 $v_{st}(x, y)$ ，在整个PCB区域内积利用本征函数的正交性得到

$$A_{st} = \frac{j\omega\mu d I v_{st}(x_0, y_0)}{k_{mx}^2 + k_{ny}^2 - k^2} \quad (5-9)$$

将上式代入到(5-8)中即可得到波动方程的解

$$V(x, y) = j\omega\mu d I \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{v_{mn}(x_0, y_0) v_{mn}(x, y)}{k_{mx}^2 + k_{ny}^2 - k^2} \quad (5-10)$$

写成阻抗的形式

$$Z_t(x, y | x_0, y_0) = \frac{V(x, y)}{I} = j\omega\mu d \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{v_{mn}(x_0, y_0) v_{mn}(x, y)}{k_{mx}^2 + k_{ny}^2 - k^2} \quad (5-11)$$

$$Z_i(x, y) = j\omega\mu d \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{v_{mn}(x, y)^2}{k_{mx}^2 + k_{ny}^2 - k^2} \quad (5-12)$$

这里 $Z_t(x, y | x_0, y_0)$ 是端口 (x, y) 和端口 (x_0, y_0) 之间的转移阻抗， $Z_i(x, y)$ 是端口 (x, y) 的输入阻抗。前面的推导假设端口尺寸无限小。实际上，电流流过的端口进入电源地平面都有一定的尺寸。这里假设端口为边长为 p 的正方形。那么公式(5-11)和公式(5-12)应该乘以下面这个因子^[22]。

$$F_{mn} = \sin c\left(k_{mx} \frac{\Delta p}{2}\right)^2 \sin c\left(k_{ny} \frac{\Delta p}{2}\right)^2 \quad (5-13)$$

图 5.2 计算了几种模式发生谐振时板间的电压分布。

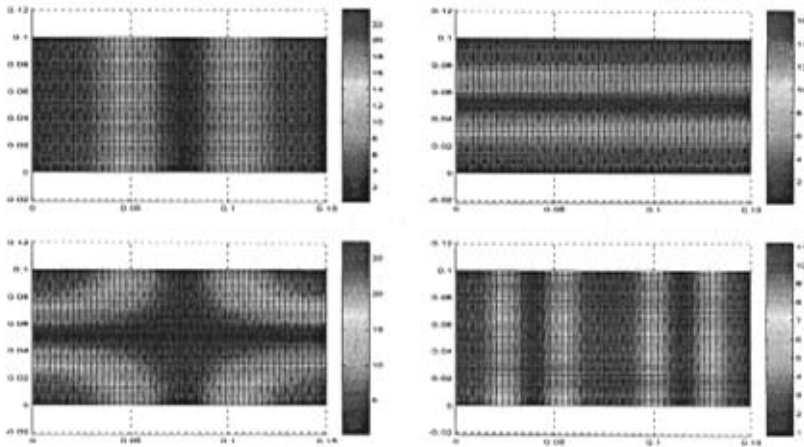


图 5.2.10、01、11、20 模发生谐振时板间电压分布

公式 (5-11) 和公式 (5-12) 表明总的输入阻抗和转移阻抗是无限多个模式的和。每一个模式贡献的大小取决于激励频率。因为每个模式都对应唯一一个 $k_{xm}^2 + k_{ym}^2$ ，当 k 在这个值对应的频率附近时，对应的这个模式的贡献最大，在阻抗曲线上就表现出现一个峰值。

阻抗曲线表明在一些特定的频率上由于 PCB 边界的反射会引起峰值。这是因为在这些特定的频率上，由激励源激励出的电磁场沿 PCB 传播，到达边界被开路边界条件反射回来。反射场和激励场在激励源的位置相互耦合形成新的场的结果。为了减少反射波的影响，很自然的想到沿着 PCB 边缘加电阻以吸收能量^[23]。实际上，我们可以只在一些特定的点上加电阻。从图 5.2 板间电压分布可以看出，所有模式在 PCB 角上都有最大值，因此，在四个角上四个电阻就可以降低所有模式的影响。如图 5.1 所示，两板厚度 $t=35\mu\text{m}$ ，板间距 $d=1.4\text{mm}$ ，介质损耗角 0.02。这样可以保证某些低频谐振也被激励出来。端口 2、3、4、5 分别放置在四个角上。根据公式 (5-11) (5-12) 和网络的互易性，可以很方便的推导 5 端口系统的阻抗矩阵。

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} \\ Z_{14} & Z_{24} & Z_{34} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{15} & Z_{25} & Z_{35} & Z_{45} & Z_{55} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & [Z_p] \\ [Z_p] & [Z_M] \end{bmatrix} \quad (5-14)$$

其中

$$[Z_p] = [Z_{12} \quad Z_{13} \quad Z_{14} \quad Z_{15}] \quad (5-15)$$

$$[Z_M] = \begin{bmatrix} Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{23} & Z_{33} & Z_{34} & Z_{35} \\ Z_{24} & Z_{34} & Z_{44} & Z_{45} \\ Z_{25} & Z_{35} & Z_{45} & Z_{55} \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

由于阻抗是由无穷多个模式的和，为了计算我们需要把这个级数截断，图 4 是取不同个数模式的端口阻抗，从图中可以看出当 $M (=N)$ 取 10 时已经可以满足精度要求。

端口 2、3、4、5 加上电阻后，5 端口的阻抗矩阵可以表示为：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ [V_M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & [Z_p] \\ [Z_p] & [Z_M] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ [I_M] \end{bmatrix} \quad (5-17)$$

若端口 2、3、4、5 接电阻 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 ，各个端口的电压可以表示为

$$[V_M] = - \begin{bmatrix} R_2 & & & \\ & R_3 & & \\ & & R_4 & \\ & & & R_5 \end{bmatrix} [I_M] = -[R_M][I_M] \quad (5-18)$$

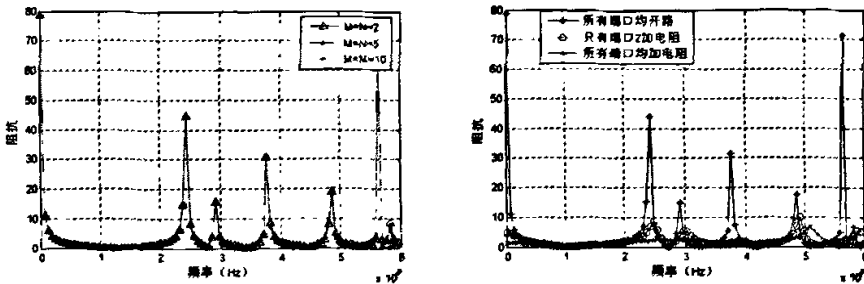


图 5.3 不同模式个数对阻抗精度的影响和三种情况下阻抗随频率变化曲线

将 (5-18) 代入到 (5-17) 中得

$$I_M = -([R_M] + [Z_M])^{-1} [Z_p] I_1 \quad (5-19)$$

将 (5-18) 代入到 (5-15) 中得到新的端口 1 的输入阻抗

$$Z_{11(new)} = Z_{11} - [Z_p] ([R_M] + [Z_M])^{-1} [Z_p] \quad (5-20)$$

当只有端口 2 接电阻 R_2 ，其他端口都开路时，(5-20) 式简化为

$$Z_{11(new)} = Z_{11} - Z_{21}^2 (R_2 + Z_{22}) = Z_{11} - \frac{Z_{21}^2}{R_2 + Z_{22}} \quad (5-21)$$

从 EMC 和信号完整性的角度来看，阻抗峰值要尽可能的避免。然而，抑制阻抗峰

值会抬高其他某些频段的阻抗值，但是，只有我们能够保证在我们感兴趣的频段内阻抗曲线平缓就可以了。对于极低的频段可以不用特别考虑，因为在低频时，可以用去耦电容很方便的解决这个问题。

5.2 本章结论

本文采用谐振腔模型分析了电源地平面的谐振模式，推导了电源地的阻抗矩阵。并通过采用加载电阻的方法抑制阻抗谐振峰值。通过计算可以看出，在场强最强的地方加载电阻可以有效的抑制谐振峰值。为实际的工程设计提供了一个方法。

第六章 结束语

随着电气电子技术的发展,电子产品日益普及,电磁环境日益复杂和恶化,使得在电子产品的电磁兼容性(EMC)问题也受到各国政府和生产企业的日益重视。这对电子设计工程师提出了更高的要求,不仅要保证产品各种功能的正常使用,还要保证电子产品满足销售该电子产品地区的电磁兼容标准。电磁辐射是电磁兼容当中一项极其重要的内容。在很大一部分产品中为了保证整机的电磁辐射不超标通常的做法是给产品加屏蔽罩,但是这会不仅会带来成本上的增加,而且还可能对产品的基本性能构成威胁!除此之外,有些是电子产品没有办法加屏蔽罩,这时这种治标不治本的办法就行不通了。对于现在的EMC设计工程师来说,首当其冲的是解决“源”的问题,而不能再过去采用“堵”的策略。

现代电磁兼容设计中电磁辐射部分主要分为两个方面:板级的电磁辐射和整机的电磁辐射。相对于后者(主要是指外挂电缆引起的辐射),板级的电磁辐射问题要复杂的多(其中尤以跨分割走线和电源地谐振辐射最为严重),也日益受到业界的重视。本文即是在这种背景下开展了高速数字印制电路板中的电磁辐射分析工作。由于电容是现在高速数字印制电路板设计中应用广泛的基本元件,本文首先分析了其在高频下的特性,应用 Monte Carlo 法提出了陶瓷电容和钽电容的 SPICE 模型。随后论文主要利用等效磁流法分析了电源地平面的远场辐射特性。该方法结合了电源完整性仿真,利用其结果进一步计算电源地平面的等效磁流。实际上,电源地对外产生的辐射可以看作是由此等效磁流引起的。一点我们求得等效磁流即可编写相应的计算程序求得其辐射场。

应用等效磁流法本文计算了矩形电源地裸板平面、加载电容的矩形电源地平面、非规则电源地裸板平面和加载电容的电源地平面的辐射。其结果与用 Ansoft 公司的三维场求解器 HFSS 的仿真结果做了对比,结果显示本文所采用的等效磁流法在满足一定工程精度的前提下将仿真时间大大缩减,从而提高了工作效率,在工程上为处理类似的辐射问题提供了一种有效的方法,有一定的工程意义。

致谢

本文的研究工作是在史小卫教授的悉心指导下完成的。衷心感谢他在我攻读硕士学位期间为我倾注了大量的心血，史老师宽广渊博的专业学识、严谨的治学态度、对事业孜孜追求的奉献精神以及待人宽厚、平易近人的品格给我留下了深刻的印象，使我受益非浅。

我从史老师那里不仅学到了许多知识，更重要的是学到了精益求精、学无止境的治学精神，学到了严谨的治学作风和做人的道理，这些都使我受益终身。在论文完成之际，衷心地感谢史老师近两年来对我学业上，生活上的关心以及各方面能力的培养。

特别感谢赵永久老师，在我遇到困难向他请教时，赵老师总是热情的给予解答并给予了有很多有益的建议。同时谢拥军老师、尹应增老师，他们在我两年多的学习过程中给予了很多的指导和建议。在此谨向三位老师表示衷心的感谢。

在此还要感谢张坤、张胜利、吴炎惊、晋兆国、毛忠宇、贾俊等各位工程师，他们在我论文完成的过程中碰到困难时给予很多帮助。

感谢一起工作学习的同窗好友姚娜、陈晓洁、李蕊、刘青、陈潮彬、陈伟、梁毅、肖智、华根瑞、李绪平和各位师兄黄丘林、李平、郭玉春、许乐、许殿、俞志华、刘建厂、张慧文，师姐钱玫、张丽敏、王彤和同一个实验室的各位师弟师妹们，感谢我的同班好友王鹏、蒋晓勇、张学飞、张振兴、钟政良、郑志泰、黄伟芳等，在日常生活和学习中他们都给了我很多帮助，和他们一起度过的时光是我一生当中最快乐的时光之一。

最后感谢我的家人一直以来对我学业的支持，感谢所有关心帮助过我的老师和朋友。

参考文献

- 【1】 高牧纲, 电磁兼容总论.北京:北京邮电大学出版社, 2001
- 【2】 白同云, 吕晓德 电磁兼容设计.北京:北京邮电大学出版社, 2001
- 【3】 肖小军 电磁兼容(EMC)技术的发展动态, 湖南电力, 2000, 20(2): 28-30
- 【4】 全国无线电干扰标准化技术委员会, 全国电磁兼容标准化联合工作组, 中国实验室国家认可委员会.电磁兼容标准实施指南.北京:中国标准出版社, 1999
- 【5】 B. Archambeault, Predicting EMI emission levels using EMCAN, IEEE Symposium on EMC. pp. 48-50, 1993.
- 【6】 F. Gisim, Using the method of moment NEC code to solve ENIC problems. IEEE Symposium on EMC, pp. 275-278, 199;
- 【7】 T. Hubing and M. Ali, EMC applications of EMAP-2: a 3D finite element modeling code, IEEE Symposium on EMC, pp. 279-282. 1993.
- 【8】 S. Tanabe, etc., 3D-FEM analysis of electromagnetic emission from PCB. IEEE Symposium on EMC, pp. 343-346, 1996.
- 【9】 T. Hubing, etc., An expert system approach to EMC modeling, IEEE Symposium on EMC, pp. 200-203, 1996.
- 【10】 R. G. Cuny, SPICE and IBIS modeling kids: the basis for signal integrity analysis, IEEE Symposium on EMC, pp. 204-208, 1996.
- 【11】 Y. He, etc, Development of voltage finite-difference time-domain method for numerical modeling of electromagnetic problem, IEEE Symposium on EMC. pp. 124-126, 1992
- 【12】 S. D. Gedney, The application of the finite-difference time-domain method to EMC analysis, IEEE Symposium on EMC, pp. 117-120, 1996.
- 【13】 A. C. Cangellaris, Frequency-domain finite element methods for electromagnetic field simulation: fundamentals, state of the art, and applications to EMC/EMI analysis, IEEE Symposium on EMC, pp. 107-116, 1996.
- 【14】 V. Choo and A. Drozd, Implementation of intelligent EMC analysis and design techniques, IEEE Symposium on EMC, pp. 167-172, 1994.
- 【15】 Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, RF Circuit Design Theory and Applications, 科学出版社
- 【16】 Larry D Smith, David Hockanson, Distributed SPICE Circuit model for Ceramic Capacitors, IEEE Electronic Components and Technology Conference, 2001
- 【17】 L. D. Smith, R. Anderson, and T. Roy, "Power Plane SPICE Models and Simulated Performance for Materials and Geometries", IEEE Trans. Adv. Package, Vol. 24, Aug.

- 2001.
- 【18】 张坤, “Theoretical Analysis of RC Termination at PCB Edge”
 - 【19】 牛中奇, 朱满座, 卢智远, 路宏敏等, 电磁场理论基础, 电子工业出版社, p284-p287
 - 【20】 Marco Leone, The Radiation of a Rectangular Power-Bus Structure at Multiple Cavity-Mode Resonances, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, VOL. 43, Aug. 2003.
 - 【21】 Joe Trinkle, Damping of Resonant Modes Associated with Rectangular Power Supply Planes, EMC SOCIETY of AUSTRALIA NEWSLETTER, Issue Number 17
 - 【22】 GuangTsai Lei , R.W.T , Barry K.Gilbert,High-Frequency Characterization of Power/Ground-Plane Structures,IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,1999.vol47(5)
 - 【23】 Novak,I.,Reducing Simultaneous Switching Noise and EMI on Ground/Power Planes by Dissipative Edge Termination IEEE Tr CPMT.1999,vol22(3)

作者在读研期间的研究成果

- 1 波导 E 面膜片的分析及其在滤波器设计中的应用, 刘渝, 电子科技 2005 年 9 月
- 2 高速数字电路中抑制电源地平面阻抗方法的研究, 刘渝, 史小卫, 西安电子科技大学学术年会, 2005 年 10 月
- 3 Effective modeling and analysis of EMI effects on printed circuit boards, Kun Zhang, Yu Liu, Zhen Mu, DesignCon2006, February 6-9,2006,Santa Clara,California,USA