

上海交通大学硕士学位论文

高频互连线 RLC 寄生参数提取和低阶建模

学 校： 上海交通大学
院 系： 微电子学院
专 业： 软件工程
姓 名： 彭修宇
导 师： 施国勇 教授

上海交通大学微电子学院

2007 年 12 月

此研究部分由国家自然科学基金 (No. 60572028) 和上海市浦江人才计划 (课题编号 07pj14053) 资助

**A Dissertation Submitted to Shanghai Jiao Tong University
For Master Degree**

**RLC Parasitic Parameter Extraction and
Reduced-Order Modeling of High-Frequency
Transmission Lines**

Specialty: Software Engineer

Name: Xiuyu Peng

Tutor: Prof. Guoyong Shi

School of Micro Electronics
Shanghai Jiao Tong University

Shanghai, P.R.China

December 30, 2007

**This research was supported in part by the National Science Foundation of China (no. 60572028)
and by Shanghai Pu Jiang Talented Scholar Funding Project (no. 07pj14053).**

上海交通大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

上海交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权上海交通大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密，在___年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名：

指导教师签名：

日期： 年 月 日

日期： 年 月 日

摘要

随着摩尔定律的延续，半导体工艺技术的不断飞速发展，集成电路芯片的尺寸越来越小和信号频率越来越高。随着 SOC 的出现和大规模的应用，芯片内的互连线的作用变得越来越重要，而由于芯片面积越来越大，同时线宽越来越窄，现在的集成电路芯片中主要的延时已经从门延时变成了线上延时，互连传输线的效应成为限制整个系统性能的瓶颈。

从而对传输线的研究变得越来越重要，而在当今的工艺和信号频率下，传统的采用集总参数的参数提取方法由于信号的频率提升而带来的寄生效应失去了准确性，所以需求新的参数提取的方法和新的宏模型来适应当今工艺条件和信号频率具有至关重要的意义。

在本文中，作者将对片内互连线作为分析，提取它的高频寄生参数并对其建立一个低阶的模型。文中的研究主要分为 2 个部分：

● 互连线寄生参数提取部分

对于互连线的建模和参数提取有很多的各种各样的解法有的通过 AWE 方法来获取线性 RLC 传输线的时域宏模型而有的则是通过对传输线的 S 参数做变换为 Z 参数提取分布的 RLC 参数。在本文中作者将采用 Dinh 提出的在高频下考虑到趋肤效应通过划分传输线来首先实现对传输线矩形划分后准确的寄生参数提取。

为了使电流在切分单元里面的密度均匀，将导体按照一定比例变间距切分，然后对其进行寄生参数提取分别得到传输线的 R、L、C 寄生参数，从而实现等效的 RLC 网络矩阵。

● 模型降阶部分

然而由于现在芯片传输线的长度越来越长，同时频率越来越高，使用传统的矩形划分传输线来提取参数将使划分间隔越来越小，划分块数越来越多，从而使生成的等效矩阵越来越大，以至于对计算时间和效率产生影响。从而需要一种方法来简化参数提取后得到的巨大的等效矩阵，在本文中，作者使用一种 MOROC 模型降阶的方法将寄生参数提取得到的 RLC 网络降阶来得到简单通用有效的传输线模型，通过对其传递函数的化简分析达到对传输线进行分析的最终目的。

关键词：寄生参数提取 趋肤效应 RLC 电路模型 模型降阶

RLC Parasitic Extraction and Reduced-Order Modeling of High-Frequency Transmission Lines

ABSTRACT

With the continuation of Moore's Law and the rapid development of semiconductor technology, the integrated circuit chip size is getting smaller and smaller and signal frequency is getting higher. With the emergence and the large-scale applications of SOC, the chip interconnects are becoming more and more important. As chip scale is getting bigger while the line width is getting narrower, the main signal delay in IC comes from the line delay instead of gate delay. The effect of interconnection transmission lines is becoming bottlenecks of whole system performance.

Thus the study of transmission lines is becoming increasingly important. But in today's technology and signal frequency, the traditional lumped parameter extraction method gradually becomes inaccurate because of the parasitic effect introduced by high frequency. So finding new parameter extraction methods and new-models to meet the current needs of process conditions and the signal frequency is of paramount significance.

In this thesis, the author has studied one high-frequency parasitic parameters extraction method and proposed to apply a low-order modeling technique for frequency-dependent interconnect modeling. The thesis consists of two parts:

- Interconnect parasitic parameter extraction

Considering the high frequency skin effect on the transmission line, in order to make the current density of each segmentation uniform, the segmentations of section are in certain proportion. And after segmentation, parasitic parameters R L C are extracted in order to achieve the equivalent RLC network matrix.

- Model order reduction

As interconnect of chip getting loner and longer, the generated matrix becomes bigger. So it's necessary to use module reduction to simplify the matrix. In this thesis, the author

uses MOROC module order reduction method to get simple and effective model form RLC network of transmission line.

Key word: Parasitic parameter extraction, skin effect, RLC circuit model, model order reduction

目 录

高频互连线 RLC 寄生参数提取和低阶建模	1
摘 要	I
ABSTRACT	II
FIGURE INDEX.....	X
TABLE INDEX.....	XII
1 引论	1
1.1 研究与课题背景.....	1
1.2 互连技术.....	2
1.3 寄生参数提取.....	3
1.4 论文的主要工作与重点内容.....	4
1.5 文章的组织结构.....	4
2 麦克斯韦方程组和传输线参数模型.....	6
2.1 麦克斯韦方程.....	6
2.1.1 麦克斯韦方程.....	6
2.2 麦克斯韦方程的近似形式.....	11
2.2.1 静电场近似 (ES: Electro-Static).....	12
2.2.2 恒定电场与恒定磁场近似 (IEF: Invariance Electric Field).....	12
2.2.3 准静电场近似 (EQS: Electro-Quasi-Static)	13
2.2.4 准静磁场近似 (MQS: Magneto-Quasi-Static)	14
2.2.5 似稳场近似 (EMQS: Electro-Magneto-Quasi-Static)	14
2.3 互连线参数模型.....	15
2.3.1 RC 树状模型.....	15
2.3.2 RL 树状模型.....	16

2.3.3 RLC 树状模型	16
2.3.4 RLGC 树状模型	16
2.3.5 互连线模型选取标准	17
2.4 本章小结	18
3 芯片内互连线寄生参数提取	19
3.1 一些参数提取方法	19
3.1.1 有限元	19
3.1.2 矩量法	20
3.1.3 边界元法	20
3.2 考虑高频趋肤效应下的去频率耦合	21
3.2.1 趋肤效应	21
3.2.2 矩量网格划分	22
3.3 互连线寄生参数的提取	24
3.3.1 寄生电感的提取	24
3.3.2 寄生电阻的提取	24
3.3.3 寄生电容的提取	24
3.4 本章小结	25
4 模型降阶及简化	27
4.1 模型降阶的基本介绍	27
4.2 RLC 的电路的降阶方法	29
4.2.1 MNA 方程介绍	29
4.2.2 PRIMA 方法	33
4.2.3 SPRIM 方法	33
4.3 基于可观标准型的模型降阶算法	33
4.3.1 系统状态方程	33
4.3.2 系统的可观测性	34

4.3.3 可观测标准型	35
4.3.4 MOROC 算法	36
4.4 本章小结	37
5 算法实验和性能分析	39
5.1 算法平台和实验条件	39
5.2 实验方法和数据分析	41
5.2.1 实验方法和对象	41
5.2.2 标准划分 $5 \times 5 \times 3$	42
5.2.3 MOROC 模型降阶	47
5.2.4 切割方法对性能的影响	48
5.3 本章小结	53
6 结论	54
6.1 总结	54
6.2 课题展望	55
参 考 文 献	56
致 谢	59
攻读硕士学位期间已发表或录用的论文	60

图片目录

图 1 在敞开面上的 $d\mathbf{l}$ 和 $d\mathbf{s}$	7
图 2 在封闭面上的 $d\mathbf{s}$	8
图 3 RC 树状模型	15
图 4 RL 树状模型	16
图 5 RLC 树状模型	16
图 6 RLGC 树状模型	17
图 7 信号跳变时间与互连线长度电感效应制约关系	18
图 8 趋肤效应示意图	21
图 9 传输线截面的均匀划分	23
图 10 变网格切分示意图	23
图 11 电路网络图	30
图 12 对应的拓扑图	30
图 13 改进节点电路	32
图 14 ADS 实验平台	39
图 15 寄生参数提取后得到的等效矩阵	40
图 16 MOROC 后得到的传递函数零极点图	40
图 17 MOROC 后得到的传递函数的频响	41
图 18 使用 ADS 证明参数提取的准确性	41
图 19 证明模型降阶前后的传递函数的特性一致	42
图 20 $5 \times 5 \times 3$ 的切分方提取得到等效网络	44
图 21 寄生参数提取后和参照传输线的 $S(2,1)$ 曲线比较	45
图 22 寄生参数提取后和参照传输线的 $Z(2,1)$ 曲线比较	46
图 23 寄生参数提取后和参照传输线的 $Y(2,1)$ 曲线比较	46
图 24 传递函数的零极点匹配图	47
图 25 MOROC 前后的传递函数频响曲线拟合图	48

图 26 3x3x3 的传输线分割示意图	49
图 27 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 S (2,1) 曲线比较	49
图 28 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 Z (2,1) 曲线比较	50
图 29 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 Y (2,1) 曲线比较	50
图 30 10x10x3 的传输线分割示意图	51

表格目录

表 1 集成电路规模变化.....	1
表 2 3 种划分方法运行时间和效率比较.....	52
表 3 3 种划分方法对模型降阶的效率比较.....	52

Figure Index

Figure 1 dl and ds in a open surfance	7
Figure 2 ds in a closed surfance	8
Figure 3 RC tree model	15
Figure 4 RL tree model.....	16
Figure 5 RLC tree model.....	16
Figure 6 RLGC tree model.....	17
Figure 7 the inductance relationship between the signal step time and the length of interconnection line	18
Figure 8 skin effect.....	21
Figure 9 divide the transmission line section uniformly	23
Figure 10 divide the transmission line section ratioly.....	23
Figure 11 circuit network	30
Figure 12 corresponded topology map.....	30
Figure 13 advanced node circuit	32
Figure 14 ADS experiment environment.....	39
Figure 15 equivalent network after parasitic parameter extraction.....	40
Figure 16 zero/pole map of transfer function after MOROC	40
Figure 17 frequency response of the transfer function after MOROC	41
Figure 18 testify the accuracy with ADS.....	41
Figure 19 Guarantee characteristic consistency beforeand after model reduction.....	42
Figure 20 equivalent network with 5x5x3.....	44
Figure 21 S (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line.....	45
Figure 22 Z (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line.....	46
Figure 23 Y (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line	46
Figure 24 zero/pole map of transfer function of the transfer function	47
Figure 25 frequency curves of transfer line before and after MOROC.....	48
Figure 26 transmission line with 3x3x3 division	49
Figure 27 S (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division.....	49

Figure 28 Z (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division.....	50
Figure 29 Y (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division.....	50
Figure 30 trasmission line with 10x10x3 division	51

Table Index

Table 1- the change of IC scale	1
Table 2- the run time and efficiency comperasion in 3 division methods.....	52
Table 3- the comperasion of efficiency of the model order reduction in 3 division methods	52

1 引论

1.1 研究与课题背景

在 IC 领域有一个著名的摩尔定律，由英特尔（Intel）创始人之一戈登·摩尔（Gordon Moore）于 1965 年提出来，其内容为：集成电路上可容纳的晶体管数目，约每隔 18 个月便会增加一倍，性能也将提升一倍，而价格下降一半。

而集成电路（IC）的发展则始终遵循着摩尔定律：特征尺寸平均每三年缩小 1.414 倍，集成度则平均每三年增加 4 倍，CPU 功能和复杂性每十八个月增加一倍，成本却成比例的递减。

而随着摩尔定律的发展，IC 的特征尺寸从最初的 10 μm ，缩小到 0.18 μm ，0.13 μm ，90nm，65nm 直到现在的 45nm。同时 IC 芯片的元器件规模在依次经历了小规模（SSI），中规模（MSI），大规模（LSI）和超大规模阶段（VLSI）以后，发展到现在的特大规模（ULSI）和巨大规模集成电路（Gigantic Scale IC）（元器件数 > 10 $\times 10^8$ /芯片）。

	数字集成电路			模拟集成电路
	MOS 数字 IC		双极 IC	模拟 IC
	元件数	门数	元件数	元件数
SSI	<100	<10	<100	<30
MSI	100-1000	10~100	100~500	30~100
LSI	1000-10 000	100~10 000	500~2000	100~300
VLSI	10 ⁴ ~10 ⁷	10 ⁴ ~10 ⁶	>2000	>300
ULSI	10 ⁷ ~10 ⁹	10 ⁶ ~10 ⁸	—	—
GSI	>10 ⁹	>10 ⁸	—	—

表 1 集成电路规模变化

Table 1- the change of IC scale

总的来说，IC 发展有以下几个趋势：

(A) 加工技术日益精细，集成规模越来越大

- (B) 互连线的规模越来越大, 在特征线宽为 65nm 时, 将需要 10 层金属线, 连线总长度可达 10Km
- (C) 晶圆直径越来越大。从 4 英寸, 6 英寸, 8 英寸到现在的 12 英寸。目前 8 英寸和 12 英寸的晶圆已经大量用于生产
- (D) 芯片的设计日益复杂化, 功能越来越多, 性能越来越高

而互连技术是超大规模集成电路里面的一项最有挑战性的技术。由于芯片速度进入 GHz 域并且向 10GHz, 20GHz 甚至更高的频率, 布线层数在 8 层甚至更多, 互连延迟的地位越来越显著, 线上延时已经超过了门延时成为首先需要考虑的因素。IC 设计也逐渐由以前的以逻辑功能为中心的模式转变为功能与互连性能并重的模式, 设计的重点也逐渐由前端向后端转移。

1.2 互连技术

在大规模和超大规模集成电路中,除了单元电路之外,有必要将芯片内部各单元之间,芯片的 I/O 接口与周边电路或其它芯片之间按照拓扑性质进行连接,这种连接是依靠介质基板上的导体线完成,即所谓互连线。

在早期的电路中,电路的工作速度较低,互连线的尺寸远小于信号波长,电路中的逻辑门时延和晶体管所引起的信号延迟远远大于互连线所带来的延迟,相比较而言,其延迟效应可以忽略,更多的则是作为一种简单的理想金属导体,仅仅具有电气连通作用。电路的性能主要取决于电路的逻辑设计,传统的电路仿真工具在时域范围内可以比较有效地对这类系统进行模拟。但是随着工艺的进步,电路的工作速度越来越高,使电路中互连线的长度逐渐变得能够与信号波长相比,互连线延迟已经能和门上时延相比,尤其在大规模芯片系统中,时序十分重要,互连线的延迟已经不可忽略。同时,由于线间距很小,线间耦合电容电感所产生的串扰噪声对系统的性能也有非常不利的影响。

在 LSI 和 VLSI 系统中,互连效应已经成为必须考虑的问题,而为了确保所设计的电路的总体性能,要求准确分析互连效应对信号传输的影响。但常规的集成电路理论及 CAD 方法在处理这类问题上没有什么效果。对于互连线的效应分析比较传统的方法是引入集总或分布的 RC 参数的网络来模拟,当信息系统中信号频率的进一步提高使得信号脉冲在芯片外部甚至芯片内部的互连线上均呈现波效应,传统的 RC 互连网络模型就不再适用,而应将互连线作为具有分布参数的信号传输线来处理。

在高速 VLSI 以及 SoC 芯片系统中,如何准确,有效地对信号经过互连线传输后所产生地互连线效应进行定性定量地分析,计算和控制已经成为高速电路系统设计中

以及相应计算机辅助设计工具关注的主要问题之一,它对于电路系统的优化设计至关重要。所有这些均将从客观上对分析,模拟 VLSI 电路互连网络的工具的准确性及有效性提出越来越高的要求。而对互连线的寄生参数进行精确提取,同时对电路建立传输线的精确模型对于电路的综合模拟,性能优化布局布线,消除互连效应都有很大的意义。

1.3 寄生参数提取

寄生参数提取就是得到互连线的电路等效模型及其等效参数,从而对互连效应进行一个精确的描述。

90年代 Stefan Zaagc 和 Enno Groteluschen[2]等人已经对高速互连线的高频特性进行了详尽的分析。针对位于带一定导电率的衬底之上的传输线的电学特性进行了分析,指出在高速数字电路中的互连线的阻抗矩阵 Z_c 以及传输常数 Y 都会随着频率的变化而变化,并且原本效果不错的 RC 模型不再适用。所以,普遍认为考虑传输效应更好的模型将是 RLC 模型。而且衬底的趋肤效应还会极大地影响传输线的分布电感。

IC 设计中,建立互连模型所用的参数提取方法大致可以分为解析和数值模拟两类。解析方法源于集总模型和近似公式,通过简化不同导体间的相互作用来形成集总参数简化模型。数值法分析即是场分析的方法,以麦克斯韦方程为基础,从微观的场效应角度来研究导体内部情况和导体间的相互关系。这类方法被广泛应用于电磁场和微波传输线分析。

互连线建模可以采用不同精度、不同计算量的多种方式:集总和分布 RC 模型,集总和分布 RLC 模型,传输线模型等。RC 模型计算最简单,但不够精确。在深亚微米工艺下高频段,为了保持信号的完整性,削弱噪声,RLC 模型将逐渐占据主导。引入电感等因素以后,尽管计算精度有所提高,但是计算量增加。比如传统的传输线模型相对比较精确但是计算负担比较大,而且忽略临近对象的耦合也使简化的传输线模型并不一定准确。所以需要传输线进行 RLC 分段,分段越多越精确。所以在本次项目设计中我们将采用使用分布参数 RLC 模型来解析互连传输线,通过模型降价来处理数据来提高速度。

2001年,IEEE 在其会刊第 4、5 期两期专题刊登了 17 篇与互连及封装寄生参数提取相关的特邀报道,对寄生参数提取的意义、现状、问题、困难、要求与趋势,相关的 EDA 软件的开发及设计的流程等作了全面而详尽的论述,可见互连寄生参数提取问题在 GHz 以上纳米 VLSI 电路发展中具有举足轻重的地位。

除了互感引起的信号延时以外，带有阻抗的互连线还会引起传输电势下降（IR drop），噪声（noise）和线上能量损耗（energy consumption）等问题

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{C}{\omega}\right)$$

其中 Z 为阻抗， R 为电阻， L 为电感， C 为电容， ω 为角频率。可以看出电感的效应随着 ω 逐渐增大的过程越来越明显的体现出来。

1.4 论文的主要工作与重点内容

本课题的研究目标是提出并实现一种改进的寄生参数提取的方法，基于分布参数模型将一段传输线在长度上切分，同时在横截面上考虑趋肤效应进行非均匀的网格切分，建立一个等效参数网络模型，然后提取基于频率的 $R(\omega)$ $L(\omega)$ 参数和低频下提取 C 参数来实现高频下的互连线的寄生参数提取，用来适应在以后的深亚微米工艺下的 IC 关于高频下传输线的设计。

具体来说就是首先实现对传输线基于频率的参数提取，然后使用模型降阶的方法生成低阶模型。

在寄生参数提取方面的工作有：

- 基于高频的非均匀划分
- 对传输线采用分布参数的分段提取单位长度的传输线
- 考虑频率的等效传输线网络建模

在模型降阶方面的工作有：

- 使用现在比较先进的 MOROC 的模型降阶方法对传输线等效网络模型进行降阶简化处理。

1.5 文章的组织结构

本文在主要阐述寄生参数提取的方法和提取网络模型降阶的过程。文章的内容安排如下：

- 第一章绪论主要阐述了研究与课题背景，以及互连技术的一些历史和寄生参数提取的一些基本概念，并介绍了作者的主要工作
- 第二章介绍了和传输线特性以及参数提取密切相关的麦克斯韦方程组和传输线的各种等效参数模型

- 第三章介绍了历史上一些比较著名的寄生参数提取的方法同时阐述了本文采用的传输线寄生参数提取的方案
- 第四章介绍模型降阶的一些基本概念和对第三章寄生参数提取得到的等效网络模型的模型降阶的方案
- 第五章举例说明如何实现对一根传输线进行的寄生参数提取和等效网络模型降阶以及一些结果性能的比较
- 第六章结论对本文的方法和实现做一个总结,同时对未来下一步的研究课题做出展望

2 麦克斯韦方程组和传输线参数模型

在传输线的信号传输分析研究中，麦克斯韦方程组有着重要的作用，可以说传统传输线的传输方程就是基于麦克斯韦方程组的基础上。同时要准确的分析传输线的电路特性，一个好的传输线模型也是不可缺少的，所以在本章中作者将介绍一下麦克斯韦方程组和传输线的参数模型种类，以及在特殊情况下传输线参数模型选取的一些参考准则。

2.1 麦克斯韦方程

2.1.1 麦克斯韦方程[3]

首先要指出普通的电磁场是以六种量表示的，分别是

E 为电场强度 (v/m)

H 为磁场强度 (A/m)

D 为电位移矢量 (Q/m²)

B 为磁通密度 (WB/m²)

J 为电流密度 (A/m²)

P 为电荷密度 (Q/m³)

如果以上这些量处处连续且有连续导数，那么它们就符合麦克斯韦方程的微分形式

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B};$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0;$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J};$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho; \tag{2-1}$$

这些方程还包括电荷守恒的连续性方程

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t}; \quad (2-2)$$

方程组 2-1 中对应的麦克斯韦方程组的积分形式为

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \iint \vec{B} \cdot d\vec{s};$$

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0;$$

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \frac{d}{dt} \iint \vec{D} \cdot d\vec{s} + \iint \vec{J} \cdot d\vec{s};$$

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_v \rho d\tau \quad (2-3)$$

2-3 式子比 2-1 更为一般化因为不需要各种量必须连续。其中的 dt 为体积元。

在第一纵列中， $d\vec{l}$ 为环绕 $d\vec{s}$ 的闭合围线的一段，其正方向与面 S 的正方向满足右手定则。在第二列中， $d\vec{s}$ 表示一封闭面元，方向指向外，线积分符号上的圆表示为闭合曲线，面积分上符号的圆表示封闭曲面。

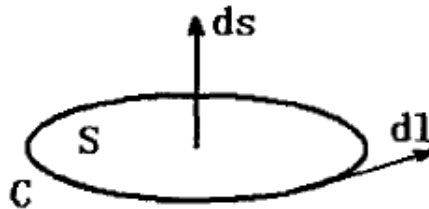


图 1 在敞开面上的 $d\vec{l}$ 和 $d\vec{s}$

Figure 1 $d\vec{l}$ and $d\vec{s}$ in a open surface



图 2 在封闭面上的 ds

Figure 2 ds in a closed surface

$$\text{同理，式 2-2 的积分形式为 } \oiint \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iiint_v \rho d\tau \quad (2-4)$$

以上讨论的都是场量，而在电路中我们见到更多的是以下这些量

v 称为电压 (V)

i 称为电流 (A)

q 称为电荷 (Q)

ψ 称为磁通 (WB)

ψ^e 称为电通 (C)

u 称为磁势 (A)

各场量和电路量的明确关系可以总结如下：

$$v = \int \vec{E} \cdot d\vec{l};$$

$$\psi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{s};$$

$$i = \iint \vec{J} \cdot d\vec{s};$$

$$\psi^e = \iint \vec{D} \cdot d\vec{s};$$

$$q = \iiint_v \rho d\tau;$$

$$u = \int \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2-5)$$

值得一提的是，电路为标量，而他们的积分都需要一个参考位。对于线积分得到的量，比如电压，习惯上将积分途径的起点作为参考零点；而对于面积分量，如电流，则习惯上取 ds 的方向作为正方向，电荷为正电荷量减去负电荷量的一种“净量”值。

综合 2-3 ， 2-5 可以得到场和电路的混合形式的方程

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\psi}{dt};$$

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0;$$

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\psi^e}{dt} + i;$$

$$\oiint \vec{D} \cdot d\vec{s} = q \quad (2-6)$$

而连续性方程的场和电路的混合形式方程为

$$\oiint \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{dq}{dt} \quad (2-7)$$

最后，上述各式还可以全用电路量写成。在这种情况下，将用 \sum 表示线积分量在一闭合围线上的总和，或表示一面积分量在一封闭面上的总和，或表示面积分量在一封闭面上的总和。这样(2-6)式可以写成

$$\begin{aligned}
\sum v &= -\frac{d\psi}{dt}; \\
\sum \psi &= 0; \\
\sum u &= \frac{d\psi^e}{dt} + i; \\
\sum \psi^e &= q;
\end{aligned} \tag{2-8}$$

(2-8) 中间的第一个式子就是基尔霍夫电压定律(Kirchhoff voltage law), 而(2-7)式也可以写成如下的基尔霍夫电流定律 (Kirchhoff current law):

$$\sum i = -\frac{dq}{dt} \tag{2-9}$$

方程组(2-1),(2-3),(2-6)和(2-8)的第一式描述的是法拉第电磁感应定律(Faraday's law of induction), 它所表示的物理意义为变动磁通将在环绕它的途径中感应出一电压。而每一方程组的第二式就是安培电流定律(Ampere's circuital law)扩展到随时间而变动的情况。第三式表明磁通无“磁源”, 也就是说所有的磁力线都是没有起始点, 也没有终点的。每一个方程组的第四式就是高斯定律(Gauss's law), 其物理意义是电力线开始于电荷, 终止于电荷。

最后, 式(2-2), (2-4), (2-7)及(2-9)为电荷守恒定律(law of conservation of charge)的不同表达形式, 其物理意义是电荷既不能产生, 也不能消灭, 而只能传输, 电流线必须开始和终止于电荷密度增加或者减少之点。

对于场所存在的媒质, 除了上述的方程之外, 还需要能说明媒质特性的方程, 这就是本构关系(Constitutive Relationships):

$$\begin{aligned}
\vec{D} &= \vec{D}(\vec{E}, \vec{H}); \\
\vec{B} &= \vec{B}(\vec{E}, \vec{H}); \\
\vec{J} &= \vec{J}(\vec{E}, \vec{H});
\end{aligned} \tag{2-10}$$

式 2-10 说明本构关系中的 D, B, J 为 E, H 的函数, 在自由空间中, 该关系可以被简化为如下形式:

$$\begin{aligned}
\vec{D} &= \varepsilon_0 \vec{E} \\
\vec{B} &= \mu_0 \vec{H} \\
\vec{J} &= 0
\end{aligned} \tag{2-11}$$

式中, ε_0 是真空的电容率(capacitivity)或介电常数(permittivity); μ_0 是真空的感应率(inductivity)或磁导率, 按国际规定, 对米·千克·秒·库单位制

$$\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \approx \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} F/m$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$$

另外, 在某些条件下, 许多材料的组成关系变成简单的线性比例关系, 本文后面讨论到电介质时, 如无特殊说明都是指这类媒质, 这类媒质又被称作线性媒质(linear matter)

$$\begin{aligned}
\vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\
\vec{B} &= \mu \vec{H} \\
\vec{J} &= \sigma \vec{E}
\end{aligned} \tag{2-12}$$

同自由空间一样, ε 是媒质的电容率或介电常数; μ 是媒质的感应率或磁导率, 而参数 σ 称作媒质的电导率(conductivity), 媒质可以根据 σ 值分类, 具有大 σ 值的材料称作导体(conductors), 而具有小 σ 值的那些材料称作绝缘体(insulators)或介质(dielectrics), 有时为分析简便起见, 常将良好的导体看作 $\sigma = \infty$ 的理想导体(PEC: perfect conductors), 而将良好介质看作 $\sigma = 0$ 的理想介质(perfect dielectrics)。

比值 $\varepsilon_r = \varepsilon / \varepsilon_0$ 称为相对介电常数或相对电容率, 良好导体的相对介电常数很难测量, 一般可近似为 1。大多数线性物质的磁导率都很接近于自由空间的磁导率 μ_0 , 即相对磁导率接近于 1。

2.2 麦克斯韦方程的近似形式[4]

对于具体的物理问题, 一般采用适当的麦克斯韦方程的简化形式对原问题进行近似, 从而可以简化求解过程。2.1 中已经给出了场量与电路量之间的一些关系, 本

小节主要针对麦克斯韦方程组应用于互连线建模时，如何对场量方程进行相应的近似处理。

2.2.1 静电场近似 (ES: Electro-Static)

静电场是指由相对于观察者静止且值不随时间变化的电荷产生的电场。静电场的特点是它不随时间变化而仅是空间坐标的函数。当然，不随时间变化的电场不仅仅指静电场，还有恒定电场。静电场所满足的基本方程微分形式为

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}) &= \frac{\rho(\vec{r})}{\epsilon_0} \\ \nabla \times \vec{E}(\vec{r}) &= 0\end{aligned}$$

其积分形式为：

$$\begin{aligned}\oint_s \vec{E} \cdot d\vec{S} &= \frac{1}{\epsilon_0} \iiint_v \rho dV = \frac{q}{\epsilon_0} \\ \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} &= 0\end{aligned}$$

静电场近似常被用于电容的求解过程中。它舍弃了对磁场的分析，所以从这种模型出发不能得到电感，同时它也舍弃了对电流的分析(空间中每一点的电荷都是不变的，那么每一点的电流密度为 0)，所以也得不到电阻的信息。

2.2.2 恒定电场与恒定磁场近似 (IEF: Invariance Electric Field)

不随时间变化的电流称为恒定电流。若在某一导体回路中有恒定电流存在，则必然存在着一个推动电荷作宏观定向运动的电场，由于该电场存在于导体内，因而它不是静电场而是另一种不随时间变化的电场，我们称这种存在于导体内推动电荷作宏观定向运动而形成不随时间变化的电流的电场为恒定电场。导体内存在恒定电场时，导体表面上会有电荷分布，这些电荷由于电流散度为零而不随时间变化，也会在导体之外的介质中产生恒定电场，介质中的恒定电场与介质中的静电场在本质及其遵从的基本规律上是相同的。但由于恒定电场分析在导体中的电流，所以能通过它得到互连结构的电阻信息。在电源之外的导体中恒定电场满足的方程的微分形式如下(2-13), (2-14)，其积分形式为式(2-15), (2-16)

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{E} &= 0 \\
\nabla \cdot \vec{J} &= 0 \\
\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} &= 0 \quad (2-13) \quad (2-14) \quad (2-15) \quad (2-16) \\
\oint_s \vec{J} \cdot d\vec{S} &= 0
\end{aligned}$$

另外，在导体之外的介质中恒定电场基本方程的微分形式和积分形式分别为

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{E} &= 0 \\
\nabla \cdot \vec{D} &= 0 \\
\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} &= 0 \\
\oint_s \vec{D} \cdot d\vec{S} &= 0
\end{aligned} \tag{2-17}$$

同时，运动电荷除在自己周围产生电场外还要产生磁场，由恒定电流或永久磁体产生的磁场不随时间变化，我们称之为恒定磁场(IMF: Invariance Magnetic Field)。磁场遵从的基本规律如下(包括微分形式和积分形式)。磁场遵从的基本规律如下(微分形式和积分形式)

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{B} &= \mu_0 \vec{J} \\
\nabla \cdot \vec{B} &= 0 \\
\oint_l \vec{B} \cdot d\vec{l} &= \mu_0 I \\
\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{S} &= 0
\end{aligned} \tag{2-18}$$

前面为磁通的连续性方程，后面 2 个为安培环路定律。周期精确的运算模型得到。

2.2.3 准静电场近似 (EQS: Electro-Quasi-Static)

在麦克斯韦方程组中不考虑磁场强度 H 和磁通密度 B 的有关方程，就能得到准

静电场方程的微分形式，

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon_0} \\ \nabla \times \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{J} &= -j\omega\rho\end{aligned}\tag{2-19}$$

与静电场方程组相比，EQS 考虑电荷密度随时间变化所引起的电流散度不为零的成分，所以从它可以提取出互连线的寄生电阻。与 IEF 相比，EQS 还考虑了每一点电荷密度随时间的变化，而 IEF 认为电流的散度为零，即导体表面的电荷密度不随时间发生变化。从 EQS 出发得到的模型就是大家常见的 RC 模型。

2.2.4 准静磁场近似 (MQS: Magneto-Quasi-Static)

在完整的麦克斯韦方程组中，如果不考虑位移电流项 $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ 和电荷密度 J ，就能得到 MQS 近似形式，其方程的微分形式为

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu_0\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} \\ \nabla \cdot (\varepsilon\vec{E}) &= 0 \\ \nabla \cdot (\mu\vec{H}) &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{J} &= 0\end{aligned}\tag{2-19}$$

由于 MQS 不考虑电荷密度，因此从它出发没法提取出电容，最后提取出的电路结构由电阻 R 和电感 L 组成，形成 RL 网络模型。

2.2.5 似稳场近似 (EMQS: Electro-Magneto-Quasi-Static)

相对于完整的麦克斯韦方程，EMQS 是最接近它的一种近似，它只是在原来麦克斯韦方程的基础上不考虑位移电流项 $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ ，由此得到的近似微分方程为

$$\begin{aligned}
\nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu_0 H \\
\nabla \times \vec{H} &= \vec{J} \\
\nabla \cdot (\epsilon \vec{E}) &= \rho \\
\nabla \cdot (\mu \vec{H}) &= 0 \\
\nabla \cdot \vec{J} &= -j\omega\rho
\end{aligned} \tag{2-20}$$

由于该近似既考虑到电荷密度及其随时间的变化，又考虑到了电流密度，所以从它可以建立 RLC 模型和最近引起人们足够关注的 RCS 模型(电感的电纳 S 为电感矩阵 L 的逆，称作 Reluctance)。

2.3 互连线参数模型

片内互连线是有长度、宽度和厚度的导线，而在我们的研究里面需要把具体的物理的互连线转化成抽象的电路模型来方便我们的研究，于是便提出了很多的互连线参数模型。

有些模型比如 PEEC 模型，还有一些场解模型在描述传输线的物理结构方面确实比较精确，但是同时其求解方法和过程又相当复杂而不利于机器自动化的计算处理。

在业界通常使用 RC/RL/RLC/RCS 树状模型来建模以简化参数提取和电路求解。

2.3.1 RC 树状模型

在集成电路发展的早期，互连线仅仅作为导线，可以忽略电容和电感的效应，而只需要考虑电阻。而当集成电路的尺寸变小而信号的时钟频率越来越高之后互连线的电容效应也显现出来。

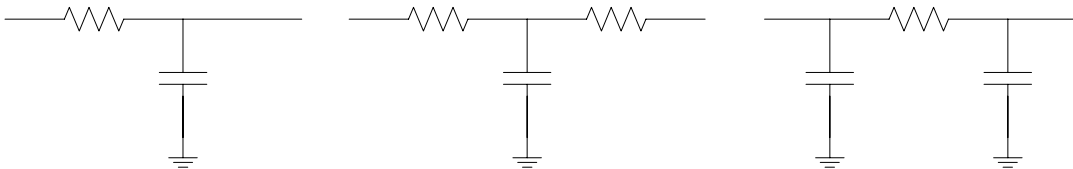


图 3 RC 树状模型

Figure 3 RC tree model

2.3.2 RL 树状模型

根据阻抗共识可以看出，当信号处在一定频率段的时候，由于频率 ω 与 C 处在分母上，所以在频率比较高的时候，电容对于阻抗的贡献就没有那么明显，而电感的效应却变得越来越明显。所以也有提出 RL 树状模型的互连线。

比如一个分成四段的互连线用 RL 建模就得到下图



图 4 RL 树状模型

Figure 4 RL tree model

RL 模型适合于对电容效应不是很明显的封装结构 (Packaging Structure) 建模

2.3.3 RLC 树状模型

如果用 RLC 3 个器件对一段传输线进行建模，就得到互连线的 RLC 参数模型

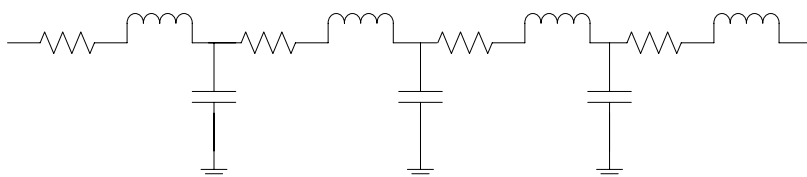


图 5 RLC 树状模型

Figure 5 RLC tree model

2.3.4 RLGC 树状模型

RLGC 与传输线给出的是单位长度的量 (分布参数)：单位长度的电阻、单位长度的电感和单位长度的电容。RLGC 树状模型如下图

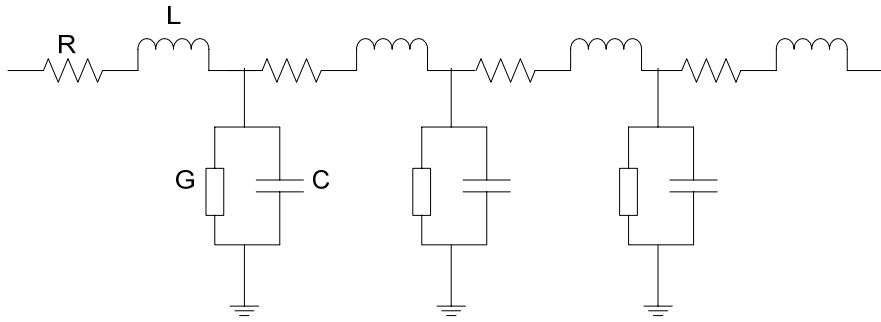


图 6 RLGC 树状模型

Figure 6 RLGC tree model

2.3.5 互连线模型选取标准

总的来说，单节传输线用越多的元器件来描述则约精确，但是计算的负担也相应增大。而互连线的模型的选取事实上是对精度和简便性的一个权衡的结果，必须考虑互连线参数，驱动器参数以及线上信号频率范围等具体情况。

Ismail[5]认为电感效应在互连线的分析中比较重要，互连线的长度应该由下述不等式限定：

$$\frac{\tau_r}{2\sqrt{LC}} < l < \frac{2}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-21)$$

该范围不仅取决于互连线的单位长度的寄生阻抗，而且与电路的互连线的驱动端输入信号有关。 $l > \frac{t_r}{2\sqrt{LC}}$ 时候，电感效应不重要的原因在于衰减速率较快，

$l < \frac{2}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ 电感效应不重要的原因在于信号跳变的时间较长。

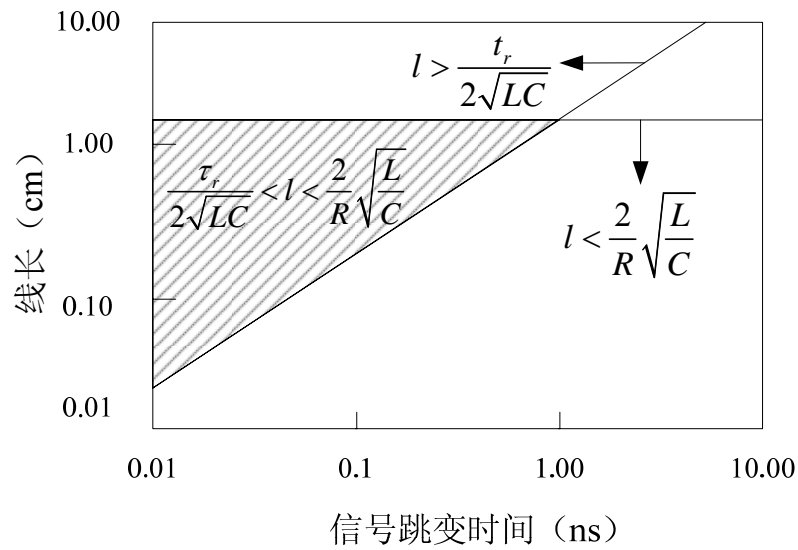


图 7 信号跳变时间与互连线长度电感效应制约关系

Figure 7 the inductance relationship between the signal step time and the length of interconnection line

在实际操作中，我们互连线长度的划分原则是：电磁波在每一节的介质上的传输时间 t_p 与驱动信号脉冲的上升时间 t_r 相比可以忽略不计 ($t_p \leq 0.1t_r$)。电磁波在

SiO₂ 中的传输时间为 $t_p = \frac{\sqrt{\epsilon_{SiO_2}}}{C} \approx 7 \text{ ps/mm}$

2.4 本章小结

本章大概介绍了麦克斯韦方程组的一些基本知识和传输线参数模型选取的一些基本知识。

3 芯片内互联线寄生参数提取

对于互连线的建模和参数提取有很多的各种各样的解法,比如有限元解法,或者矩量法,或者边界元法。有的随着 IC 工艺的发展导致信号完整性问题和高频寄生效应而失去了以前的准确度,在之前的研究中, Kim 提出使用 AWE 来获取线性 RLC 传输线的时域宏模型[6], Eisenstadt 通过对传输线的 S 参数做变换为 Z 参数提取分布的 RLC 参数[7]。Dinh 提出通过划分传输线来解决高频下面的趋肤效应[8]等。现阶段对整个传输线作为单一对象来考虑显然已经不能应对频率提高产生的各种寄生效应,但是采用 Dinh 的传输线划分得到的网络矩阵也会越来越大,影响到计算的效率。

比如之前用到的使用 S 参数模型来描述传输线,通过测量可以得到 S 参数,但是作为主要用来描述端口到端口的外部传输特性的 S 参数,不能很好的描述传输线内部的细节比如趋肤效应的影响,或者具体的 $R(\omega)L(\omega)C(\omega)$ 随着频率提高的一个值的变化趋势,也不能描述体现多根传输线之间的一些耦合和串扰。所以仅仅使用 S 参数模型来仿真是不够的,还需要建立其他的 RLC 的等效电路参数模型来实现精确的仿真。

所以在本文中我们将首先对传输线进行划分得到传输线的参数,然后使用模型降阶方法来实现最后的传输线建模,在本章中我们将首先介绍寄生参数提取的方法。

3.1 一些参数提取方法

3.1.1 有限元

有限单元[9] (Finite Element)的思想由 Courant 于 1943 年提出,它是求解边值问题的一种数值技术,它以变分原理和剖分插值为基础。在早期,应用瑞利一里兹方法的有限元法以变分原理为基础,广泛用于拉普拉斯方程和泊松方程所描述的各类物理场,称之为里兹有限元法。此后证明,应用矩量法中的迦略金法或最小二乘法等同样可得到有限元方程。因此,有限元法可用于任何微分方程描述的各类物理场。有限元的总体思路可概述为以变分原理为基础,把数学模型(微分方程)转化为相应的变分问题,即泛函求极值的问题;然后利用对场域剖分,对微分方程的解在每个剖分单元上分别进行插值近似,把微分方程离散成代数方程组,进行求解得到原系统解的离散近似解。

3.1.2 矩量法

矩量法(Method of Moment) [10][11]是一种将连续方程离散化为代数方程组的方法,此法对于求解微分方程和积分方程均适用。1963年, K.K. Mei 在其博士论文中首次采用了该方法。而 R.F. Harrington 于 1968 年在其专著中, 对此法在电磁场问题中的应用做了深入分析。矩量法的算法思想是先将需要求解的微分方程或积分方程写成带有微分或积分算符的算子方程, 再将待求函数表示为某一组基函数的线性组合的形式, 代入算子方程, 最后用一组选定的试验函数对所得的方程取矩量得到代数方程组或矩阵方程。接下来就是求解矩阵方程的过程。矩量法在被 Harrington 引入到电磁计算领域后, 近些年来又有大批学者将它应用到互连线的参数提取中来。

3.1.3 边界元法

边界元法[9] (Boundary Element Method)在参数提取领域的应用非常广泛, 特别是在求解电容方面, 很多著名的算法都来源于此方法

BEM 的基本思想归纳出来就是:将边值问题等价地化为边界上的积分方程问题, 然后利用离散技术对边界进行离散, 解离散近似得到的代数方程组, 从而求出离散解。

BEM 有两个关键步骤, 其一:使用格林公式将整个区域上的求解问题转化为只考虑边界的问题;其二:将边界进行离散化。

优点在于

- 降低求解的空间维数

本方法将给定空间区域的边值问题通过包围该区域边界面上的边界积分方程来表示, 从而降低了求解的空间维数。即三维问题可以降低到边界上的面积分的二维问题, 二维问题可以等价于边界上的线积分问题。因此离散仅对应于二维面单元或一维线单元;

- 方程组的阶数降低

有限元要将全部区域及边界离散, 并要求将全部节点纳入方程作为未知量进行计算, 包括边界上已知的节点, 因为其他节点的计算必须要求与这些节点联立方程组才能得到。而边界元最后得到的代数方程组中只有边界上的未知节点, 解完方程组再根据需要有目的地求内部值, 减少了计算的盲目性:

- 计算精度高

离散只对边界进行, 离散的误差仅来源于边界。内部节点的值是通过与边界节

点之间的解析表达式精确地求解，这样保证了内部节点的精度以及某些好的性质，例如连续、可微等，较有限元法，精度比较高。

但是边界元法较有限元法也有其不足之处：

- 最后求解的代数方程组的系数矩阵为满阵，而且是非对称的；
 - 系数矩阵的每个元素需经过数值积分计算得到，系数矩阵的建立花费的时间比较长；
- (3) 处理含多种媒质的问题比较困难。这涉及到要求解多媒质的格林函数问题。

3.2 考虑高频趋肤效应下的去频率耦合

3.2.1 趋肤效应

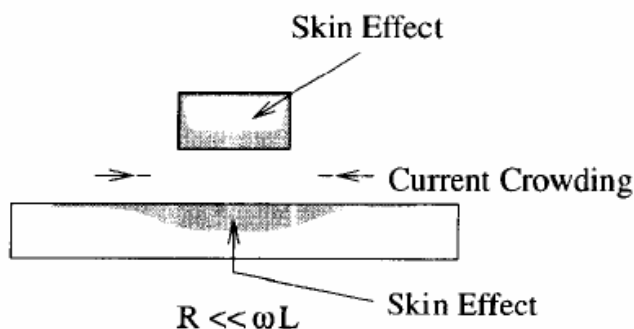


图 8 趋肤效应示意图

Figure 8 skin effect

高频下，当信号电流通过导体时，各部分的电流密度不均匀，导体内部电流密度小，导体表面电流密度大，这种现象称为趋肤效应。

趋肤深度 δ 是指导体内电流值为导体表面电流值得 $1/e$ 时距离导体表面的距离。趋肤深度与频率有关，频率越高趋肤深度越浅。而趋肤深度和频率有一定的关系：

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (3-1)$$

其中， $\mu = \mu_r \mu_0$ ，而 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$

产生趋肤效应的原因是由于感抗的作用，导体内部比表面具有更大的电感 L ，因此对交流信号的阻碍作用大，使得电流密集于导体表面。交流信号的频率越高，趋肤效应越显著。信号频率越高，由于趋肤效应电流密集与导体表面从而导致导通的截面

积减小, 导致阻抗上升, 而由于趋肤效应导致电感更加集中与外电感, 而内电感基本上消失, 所以频率上升时电感反而下降。

当趋肤深度和导体厚度比 (δ/t) $\gg 1$ 时, 趋肤效应不明显。

当趋肤深度和导体厚度比 (δ/t) ≈ 1 时, 趋肤效应开始体现, 此时频率一般为 0.1MHz。

当趋肤深度和导体厚度比 (δ/t) $\ll 1$ 时, 电流完全集中在导体的表面, 导体内部电流为 0, 此时频率一般大于 1GHz。

由于趋肤效应, 电流向导体表面集中, 导致电流在导体中分布不均匀从而使互连分布电感和分布电阻发生变化, 因此在对高频互连参数提取时应考虑频率的影响。

3.2.2 矩量网格划分

在高频下, 互连线单位长度的分布电阻 R , 分布电容 C , 分布电感 L 及分布电导 G 是决定互连线特性的参数。由于趋肤效应, 电流向导体表面集中, 导致电流在导体中分布不均匀从而使互连分布电感和分布电阻发生变化, 因此在对高频互连参数提取时应考虑频率的影响。

导体切分的方法又叫截面积矩量法, 矩量法可用于多导体频变分布电阻矩阵和分布电感矩阵的似稳态场分析。因为导体系统里面的传导电流远大于电场对时间改变而产生的位移电流。而在似稳场中, 电场变化产生的位移电流和感应的磁场不予考虑。

在用于硅衬底芯片传输线的时候, 由于导体的趋肤深度不会达到远小于其截面尺寸的地步, 因此在一般情况下对芯片传输线进行电感和电阻参数提取时, 以采用截面积矩量法较为适宜。而为了解决频率升高导致趋肤效应明显, 从导体表面至内部电流分布呈现陡峭时, 需要采用变网格划分方式。

根据趋肤深度和导体横截面尺寸的不同比值, 导体中电流分布有很大差异, 为了得到适用于分析不同互连类型的、高频段的电感随频率变化的等效的电路模型, 将导体在截面上沿宽度方向 X 方向和厚度方向 Y 方向划分成若干个小矩形单元, 使电流密度在每一个小单元近似相等。从而使每一个矩形单元内的电感和电阻与频率无关。

传统的低频下面的网格划分:

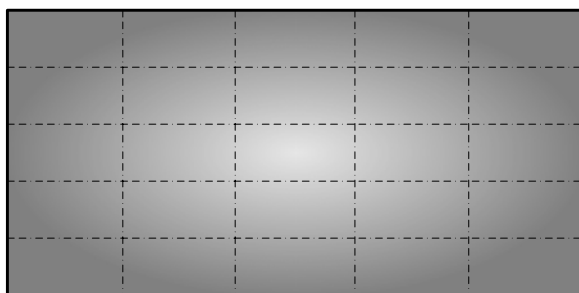


图 9 传输线截面的均匀划分

Figure 9 divide the transmission line section uniformly

而当频率越来越高的时候，由于趋肤效应的体现，从导体表面至内部电流的分布呈现陡峭的下降时，原来的均匀分布的网格划分就不能反映电流的不均匀分布；而当频率相当高的时候，以至于电流向导体表面集中而形成薄的电流层时，这种网格划分和电流分布的实际情况就相差更大了。

为了解决上面的问题，在应用截面法提取传输线的分布电感和电阻的时候，就需要对导体的截面采用变网格的划分方式。[18]

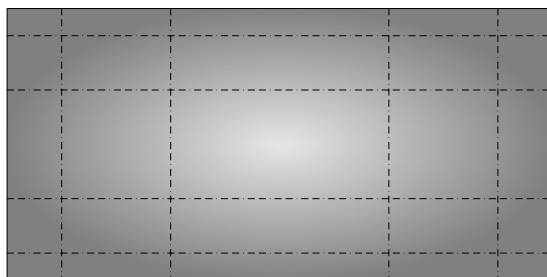


图 10 变网格切分示意图

Figure 10 divide the transmission line section ratio

由于考虑趋肤效应，当通过传输线的信号频率较高时，越接近导体的表面电流的密度越大，越接近导体的内部电流的密度越小。如果要电流密度与导体几何尺寸无关，则划分的最小宽度应该小于等于趋肤深度 $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$ ，趋肤深度是和频率成平方根反比的关系。所以在决定网格划分的时候网格的粗细程度取决于互连线的尺寸和研究频段的最高频率。

划分的时候，如果按照表面电流密度不受频率影响，在一个矩形单元里面电流密度相等的标准，那么每一个矩形单元就会比较小，这样在传输线的内部就会形成过划分，造成资源的浪费和计算效率的下降。相对的，如果按照导体内部标准划分，在导体表面就无法达到精度的要求。

所以在考虑趋肤效应的时候我们需要用等比变长划分，在边界按照表面电流密

度不变化分，然后划分尺寸越靠近导体内部越大，比例系数为 1~2。这样就达到了精度和计算效率的统一。

3.3 互连线寄生参数的提取

3.3.1 寄生电感的提取

根据趋肤深度和导体截面尺寸的不同比值，对电感有不同的计算方法。每种方法在特定的条件下都有一定的精度，在互连线的厚度 t 远小于宽度 w ($t/w \ll 1$) 的时候 Wheel 等人提出的“增量电感法”被用来计算互连线随频率的变化。但是随着工艺的提高，互连线的宽度越来越小，互连线的宽度和厚度的比值也越来越接近 1 (t/w 近似 1)。这个时候计算寄生电感就需要新的方法。

当频率和电感的值无关的时候，任意两个矩形单元 (i, k) 和 (j, m) 之间的互感可以使用 Neumann 公式得出，

$$M[(i,k),(j,m)] = -\frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{1}{\omega_k t_k \omega_m t_m} \int_{\omega_k} \int_{t_k} \int_{\omega_m} \int_{t_m} \ln[(x-x')^2 + [(y-y')^2]] dx' dy' dx dy \quad (3-2)$$

其中 (i,k) (j,m) 表示矩形截面里面第 i 行，第 k 列的矩形单元和第 j 行，第 m 列的矩形单元，当 $i=j, k=m$ 的时候， M 也就是矩形单元的自感了。通过上述方法可以求出每一个矩形单元的自感和相互之间的互感。

3.3.2 寄生电阻的提取

根据上述的划分方法，每个单元截面的传输线单位长度的电阻与频率无关，所以根据电阻的求法，

$$R = \frac{\rho}{S} \cdot l \quad (3-3)$$

其中 ρ 是电阻率， S 是电阻的横截面， l 是电阻的长度。

在本文中，每一个截面小单元的电阻大小可以用下面方法求得：

$$r(i, j) = \frac{\rho}{\omega_i \omega_j} \quad (3-4)$$

其中 ω_i 和 ω_j 分别是截面划分第 i 行,第 j 列的矩形单元的长度和宽度

3.3.3 寄生电容的提取

本文采用介质格林函数法提取互连线的分布介质电容矩阵，提取单位长度互连线的分布电容矩阵[c].

采用分离镜像法，电场格林函数可表达如下：

$$G(x, y, x', y') = \frac{1}{4\pi\epsilon_0\epsilon_2} \{-\log[(x-x')^2 + (y-y')^2] - K \log[(x-x')^2 + (y+y'-2H)^2] + (1+K^2) \sum_{n=0}^{\infty} K^n \log[(x-x')^2 + (y+y'-2nH)^2]\} \quad (3-5)$$

其中 ϵ_0 为真空介电常数， $K = \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}$ ， ϵ_1 ， ϵ_2 为硅和衬底的相对介电常数，H 为金属的高度。

由多层介质的格林函数

$$\nabla_{xy}^2 G_i(x, y | x', h_i) = -\delta_i(x) \quad (3-6)$$

将各层介质的格林函数展开即得到，

$$M = \begin{bmatrix} \text{MC=P} \\ \sinh(\alpha_n h_1) & -e^{\alpha_n h_1} & e^{\alpha_n h_1} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \epsilon_1 \cos(\alpha_n h_1) & -\epsilon_2 e^{\alpha_n h_1} & \epsilon_2 e^{\alpha_n h_1} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & & e^{\alpha_n h_i} & e^{-\alpha_n h_i} & -e^{\alpha_n h_i} & -e^{-\alpha_n h_i} & & \\ & & & & & & e^{\alpha_n h_{N-1}} & e^{-\alpha_n h_{N-1}} & -e^{-\alpha_n h_{N-1}} \\ 0 & & & & -\epsilon_{N-1} e^{\alpha_n h_{N-1}} & -\epsilon_{N-1} e^{-\alpha_n h_{N-1}} & \epsilon_{N-1} e^{-\alpha_n h_{N-1}} & \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

P 为非其次项或者激励项，从而求出电容矩阵[C]

3.4 本章小结

历史上有很多各种各样的流派的参数提取的方法，随着工艺的提高和信号频率的加快，有的方法已经不能够适应当前条件下的参数提取方式，尤其是在高频下的寄生参数衍生的情况下，需要采用合适的方法来提取，本章中正是考虑到高频的趋肤效应的影响和计算机自动化可行性的程度提出了上述方法，以便实现当条件下的

寄生参数提取。

4 模型降阶及简化

现在当今技术水平下，随着信号频率越来越高，时钟频率达到 10G-20G，而芯片内的互连线越来越长，条数越来越多。使用第三章的方法来对传输线进行参数提取虽然能够较精确的进行高频下的寄生参数提取，但是随着信号频率越来越高，要减小高频效应产生的影响，就需要在矩形划分的时候划分的越来越细，从而使划分得到的块数增多，而使生成的传输线等效矩阵越来越大，影响了计算的效率，不利于仿真分析。因此，必须找到一种模型简化的技术来导出简单而又精确的宏模型以便于计算和分析。

以现有的计算机的能力，对如此多的互连线建模已经有一定的难度，而想不通过建模而直接模拟传输线基本上是不可能的。而即使通过现有的方法进行建模，当频率上升和出现一些信号完整性方面的特性，必须通过新的方法建模。而这样只是达到了建模的目的，还没有达到方便计算的目的，所以还必须采用行之有效的模型降阶的方法来对模型进行降阶处理。

模型降阶技术就是在保证一定精度的前提下，得到一个与原系统相比更小但是特性等效的系统，以求高效、准确地对原问题进行求解。

4.1 模型降阶的基本介绍

当我们对一个函数做泰勒展开的时候

$$f(s) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{f^{(i)}(s_0)}{i!} (s - s_0)^i \quad (4-1)$$

式子的右端是对 $f(s)$ 在 $s=s_0$ 点进行泰勒展开的表达式，当等式 6-1 右端发生截断的时候，是对原函数 $f(s)$ 的一种逼近， $(s-s_0)^i$ 前面的系数就是函数 $f(s)$ 的第 i 阶矩。

而在求解矩阵方程 $X(t)=Ax(t)+bu(t)$ 时，将它转换到复频域为 $x(s)=(sI-A)^{-1}bu(s)$ ，将此式左右两边在 s_0 点展开

$$m_0 + m_1(s - s_0) + m_2(s - s_0)^2 + \dots = b + Ab(s - s_0) + A^2b(s - s_0)^2 + \dots \quad (4-2)$$

其中, m_0, m_1, m_2, m_3 为未知量 x 的矩, 对比 $(s-s_0)^i, i=0,1,2, \dots$ 前的系数, 就可以得到一系列方程

$$\begin{aligned} m_0 &= b; \\ m_1 &= Ab; \\ m_2 &= A^2b; \\ &\dots \end{aligned} \quad (4-4)$$

那么设计一个降阶的系统, 使其状态变量 X 的矩与原系统的状态变量 x 的矩相等叫做矩匹配。

$$\begin{aligned} \overline{m}_0 &= m_0; \\ \overline{m}_1 &= m_1; \\ \overline{m}_2 &= m_2; \\ &\dots \end{aligned} \quad (4-5)$$

其中 $\overline{m}_0, \overline{m}_1, \overline{m}_2$ 为设计出的降阶系统的状态变量 x 的矩。

Arnoldi 算法可用于隐式计算状态变量 x 的矩, 其算法思想就是要找到一个标准正交矩阵 Q , 使得 $Q^T A Q = H$ 。即 $AQ = QH$ (其中 H 为一个上 Hessenberg 矩阵), 考虑它的第 j 列,

$$Aq_j = \sum_{i=1}^{j+1} q_i h_{ij} \quad (4-6)$$

于是有:

$$h_{j+1,j} q_{j+1} = Aq_j - \sum_{i=1}^j q_i h_{ij} \quad (4-7)$$

如果 $h_{j+1,j} \neq 0$, 则有

$$\begin{aligned} q_2 &\in \text{span}\{q_1, Aq_1\} \\ q_{j+1} &\in \text{span}\{q_1, Aq_1, \dots, A^j q_1\}, \end{aligned}$$

其中 $\text{span}\{q_1, Aq_1, \dots, A^j q_1\}$ 就是 Krylov 子空间。由于 Q 是正交的,

即 $q_{j+1}^T q_i = 0 (i = 1, 2, \dots, j)$,

(4-7)式两端同时乘以 q_i , 得到

$$h_{i,j} = q_i^T A q_j (i = 1, 2, \dots, j) \quad (4-8)$$

由于 q_{j+1} 是单位向量, 于是 $h_{j+1,j} = \left\| A q_j - \sum_{i=1}^j q_i h_{i,j} \right\|_2$

于是我们便得到 Arnoldi 算法:

输入: 矩阵 A, 矢量 r, 整数阶数 n

输出: 标准正交矩阵

1. $q_1 = r / \|r\|$;
2. For $j=1, 2, 3 \dots (n-1)$
3. $t = A q_j$
4. For $i=1 \dots j$
5. $h_{ij} = q_i^T A q_j, \text{ or } h_{ij} = q_i^T t$
6. $t = t - q_i h_{ij}$
7. End i
8. $h_{j+1,j} = \|t\|_2$
9. $q_{j+1} = t / h_{j+1,j}$
10. End j
11. $Q = [q_1 \dots q_n]$

4.2 RLC 的电路的降阶方法

4.2.1 MNA 方程介绍

MNA (Modified Nodal Approach) 方程因为形式简单、具有通用性, 所以被广泛地应用于互连线电路方程的建立。

一般来说，不管电路的结构有多么复杂，我们都可以把它抽象成由线段和点组成的几何图形。在这种图中，主要是考虑点和线之间的连接关系，而点的位置、线的长度以及几何弯曲程度则不予考虑[12]。图 1 就是一个电路网络和它对应的拓扑图。

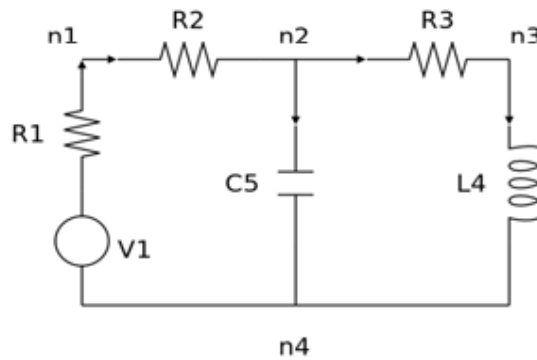


图 11 电路网络图

Figure 11 circuit network

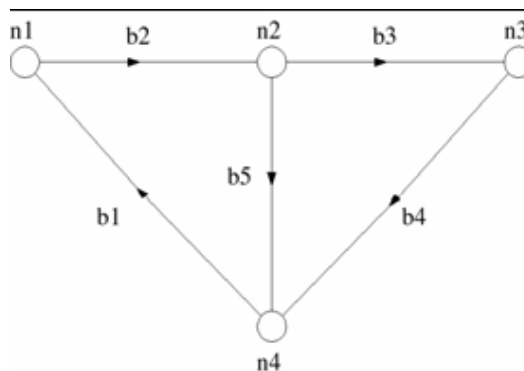


图 12 对应的拓扑图

Figure 12 corresponded topology map

拓扑图有以下几个基本定义：

节点 (node)：拓扑图中各线段的端点。

支路 (branch)：连接两个节点之间的线段。

回路 (loop)：构成闭合路径的一组支路。

有向图 (directed graph)：支路具有方向的拓扑图。

虽然一个电路网络可以用有向图来表示，但是把有向图输入计算机中去很不方

便，需要有一种能使得计算机存储有向图的方法，这就用到了关联矩阵（incidence matrix）

设一个有向图有 $n+1$ 个节点， m 条支路，则 E 是一个 $(n+1)*m$ 阶矩阵，它的行对应于节点，列对应于支路，其中元素的定义为：

- $a_{ij}=1$, 如果支路 j 与节点 i 关联，且支路 j 的方向离开节点 i
- $a_{ij}=-1$, 如果支路 j 与节点 i 关联，且支路 j 的方向指向节点 i
- $a_{ij}=0$, 如果支路 j 与节点 i 无关联

$$E = [a_{ij}] = \begin{matrix} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 \\ n_1 & \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ n_2 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ n_3 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ n_4 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

由于矩阵中的任何一行都可以由其他行线性表出，所以去掉一行，把对应的节点作为参考节点，仍然可以把这一行推算出来。简单起见，通常就把去行后的矩阵称为关联矩阵，而一般可以选取 0 点（GND）作为参考节点。

对电路网络的求解用的是 Kirchhoff 定律，而 Kirchhoff 方程只取决于电路的连接关系，因而可以用关联矩阵来表达：

$$\text{Kirchhoff 电流定律 (KCL): } E_{ib} = 0; \quad (4-9)$$

$$\text{Kirchhoff 电压定律 (KVL): } E^T v_n = v_b \quad (4-10)$$

其中向量 ib 和 vb 分别表示支路电流和支路电压。 v_n 则表示节点电压。我们还可以在关联矩阵中把同类元件的支路写在一起，这样关联矩阵 E 就可以写成：

$$E = [E_g \ E_c \ E_l \ E_v]$$

除了 Kirchhoff 定律，电路还由支路关系约束，对于 RLC 电路，这里的支路约束关系分别是：

$$\begin{aligned} R: i_g &= G v_g \\ L: v_l &= L \frac{di_l}{dt} \\ C: i_c &= C \frac{dv_c}{dt} \end{aligned} \quad (4-11)$$

G , C 是对角矩阵，对角线上的元素分别是每一个支路上电导和电容元件的值。

如果不考虑互感效应的话， L 也是一个对角矩阵。很显然，这三个矩阵都是对称的，且其中的元素都是非负的。利用这些关系，消去尽可能多的未知电流，我们就可以把电路描述成改进节点法的形式：

$$\begin{aligned} C\dot{x} &= Gx + Bu \\ y &= L^T x \end{aligned} \quad (4-12)$$

其中

$$\begin{aligned} C &\equiv \begin{bmatrix} E_c C E_c^T & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix} \\ G &\equiv \begin{bmatrix} E_g G E_g^T & E_l \\ E_l & 0 \end{bmatrix} \\ x &\equiv \begin{bmatrix} v \\ i \end{bmatrix} \end{aligned}$$

C 表示储能元件电容和电感对电路方程的贡献， G 表示耗能元件电阻和电导对电路方程的贡献。 x 是状态变量，由所有节点的节点电压和一些未知电流变量组成。这些电流变量包括独立电压源的电流和电感支路的电流。

下图是用改进节点方程表示一个电路的例子：

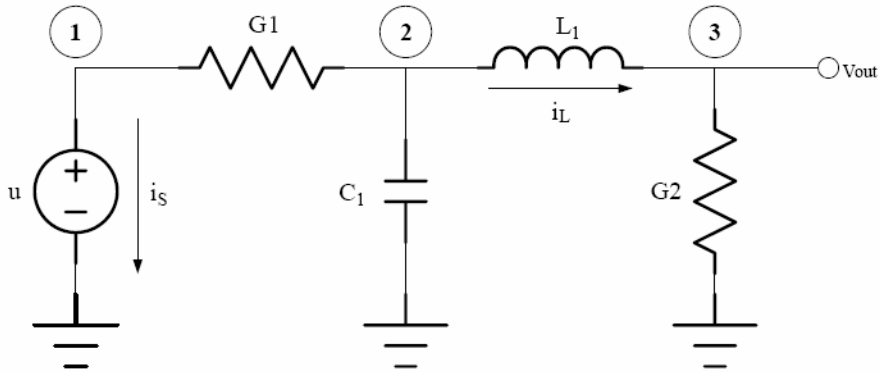


图 13 改进节点电路

Figure 13 advanced node circuit

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_L \\ i_s \end{bmatrix}}_x = - \underbrace{\begin{bmatrix} G_1 & -G_1 & 0 & 0 & 1 \\ -G_1 & G_1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_G \underbrace{\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_L \\ i_s \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_b u \quad (4-13)$$

$$v_{out} = v_3 = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]x$$

4.2.2 PRIMA 方法

对于一阶系统，常见的模型降阶方法有 AWE[13], PRIMA[14], SPRIM[15]等。AWE 采用显式计算原系统矩的方法来得到投影空间矩阵，存在数值稳定性的问题，PRIMA 是针对块 Arnoldi 算法(block Arnoldi)的改进算法。

PRIMA 也是使用 Pade 近似去寻找降阶模型，而且为了保证数值稳定性，使用 Arnoldi 过程求得 Krylov 子空间 $K_q(A, r) = \text{span}\{r, Ar, \dots, A^{q-1}r\}$ 的一组正交基。

PRIMA 方法之所以能在 RLC 互连电路的模型降阶方面获得成功，主要是因为它具有许多优良特性，比如数值稳定性，无源性和矩匹配的精确性等。然而，它不是一种保结构的技术，即原本矩阵 Cx 和 G 稀疏且具有块状特性，但是使用该方法后得到的降阶矩阵 C ，和云二会变得稠密，而且失去了原有的块状结构。因为我们得到的新变量 X 没有明确的物理意义，所以我们不能从使用 PRIMA 得到的 n 阶降阶系统中综合出一个等效的 RLC 电路。

4.2.3 SPRIM 方法

PRIMA 算法的优点是能够在匹配矩的同时保持电路的无源性 (passivity)，但是它没有保持电路结构的特征，这使得 PRIMA 的模型难以综合成实际电路。而且另一方面，相对于其他的矩匹配降阶技术，PRIMA 也只匹配了它们一半的矩。SPRIM 算法[8]对 PRIMA 做了改进，既拥有 PRIMA 的优点：保持无源性，还能够保持电路结构，而且在相同的计算量下，矩匹配的数量是 PRIMA 的两倍，因此精度也有所提高。

4.3 基于可观测标准型的模型降阶算法

4.3.1 系统状态方程

系统状态方程是一阶联立微分方程组，方程左边是各状态变量的一阶导数，而右边是状态变量和激励函数的线性组合。状态方程的建立有多种方法，直接法多用于计算机辅助网络分析设计，间接法可由系统的输入输出方程或者系统函数来建立状态变量方程。

系统状态方程一般总是可以表示成矢量矩阵的形式

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}x(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\quad (4-14)$$

从方程的形式上可以看出，这和电路的改进节点方程十分相像，区别仅在于微分方程系数矩阵的位置一个在等号右边，一个在等号左边。需要指出的是这并没有本质区别，MNA 方程中的矩阵 C 如果可逆的话直接就可以得到相应的状态方程。对于一般不可逆的情况，总是可以通过适当的变量替换，消去一些冗余的节点电压或者支路电流，使左边的系数矩阵可逆，从而也能够转换成状态方程的形式。

4.3.2 系统的可观测性

系统的可观测性是指通过观测有限时间内的输出量，能否识别出系统初始状态的能力，也表示系统内部的状态的不同能否传播到系统输出的能力。如果原系统用状态方程表示，在给定输入后，能在有限时间内根据系统的输出唯一确定出系统的所有起始状态，则称系统完全可观测，若只能确定部分起始状态，则此系统不完全可观测。一个系统是否可观测的判据可以从定义求得：

用 Laplace 变换求解状态方程有

$$Y(s) = Y_{zp}(s) + Y_{zs}(s) = C(sI - A)^{-1}u(0^-) + [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s)\quad (4-15)$$

而变换为时域后的输出为

$$y(t) = Ce^{At}x(0^-) + [Ce^{At}B + D\delta(t)] * u(t)\quad (4-16)$$

其中等号右边的第一项是零输入响应，第二项是零状态响应。

因为在讨论可观测问题时，输入是给定的，所以上式的第二项是确定的，为了讨论方便，可以假设 $u(t) = 0$ ，所以有

$$y(t) = Ce^{At}u(0^-)\quad (4-17)$$

由哈密尔顿-凯莱定理可得

$$y(t) = C(a_0 I + a_1 A + \cdots + a_{k-1} A^{k-1})u(0^-) \quad (4-18)$$

其中 a_0, a_1, a_2 是矩阵的特征方程的系数。

改写成向量的形式为

$$y(t) = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{k-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{k-1} \end{bmatrix} u(0) \quad (4-19)$$

上式表明，输出 $y(t)$ 是系统所有起始状态的线性组合，因而要求在有限时间内根据输出唯一确定 $u(0^-)$ ，就要求矩阵

$$N = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{k-1} \end{bmatrix} \text{ 满秩。这是系统完全可观测的充要条件，矩阵 } N \text{ 就是判别矩阵。}$$

仔细观察判别矩阵可以发现，这和投影降阶算法中的 Krylov 子空间的基颇为相似。我们在分析 AWE 算法缺点的时候就已经提到过，由于当增大后，后面的向量很快就变得和前面的向量线性相关，导致了数值不稳定。也就是说，判别矩阵 N 是很难满足完全可观测的条件的。事实上的确是这样，对于大多数的电路来说，可观测性都非常低，可以理解为对于输出来说，系统有很大的冗余度，因此如果能去掉冗余的部分，系统自然就被“压缩”了。模型降阶需要做的正是这些。

4.3.3 可观测标准型

在状态方程的建立过程中，状态向量的选取并不唯一，同一个系统可以选择不同的状态向量，列出不同的状态方程。既然这些状态方程描述的是同一个系统，则这些状态向量之间有一定的关系。已知一个状态向量，可以通过线性变换产生另一个状态向量：

若 n 阶列向量 x 是系统的状态向量， P 是一个 $n \times n$ 的可逆方阵，则 $z = Px$ 也是系统的一个状态向量，

把 (*) 式代入状态方程有

$$P^{-1}\dot{z} = AP^{-1}x + Bu \quad (4-20)$$

$$y = CP^{-1}z + Du$$

为了化成标准的状态方程形式，对上式左乘 P 后得

$$\dot{z} = (PAP^{-1})z + (PB)u \quad (4-21)$$

$$y = CP^{-1}z + Du$$

然后我们令

$$\hat{A} = PAP^{-1}, \hat{B} = PB \quad (4-22)$$

$$\hat{C} = CP^{-1}, \hat{D} = D$$

这里输入和输出都不发生变化，只有状态变量换成了新的。

线性系统理论可以证明，通过选择适当的变换矩阵 P ，总是可以把状态方程化成一种特殊的形式：

$$\hat{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & & \\ & 0 & 1 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

$$\hat{B} = PB = \begin{bmatrix} CB \\ CAB \\ \vdots \\ CA^{n-1}B \end{bmatrix}, \quad (4-24)$$

$$\hat{C} = CP^{-1} = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \quad (4-25)$$

其中 a_0, a_1, a_2, \dots 是矩阵 A 的特征方程的系数。这种形式称为可观测标准型[16]

4.3.4 MOROC 算法[17]

基于以上分析，以及电路的可观测性较弱的假设，我们提出基于可观测标准型

的模型降阶算法 (Model Order Reduction using Observability Canonical form)。得到的降阶模型形式上和可观标准型一样，但阶数要小很多。

这里我们仍然采用改进节点法的习惯表示方法，需要指出的是，正如前文所述，这同状态空间表示法没有本质的区别，两种表示中的矩只是 Laplace 变换的展开点不同而已。

步骤：

- 1) 用 Arnoldi 算法计算 Krylov 子空间

$$K_q(A^T, I) = \text{span}[I, A^T I, \dots, (A^T)^{q-1} I] \quad (4-26)$$

- 2) 找到系数 $\alpha = [\alpha_0 \ \alpha_1 \ \dots \ \alpha_{q-1}]$ ，满足

$$(A^q)^T I \approx -a_0 I - a_1 A^T I - \dots - a_{q-1} (A^T)^{q-1} I \quad (4-27)$$

- 3) 降阶后的系统定义为

$$A_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & & \\ & 0 & 1 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

$$r_q = \begin{bmatrix} I^T r \\ I^T A r \\ \vdots \\ I^T A^{q-1} r \end{bmatrix}, \quad I_q = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T = e_1$$

插值功能模块的设计需要涉及插值的具体功能、插值硬件实现的方法、模块的数据通路设计与最终实现的性能分析。其中数据通路设计是补偿插值模块设计的关键，基于数据通路的系统级设计通过高层数据传输通道的设计实现基本的架构，并通过内部结构的不断细化完成模块的主要功能。

4.4 本章小结

这一章主要介绍了模型降阶的一些概念和方法。在当今的工艺和信号频率下面，寄生参数提取得到的模型已经大到影响计算机计算性能的方面，所以对于参数提取得到的模型的模型降阶已经成为不可或缺的一步。在本章作者使用了在模型降阶比

较先进的可观测的模型降阶方法来实现对于第三章参数提取得到的传输线等效模型进行模型降阶简化计算的目的。

5 算法实验和性能分析

5.1 算法平台和实验条件

在本次试验中，作者将使用 ADS(Advanced Design System)工具作为模拟仿真的工具平台来验证第三章提到的寄生参数提取结果的准确性。

ADS 电子设计自动化 (EDA 软件全称为 Advanced Design System, 是美国安捷伦 (Agilent) 公司所生产拥有的电子设计自动化软件; ADS 功能十分强大, 包含时域电路仿真 (SPICE-like Simulation)、频域电路仿真 (Harmonic Balance、Linear Analysis)、三维电磁仿真 (EM Simulation)、通信系统仿真 (Communication System Simulation) 和数字信号处理仿真设计 (DSP); 支持射频和系统设计工程师开发所有类型的 RF 设计, 从简单到复杂, 从离散的射频/微波模块到用于通信和航天/国防的集成 MMIC, 是当今国内各大学和研究所使用最多的微波/射频电路和通信系统仿真软件软件。

ADS 的网页资料可参考 http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main_cn.html

ADS 软件版本有 ADS2005A、ADS2004A、ADS2003C、ADS2003A、ADS2002C 和 ADS2002A 等。本次实验使用的是 ADS2005A 软件平台。

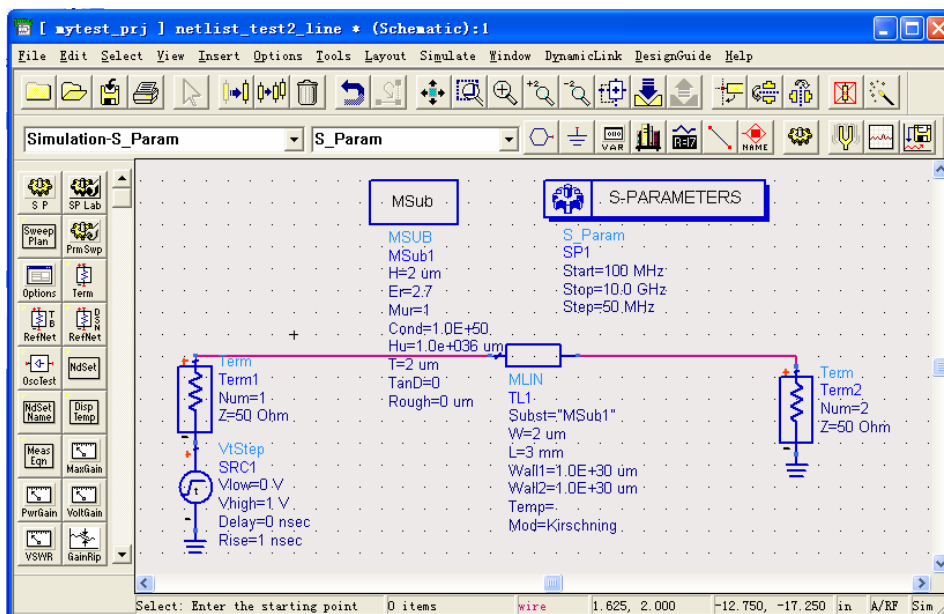


图 14 ADS 实验平台

Figure 14 ADS experiment environment

在实验中首先拿一个软件里面的传输线的元器件作为参考对象，接着使用前面提到的参数提取的方法对传输线进行寄生参数提取获得相应得 RLC 参数矩阵。

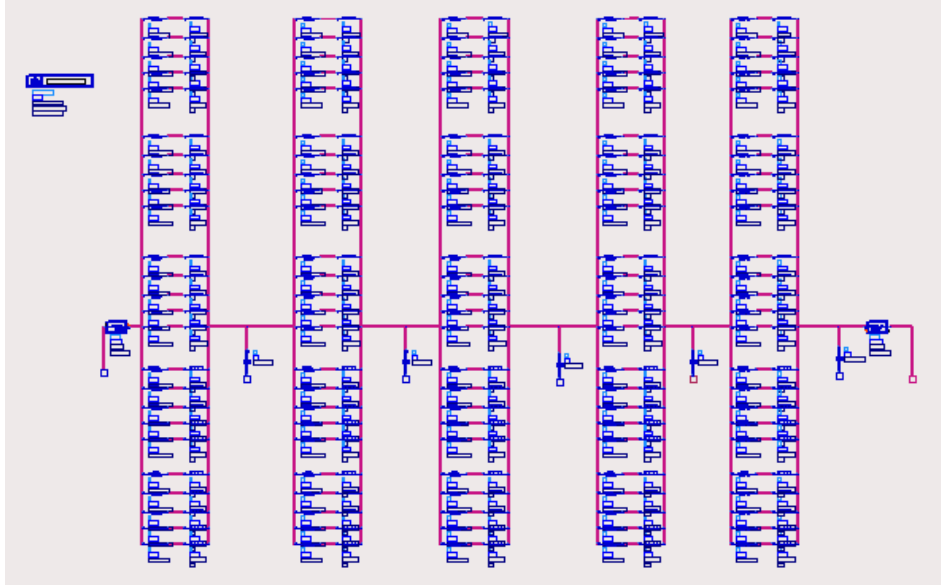


图 15 寄生参数提取后得到的等效矩阵

Figure 15 equivalent network after parasitic parameter extraction

同时将参数矩阵通过矩阵变换把传输线等效网络化成 MNA 矩阵形式，方法是首先得到传输线等效网络的网表，然后通过 MATLAB 将网表转化为 MNA 矩阵。

然后通过 MOROC 方法进行模型降阶化简得到模型的传递函数的频率响应以实现分析的目的。

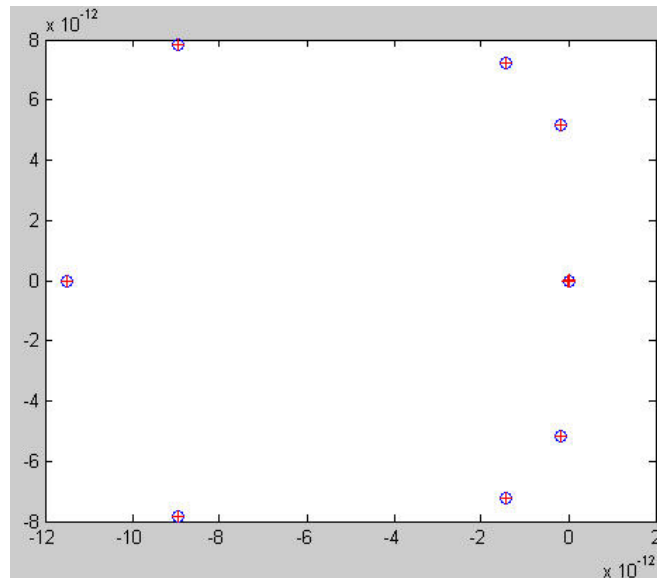


图 16 MOROC 后得到的传递函数零极点图

Figure 16 zero/pole map of transfer function after MOROC

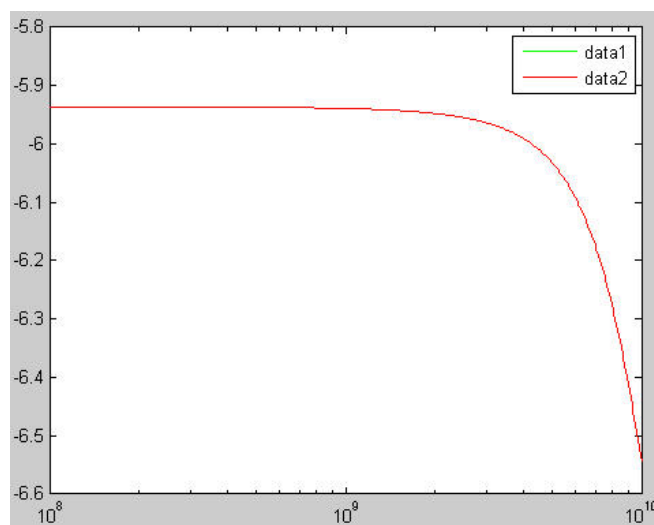


图 17 MOROC 后得到的传递函数的频响

Figure 17 frequency response of the transfer function after MOROC

5.2 实验方法和数据分析

5.2.1 实验方法和对象

利用 ADS 可以得到传输线或者寄生参数提取等效网络的 S 参数或者 Z 参数和 Y 参数，但是由于工具的一些设置，在测量传输线的时候需要加一些测量用的匹配电阻。所以不能将 ADS 中电路输出的网表直接用来生成 MNA 矩阵做模型降阶。

所以在本次实验中，作者采用了一种折中的方法，第一步进行寄生参数提取，通过 ADS 来证明参数提取后的等效 RLC 网络和参照传输线的各项参数都匹配

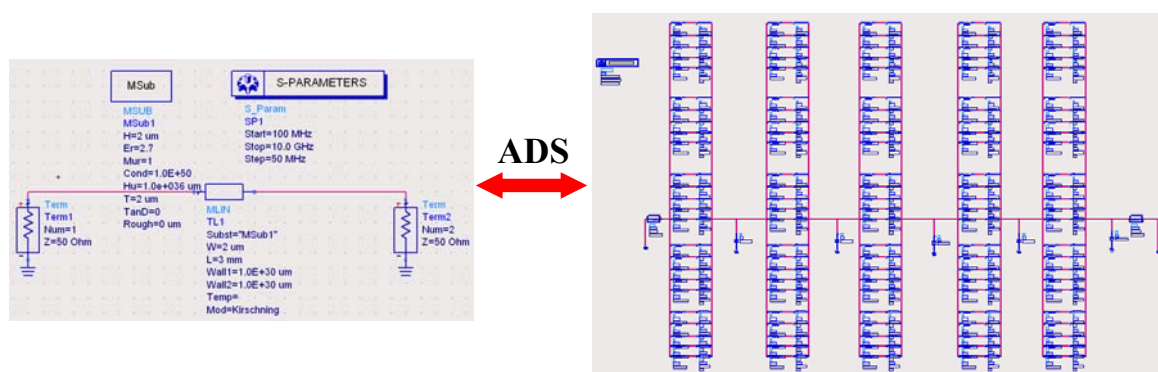


图 18 使用 ADS 证明参数提取的准确性

Figure 18 testify the accuracy with ADS

第二步对等效网络矩阵进行模型降阶，然后证明模型降阶前后的频响匹配，从而完成整条传输线的性能匹配，达到对传输线传递函数的性能分析。

$$H(s) = \mathbf{L} \left[\mathbf{G} + s \mathbf{C} \right]^{-1} \mathbf{B}$$

$$\tilde{H}_q(s) = \mathbf{L}_q \left[\mathbf{G}_q + s \mathbf{C}_q \right]^{-1} \mathbf{B}_q$$

图 19 证明模型降阶前后的传递函数的特性一致

Figure 19 Guarantee characteristic consistency before and after model reduction

实验对象是一根标准的 ADS 传输线模型，其中传输线的长 $L=3\text{mm}$ ，金属线宽度 $W=2\mu\text{m}$ ，厚度 $T=2\mu\text{m}$ ，衬底的宽度为 $H=2\mu\text{m}$ ，传输线两端的匹配阻抗分别为 50 欧姆。相对介电常数 $\epsilon_r=2.7$ 。

实验对象二是一根长 $L=10\text{mm}$ ，金属线宽度 $W=2\mu\text{m}$ ，厚度 $T=2\mu\text{m}$ 同类传输线。

实验按照变比例切分的方法，分别对传输线截面采用了不同的比例的切分，同时对于传输线也采用了不同节数的切分。

5.2.2 标准划分 5x5x3

对于实验对象一是一根宽厚都是 $2\mu\text{m}$ 的传输线，所以在采用矩形切割的时候，我们首先计算它的趋肤深度，由式子 (3-1)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$$

可以得到，如果要使分割后的每一块矩形里面的电流密度均匀，就必须使划分的最小单元的厚度和宽度小于趋肤深度。在 100G 的时候对应的趋肤深度为 $\delta=0.24\mu\text{m}$ ，所以划分间隔可以为 $0.2\mu\text{m}$ ，按照划分比例为 2 的比例将传输线横截面划分为 5X5 的网格。

而根据传输线长度的划分准则，长度根据第二章提到的长度划分原则 ($t_p \leq 0.1t_r$)

来划分计算，电磁波在 SiO_2 中的传输时间为 $t_p = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{SiO}_2}}}{C} \approx 7 \text{ ps/mm}$ ，而 $t_r=100\text{ps}$

的话，3mm 长的传输线就需要分成 3 节才能保证 $t_p \leq 0.1t_r$ 。

划分之后采用第三章提到的寄生参数提取的方法分别提取电容电阻和电感的值，得到传输线等效网络矩阵。

求解电阻矩阵就可以参照 $r(i, j) = \frac{\rho}{\omega_i \omega_j}$ 求出单位长度的电阻值，然后乘以每

节长度，得到每个单元块的电阻值。

而求解电感则是采用 Neumann 公式得出，

$$M[(i, k), (j, m)] = -\frac{\mu}{4\pi} \cdot \frac{1}{\omega_k t_k \omega_m t_m} \int_{\omega_k} \int_{t_k} \int_{\omega_m} \int_{t_m} \ln[(x-x')^2 + (y-y')^2] dx' dy' dx dy$$

其中， $\mu = \mu_r \mu_0$ ，而真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ ， μ_r 为铜导线的相对磁导率， ω_k, t_k 为某个导体单元的宽度和厚度，从而求出电感矩阵。

电容的求解不是实验的主要目标，所以使用的是参考同类传输线[]提取得到的参数值 $C1=0.08\text{pF}$ ， $C2=0.08\text{pF}$ ， $C3=0.06\text{pF}$ 。

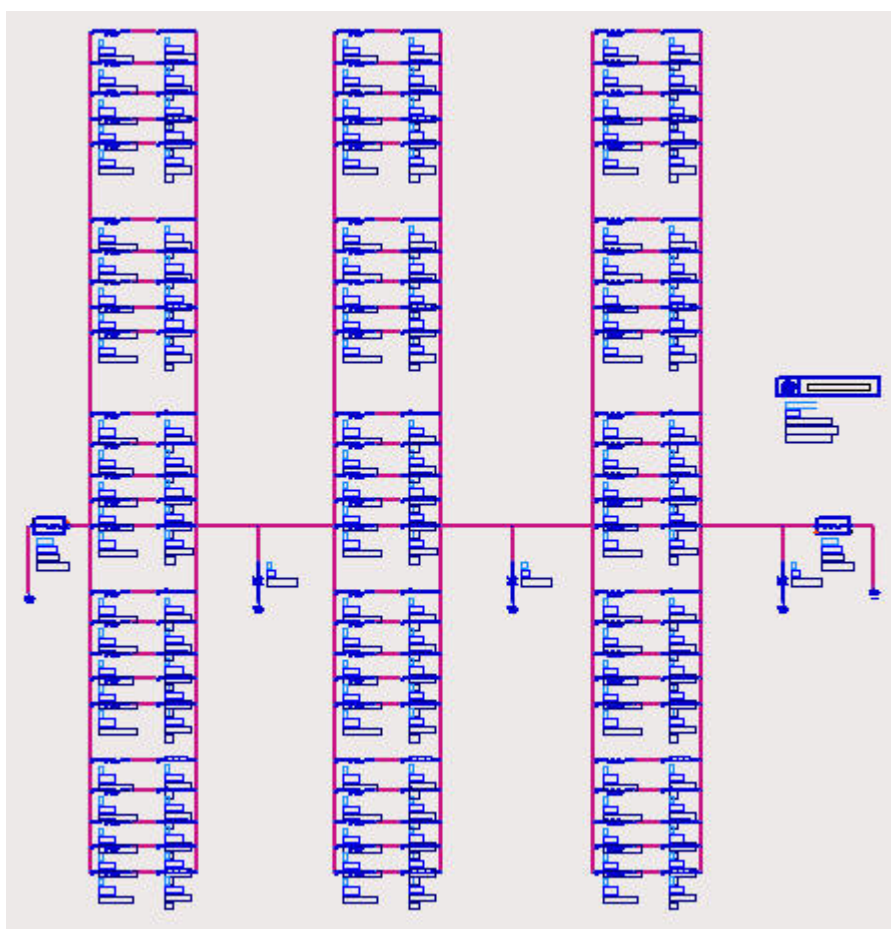


图 20 5x5x3 的切分方提取得到等效网络

Figure 20 equivalent network with 5x5x3

我们通过使用 ADS 对寄生参数提取前后的模型进行仿真分析，分别提取传输线模型的 $S(2, 1)$ 参数, $Z(2, 1)$ 参数和 $Y(2, 1)$ 参数进行比较。

下图中 $S(2,1)$, $Z(2,1)$ 和 $Y(2,1)$ 代表提取后的等效网络曲线, $netlist_test2_line$ $S(2,1)/Z(2,1)/Y(2,1)$ 代表原传输线的 S 曲线。

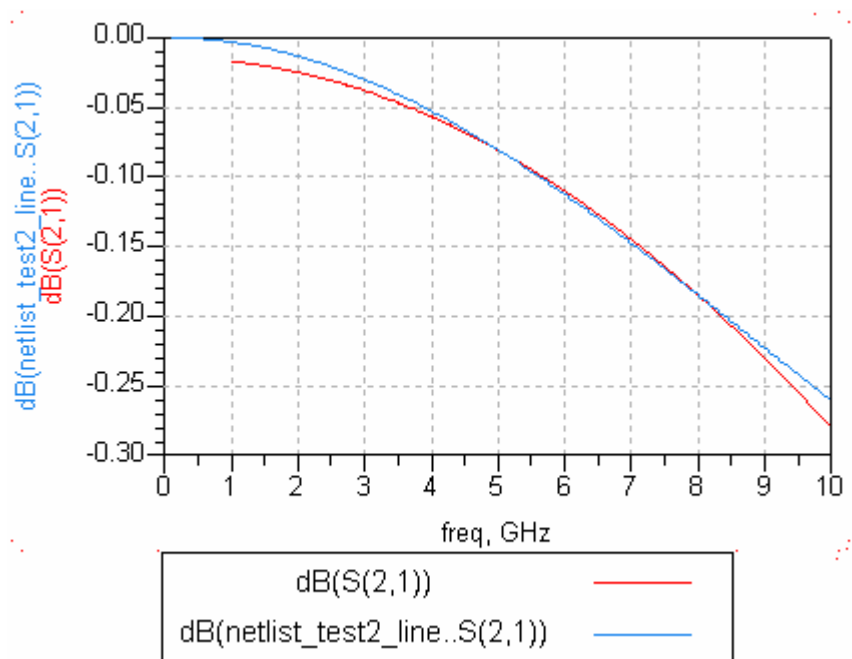


图 21 寄生参数提取后和参照传输线的 S (2,1) 曲线比较

Figure 21 S (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line

对于图 21，我们可以看到在低频段和高频段寄生参数提取前后的电路的 S 参数曲线有一些误差。其原因在于，在低频段，由于频率比较低，电感对于传输线的作用并不明显，而在等效模型中却把电感作为固定器件加入等效网络，从而导致在低频段的误差；而在高频段，由于电容的作用越来越小，而在等效电路中依然把电容作为等效网络的组成部分，从而导致了高频段的误差。

而对于这些误差，如果采用频率分段的切分方式将会得到更好的效果，例如在 1G-4G 的时候切分提取一次，4G-8G 的时候提取第二次，8G-10G 的时候提取第三次，会有更加精确的结果，当然在计算时间和效率上就会有所损失，可以在具体的应用中综合考虑。

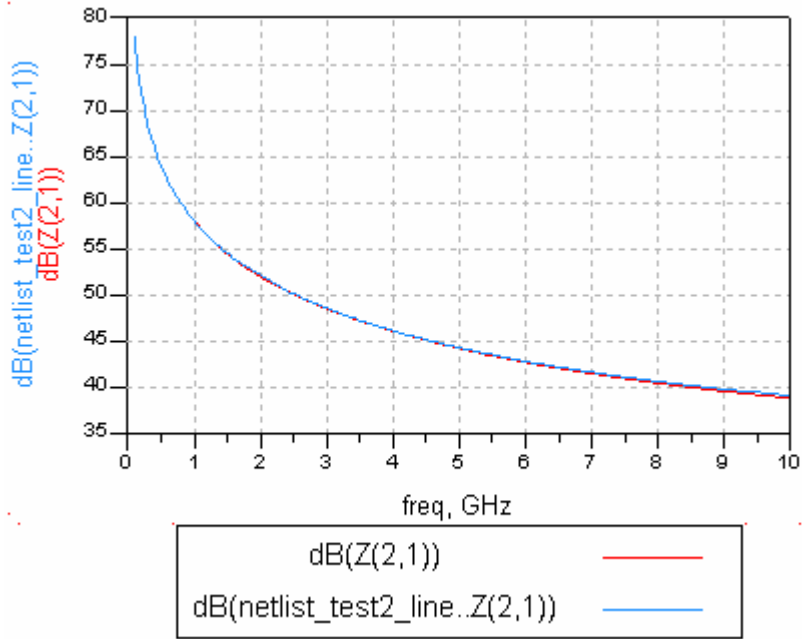


图 22 寄生参数提取后和参照传输线的 Z (2,1) 曲线比较
Figure 22 Z (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line

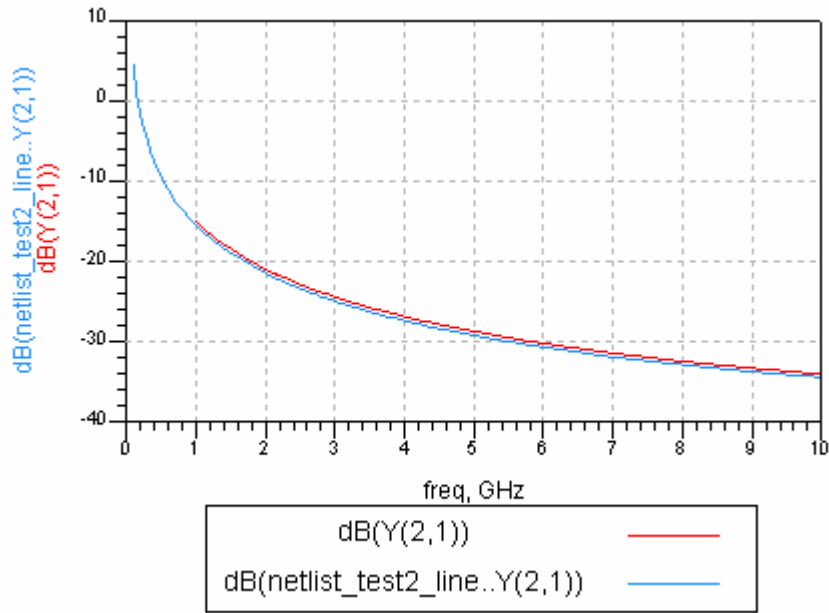


图 23 寄生参数提取后和参照传输线的 Y (2,1) 曲线比较
Figure 23 Y (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line

我们可以看出在寄生参数提取后的等效网络和原始传输线的参数曲线基本一致，从而实现对原传输线的参数提取过程。

5.2.3 MOROC 模型降阶

从上一节我们就可以看出，寄生参数提取生成的矩阵随着频率的上升的三次方的速度递增，所以对生成的参数矩阵的降阶处理是不可或缺的。

利用 ADS 可以把等效 RLC 网络矩阵的参数用网表形式导出来。使用 matlab 将网表转化为 MNA 矩阵，进而开始 MOROC 模型降阶。

下图是模型降阶前后的传递参数的零极点和频响曲线图，阶数为 8 阶：

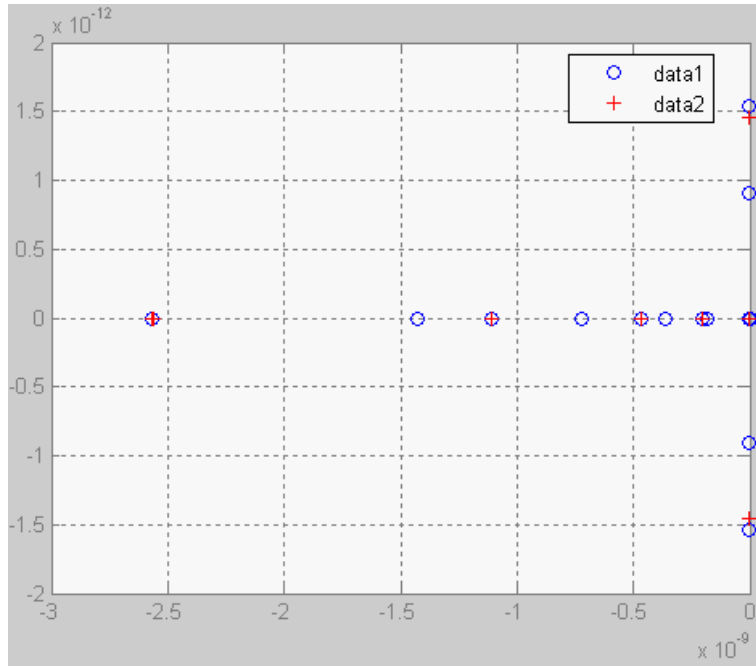


图 24 传递函数的零极点匹配图

Figure 24 zero/pole map of transfer function of the transfer function

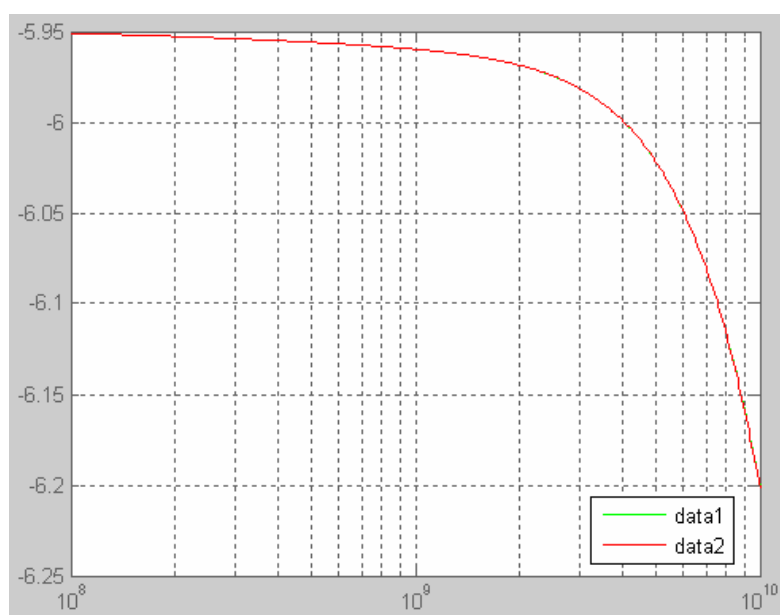


图 25 MOROC 前后的传递函数频响曲线拟合图

Figure 25 frequency curves of transfer line before and after MOROC

从上述结果可以看出 MOROC 前后传递函数的频率响应都比较吻合。

从而证明对于参数提取过后得到的等效 RLC 网络通过 MOROC 模型降阶后,可以得到理想的降阶结果,实现了将比较复杂的网络的传递函数的降阶分析。从而完成了一次对单根传输线进行参数提取和模型降阶的过程。

5.2.4 切割方法对性能的影响

在前面 5.2.2 节我们曾对传输线的分割做了一些讨论,比如最小的切割单元厚度要小于趋肤深度,还有要采用变比例的分割方法来减小冗余的分割块数从而简化计算,

在这一节里,我们将通过例子来验证各种假设对于性能的影响。

- 假设 1: 如果最小切割单元大于切割深度。

同样使用例子 1 里面的传输线长 $L=3\text{mm}$, 金属线宽度 $W=2\mu\text{m}$, 厚度 $T=2\mu\text{m}$ 。这次我们将传输线矩形切割分为 3×3 的部分,长度依然分为 3 段。

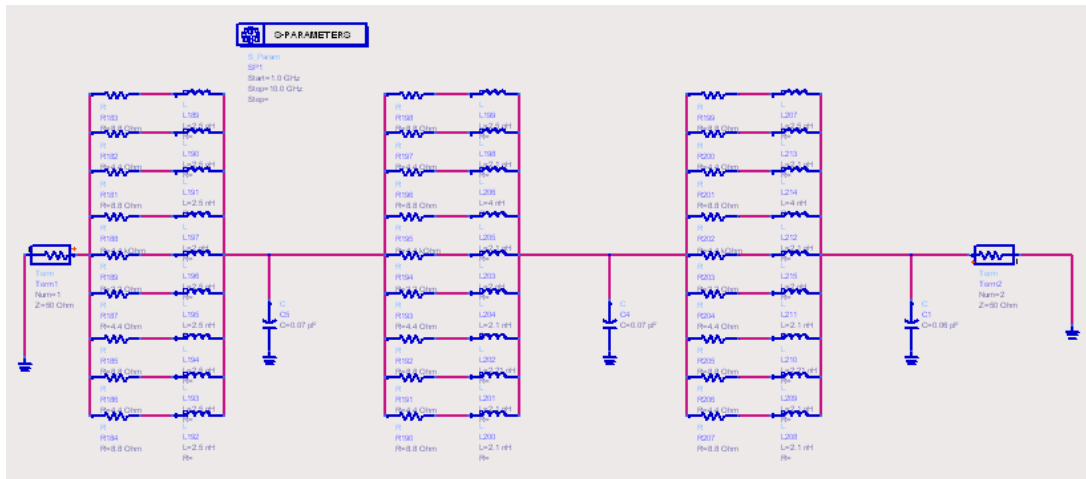


图 26 3x3x3 的传输线分割示意图

Figure 26 transmission line with 3x3x3 division

得到 S, Z, Y 参数曲线如下,方格线代表 3x3x3 的曲线

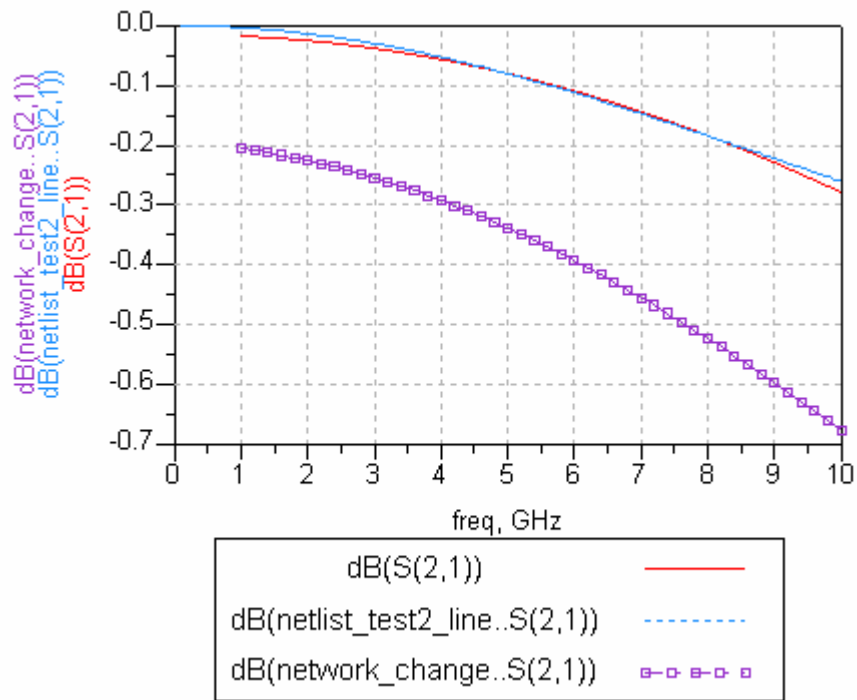


图 27 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 S (2,1) 曲线比较

Figure 27 S (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division

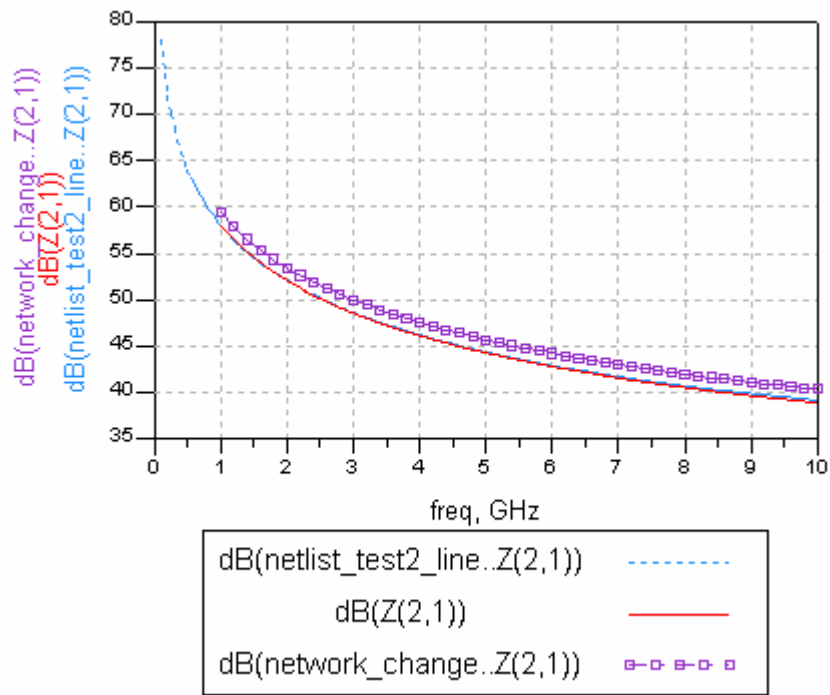


图 28 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 Z (2,1) 曲线比较

Figure 28 Z (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division

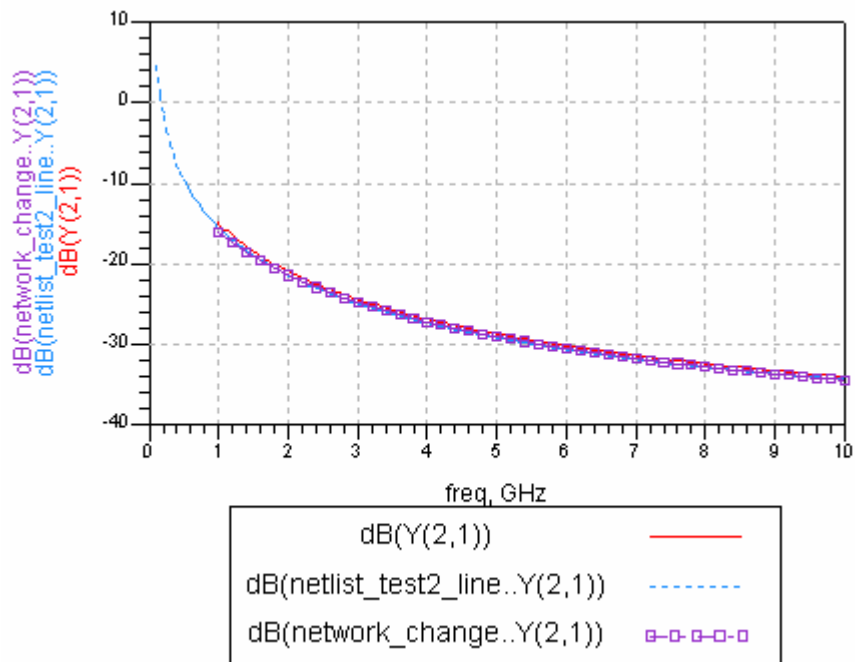


图 29 3x3x3 寄生参数提取后和参照传输线的 Y (2,1) 曲线比较

Figure 29 Y (2, 1) curves of the extracted network and original transmission line with 3x3x3 division

从图中我们可以看出，由于划分的块数较少，导致单元内的电流密度不均匀而产生的电阻和电感误差影响到等效传输线的 S 参数的提取，直接影响数值的准确性。而对于 Z, Y 参数影响较小。

● 假设 2: 如果不采用变比例划分

这个假设主要用来测试在时间上的差别，我们将不再矩形区域上采用变比例划分，所以矩面被分为 10x10 的单元块。

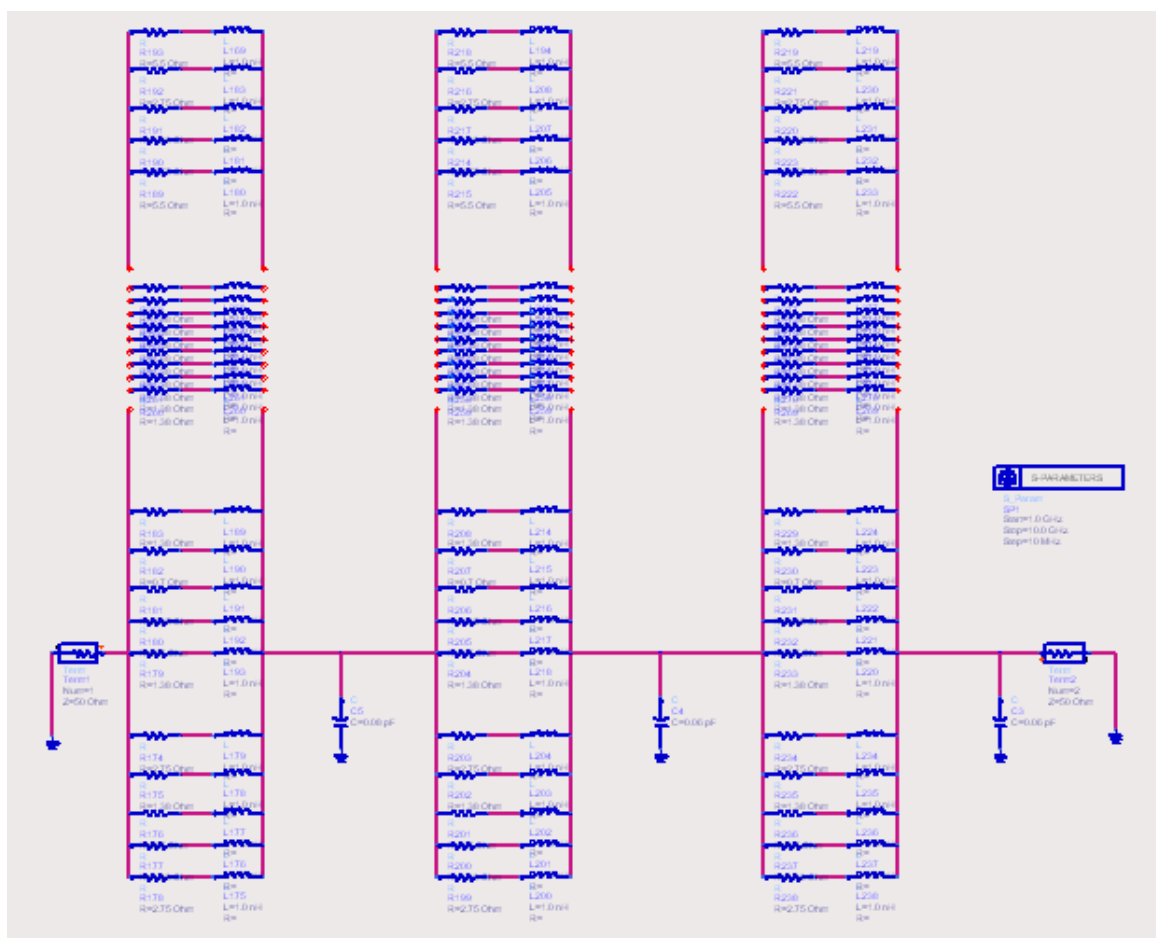


图 30 10x10x3 的传输线分割示意图

Figure 30 trasmission line with 10x10x3 division

因为在截面划分的更细，所以精度是达到了要求。

而在时间衡量上，使用相同的平台：Celeron(R) CPU 2.66GHz, 512M 内存，windows XP SP2 系统，ADS2005A 平台

	运行时间(s)	CPU 占用峰值	平均占用 CPU	physical Memory
5x5x3	1.38	21%	11%	7M
10x10x3	2.44	68%	28%	8M
500x3	25	98%	98%	11M

表 2 3 种划分方法运行时间和效率比较

Table 2- the run time and efficiency comperasion in 3 division methods

1.可见比例划分的运行时间比固定比例划分的时间要少 43%。同时考虑到,对 2 种划分的输出网表做模型降阶由于矩阵大小不一而造成的计算速度的影响,使用比例的方法要比固定划分运行时间少 50%以上,CPU 占用比例少 10%。

2.考虑一个极端的例子,当将来频率达到一定高度的时候,划分块数达到 500 块,这个时候的计算效率可以看出有很大的退化,运行时间增加了 10 倍,CPU 平均占用率提高了 5 倍,从而证明模型降阶处理在今后是必须要采用的。

我们同样可以对模型降阶部分的运算效率做一个分析比较,使用相同的平台: Celeron(R) CPU 2.66GHz, 512M 内存, windows XP SP2 系统,软件平台是 matlab7.0.4。

	生成矩阵大小	运行时间 (s)	CPU 占用峰值	平均占用 CPU	physical Memory
5x5x3	157 x 157	21	99%	95%	6M
10x10x3	607 x 607	3000	99%	99%	8M
500x3	607 x 607	—	99%	—	20M

表 3 3 种划分方法对模型降阶的效率比较

Table 3- the comperasion of efficiency of the model order reduction in 3 division methods

可见模型降阶采用比例切分的方式,对于模型降阶的效率也有很大提高,大概有 30%的 CPU 占用的提高和 25%的内存占用的提高。而在运行时间上面可以看到,运行时间随着矩阵的增大呈指数增长。所以合理的切分对于提高模型降阶的效率也是很必要的。

5.3 本章小结

在本章中具体的实现了对一根传输线的寄生参数提取和模型降阶分析，同时对其他情况下的提取结果做了一定的比较和分析。通过实验我们可以看出，通过比例划分加模型降阶的方法对于 1G-10G 的信号频率下的传输线参数提取分析有着比较好的效果。

6 结论

进入深亚微米工艺的集成电路设计对于信号完整性分析所提出的要求越来越高。由于尺寸的进一步减小,传输线的时延串扰对于芯片的性能起到了主导作用,关于如何快速准确地对新的情形之下的互连线时延串扰进行估算,科学界和工业界都提出了不少解决方案,但都在准确性与快速性这一对矛盾问题上难以得到良好的解决方案。

而对于传输线的研究和参数提取分析也从来没有停止过。而基于矩形划分的寄生参数提取的方法也随着时代的变迁不断的改进,在现在考虑到电感的提取和大矩阵的模型降阶的提取方法已经能够比较好的对 1G-10G 的传输线进行参数提取分析。宏模型化简参数提取矩阵的方法对参数提取有着重大的指导作用。

6.1 总结

根据上述章节的论述,本文给出了一种高频下的传输线的寄生参数提取和低阶建模的方法。通过实现考虑高频趋肤效应下的比例划分传输线提取 RLC 等效网络参数,同时对于生成的参数模型进行 MOROC 模型降阶以生成宏模型实现对传输线的分析。主要有以下研究成果:

1. 对单根传输线的寄生参数提取。借鉴了前人的对于传输线进行矩量划分的方法来实现 RLC 参数提取。由于信号频率在 1G-10G 的频段,趋肤效应已经比较明显,所以在划分的时候采用了比例划分的方法减小了计算量,而由于集总参数的局限性,在传输线的长度上也必须划分为数节;同时由于高频段对于电感 L 的影响已经不能忽略,所以采用的 RLC 网络模型作为传输线等效模型,在寄生参数提取的时候考虑电感的提取。通过 ADS 环境将提取之后得到的等效网络矩阵和原传输线的进行仿真结果的曲线验证,曲线有着良好的吻合度,从而实现了高频传输线的 RLC 寄生参数提取

2. 对参数提取矩阵进行了模型降阶求解。对于信号频率不断提高的这个趋势,仅仅提取得到寄生参数是不够的,由于提取得到的矩阵会越来越大,计算效率会越来越低。所以必须要找到一种良好的方法来对矩阵进行降阶处理,得到低阶的宏模型进行分析。本文中,作者使用了比较先进的 MOROC 可观测的模型降阶算法来对提取的参数矩阵进行降阶,得到了良好的效果,以及后来对于模型降阶前后的传递

函数的频响曲线都拟合的很好，从而证明 MOROC 对于传输提取的矩阵模型降阶有着良好的效果。

3. 论证了矩阵划分的一些结论，对于划分区域小于趋肤深度的划分，在高频下面会对结果产生一定误差，而没有采用比例划分的话，计算效率会降低 50%，换言之，使用比例矩量划分将会提高 50% 的计算效率。

下一步的研究课题包括多根传输线之间的高频信号串扰，和如何利用已有的寄生模型来提取多根传输线的寄生模型，并仿真多根传输线的行为

6.2 课题展望

因为课题时间和个人经历的所限，本课题还有几个值得继续深入的环节：

- 研究多根传输线的高频信号串扰下的情况
- 通过改进更加有效的改进的寄生参数提取方法和模型降阶算法来实现性能的进一步提升

总之，由于互连线的结构优化随着工艺的不同而发生改变,针对具体的情况我们要做特别的分析。而且面临新材料新工艺的引进,结构优化一定会成为非常重要的一步。在当今条件下，原先的 EDA 设计工具已经很难再适应现在的设计要求,高性能要求的芯片技术需要工具对各个方面的服务采用更为准确具体的方法来配合。信号完整性分析在其中尤其占有越来越重要的地位。

参 考 文 献

- [1] D.S.Gao et al. Modeling and simulation of interconnection delays and crosstalks in high-speed integrated circuits. *IEEE Trans.Circuits Syst.* 1990, 37(1):1-9
- [2] Stefan Zaagc and Enno Groteluschen, "Characterization of the Broadband Transmission Behavior of Interconnections on Silicon Substrates", *IEEE Trans.on Components, Hybrids and Manufacturing Technology*, Vol.16, No.7, 1993
- [3] Roger F. Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", Books in the IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory
- [4] 牛中奇, 朱满座, 卢智远等, "电磁场理论基础", 电子工业出版社, 2001年1月第一版
- [5] Y.I. Ismaill, E.G Friedman and J.L .N eves." Figures of merit to characterize the importance of on-chip inductance". *IEEE Trans VLSI*, Vol.7, No.4, pp.442-449, 1999.
- [6] S.Y. Kim, N. Gopal and L. T. Piliage, "AWE Macromodels of VLSI Interconnect for Circuit Simulation." *IEEE Conf. Computer- Aided Design*, pp.64-67, 1992
- [7] W. R. Eisenstadt, "S-Parameter-Based IC Interconnect Transmission Line Characterization." *IEEE Transaction on Computers-Aided Design (??)*, Vol.15, No.14, pp.483-489, 1992
- [8] T. V. Dinh, B. Cabon and J. Chilo, "SPICE Simulation of Lossy and Coupled Interconnection Lines." *IEEE Transaction on Computers-Aided Design (??)*, Vol.17, No.2, pp.134-138, 1994
- [9] 王秉中, "计算电磁学", 科学出版社, 2002年7月第一版
- [10] Allen Taflove, Susan C. Hagness, "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method", Second Edition, Artech House, 2000
- [11] 葛德彪, 闰玉波, "电磁波时域有限差分方法", 西安电子科技大学出版社, 2002
- [12] 王豪行, 电路计算机辅助设计, 上海: 上海交通大学出版社, 1995, 2-5
- [13] L. T. Pillage and R. A. Rohrer, Asymptotic waveform evaluation for timing analysis, *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1990, 9(4), pp. 352-366.
- [14] A.Odabasioglu, M.Celik, and L.T.Pillage, PRIMA: Passive reduced-order interconnect macro modeling algorithm, *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1998, 17(8), pp. 645-654.
- [15] Freund, R.W, "SPRIM: structure-preserving reduced-order interconnect macromodeling", *Computer Aided Design*, 2004. ICCAD-2004. IEEE/ACM International Conference on 7-11 Nov. 2004, pp. 80-87.
- [16] 尤昌德, 线性系统理论基础, 北京: 电子工业出版社, 1985, 154-155
- [17] L. Deng, "Signal Integrity Analysis Based on Model Order Reduction." Master Thesis, School of Microelectronics, Shanghai Jiao Tong University, 2007.
- [18] T. VU. DinH, "New skin-effect equivalent circuit." *IEEE Electronics Letters*, Vol.26, No.19, pp.583-584, 1990
- [19] A. Deutsch, "Electrical characteristics of interconnections for high performance systems." *IEEE Proc*, No.2, pp.315-355, 1998
- [20] C.W. Ho, A.E. Ruehli and P.A. Brennan, "The modified nodal approach to network analysis", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, CAS-22, pp. 504-509, 1975
- [21] Y. I. Ismaill, E.G Friedman and J.L. Neves, "Figures of merit to characterize the importance of

- on-chip inductance." IEEE Trans. VLSI. Vol.7, No.4, pp.442-449, 1999
- [22] H. A. Wheeler, "Transmission line properties of parallel stripes separated by a dielectric sheet." IEEE Trans Microwave Theory Tech, 13(3), pp.173-180, 1965
- [23] Stefan Zaagc and Enno Groteluschen, "Characterization of the Broadband Transmission Behavior of Interconnections on Silicon Substrates", IEEE Trans.on Components, Hybrids and Manufacturing Technology, Vol.16, No.7, 1993
- [24] L. Deng, "Signal Integrity Analysis Based on Model Order Reduction." Master Thesis, School of Microelectronics, Shanghai Jiao Tong University, 2007.
- [25] Stefan Zaagc, Enno Groteluschen, "Characterization of the Broadband Transmission Behavior of Interconnections on Silicon Substrates", IEEE Transaction on Components, Hybrids and Manufacturing Technology, Vol.16, No.7, November 1993.
- [26] D.S. Gao, "Modeling and simulation of interconnection delays and crosstalks in high-speed integrated circuits," IEEE Transaction on Circuits System. 1990, 37(1):1-9
- [27] Alina Deutsch, "Electrical Characteristics, of Interconnections for High-Performance Systems," Proceedings of the IEEE, Vol.86, Issue 2, Feb. 1998
- [28] Brian Young, "Digital Signal Integrity: Modeling and Simulation with Interconnects and packages," Prentice Hall, Inc., Upper Saddle river, NJ, 2001.
- [29] I.M. (Abe) Elfadel, Howard H. Smith, "A Multiconductor Transmission Line Methodology for Global On-Chip Interconnect Modeling and Analysis," IEEE Transactions on Advanced Packing, Vol.27, No.19, February 2004
- [30] T. Vu, B. Cabon, J. Chilo, "SPICE Simulation of Lossy and Coupled Interconnection Lines," IEEE Transactions on Components, Packing and Manufacturing Technology, Vol.17, No.2, May 1994
- [31] Jyh-Chyurn Guo, Teng-Yang Tan, "A Broadband and Scalable Model for On-Chip Inductors Incorporating Substrate and Conductor Loss Effects," IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.53, No.3, March 2006
- [32] Taotao Lu, Zeyi Wang, XianLong Hong, "BBE: hierarchical computation of 3-D interconnect capacitance with BEM block extraction," Design Automation Conference, 2003
- [33] Wang Z, Wu Q, "A two-dimensional resistance simulator using the boundary element method," IEEE Transaction on Computer-Aided Design of Integrated Circuit and Systems, Vol.11, April 1992
- [34] Zemanian A. H, Tewarson R. P, "Three dimensional capacitance computations for VLSI/ULSI interconnections", IEEE Trans. CAD. Vol. 8, pp.1319-1326, 198
- [35] Zemanian A.H, "finite-difference procedure for the exterior problem inherent in capacitance computation for VLSI interconnects," IEEE Tans. Edac, Vol.35, No.7, pp .985-992, 1988
- [36] KRAUTER B, MEHROTRA S, "Layout based frequency inductance for on-chip interconnect timing analysis[C]," DAC, 1998
- [37] GuoYong Shi, Bo Hu, "On Symbolic Model Order Reduction," IEEE Transaction on Computer-Aided Design of Integrated Circuit and System, Vol.25, July 2006
- [38] Deutsch A, "Electrical characteristics of interconnections for high performance systems," Proc. IEEE, No.2, pp .315-355, 1998
- [39] Xiren Wang, Wenjian Yu, Deyan Liu, Zeyi Wang, "Fast extraction of 3-D interconnect resistance: numerical-analytical coupling method," 5th International Conference on ASIC, Proceedings, 2003.

- [40] Marazzini C., Santomauro M., Taliercio M., "CIRCE: a program for parasitic parameter extraction," Proceedings of the European Design Automation Conference, EDAC, March 1990
- [41] Chen, L.P., Ho, Y.P., Lin, D.C., Tseng, B.M., Lee, H.Y., Guan, R.F., Huang, G.W., Chen, Y.C., Wen, W.Y., Chen, C.L., "Extraction of parasitic parameters of dummy devices on different silicon substrates," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, June 1998
- [42] Djordjevic A. R, Sarkar T. K, "Closed-form formulas for frequency-dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines [J]," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 1994
- [43] Wheeler H.A, "Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet [J]," IEEE Transaction on Microwave Theory Tech, 1965
- [44] Alina Deutsch, Gerard V. Kopcsay, Paul W. Coteus, "Frequency-Dependent Losses on High-Performance Interconnections," IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol.43, No.4, November 2001
- [45] Balachandran J., Brebels S., Carchon G., De Raedt W., Nauwelaers B., Beyne E, " Accurate broadband parameter extraction methodology for S-parameter measurements," 9th IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects, May 2005
- [46] Yamada K., Okada N., Yasuda M., Oda N., "Accurate modeling method for deep sub-micron Cu interconnects," 2003 Symposium on VLSI Technology, June 2003
- [47] Yang Zhao, Yun-Yi Wang, "An numerical technique for parameter extraction of VLSI interconnection," 1997 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Vol.3, Dec 1997
- [48] Ioan D., Ciuprina G., Radulescu M., Seebacher E., "Compact modeling and fast simulation of on-chip interconnect lines," IEEE Transactions on Magnetics, Vol.42, April 2006
- [49] Elfadel I.M., Deutsch A., Smith H.H., Rubin B.J., Kopcsay G.V., "A multiconductor transmission line methodology for global on-chip interconnect modeling and analysis," IEEE Transactions on Components, Packing and Manufacturing Technology, Vol.27, Feb 2004
- [50] Zhang Q. J., Wang F., Nakhla M .S., "Signal integrity optimization of high speed VLSI packages and interconnects," 48th IEEE Electronic Components and Technology Conference, pp .10 73-1076,1998
- [51] Davis J.A., Meindl J.D., "Compact distributed RLC interconnect models. I. Single line transient, time delay, and overshoot expressions," IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 47 , pp. 2068 -2077, Nov .2000.
- [52] Zhu Zhaomin, Streiter R., Xiao Xia, Ruan Gang, Wolf H and Gessner T., "Modeling and simulation of RLC interconnect effects with the AWE method," 6th International Conference, Vol.2, pp871-874, Oct 2001
- [53] Alina Deutsch, Gerard V. Kopcsay, Phillip J. Restle, "When are Transmission-Line Effects Important for On-Chip Interconnections," IEEE Transaction MTT, Vol.45, No.10, October1997.
- [54] Qi X , Wang G, Yu Z , Duton R.W, "On-chip Inductance Modeling and RLC Extraction of VLSI Interconnects for Circuit Simulation[J]. IEEE CICC'00, 2000
- [55] Sang-Pil Sim, Kwyro Lee, Cary Y Yang, "High-frequency on-chip inductance model," IEEE Electron Device Letters, Vol.23, No.12, Dec 2002

致 谢

在本硕士论文即将结束时，首先要感谢上海交通大学微电子学院提供的宽松学术环境和优秀科研条件保证了本文的顺利完成。还要衷心感谢我的导师施国勇教授，施国勇老师渊博的学识、严谨的治学态度、孜孜不倦忘我工作的精神都使我受益非浅，不仅是学术上，还包括为人处事。也要感谢在论文的写作过程中，郝志刚给我提出很多建设性的意见。

最后要特别感谢我的父母及许多亲朋好友，他们从物质上和精神上对我无私地支持和奉献是我不断前进的动力源泉。

攻读硕士学位期间已发表或录用的论文

1. 第一作者, “高频互连线 RLC 寄生参数提取和低阶建模”, 信息技术, 录用于 2007 年 10 月