

## 基于 HFSS 的高速信号阻抗特性设计研究

朱莹<sup>1</sup> 刘婷婷<sup>1</sup> 秦石明<sup>1</sup>  
ZHU Ying LIU Tingting QIN Shiming

## 摘要

高速信号上升的时间随着信号频率的提高而不断缩短,且高速信号的信号完整性问题也日益严重。当片上互联线变得越来越长,反射带来的影响也逐渐显现,而阻抗特性对于信号质量的影响也愈发明显。通过应用 Ansys 的 HFSS (high frequency structure simulator) 工具提取  $S$  参数,重点考虑影响高速信号质量的情形下,分析阻抗突变下信号传输线的差损、回损曲线,结果表明只有在要求的阻抗特征的情况下,高速仿真的差损、回损曲线的效果最好。

## 关键词

高速信号; HFSS; 特征阻抗; 信号完整性;  $S$  参数; 阻抗突变

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2024.10.031

## 0 引言

通信与互联网技术日新月异,全球已跨入 5G 时代<sup>[1]</sup>。当前,移动设备的数据传输速度已达到空前的高度,用户可以方便地实现让世界更加紧密地连接在一起,更高效地浏览网页和实时传输无损视频文件。然而,与此同时也引发了新的问题,即信号完整性问题<sup>[2-4]</sup>。随著整合电子元件(integrated circuit, IC)朝快速运行速度和高度集成的方向演进,例如在通用的通讯规范中,各式各样的数据流转频率都在短期内显著提高。以下是一些具体的例子来展示这一现象:PCIE 从第一版至第六版的更新过程中,其数据传递带宽由最初的每秒 2.5 Gbit/s 增加为 64 Gbit/s 的最新标准 6.0 版本,这相当于提高了 25.6 倍;SATA 也经历了类似的过程,它已成功地将 SATA 升级到 SATA3.2 版本的 16 Gbit/s,从 SATA1.0 版本的 1.5 Gbit/s 提升了 10.67 倍;USB 则更进一步实现了飞跃性的进步——自初始的 USB 从 1.0 版本的 12 Mbps,经过多次改良后已经达到 4.0 版本的 40 Gbit/s,这个数字相较于初期翻了几近几何级数的数量级的比例变化。为获得更小的体积和更高的性能,数字、模拟以及射频等电路模块集成到一个 IC 中,包含高速运放、高速 ADC、FPGA 与 DSP 等高速器件上高速混合电路占比逐步增大,芯片工作频率提高,片上互联线变得越来越长,反射带来的影响也逐渐显现。因此,研究高速信号的反射特性对于优化芯片设计、防止信号传输中的非理想效应影响具有重要意义。本文将针对阻抗特性这一影响高速信号质量的因素对高速传输线的信号完整性问题进行讨论<sup>[5]</sup>。

在高速数位电路中,在信号沿路径的传播过程中,当遇到阻抗不连续点时,会产生信号能量的反射现象<sup>[6-7]</sup>。反射信号能量的比例由阻抗失配程度决定,不匹配越显著,反射能量的比例就越大。而影响阻抗不匹配的因素<sup>[8]</sup>有很多,最根本的原因就是瞬时阻抗突变产生的反射。转角、过孔分支结构等任何改变的地方都有可能发生瞬时阻抗,其中重点包括传输线的末端,或者互联拓扑结构<sup>[9]</sup>。本文将讨论阻抗特性不满足要求时对整个高速链路的影响。

## 1 传输线模型及其特性

随着集成电路技术迅速进步<sup>[10-11]</sup>,传输线模型及其特性正不断演进,芯片内部的工作频率也逐渐增加,导致互联线上的各种寄生效应<sup>[12]</sup>变得更加显著。高整合度的 IC 芯片面临着两大关键挑战:一是连线间的寄生元件导致的信号延迟;二是随频率的提高,互联功耗增大。

在高频环境下,需要采用 RLGC 传输模型来设计高速全局互联,以更准确地捕捉互联线中的寄生效应,同时应对互联线可能遇到的损耗、串扰、延迟等问题,而传统的 RC 模型只考虑分布电阻,无法准确反映高频下长时间互联的复杂电学特性<sup>[13-14]</sup>。在这个模型中,单位长度的电阻、电感、电导和电容分别由  $R$ 、 $L$ 、 $G$  和  $C$  表示。

## 1.1 RLGC 模型传输线模型

为了适应现实中存在的通信渠道衰减问题,本文建立了 RLGC 模型来处理这种情况下的信号传递效果。该模型不仅包括传统的电子元件(例如电阻和导体)还包含了一些额外的因素,比如电路内的寄生效应等元素,从而使得其更加精准且通用化。RLGC 模型结构如图 1 所示。

1. 航空工业西安航空计算技术研究所 陕西西安 710000

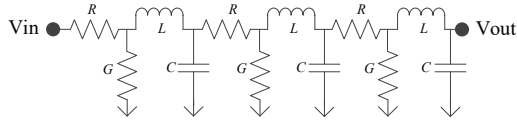


图 1 RLGC 结构模型

截取微元  $dx$  的一段进行分析，进行推导时按照模型公式进行操作。

微元的等效模型如图 2 所示，其两端电压为  $v(x, t)$  和  $v(x+dx, t)$ ，分别对应的电流为  $i(x, t)$  和  $i(x+dx, t)$ 。

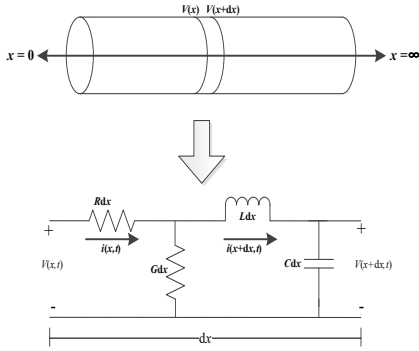


图 2 微元横截面等效模型

当对此微元应用基尔霍夫电压时，可以得到：

$$v(x+dx, t) - v(x, t) = -Ri(x, t) - L \frac{di(x, t)}{dt} \quad (1)$$

当对此微元应用基尔霍夫电流时，可以得到：

$$i(x+dx, t) - i(x, t) = -Gv(x+dx, t) - C \frac{dv(x+dx, t)}{dt} \quad (2)$$

将以上两个公式两边同时除以  $dx$ ，并使  $dx \rightarrow 0$ ，可得：

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Ri(x, t) - L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (3)$$

$$\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = -Gv(x, t) - C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \quad (4)$$

对上面两个公式进行拉普拉斯变化后，得：

$$\frac{dv(x)}{dx} = -(R + j\omega L)i(x) \quad (5)$$

$$\frac{di(x)}{dx} = -(G + j\omega C)v(x) \quad (6)$$

对上面两个公式进行微分：

$$\frac{d^2v(x)}{dx^2} = -(R + j\omega L) \frac{di(x)}{dx} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)v(x) \quad (7)$$

$$\frac{d^2i(x)}{dx^2} = -(G + j\omega C) \frac{dv(x)}{dx} = (G + j\omega C)(R + j\omega L)i(x) \quad (8)$$

化简可得：

$$\frac{d^2v(x)}{dx^2} - \gamma^2 i(x) = 0 \quad (9)$$

$$\frac{d^2i(x)}{dx^2} - \gamma^2 v(x) = 0 \quad (10)$$

其中的  $\gamma$  为传播常数， $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$ ， $\alpha$  是

衰减常数， $\beta$  是相位常数。对于：

$$v(x) = v_f e^{-\gamma x} - v_r e^{\gamma x} \quad (11)$$

$$i(x) = i_f e^{-\gamma x} - i_r e^{\gamma x} \quad (12)$$

定义特征阻抗  $Z_0$  为电压与电流的比值：

$$Z_0 = \frac{v(x)}{i(x)} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (13)$$

传输线实际进行数据传输时，电导的影响往往可以忽略，因此  $Z_0$  简化后可得：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} \quad (14)$$

通过对推导的传输线微元模型进行分析可以得出：特征阻抗随着频率变化。在低频情况下， $R > \omega L$ ，由  $i(x) = i_f e^{-\gamma x} - i_r e^{\gamma x}$  公式可知特性阻抗与频率的平方根成反比，电压主要降在电阻上，其互联特性呈现为 RC 模型；而在高频情况下， $R < \omega L$ ， $R$  保持不变，电压主要降在电感上，其互联特性呈现为无损传输线模型，即 RLGC 模型。

## 1.2 散射参数曲线

**S** 参数（散射参数）是一种关键的指标，用于表征网络或互联系统的传输特性，该指标分为单端网络参数和差分网络参数两大类。**S** 参数通过分析端口处的激励与响应之间的关系来反映系统的反射和传输行为，且无需深入探讨内部结构的细节。

尽管差分信号的 **S** 参数可以视作四端口网络的 **S** 参数，但它在展示差分 and 共模信号的传输特性及其相互作用上仍存在短板。为了解决这一限制，混合模 **S** 参数被引入，它能够明确地表示差分信号和共模信号各自的传播过程，同时还能描述两者之间的转换关系。四端口差分网络如图 3 所示。



图 3 差分二端口网络模型

各个差分端口都同时承载着差分信号和共模信号。在这两个信号中，入射波  $a_{di}$  和反射波  $b_{di}$  分别对应差分信号和共模信号。具体而言，差分信号的入射波和反射波被用来表示差分信号的行为，而共模信号的入射波和反射波则用来描述共模信号的行为。

入射波和反射波之间的相互作用可通过函数来表达：

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

简化后的混合模差分  $S$  参数矩阵, 即公式中的  $S$  参数矩阵, 形式为:

$$S = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{cc} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中:  $S_{dd}$  代表差模输入和差模输出。端口 1 和端口 2 的差分信号反射系数是由  $S_{dd11}$  和  $S_{dd22}$  所表示, 而差分信号透射系数则由  $S_{dd12}$  和  $S_{dd21}$  来体现, 这个透射系数直接揭示了差分信号的传播特性。

在给定的公式中, 共模输入到共模输出的转换由  $[S_{cc}]$  表示。具体而言, 端口 1 和端口 2 的共模信号反射系数分别由  $S_{cc11}$  和  $S_{cc22}$  表示, 而  $S_{cc12}$  和  $S_{cc21}$  则代表着端口 1 到端口 2 或端口 2 到端口 1 间的共模信号透射系数。

共模输入信号到差模输出信号的转换, 由公式里的  $S_{dc}$  描述。当共模信号叠加到差分信号上时, 这可能会减少差分信号的噪声裕量, 甚至可能引发误判的情况。

方程中的  $S_{cd}$  刻画了差模输入和共模输出的信号变化, 即共模信号向差模信号的转化。一旦差分传输路径出现不平衡, 就有可能使差分信号转化为共模噪声, 从而导致 EMI 问题。

本小节专注于散射参数理论的分析, 着重于单端网络和差分混合模的  $S$  参数的概念及其重要性, 并突出了频域  $S$  参数的关键作用, 为进行差损和回损仿真提供了重要的理论基础。

根据以上内容可得知, 在信号完整性中, 反射起着重要作用。因此, 本文将重点研究特性阻抗在高速信号中对反射影响的分析, 基于  $S$  参数的基础展开研究。

### 1.3 信号反射的产生及其影响

当传输线上存在阻抗不一致时, 会导致信号反射。发送端和接收端的阻抗不匹配时, 负载会将部分电压反射回源端。反射电压的极性取决于负载阻抗和源端阻抗的关系: 如果负载阻抗小于源端阻抗, 则反射电压为负; 相反, 如果负载阻抗大于源端阻抗, 则反射电压为正。反射的信号也有可能源端再次反射, 导致振荡。考虑一个具有  $Z_0$  特性阻抗、 $R_L$  负载阻抗和内阻  $R_0$  的数字信号驱动源  $V_S$  所驱动的理想传输线  $L$ 。如果终端阻抗与传输线阻抗不匹配, 将会产生反射, 反射电压的幅值取决于负载反射系数  $Q_L$ , 该系数计算公式为:

$$Q_L = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \quad (17)$$

当终端反射的电压回到源端时, 根据源反射系数  $Q_S$  确定的反射电压幅值, 会再次反射到负载端, 从而形成二次反射。 $Q_S$  计算公式为:

$$Q_S = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0} \quad (18)$$

对于准确评估回波因子与返回电流来说, 特征阻抗是一个关键因素。一旦线路上的信息传递速率达到了或者超越了百兆赫兹 (如超高速数字通信), 那么该条路线就应该视作一种传播路径来处理, 其内含着由制造工艺带来的附加电容及磁导量等效效应。另外, 由于频率升高导致的绝缘材料损失也可能对其特征阻抗造成一定程度的影响。

为了评估高速信号传输质量在特征阻抗突变情况下的影响, 对不同突变情况下的特征阻抗进行了仿真, 并对比了仿真结果, 以此来判断高速信号在特征阻抗突变情况下的质量。

## 2 影响高速信号的因素分析

不同的高速信号有不同的阻抗特性需求, 如果使用不同的高速信号来进行仿真, 会导致仿真结果的差异, 因此在设计高速信号线时, 不同的特征阻抗将导致不同的信号反射情况。以 PCIE3.0 信号为例, 已知特征阻抗需求为 85 ohm, 通过在信号路径上改变 100 mil 长度的阻抗特性走线, 根据不同的特征阻抗要求进行高速布局。

当 PCIE3.0 控制 100 mil 走线特征阻抗为 80 ohm 时, 要求特征阻抗为 85mil 的差损、回损曲线。

差损: 当 PCIE 走线的阻抗突变为 80 ohm 时, 会导致时差损曲线的变化, 如图 4 所示。

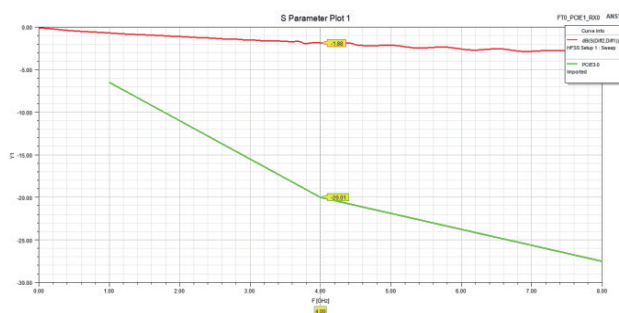


图 4 PCIE 走线阻抗突变为 80 ohm 时差损曲线

回损: 图 5 展示了当 PCIE 走线阻抗突然变为 80 ohm 时的回损曲线。

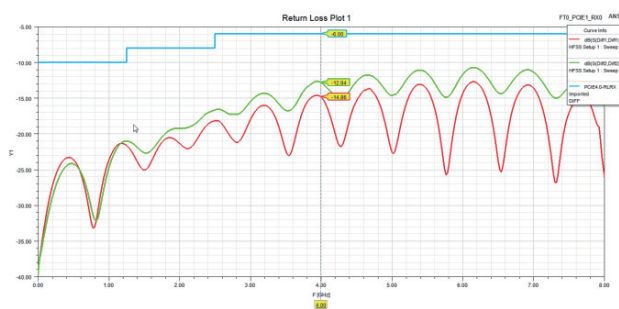


图 5 PCIE 走线阻抗突变为 80 ohm 时回损曲线

当整条走线没有阻抗突变时, 且特征阻抗需为 85 mil 时, 插损、回损曲线。

差损: 当阻抗特性为 85 ohm 时, 插损曲线如图 6 所示。

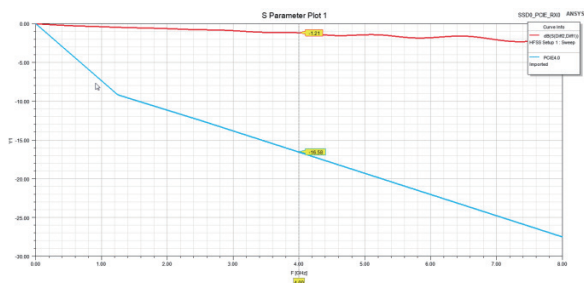


图 6 阻抗特征为 85 ohm 时差损曲线

回损: 当阻抗特性为 85 ohm 时, 回损曲线如图 7 所示。

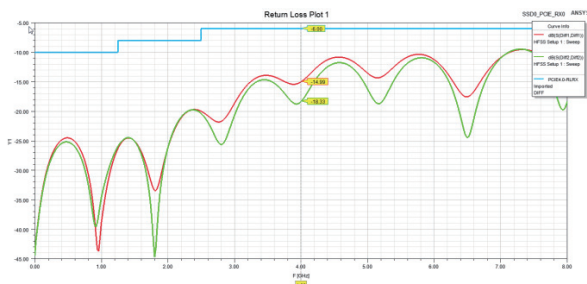


图 7 阻抗特征为 85 ohm 时回损曲线

当 PCIe3.0 要求控制 100 mil 走线特征阻抗为 110 ohm 时, 差损、回损会发生变化。

差损: PCIe 走线阻抗突变为 110 ohm 时差损曲线, 如图 8 所示。

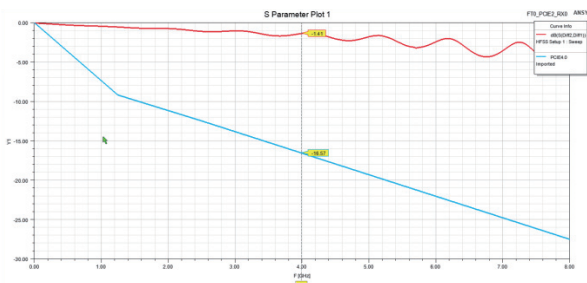


图 8 PCIe 走线阻抗突变为 110 ohm 时差损曲线

回损: PCIe 走线阻抗突变为 110 ohm 时损曲线, 如图 9 所示。

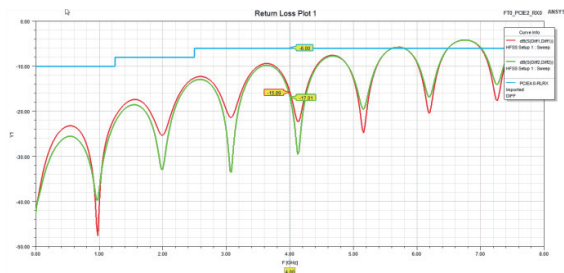


图 9 PCIe 走线阻抗突变为 110 ohm 时回损曲线

从仿真实验的结果来看, 最佳的特性电阻值是 85 ohm, 并且其衰减和反射曲线的表现也最优秀。这与模拟预测一致, 因此在构建特性的电阻过程中, 需要准确地根据预设的要求来执行电子设计的自动化过程。

### 3 总结

本研究探讨并仿真了高频信息传递过程当中的反射效应及其对信号的干扰作用。研究发现, 这种现象通常是由未控制的瞬时特性的阻抗引起的。然而, 要实现这一目标的关键在于如何精确地调整和保持所需频率范围内的特定电气参数, 即其固有性质 (如等效电路) 与期望数值之间的关系。

### 参考文献:

- [1] 贺娇. 高速 PCB 板传输线信号完整性分析 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [2] 唐晓庆. 空间相机检测系统的信号与电源完整性研究与实现 [D]. 武汉: 武汉大学, 2015.
- [3] 李永耀. 高速串行链路信号完整性研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- [4] 何彭. 基于 HFSS 的高速 PCB 信号完整性研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- [5] 于世龙. 高速 PCB 传输线信号完整性分析 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2015.
- [6] 曹世伟. 高速电路中的信号完整性和电源完整性研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [7] 张福洪, 楼津甫, 曾榕. 基于 SI 分析的高速数字接口拓扑结构设计 [C]// 浙江省信号处理学会. 信号处理在生医 2014 学术年会论文集. 杭州: 杭州电子科技大学通信工程学院, 2014:4.
- [8] 陈丽. 传输线信号完整性的反射分析 [J]. 工矿自动化, 2014, 40(3):49-52.
- [9] 朱兴华, 陈苑明, 何为. 印制电路板设计与工艺对信号完整性的影响 [J]. 印制电路信息, 2012(1):21-23+52.
- [10] 张木水. 高速电路电源分配网络设计与电源完整性分析 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [11] 王爱珍. 高速数字 PCB 板设计中的信号完整性分析 [J]. 现代电子技术, 2009, 32(1):177-180.
- [12] 乔洪. 高速 PCB 信号完整性分析及应用 [D]. 成都: 西南交通大学, 2006.
- [13] 周传璘. 高速数字电路设计中信号完整性分析与研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2005.
- [14] 李国华. 高速数字电路设计的电磁干扰控制技术 [J]. 舰船电子对抗, 2005(1):58-60.

### 【作者简介】

朱莹 (1997—), 女, 陕西渭南人, 硕士, 助理工程师, 研究方向: 信号完整性、电源完整性等。

(收稿日期: 2024-07-15)