nexperia

保护 代化接口 测试和仿真 既念、 设计工程师指南

ESD应用手册 汽车版

现代化接口保护概念、测试和仿真

设计工程师指南



编著者

Jan Preibisch

Burkhard Laue

Sergej Bub

Ayk Hilbrink

Stefan Seider Martin Pilaski

Olaf Vogt

Alan Wu

Mason Liu

ESD应用手册 — 汽车版 现代化接口保护概念、测试和仿真 设计工程师指南

版权所有©Nexperia 2020年7月

www.nexperia.com

ISBN 978-0-9934854-5-9

保留所有权利。 未经作者事先书面许可,不得以任何形式或通过任何 方式复制或分发本出版物的任何内容。

ESD保护器件的数据手册参数	2
ESD测试标准和TLP测试	3
ESD保护原理	4
因ESD和浪涌事件造成的电子元件故障症状	5
经典车载网络(IVN)	6
区域架构	7
SerDes — 串行器/解串器接口	8
多媒体接口	9
使用TVS二极管实现供电线路保护	10
SEED — 系统级ESD事件的建模	11
总结	12

参考文献			
缩写词			
索引			
法律信息			

前言

Nexperia,作为半导体基础元器件生产领域的高产能生产专家,其产品广泛应用于全球各类电子设计。公司丰富的产品组合包括二极管、双极性晶体管、ESD保护器件、MOSFET器件、氮化镓场效应晶体管(GaN FET)以及模拟IC和逻辑IC。其产品在效率(如工艺、尺寸、功率及性能)方面获得行业广泛认可,拥有先进的小尺寸封装技术,可有效节省功耗及空间。

我们丰富的标准性能产品组合可满足当今的最新应用需求以及汽车行业的严格标准。 通过持续创新、提升可靠性和支持服务,我们在所有关键产品细分市场均保持领先地 位。作为飞利浦和恩智浦的原标准器件事业部,我们秉承60多年半导体行业专业经 验,开发并交付符合当代及未来市场需求的标杆性解决方案。

我们在创新方面的成功记录是多样化精简研发取得的成果。我们将最新技术与高效工 艺相结合,以出色品质的产品满足严苛的行业要求。

Nexperia设计工程师指南

我们的设计工程师指南计划的主要目标是:我们希望与您分享我们的专业知识,并帮助您优化电子设计。它是"从工程师到工程师"的技术和应用见解的集合。

2017年发布的第一本Nexperia设计工程师指南是我们的*MOSFET应用手册*[1]。在该 手册中,我们的工程师重点说明如何在特定应用领域使用MOSFET,以及有哪些关键 和重要的MOSFET参数,同时还考虑散热条件等因素。

2018年发布的该系列第二本技术指南是:我们的*ESD应用手册*[2]。我们重点说明现代 化接口保护概念、测试和仿真。Nexperia从工程师社区和代表全球各行各业的客户那 里得到了很多积极的反馈。除了该ESD应用手册之外,Nexperia还提供ESD现场技术 研讨会,与客户分享我们的见解,涉及汽车、移动通信、消费电子、计算和工业等应 用。最终,我们希望能最大限度地降低ESD损坏的风险——为系统设计提供支持,以 保护应用和产品免受ESD问题的影响。这两本设计工程师指南也都有中文版[3],[4]。 在过去十年中,汽车行业的变化明显比以往任何时候都快,这一趋势毫无停止的迹象。电气化和自动驾驶已经在实施或即将实施,而5G将助力实现car-to-X通信和智能交通管理等。创新速度比过去几十年要快得多。

然而,不断提升的车辆电气化和连接性导致汽车中传输的数据量激增。高ESD鲁棒性 是确保汽车应用可靠、性能卓越的关键。硬件工程师面临ESD鲁棒性随着数据速率的 提高,不断降低的挑战。

因此,为了应对汽车行业所面临的动态和严峻的挑战,我们决定出版*ESD应用手册*的 特别版:

Nexperia "ESD应用手册 — 汽车版"

本手册将向您介绍ESD(静电放电)的基础知识(包括ESD保护原理、ESD测试标准 和TLP传输线路脉冲测试)、数据手册中的关键参数以及如何解释这些参数的概述。

除了经典的车载网络,您还将获得有关现代汽车应用中以太网和其他接口(如 HDMI、USB和MIPI)的一些见解。最后,我们将以一些有关ESD事件建模的背景信 息作此汽车版的总结。

请花一些时间阅读我们的*ESD应用手册 — 汽车版*。目录可帮助您轻松导航到您感兴趣的关键章节。本书是构建Nexperia技术百科全书的另一个重要里程碑。

最后,我要感谢Jan Preibisch博士,他为此特别版做出了重要贡献。

Olaf Vogt

应用市场营销总监

Nexperia

目录

第1章 **引言**

1.1	汽车的发展趋势	16
1.2	IC技术的发展趋势	17
1.3	ESD保护技术的发展趋势	18
1.4	关于本手册的结构	20

第2章

ESD保护器件的数据手册参数

2.1	限值	22
2.2	ESD最大额定值	22
2.3	特性	23

第3章

ESD测试标准和TLP测试

ESD测试标准IEC 61000-4-2	28
IEC 61000-4-2测试的复现性	31
ESD测试标准ISO10605	33
浪涌测试标准IEC 61000-4-5	34
汽车瞬态ISO7637-2和ISO16750-2	36
ISO7637-2脉冲1:断开感性负载连接	36
ISO7637-2脉冲2a: 电源干扰	37
ISO7637-2脉冲2b:直流电机充当发电机	38
ISO7637-2脉冲3a和3b:快速瞬变	39
ISO16750-2 §4.3 过压	41
ISO16750-2 §4.6.4 负载突降	41
TLP — 传输线路脉冲测试	43
VF-TLP — 超快TLP测试	45
	ESD测试标准IEC 61000-4-2 IEC 61000-4-2测试的复现性 ESD测试标准ISO10605 浪涌测试标准IEC 61000-4-5 汽车瞬态ISO7637-2和ISO16750-2 ISO7637-2脉冲1: 断开感性负载连接 ISO7637-2脉冲2a: 电源干扰 ISO7637-2脉冲2b: 直流电机充当发电机 ISO7637-2脉冲3a和3b: 快速瞬变 ISO7637-2脉冲3a和3b: 快速瞬变 ISO16750-2 § 4.3 过压 ISO16750-2 § 4.6.4 负载突降 TLP — 传输线路脉冲测试 VF-TLP — 超快TLP测试

第4章 **ESD保护原理**

4.1	使用一个齐纳二极管实现单向ESD保护	49
4.2	使用多个齐纳二极管实现双向ESD保护	50
4.3	采用pn二极管和齐纳二极管的轨至轨拓扑	52
4.4	采用开基技术的双向ESD	53
4.5	采用SCR的轨至轨拓扑	55
4.5.1	闩锁场景	58
4.5.2	分析负载线路以判断闩锁场景的风险	59
4.5.3	TrEOS保护器件的保持电流和保持电压	60
4.5.4	回弹ESD保护的开关速度	61
4.6	汽车封装布线方案比较	64
4.6.1	有引脚3针封装: SOT23	64
4.6.2	有引脚6针封装: SOT363	65
4.6.3	无引脚3针封装:DFN1110D-3	67
4.6.4	无引脚2针封装:DFN1006BD-2	69

第5章

因ESD和浪涌事件造成的电子元件故障症状	72
----------------------	----

第6章 **经典车载网络(IVN)**

6.1		77
6.1.2	CINP3C3D (株) 協住	78
6.2	CAN接口	81
6.2.1	低速CAN	82
6.2.2	高速CAN	84
6.2.3	CAN FD	84
6.2.4	CAN XL	85
6.2.5	CAN、CAN FD和CAN XL的合规性测试	85
6.3	FlexRay接口	88

第7章

区域架构

7.1	汽车以太网	92
7.2	100BASE-T1接口中ESD事件的动态特性	94
7.3	保护方案比较	97
7.4	符合开放技术联盟100BASE-T规范的测量	99
7.5	1000BASE-T1和10BASE-T1 ESD保护合规性测试的当前状态	103

第8章

SerDes — 串行器/解串器接口

8.1	APIX — 汽车像素链路	107
8.2	FPD-Link — 平板显示器链接	107
8.3	GMSL — 千兆多媒体串行链接	108
8.4	MIPI A-PHY	108
8.5	PoC-同轴供电	108

第9章

多媒体接口

9.1	USB接口112
9.1.1	USB 1.0和USB 2.0接口 113
9.1.2	USB 2.0眼图 117
9.1.3	USB 3.0和USB 3.1接口 121
9.1.4	USB 3.0眼图126
9.1.5	USB Type-C 128
9.2	HDMI接口133
9.2.1	连接器的触点分配133
9.2.2	HDMI关键参数连接结构135
9.3	MIPI接口139
9.3.1	MIPI D-PHY
9.3.2	MIPI M-PHY
9.3.3	MIPI C-PHY
9.4	天线接口152

第10章

使用TVS二极管实现供电线路保护

10.1	脉冲标准	156
10.2	TVS操作	157
10.3	双向和单向TVS	157

第11章 SEED — 系统级ESD事件的建模

11.1	系统故障场景	161
11.2	带回弹的ESD保护器件的建模	163
11.2.1	带回弹的准静态模型	163
11.2.2	带回弹的ESD保护器件的动态模型	169
11.3	共模扼流圈模型	175
11.4	ESD生成器模型	176
11.5	100BASE-T1仿真示例	178

第12章

总结			•	 •	 	• •	 	 •	 		 •	• •	 •	 	•	 		 • •	 	 • •	•	 •••	. 1	84
参考:	文献.	•••	•	 •	 		 	 •	 		 •		 •	 		 		 	 	 	•	 •••	. 1	86
缩写	词	•••	•	 •	 		 	 •	 		 •		 •	 		 		 	 	 	•	 •••	. 1	92
索引		•••	•	 •	 		 	 •	 		 •		 •	 		 		 	 	 	•	 •••	. 1	96
法律	信息.		• •	 • •	 		 		 					 		 		 	 	 		 	. 1	98

ESD应用手册 — 汽车版

三大趋势正在塑造汽车行业的现在和未来: 电气化、自动驾驶和连接性。电气化正在 推动我们向更少的电子控制单元(ECU)方向发展,因为电驱动需要的控制模块更少。 自动驾驶和连接性正在推动车辆的数据速率不断提高,并且由这两种趋势驱动的通信 节点的数量呈爆炸式增长。尤其是随着摄像头、雷达、激光雷达等传感器数量的迅速 增加,由于需要传输的数据越来越多,数据速率也在不断提高。

汽车行业的开发工程师如今面临的挑战是,如何跟上所有这些趋势,使其在恶劣的汽 车环境中正常工作,并提供预期的高质量。外部静电放电(ESD)保护器件是满足日趋 严苛的要求的必不可少的工具。虽然这些器件通常是"现成"可用的,但这些器件的 特性及其与周围系统的相互作用可能比乍看之下更复杂。本手册旨在提供技术背景和 实用见解,以针对目标应用评估外部ESD保护,并选择合适的产品,在保持信号完整 性和符合电磁兼容性(EMC)标准的同时,实现ESD和电压浪涌保护,以达到出色的系 统级稳健性。

1.1 汽车的发展趋势

在汽车领域的所有趋势中,自动驾驶和连接性与ESD保护最为相关。自动驾驶这个词 在过去几年里被炒得沸沸扬扬,一些观察家已经不再相信自动驾驶汽车在十年之内上 路这种虚假的承诺。尽管由于技术和法规方面的原因,全自动汽车更多还只是一个梦 想,但是部分自动化和有条件自动化驾驶已经成为现实。最新款的豪华车提供了一些 功能,让我们可以在高速公路上或交通拥堵的情况下无需人工干预就能自动驾驶。而 几年前就已经出现了自助泊车。这些高级辅助系统以及其他系统都被称为高级驾驶辅 助系统(ADAS)。



在硬件层面上,这些系统要求出色的可靠性,并且通常需采用多个冗余级别运行。它 们产生大量的数据,在整个汽车中进行传输。而且,由于这些系统趋向于"实时"功 能,因此延迟必须很短,并且不能出现链接错误。就ESD而言,通常要求接口非常坚 固,对工作期间的ESD(带电ESD)具有耐受性,以防止链路错误,并支持最高数据 速率。事实上,当今的汽车接口达到的速度(高达15 Gbps)与现代消费电子产品接 口相当,甚至更高。

连接性是一个多样化的术语,指的是汽车与驾驶员的电子设备、路边基础设施、其他 车辆或电子设备的众多交互可能。与物联网(IoT)的无缝集成,以及汽车之间相互对话 以提高整体安全性,只是两个子目标。增强连接性的支持技术包括无线(5G、WiFi 和NFC)标准和有线(USB 3.x和HDMI)标准。在车对万物(V2X)通信方面,仍然存 在竞争性的技术,标准尚在准备阶段,在全球大多数地区,强制性远程信息处理盒 (T-Box)正在推动行业的发展。显然,它对鲁棒性的要求不像ADAS那么高,因为保障 人类的生命安全并不直接依赖于这些系统的运行。但是,由于从ESD的角度来看,汽 车的使用环境一般都比较恶劣,并且考虑到更换成本和客户的质量期望值通常都比较 高,因此接口通常都采用尽可能坚固的设计。

1.2 IC技术的发展趋势

通过缩小硅片的尺寸,可将更复杂的电子元件压缩到狭小空间内。随着这些新硅片工 艺氧化层变得越来越薄,嵌入式FET的栅极因此更易受到浪涌事件的影响。必须考虑 由ESD引起的高达30 kV峰值电压、总脉宽约100 ns的高电压事件。同样也要考虑脉 宽更长(约60 μs)、极端电压电平较低的浪涌事件。设计师通常不再依赖于系统芯 片的内部ESD保护结构。在大多数ESD相对安全的环境下,内部ESD保护足以在组装 过程中保护元件。但它无法防范在应用现场发生的ESD事件。因此,外部保护不应被 视为奢求,也不应被忽视。

ESD应用手册 — 汽车版

现代化高速和超高速接口以较低的信号电平工作。高达20 Gbit/s的数据传输速度需要 精心设计的印刷电路板(PCB)布局才能持信号完整性。这可通过适当的阻抗匹配来实 现,同时避免不可接受的损耗和反射。另外,在车辆中还必须考虑各种EMC方面的 问题。从合规性角度来看,ESD只是EMC的一个方面。对于消费电子接口和ADAS接 口尤其重要,对于传统的汽车接口而言,这一点变得越来越重要,因为不那么坚固的 系统基础芯片(SBC)集成CAN或LIN收发器的趋势越来越普遍。因此,外部ESD保护器 件始终具有重要意义,并且不会随着集成电路(IC)技术更现代化而成为多余。实际情 况恰恰相反。

1.3 ESD保护技术的发展趋势

从历史上看,随着接口数据速率的提高和IC鲁棒性的降低,ESD保护器件的技术不断 进步。起初使用的是电容,但由于其对ESD的影响有限,而且不适用于数据线,因此 现在的设计方法已经不再依赖电容。

ESD保护的标准技术是基于齐纳二极管设计的。它们非常可靠,而且本身也非常坚固,但是设计本身的钳位电压相当高,因此,在许多情况下,对敏感IC的来说,保护效果还不够好。此外,寄生电容太高,不适合应用于高速数据线。轨至轨技术使用pn二极管来掩蔽齐纳二极管的电容,使齐纳技术能够应用于高速接口。然而,其钳位行为甚至比单独使用齐纳二极管还要差。

与硅工艺解决方案相比,压敏电阻的电容可以很低,但钳位效果却差得多。此外,重 复的ESD事件会使器件性能下降,导致漏电流显著增加,并改变寄生电容值。因此, 压敏电阻并不是汽车接口保护的首选。

用于高速汽车接口的现代化保护器件基于先进的硅结构,包括可控硅整流器(SCR)和 开基技术。这些先进的技术可以显著提高器件鲁棒性与寄生电容的比值。出色的保护 器件的寄生电容非常低,以至于封装的寄生效应主导了射频特性。此外,这些技术允 许极低的钳位电压,从而可提供出色的系统级鲁棒性。回弹器件允许的钳位电压甚至

低于触发电压。

无论是何种应用或接口,在选择ESD保护策略时,均需考虑三个基本参数。第一个是 保护器件本身承受ESD和浪涌事件的高度稳健性。然后是低钳位电压以及低动态电 阻。低动态电阻代表陡峭的保护电路I-V曲线,因此如果浪涌电流增加,钳位电压不 会大幅增加。这些要求对于实现出色的系统级稳健性(施加ESD和浪涌保护的主要目 的)极为重要。

图1显示了ESD保护器件的三个关键参数以及不同技术的性能。Nexperia提供名为 TrEOS保护的ESD保护技术,该技术将所有三个关键参数的业界标杆数值相结合—— 深度回弹、低动态电阻、具有超低电容的高ESD稳健性。该技术非常适合超高速数据 线路,如采用USB 3.2或Thunderbolt接口的RX/TX线路,并且能够保护非常敏感的片 上系统(SoC),还能提供汽车认证版本。



18

言

년 111 111

1.4 关于本手册的结构

首先,本手册提供了汽车系统中ESD保护的概述。详细解释了数据手册中的关键参数,以及如何根据这些信息来为某一设计选择适合的器件。同时制定了各种测试标准,以便对电子器件和产品执行再现性测试和认证。本手册中探讨了最重要的测试方法,以及如何使用"新的"传输线路脉冲(TLP)测试方法。介绍了科学的ESD保护器件选择过程,解决了耗时且不一定能找到最佳解决方案的试错测试问题。此外,对不同的ESD保护技术和概念进行了比较,提供了实用见解。

介绍了汽车接口的物理层信息,并根据当今汽车中使用的不同拓扑结构进行了归类。 该手册从诸如LIN和CAN的经典车载网络(IVN)开始,接着将介绍最新区域架构的核 心——汽车以太网。高速串行器/解串器(SerDes)接口和多媒体接口使整个场景更加完 整。可以参考这些物理层规格信息来挑选适当的ESD保护方式,以维持信号完整性, 并根据信号电平及驱动器和接收器的结构选择最合适的ESD二极管拓扑。最后讨论的 主题是高能浪涌脉冲的供电线路保护。

在手册的最后一章中,介绍了所谓的高效的系统级ESD设计(SEED)方法,以仿真ESD 事件。该方法对ESD保护器件和系统芯片接口作为单独模块以及组合形式的行为进行 建模,判断这两个器件是否相配,是否能够安全防范ESD和浪涌事件。

第2章

ESD保护器件的 数据手册参数

ESD应用手册 — 汽车版

2

要选择合适的ESD保护器件,开发工程师需要比较供应商数据手册中的关键参数。本 章介绍最重要的关键参数,及其与正常工作接口的相关性。此外,必须维持信号完整 性,以确保数字接口中的接收器电路能够无差错地对传入数据进行采样。后续章节中 包含Nexperia提供的大部分ESD保护器件数据手册中的信息。

2.1 限值

V_{RWM}是保护器件的关态电压,表示泄漏电流低于指定值I_{RM}的最大工作电压范围。 V_{RWM}必须等于或高于信号线上的预期最大电压。

I_{PPM}是指施加定时8/20 μs的IEC 61000-4-5 [5]脉冲时器件可承受的最大浪涌电流。该 值指示ESD器件遇到较高脉冲能量时的鲁棒性,请参见第3.4章。

对于结温 T_j ,通常提供的最大值是150°C。除了该信息,还提供环境温度范围 T_{amb} 与存储温度 T_{stg} 及最小和最大限值。

2.2 ESD最大额定值

V_{ESD}表示根据IEC 61000-4-2 [6], ESD保护器件可承受的最大电压,请参见第3.1章。 还针对正和负ESD测试脉冲提供kV电压限值。数据手册给出了接触放电测试和空气 放电测试的限值。对于低电容保护器件,空气放电额定值并非远远高于接触放电 额定值。设计师应参考接触放电额定值,因为在再现性方面,接触放电表现得 更好。ESD额定值并不表示保护器件是否将为接口提供良好保护。该额定值与可实现 的ESD系统鲁棒性没有关联。在最好的情况下,整体系统稳健性受限于ESD保护器件 的ESD鲁棒性。

然而,如果必须保护敏感接口引脚,那么在大多数应用中,情况并非如此。如果在系统测试中,8 kV ESD脉冲对系统芯片造成了损坏,那么使用具有+/-30 kV额定值的 ESD二极管,也无济于事。额定电压为15 kV的低钳位保护二极管可能是更好的 选择。

2.3 特性

二极管电容Cd是一个重要参数,与信号线的最大频率有关。通常是测试频率1 MHz且 没有偏压的值;有时,会提供其他带有偏压的值。偏压会导致Cd值减小,因为内部 pn结的电容随反向电压降低。

f-3dB是在正弦波生成器上以50 Ω输出电阻进行测试产生的插入损耗的-3 dB频率。图 2所示为-3 dB截止频率约17 GHz的插入损耗曲线的示例。对于数据接口,至少基波 应该能够通过且没有太大损耗。要使曲线更陡峭,还必须为第三谐波提供较大的频谱 分量。



图2 | PESD3V3Z1BSF的S21插入损耗曲线

V_{BR}是保护器件的击穿电压。我们使用电流驱动型装置来测试该电压,以1 mA测试电 流驱动测试设备(DUT)。DUT两端的电压就是V_{BR}。 对于与普通齐纳二极管类似的拓扑,该参数具有实际意义,因为它可指出泄漏电流将 达到1 mA时电压。然而,对于具有回弹拓扑却没有静态行为的ESD保护,V_{BR}可能具 有误导性。具有开基极拓扑的ESD保护器件在达到触发电压之前,其泄漏电流非常 低,小于1 mA。V_{BR}的电流驱动型测试方法迫使这些器件回弹。在这种情况下,V_{BR} 低于触发电压,原则上,V_{RWM}可高于V_{BR}。

I_{RM}是V_{RWM}时的泄漏电流。该电流通常极低,仅为1 nA,其最大额定值为50 nA。

V_{CL}是IEC 61000-4-5脉冲对不同峰值电流I_{pp}的钳位电压。通常V_{CL}是在I_{pp}限值和其他 较低的值条件下得到。

R_{dyn}是动态电阻。对于现代化器件,该参数通过脉冲宽度为100 ns的TLP脉冲在I_{PP}约 为16 A时的TLP曲线陡峭度来定义。保护器件的动态电阻越低,钳位性能越好。这是 因为当浪涌电流增加时,钳位电压增加得较少。在许多数据手册中,动态电阻基于 IEC 61000-4-5(8/30 μs脉冲)测试结果提供。该值根据此类测试的I_{PP}与钳位电压关 系曲线计算得出。在比较动态电阻时,需要注意测试方法,由于IEC 61000-4-5脉冲 对TLP测试的能量明显较高,因此两种方法得出的值不一样。

散射参数

散射参数矩阵是数学方法,可量化射频(RF)能量如何通过多端口网络传播。通过散射 参数矩阵,可将复杂网络的属性描述为带有n个端口的简单黑匣子。带有n个端口的 网络矩阵包含n²个系数,每个系数代表一个可能的路径。

散射参数是包含实部和虚部或幅值和相位的复杂数字。网络会改变入射信号的幅度和 相位。散射参数针对给定频率和已定义的系统阻抗Z₀(对于数据手册和Nexperia实验 室测试,为50 Ω)进行定义。散射参数可在选定的频率范围内测量,并且随频率变 化,如图2中的S₂₁参数曲线示例所示。 散射参数通常以矩阵格式描述。行数和列数与端口数量相等。对于散射参数Smn,下标n表示激发的端口,即输入端口。下标m表示输出端口。因此,S₁₁是指端口一上的反射:它是反射的相对信号幅度。散射矩阵对角线上的参数是反射系数,而位于对角线外的参数被称为射透系数。这些系数描述如果使用来自另一端口的入射正弦波激发某端口,网络将在该端口上如何反应。参数S₂₁通常被称为插入损耗。参数S₁₁通常被称为回波损耗。

散射参数描述n端口网络对任意或所有端口入射信号的响应。



图3 | 具备4个节点和方向指示箭头的2端口网络

ESD应用手册 — 汽车版

图3显示一个2端口网络。端口上的信号(例如端口1)可被视为两个相反方向运行波 的叠加。按照惯例,每个端口显示为两个节点,以便为这些相反方向的波提供名称和 值。变量am表示端口m的入射波,变量bn表示端口n的反射波。根据以下矩阵公 式,2端口网络的四个散射参数具有以下等式关系:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$
$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \ S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \ S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \ S_{22} = \frac{b_2}{a_1}$$

对于差分信号,使用混合模式散射参数。两个信号线定义为端口。这样就创建了一个 4端口网络。通过简单的数学运算,所谓的单端表示可以转化为混合模式。在这种 表示方式中,差分信号和共模信号是端口。在进行无用的差模共模转换时,这非常 有用。

第3章 ESD测试标准 和TLP测试

3.1 ESD测试标准IEC 61000-4-2

IEC 61000-4-2定义了ESD鲁棒性测试的测试方法和配置环境[6]。该标准通常用于认证电子设备。根据相应的IEC标准规定,必须使用可以钳制和抵抗高压的器件来保护设备免遭ESD损害。必须检查并保证这些设备的鲁棒性。标准中定义的测试是符合EMC合规性测试中的系统级ESD测试。

大多数情况下,用户不会发现发生了静电放电,但静电放电会严重损坏大多数接口的 数据路径中使用的MOSFET栅极氧化层。有时候,小小的闪光表示突然发生静电放 电。之后,会造成高泄漏电流以及输入和输出电路故障。

不同材料接触和摩擦会导致电荷因摩擦带电效应而分离。此外,受到周围电荷的影响,静电感应会导致物体中的电荷重新分布。

请注意,在产品中安装ESD保护器件以保护某些敏感器件时,必须在最终应用环境中 测试这些器件的行为。ESD脉冲通过ESD枪生成,ESD枪中包含最高30 kV的可调节高 电压源。150 pF电容器使用充电开关通过50至100 MΩ的电阻充电。当放电开关闭合 时,电容器通过330 Ω电阻放电。图4显示基本ESD脉冲生成器的原理图。



图4 | 符合IEC 61000-4-2标准的ESD脉冲生成器

图5显示所述生成器的IEC 61000-4-2放电电流波形。曲线形态如下所述:

1. 脉冲在0.7至1 ns间上升。

2. 第一个尖峰脉冲以峰值Ipp达到其峰值电流。

3. 然后,脉冲在大约80 ns内下降,其中有一段呈现肩形曲线。

大多数浪涌脉冲能量都在这段肩形传送。第一个尖峰脉冲以高电压和大电流向目标施 加应力,但由于持续时间短,因此能量较少。进行ESD测试可采用两种方法:接触测 量法和空气放电测量法。

接触测量法是适用于ESD保护器件的IEC 61000-4-2推荐方法,其设置如下所述:

• 连接器件的接地引脚。ESD枪也通过放电回路连接至地。

• ESD枪的尖端连接到DUT的触点。

与IEC 61000-4-2中描述的系统级测试不同,在ESD保护器件的测试过程中,返回路径 中不使用电阻(2 × 470 kΩ)。接触放电连接能够较好地再现测试结果。有关测试过程 的更多详细信息参见[7]。

表1列出了预定义IEC 61000-4-2级别(即ESD 1级至4级)的峰值电流和30 ns和60 ns 时的电流值。



表1: ESD测试波形参数

ESD级别	电压	第一峰值电流, +/ - 10%	30 ns时的电流 (+/– 30%)	60 ns时的电流 (+/– 30%)
1	2 kV	7.5	4	2
2	4 kV	15	8	4
3	6 kV	22.5	12	6
4	8 kV	30	16	8

表2显示IEC 61000-4-2 ESD级别的定义以及接触放电测试的最小相关放电电压。

表2: IEC 61000-4-2中定义的ESD级别

ESD级别	接触放电	空气放电
1	2 kV	2 kV
2	4 kV	4 kV
3	6 kV	8 kV
4	8 kV	15 kV

对于空气放电,ESD枪逐渐靠近目标,直到发生放电。结果在很大程度上取决于空气 湿度、放电枪靠近目标的速度以及电极的形状。一般而言,该测试的再现性不高。如 果两个电极中有一个电极是尖头,则通常会看到电晕放电且没有闪光。在这种情况 下,ESD器件受到的应力非常低,不会产生有用的结果。对于放电枪,用于空气放电 的枪头为圆头,用于接触放电的枪头为尖头。空气放电波形的上升沿不太陡峭,浪涌 脉冲峰值较低。因此,**空气放电鲁棒性优于接触放电或与之相同。** 请注意,如果提供的空气放电额定值远远高于接触放电,则必须对技术文档持怀疑态 度。提供的空气放电额定值通常比接触放电高2倍,如表2中的ESD 4级定义。请注 意,电压电平互不相关,只是分类说明以便实际运用。此外,[6]中定义的电平是指 系统级测试电平,而非器件电平。事实证明,对于低容量ESD保护器件,空气放电鲁 棒性仅比接触放电鲁棒性高几kV,或二者相同。为此,不建议执行空气放电测试, 因为要正确执行该测试,难度较大,而且即使正确完成测试,其结果也与接触测试完 全相同[8]。

人体金属模型(HMM)测试使用的波形与标准中的ESD枪定义波形相同,并支持50 Ω的 ESD保护产品和接口端接测试。定义的端接可保证与TLP测试结果一样具有良好的再 现性。

3.2 IEC 61000-4-2测试的再现性

图6显示,ESD枪波形并非完全可再现:在这里,NoiseKen枪¹重复射击一个目标, 同时高频率电流探针²测量电流波形。第二个峰值出现在第一个峰值后的肩形段,该 峰值稳定且完全符合IEC 61000-4-2规格要求。但是,第一个峰值的电压出现+25% 到–35%的大幅度变化。如果目标系统对ESD事件的第一个峰值敏感,则测试结果可 能会有较大的波动范围,这会导致选择保护器件时做出错误的决定。其他制造商的放 电枪表现与之类似。

1 ESS2000AX

ESD应用手册 — 汽车版

2 Fischer Custom Communications的F-65电流探针1 MHz-1 GHz

ESD测试标准和TLP测试



图6 | NoiseKen ESS2000AX枪产生的IEC 61000-4-2波形

请注意,接地条件也会显著影响第一峰值的电压电平。如果DUT附近没有适当的接 地,则地面会有少量残余电容。在这种情况下,第一峰值不会出现,很有可能消失。 图7显示提供和未提供适当接地时两种ESD枪³的电流波形。采用未提供适当接地的设 置时,测试结果不可靠。



图7 | 提供和未提供适当接地的ESD枪波形比较

如果ESD枪未安全连接到DUT进行接触放电,则放电枪测试可能存在另一种风险。图 8显示寄生尖端电容Ct约为40 pF的ESD枪电路,与ESD枪的标称值150 pF相比,该电 容需要特别注意。

3 来自Schlöder的SESD 30.000和来自NoiseKen的ESS2000AX

如果触发的枪未击中目标,或者如果电荷在开关S2中移动,则C+电荷可能会进入 DUT,造成放电,并且串联阻抗几乎为零。因此,该杂散脉冲的第一峰值比常规脉冲 高出2倍,如图表中的红色曲线所示。

总而言之,如果系统测试结果显示第一峰值对ESD敏感,则不安全的ESD枪连接可能。 会导致在测试电压相对较低时造成放电损坏、测试结果错误并影响ESD器件选择。要 确保ESD测试的再现性,必须采用合适的测试设置。有关高速接口板进行系统级ESD 测试的更多详细信息,请参见[7]和[8]。



图8 | 未击中目标后造成的杂散脉冲

ESD应用手册 — 汽车版

3.3 ESD测试标准ISO10605

除了IEC61000-4-2 ESD测试标准外,ISO10605也是汽车领域常用的ESD测试标准。它 部分基于IEC61000-4-2,描述了捕获在汽车装配期间、维修期间以及乘客身上产生的 ESD的各种程序。对于ESD保护和瞬时电压抑制器(TVS)器件的额定值,需要关注波形。

基本放电网络与IEC61000-4-2的放电网络(如图4所示)相似,电容C1为150 pF或 330 pF, 电阻R1为330 Ω和2000 Ω。对于保护器件的额定值, R1 = 330 Ω时比较严重 的脉冲很常见,两个电容值都要经过测试。330 pF的偏差更为严重。

与IEC61000-4-2相比,ISO10605要求将ESD生成器在汽车电池处接地,而不是表 层。对于器件测试,只评估接触放电,无需评估带电情况,除了使用的ESD生成器 外,测试设置和过程与IEC61000-4-2相同。



3.4 浪涌测试标准IEC 61000-4-5

在上一章,我们讨论了根据IEC 61000-4-2 [6]执行的ESD测试,与此测试中使用的测试 脉冲相比,根据IEC 61000-4-5 [5]执行的测试所使用的脉冲要宽得多。浪涌脉冲(定义 见[5])的能量要高得多。因此,ESD保护部件必须耗散更多热量。IEC 61000-4-5标准 方法可仿真一些场景中的浪涌事件,例如,负载变化造成电源电压过冲或充电器的插 电过程引起过冲。

表3列出了IEC 61000-4-5浪涌脉冲的关键波形数据。对于浪涌生成器的短路状态,参 见图9,其中定义了8 µs上升时间以及降至50%电压电平所用的20 µs下降时间,这就 是著名的8/20 µs浪涌测试。

表4列出了开路状态下峰值电压选定值(参见图10)与短路状态下峰值电流选定值之 间的关系。浪涌生成器的输出阻抗被视为2 Ω 。

表3: 浪涌脉冲波形参数

工作模式	波前时间(单位:µs)	降至50%值所用时间(单位:µs)
开路电压	1.2 +/-30%	50 +/-20%
短路电流	8 +/-20%	20 +/-20%

表4: 开路峰值电压及相关短路峰值电流

开路峰值电压+/10%	短路峰值电流+ /- 10%
0.5 kV	0.25 kA
1.0 kV	0.50 kA
2.0 kV	1.00 kA
4.0 kV	2.00 kA

3

图9 | 短路状态的IEC 61000-4-5测试波形



图10 | 开路状态的IEC 61000-4-5测试波形

IEC 61000-4-5测试结果可提供重要的ESD和浪涌保护器件数据手册参数:

- 最大浪涌电流——IPPM
- 峰值功率——Ppp
- 钳位电压——Va
- 动态电阻——Rdyn——根据VCL与IPP曲线的陡峭度得出

ESD测试标准和TLP测试

3

3.5 汽车瞬态ISO7637-2和ISO16750-2

ISO7637-2标准[9]规定了汽车ECU电源线上瞬变抗扰性的合规性测试程序。由于只考 虑电源线上的脉冲,不考虑数据线上的脉冲,所以外部ESD保护器件通常不必遵从此 规范。但是,在某些恶劣环境中,汽车OEM要求车载网络总线保护也要部分满足其 要求。即使规范中规定了系统级要求,通常也需要用于保护汽车电源线的大功率TVS 二极管遵守规范。ISO7637-2定义了几个测试脉冲。脉冲5a和5b已转入ISO16750-2, 命名为抛负载。

ISO16750-2 [10]描述了车辆中电子负载的影响以及如何测试DUT的兼容性。其中包 括与TVS或ESD保护器件无关的各种工作条件。在此,还涵盖了负载的电阻行为的影 响,以及由此产生的线束寄生效应和跳线启动条件。

3.5.1 ISO7637-2脉冲1: 断开感性负载连接



图11 | 脉冲1的波形,断开感性负载连接

脉冲1(如图11所示)代表在断开电源连接时,从与感性负载并联的负载所看到的负 瞬态。定义的参数范围非常大,通常对转折配置进行测试,以评估最坏情况下的配 置。表5提供了参数范围和典型配置,这些参数对于12 V和24 V板网是不同的。

表5:图11所示脉冲1的参数范围

板网	Ua (V)	Us (V)	Ri (Ω)	td (ms)	tr (µs)	t1 (s)	t2 (ms)	t3 (us)
12V	13.5±0.5	-75至-150	10	2	0.5至1	>0.5	200	<100
24V	27 ± 0.5	-300至-600	50	1	1.5至3	>0.5	200	< 100

3.5.2 ISO7637-2脉冲2a: 电源干扰

如图12所示,脉冲2a代表线束寄生电感。当DUT汲取电流且电源中断时,这些电感 会迫使正电压峰值进入DUT的电源线。表6中列出了参数范围。



图12 | 脉冲2a的波形,间断式电源

3

表6:图12所示脉冲2a的参数范围

板网	Ua (V)	Us (V)	Ri (Ω)	td (ms)	tr (µs)	t1 (s)
12 V	13.5 ± 0.5	37至112	2	0.05	0.5至1	0.2至5
24V	27 ± 0.5	37至112	2	0.05	0.5至1	0.2至5

3.5.3 ISO7637-2脉冲2b: 直流电机充当发电机

脉冲2b(如图13所示)代表了能量吸收器作为源的效果。例如,当电机使质量发生 移动时,就会出现这种情况。一个很好的例子是鼓风机和/或挡风玻璃雨刷。在这两 种情况下,质量都发生了移动。当点火器关闭时,质量会在一段时间内保持移动,此 时电机充当发电机。表7中列出了参数范围。



图13 | 脉冲2b的波形, 直流电机作为发电机

表7:图13所示脉冲2b的参数范围

板网	Ua (V)	Us (V)	Ri (Ω)	td (ms)	tr (ms)	t12 (ms)	t6 (ms)
12 V	13.5 ± 0.5	10	0至0.05	0.2至2	1 ± 0.5	1 ± 0.5	1 ± 0.5
24V	27 ± 0.5	20	0至0.05	0.2至2	1 ± 0.5	1 ± 0.5	1 ± 0.5

3.5.4 ISO7637-2脉冲3a和3b: 快速瞬变

脉冲3a和3b(分别如图14和15所示)很少使用。它们代表DUT电源中的快速瞬 变——脉冲3a为负瞬变,脉冲3b为正瞬变。这些瞬变可能发生在每次打开或关闭电气 负载时。连接线束及其寄生电感和电容,或是继电器或开关的反弹会导致电源线上非 常快速的电压峰值。与脉冲2a和2b相比,该脉冲速度更快,幅度Us更高,但能量更 低。有时,对于CAN或LIN的外部ESD保护器件,也要求对此脉冲的抗扰稳健性。表8 中列出了这些参数。



图14 | 脉冲3a的波形,负快速瞬变

-031597

3.5.5 ISO16750-2 § 4.3过压

ESD测试标准和TLP测试

网供电,因此汽车的所有系统都需要能够承受这些过压。在12 V系统中,DUT必须能 承受为时60 ± 6秒的24 V电压,在24 V系统中必须能承受为时60 ± 6秒的36 V电 压。该测试还需在低于最高工作温度20°C的条件下进行。 3.5.6 ISO16750-2 § 4.6.4负载突降 该测试仿真了在充电时断开电池连接的空电池效应。交流发电机以相当高的电流向空

该测试仿真了在充电时断开电池连接的空电池效应。交流发电机以相当高的电流向空 电池充电。如果在充电过程中电池与电源线断开连接,则交流发电机将在电源线电源 中产生一个电压峰值。可能会出现两个略有不同的脉冲。这些测试脉冲在之前发布的 ISO7637-2中为脉冲5a和5b,后来又转入ISO16750-2。第一个脉冲(参见图16)仿 真了不带抑制的电压峰值。

跳线启动车辆时,施加的电压会比标称电源电压高得多。由于所有的ECU都由同一电



图16 | 符合ISO16750-2的不带抑制的抛负载波形



图15 | 脉冲3b的波形,正快速瞬变

表8:图14和15所示脉冲3a和3b的参数范围

板网	脉冲	Ua (V)	Us (V)	Ri (Ω)	td (ns)	tr (ns)	t1 (μs)	t4 (ms)	t5 (ms)
12 V	3a	13.5±0.5	112 至220	50	150±45	5±1.5	100	10	90
12 V	3b	13.5±0.5	75至150	50	150±45	5±1.5	100	10	90
24V	3a	27±0.5	-150 至-300	50	150±45	5±1.5	100	10	90
24V	3b	27±0.5	150 至300	50	150±45	5±1.5	100	10	90

3

图17显示了带有抛负载抑制的脉冲。在这种情况下,通过中心抛负载抑制将脉冲限制为值Us*。这可以通过大功率TVS二极管来实现。表9列出了参数范围。



图17 | 符合ISO16750-2的带有抑制的抛负载波形

表9: 抛负载的参数范围

板网	Us (V)	Us* (V)	Ria (Ω)	td (ms)	T3 (ms)
12 V	79至101	35	0.5至4	40至400	5至10
24 V	151至202	未指定	1至8	100至350	5至10

3.6 TLP — 传输线路脉冲测试

TLP是一种相对较新的测量技术,用于表征完整接口或ESD保护器件的特性[11,12]。 TLP是50 Ω受控阻抗环境中的短时矩形脉冲,可提高测试准确度和测量再现性。TLP 能够表征具有短脉冲宽度和快上升时间的受力设备的性能特性。低占空比可防止 发热。

图18中显示的TLP测试环境如下所述: 生成器以预先调节的电压为50 Ω传输线充电。 开关闭合,能量应用于DUT。进入DUT的电流通过电流探针进行测量,而DUT上的电 压则使用高速示波器进行监测。脉冲长度、上升时间和下降时间可在生成器上更改。 施加标准脉冲的持续时间通常为100 ns,上升时间和下降时间分别为10 ns。最小可 设置转换时间为300 ps。



图18 | TLP测试设置

TLP测试以预定义的步宽从低脉冲电压到更高电压逐步开始执行。如图19中描绘的 TLP测量电压和电流迹线所示,电压和电流采样以20 ns时间窗取平均值。这段时间窗 在100 ns测试脉冲内的70 ns到90 ns间,通过这种基于时间窗的方法可消除噪声的影 响。此外,时间窗的位置确保系统稳定,从而消除过冲等磨合影响。每个测量结果都 成为TLP图上的一个点,显示TLP I-V特性,即构成TLP曲线。

TLP曲线 $\Delta V/\Delta I$ 的陡峭度是 R_{dyn} ,在选择ESD和浪涌保护器件时,这是一个重要的考虑参数。

TLP测试可通过ESD保护器件与完整系统的接口引脚(无论是否具备ESD保护) 执行。根据产生的TLP曲线,我们可以总结出哪个保护器件适合用来安全可靠地保护 产品。



图19 | 通过TLP测试获得的TLP曲线

3.7 VF-TLP — 超快TLP测试

超快TLP (VF-TLP)测试方法与TLP十分类似[13]。主要区别在于,测试脉冲的持续时间 为1到10 ns,上升时间和下降时间也更短,为100到600 ps。

图20显示了VF-TLP测量设置。由于脉冲短,因此电流无法使用电流探针进行测量, 而是通过使用示波器单独测量入射和反射电压推导出来的。测量方法与时域反射 (TDR)测量类似。DUT中电流的计算方式如下:





图20 | VF-TLP测量的测试设置

综上所述,VF-TLP测试有助于确定ESD保护器件的开关速度。小脉冲长度十分有用, 因为可以研究ESD事件第一次过冲对目标系统造成的影响。

相比之下,100 ns标准TLP脉冲与完整的ESD脉冲能量大致相当,其中较大部分能量 通过较宽的第二肩形段脉冲传送。

第4章 ESD保护原理

3

• 窄隙或火花隙方法

一个简单且成本较低的方法是在接地线与信号线之间添加窄隙。每当发生 较大的ESD事件时,空气放电会限制高压脉冲。

火花隙器件的工作原理相同。因此,在信号线上添加火花隙的方法简单直接。此类ESD保护的缺点是可实现的钳位电压性能相对较差,开启时间慢且触发电压非常高。平均空气介质击穿场强约为3.3 kV/mm。这就是为什么火花隙很少用于汽车应用,不适合保护更高速度接口的原因。

• 使用压敏电阻

压敏电阻通常用于ESD保护。这些部件使用陶瓷ZiO颗粒材料与其他金属氧 化物的混合物制成。变阻器可测得对称的非线性I-V曲线,电压较低时,具 有高电阻。当变阻器达到击穿电压时,便开始导电。遇到浪涌事件后,变 阻器衰退。在IEC 61000-4-2测试中,传统版本压敏电阻的第一尖峰非常 高,但较新版本的变阻器已经有了很大的改进。可惜,与硅工艺解决方案 相比,第二肩形段的钳位电压仍明显较高。因此,由于担心性能下降,变 阻器并不是保护汽车接口的首选。

• 硅工艺ESD保护

硅工艺ESD保护是首选,因为只要符合规定的限制要求,那么在遇到浪涌事件后器件就不会出现性能下降。有多种拓扑结构可用,从简单拓扑结构到后续页面中多个场景展示的更复杂的拓扑结构,均可提供ESD保护。

建议选择硅工艺ESD保护,以获得出色的低钳位电压性能,详情参见本节后续部分。



4.1 使用一个齐纳二极管实现单向ESD保护

如图21所示,在地和信号线之间放置一个齐纳二极管,这是一种非常简单的拓扑。 可将浪涌脉冲电压钳位到V_{CL},V_{CL}的计算公式如下所示:





图21 | 基于齐纳二极管的ESD保护

图22显示了典型的齐纳二极管I-V曲线。曲线左侧显示反向偏压区域的齐纳二极管。 只要测试或工作电压保持在V_{RWM}以下,电流会非常小。V_{RWM}是指关态工作电压。低 于该电压时,反向泄漏电流小于指定的I_{RM}。当电压升高时,电流会突然增加,此 时,出现雪崩区;即达到击穿电压V_{BR}。采用电流驱动型测试设置,向二极管送入 1 mA电流可以测量击穿电压。

曲线右侧显示正向偏压区域的齐纳二极管。如果电压超过V_F,电流开始回升。可将负 浪涌脉冲电压钳制到较低值(V_F≈-0.7 V)。上述拓扑构成单向保护。

齐纳二极管为接口提供单向保护,对于负浪涌事件,限制到相对较低的电压(高于V_F),而对于正浪涌事件,根据V_{CL}等式,钳制到钳位电压。

ESD保护原理

ESD应用手册 — 汽车版

50

4



Nexperia | 设计工程师指南

图22 | 齐纳二极管或雪崩式ESD保护二极管的I-V曲线

4.2 使用多个齐纳二极管实现双向ESD保护



如果串联连接两个方向相反的齐纳二极管,如图23所示,则形成双向ESD器件。如果 这两个二极管相同,则I-V曲线对称,如图24所示。



图24 | 带有简单雪崩行为的双向ESD二极管的I-V曲线

钳位电压的计算公式与单向ESD二极管的反向等式相同:

 $V_{CL} = V_{BR} + I_{PP} \cdot R_{dyn}$, with $V_{BR} = V_{BR1} + V_F$

V_{BR}由V_F值和另一个二极管的反向击穿电压V_{BR1}组成。支持正负工作电压范围的接口 必须采用双向ESD保护。例如,模拟音频信号。大多数只支持正工作电压的数字接口 可通过单向解决方案获得保护。总之,有许多设计师会采用双向ESD保护方案。对于 负ESD放电,SoC会接触到更高的负钳位电压。应尽量避免这种情况,因为这会严重 影响系统级稳健性。特别是对于汽车车载网络接口,为了符合数据线允许的大电压范 围并满足EMC要求,必须采用双向保护器件。负钳位行为不是问题,因为SoC的设计 可以承受,或使用附加电路,如共模扼流圈(CMC)或铁氧体抑制振幅的附加影响。

图23 | 使用双向ESD保护二极管实现ESD保护

ESD保护原理

ESD应用手册 — 汽车版

ESD保护原理

设计低电容ESD保护器件时,选择这种两个ESD二极管串联的结构十分有用,因为其 寄生电容比单向器件低,如下方等式所示:

$C_{d} = \frac{C_{1} \cdot C_{2}}{C_{1} + C_{2}}$

选择双向ESD二极管的另一个理由是安装方向无关紧要。

4.3 采用pn二极管和齐纳二极管的轨至轨拓扑

图25显示采用轨至轨拓扑的ESD保护环境:

- 每条信号线上有一个pn二极管连接到上轨,而另一个pn二极管从信号节点 连接到接地轨(GND)
- 齐纳二极管连接在接地轨与上轨之间
- 正浪涌脉冲使能量经上部二极管推向上轨
- 负浪涌脉冲使能量经下部二极管推向接地轨
- 为提高ESD性能,上轨可连接到电源电压

齐纳二极管作为钳位器件,限制正浪涌事件的电压。如果上轨连接到电源线或 Vbus,则电流也可以进入电源线,其中的电容器通常会抑制传入脉冲。但有一点不 利,微控制器电路会显示由电源电压过冲引起的软故障。

轨至轨结构十分稳健,且齐纳二极管具有高电容。pn二极管相对较小,其寄生电容 也小。假设顶部轨和接地轨构成射频器件短路,则信号线上的Cd约为pn二极管电容 的两倍。该短路状况是齐纳二极管的大电容和连接到电源线的电容器相对较大所造成 的。因此,通常采用轨至轨架构来保护具有电源线(如USB)的高速多媒体接口。对 于没有电源线的IVN,此拓扑仅用于减小电容。



图25 | 使用轨至轨拓扑实现ESD保护

4.4 采用开基极技术的双向ESD

汽车应用中,通常需要外部ESD保护器件具有双向行为。实现此行为的经典方法是级 联齐纳二极管。这种方法很简单,但也有一些缺点:就击穿电压和动态电阻而言,其 钳位行为始终比单向齐纳管的差。此外,由于通常需要额外的硅芯片和额外的键合 线,因此其物理实现可能会触及边界并显著增加成本。

开基技术将双向特性整合到单个硅芯片中。其基本原理是采用类似双极性晶体管的 结构,其基极未连接。当超过触发电压出现过压时,晶体管进入雪崩状态。对于普通 的双极性晶体管,这是一种故障模式,可能会导致晶体管损坏。基于开基技术的ESD保 护器件经过专门设计,能够在这些条件下承受ESD和浪涌脉冲。同时,其寄生电容比齐 纳二极管低很多,动态电阻也很低。由于这是一个单芯片解决方案,因此可以将ESD保 护器件集成到非常小的封装中,从而实现小型化,并在高频下保持信号完整性。

当晶体管结构进入雪崩状态时,会发生电压回弹。根据不同的物理实现,可以观察到 多个回弹。根据具体的应用需要,可以将这些回弹转换为所需行为。图26显示了两 种基于开基技术的ESD保护的TLP曲线。PESD2CANFD24V-T旨在保护CAN FD接 口,PESD24VF1BL旨在保护天线接口。由于CAN FD数据线需要能承受27 V直流电 压,因此回弹非常小。天线接口不会接触到如此高的直流电压,因此器件的回弹可以 比较大,从而导致更低的钳位电压。



图26 | 基于开基技术的ESD保护的正脉冲TLP图形: PESD2CANFD24V-T和PESD24VF1BL

基于开基技术的ESD保护器件没有通用的电路符号。通常,使用两个背对背的级联 二极管符号来说明双向行为。

4.5 采用SCR的轨至轨拓扑

图27对传统轨至轨拓扑进行了改良。在该拓扑中,上轨和接地轨之间未使用齐纳二极管,而是放置了一个可控硅整流器(SCR)。如果上轨电压超过指定的触发电压,SCR会切换到导通状态并连接两条轨。如果通过SCR的电流低于指定的保持电流,则SCR再次关闭,电阻再次升高。

请注意,使用该保护拓扑时,电源线不能连接到上轨,也不能与信号输入相连。如果 发生触发事件,SCR将不会回到关断状态,因为直流电源可以轻松提供高于保持电流 I_{hold}的恒定电流。ESD保护器件可能会受损,或者电源线保持短路状态。因此,在 汽车领域,SCR技术仅用于不存在发生电池短路事件风险时保护多媒体接口和SerDes 接口。



图27 | 采用SCR的轨至轨ESD保护器件

基于SCR方法的优势在于,对于浪涌事件,可实现极低的钳位电压。启动效应通常被称为回弹,因为ESD保护器件的电压要从触发电压降至导通状态下的低电压。回弹电压可设计为低于信号线的高态电压,同时低于V_{RWM}。虽然这看似冲突,但在大多数情况下,并不会造成问题。在许多高速接口的设计中,数据流中没有直流元件。因此,数据线路不会保持在单端高态。信号切换回低态后,SCR的保持电流或保持电压状况会受影响,ESD器件再次关闭。

4

ESD保护原理

4

除了使用适当的I-V曲线量测仪进行测试,还可通过TLP测试以最佳方式评估回弹特性。 图28显示TrEOS回弹器件PESD3V3Z1BSF的TLP曲线。器件在大约9 V时触发,然后回弹 至2.5 V。从此处开始,TLP I-V图显示一条大致呈线性的曲线,其R_{dyn} = 0.19 Ω。



图28 | PESD3V3Z1BSF的TLP曲线示例

图29对各种典型TLP曲线进行了比较,具体如下所述。

- 绿色TLP曲线:采用雪崩效应钳位拓扑的ESD保护产品,V_{RWM}电压范围为 5 V至5.5 V。其击穿电压V_{BR}等于或大于7 V。
- **红色TLP曲线**: V_{RWM}电压低于或等于3.3 V的部件,击穿电压较低,通常等 于或大于5 V。因此,与5 V类型相比,钳位电压较低,并且在保护器件中 会耗散更多的浪涌事件电流。
- 黄色TLP曲线: TLP测试也可以应用于接口引脚和整个电子产品。现代IC的 TLP曲线通常以相对较低的电压开始。脉冲电压升高后,由于动态接口电阻 低,电流便急剧增大。

请注意,许多IC只能处理相对较低的最大TLP电流。例如,可以是IPP = 5 A。

 黑色TLP曲线:这是深度回弹拓扑示例。通过添加SCR,器件启动后,可实 现极低的钳位电压。大部分浪涌能量在ESD保护器件中耗散,从而提高整 体系统级鲁棒性。需要更高的电流才会达到黄色曲线的破坏电压。

总而言之,若要实现有效的ESD保护,位于SoC的TLP曲线左侧的ESD保护器件需要呈 现TLP曲线。该曲线必须具有高陡峭度,且不能与SoC曲线交叉。这样一来,便可确 保大多数浪涌电流都会流经保护器件;而且只有较低电流才会流经IC输入结构。必须 更高的电流才会使系统遭到破坏。理想的TLP曲线是垂直的(R_{dyn} = 0 Ω),其中钳位电 压不会随浪涌电流而增加。

对于雪崩拓扑,击穿电压无法在不造成泄露的情况下进一步降低到接口的工作电压范 围。这意味着,只有在实现垂直TLP曲线的方向努力才能进一步改进低钳位电压性 能。但是,动态电阻降低技术仍存在限制。因此,对于敏感接口,回弹拓扑可实现低 钳位电压和高系统保护级别。



图29 | V_{RWM}为5 V(绿色)、V_{RWM}为3.3 V(红色)的雪崩式ESD二极管、SoC(带有破坏点的黄色) 和回弹ESD二极管的TLP曲线

4.5.1 闩锁场景

如果触发了回弹器件,并且通态电流高于ESD保护器件的保持电流,则会发生闩锁。 然而,大多数ESD保护器件可承受这种情况引起的电流:Nexperia部件均在100 mA 的闩锁场景中经过数小时测试,没有表现出任何损坏或性能下降。如果任何接口受到 影响,会出现软故障,但硬件不会出现故障。对于许多接口而言,受影响的数据线路 处于单端低态后,回弹器件会自动返回关态。

在汽车领域,需要提及的是,必须考虑与电池短路事件相关的闩锁场景。如果必须耐受电池短路事件,例如CAN FD,则SCR不适用。对于汽车以太网,也应考虑电池短路。因此,SCR不适合放置于连接器处。但是,SCR适合直接放置于PHY处,因为两者之间具有直流去耦。

需要特别注意HDMI接口可能出现的闩锁状况。图88中显示了HDMI接口拓扑。许多 HDMI输入电路设计采用有源硅电路,配置50Ω上拉电阻。根据HDMI标准要 求,HDMI接口必须能够安全应对TMDS线路上发生的短路。为避免有源上拉电阻过 热,每当在TMDS线路上检测到短路时,便会立刻移除上拉电压。该机制因而造成了 闩锁状况。

请注意,最小化传输差分信号(TMDS)线路在连接建立后开始传输数据。在电缆连接 过程中,ESD放电的风险更高,但在已完全建立连接的电缆上,则不太可能发生。实 际上,对于HDMI接口,闩锁故障并未造成任何已知的现场返回器件。

HDMI的最大闩锁电流可以直接计算出来。上拉电压最大可为3.5 V (3.3 V+5%),上拉 电阻的最小电阻可为45 Ω (50 Ω-10%)。假设回弹电压为1.24 V,最大闩锁电流可计 算为50 mA。如果ESD保护的保持电流小于该值,则存在接口挂起的风险。有关 HDMI接口的更多详细信息,请参见第9.2节。

I²C总线接口是可能受闩锁状态影响的另一个示例。该接口的最大高态电流取决于所选的上拉电阻。如果高态电流低于ESD保护器件的保持电流,则不会发生任何问题。 如果高态电流较高,则I²C总线主机会检测到总线的挂起状况,并且会重新启动,以 再次释放总线。

4.5.2 分析负载线路以判断闩锁场景的风险

图30显示了接口输出驱动器的I-V特性与回弹ESD器件的详细I-V图解。

接口的负载线路从y轴上的短路电流开始。在形成开路之前,它表现出线性衰减,其中在数据线路驱动电压V_{DD}处与x轴交叉。

ESD保护I-V曲线表现出滞后。箭头明确指出哪条迹线对测试电压变化方向有效。如果 电压增加,达到触发电压后,便会触发回弹。从该点开始,曲线继续保持在倾斜的通 态路径上。当测试电流降至I_{hold}以下时,ESD保护器件再次关闭,利用较低的路径 (如图所示)升至较高的电压。在如图所示的类似场景中,ESD放电可能会产生闩锁 状态。接口可能会卡在工作点1。为免受闩锁场景的影响,接口的负载线路应只能与 保护器件的I-V曲线交叉一次。



图30 | 接口输出驱动器的I-V特性和回弹ESD保护器件(蓝色)

在已建立的USB Type-C连接(引脚分配表21)中,配置通道CC1或CC2连接到V_{conn}。 V_{conn}是5 V直流电源。边带使用信号SBU1和SBU2可被直流电源信号覆盖。在直流电 源为放大器供电的模拟音频用例中,会出现这种状况。针对这些用例,不应该选择那 些可能会迅速降至信号线直流电平以下的回弹ESD二极管。当然,在这种情况 下,V_{Bus}适合回弹器件。

4

ESD保护原理

4

4.5.3 TrEOS保护器件的保持电流和保持电压

图31中的I-V曲线显示使用电流驱动型曲线量测仪对单向TrEOS产品PESD4USB5U-TBR进行测量的结果。其中保持电流I_{hold}为18 mA,保持电压V_{hold}为1.5 V。如上一节 中所讲,可以看到滞后曲线。I_{hold}和V_{hold}可根据滞后区域左下角的电流和电压点推导 出来。



图31 | 单向PESD4USB5U-TBR的I-V曲线,具有迟滞特性

图32的I-V曲线显示使用电流驱动型曲线量测仪对双向TrEOS产品PESD4USB5B-TBR 进行测量的结果。其中的保持电流与单向部件相同,即I_{hold}为+/-15 mA。保持电压 为±V_{hold}2.3 V。保持电压V_H较高,因为双向解决方案采用串联结构,其中还包含 一个正向驱动的二极管,其还具有0.8 V的V_F值。



图32 | 双向PESD4USB5B-TBR的I-V曲线,具有迟滞特性

4.5.4 回弹ESD保护的开关速度

有效的ESD保护可在短时间内将浪涌脉冲限制在安全的钳位电压,不会造成过度的宽 过冲。如图33所示,可使用VF-TLP测试,通过分析单一测试事件的电压迹线,对该 时间行为进行评估。

图33显示PESD4USB5U-TBR在峰值电流I_{PP}为15 A时,VF-TLP测试的电压和电流迹 线,测试的脉冲宽度为5 ns,上升和下降时间为600 ps。电压迹线显示有窄过冲。器 件启动后,达到相对较低的钳位电压[14]。

图34显示了如何根据VF-TLP电压示波器迹线推导启动时间的方法。70%至90%时间 窗中的平均值作为下降沿的参考值,计为百分之零。如图33所示,TrEOS器件在大约 1 ns内启动。开关时间间隔根据示波器迹线中电压过冲上升沿和下降沿的30%值推导 得出。

对于市面上的许多产品,启动时间相对较长。这会防止器件在VF-TLP脉冲中完全打 开。我们常见的启动时间约为10 ns。具有这一缺陷的器件无法保护非常敏感的高速 接口,也无法实现所需的系统鲁棒性。









图33 | PESD3V3Z1BSF在Ipp = 15 A时的VF-TLP (5 ns/200 ps)电压和电流迹线

4

4

ESD保护原理

4.6 尺寸比较

对于信号完整性而言,布线是一个关键点。虽然寄生电容会降低信号质量,但在电容 非常小的情况下,用于连接封装的布线将起到重要作用。本节比较了几种不同的常见 汽车封装的布线方法。根据符合信号完整性设计的最佳实践得到的最重要的结论是: 避免开关层,避免使用短截线。以下测量是使用VNA¹进行的。系统已对探头尖进行 了校准,因此未对引脚封装前后的走线去嵌。所示参数为差分插入损耗(S21dd)、回波 损耗(S11dd)和差模共模转换(S21dc)。下图中的虚线表示未封装时的直接走线用例。

4.6.1 有引脚3针封装: SOT23

SOT23行业标准由飞利浦干1969年推出,如今已成为所有厂商最常用的ESD保护器件 封装。对于当今的标准,相对较大的封装尺寸要求展开差分信号走线或倾斜封装引 脚。图35显示了连接封装(A)以及倾斜版本(B)与(C)的常用方法。图36显示了插入损 耗、回波损耗和差模共模转换。



1 Rohde & Schwarz ZVA40



图36 | 图35所示设计的插入损耗(IL)、回波损耗(RL)和差模共模转换(MC)

通常,差异不是很大。版本A在低频时显示出比倾斜版本更高的回波损耗。版本B在 较低的频率下表现出色,但在较高的频率下表现较差。版本C在整个频率范围内表现 最佳。如果布线指南允许使用版本C,则考虑信号完整性应使用此版本。对于频率高 干3 GHz即无关紧要的接口,所有版本都可以使用。

4.6.2 有引脚6针封装: SOT363

有引脚6针封装广泛用干许多接口,常用来保护两条线路。通常,接地引脚位干中间 部位,图37(A)所示为标准布线方式。为了避免展开走线,有时还会建议使用带有短 截线(B)的版本。在某些情况下,接地到任何器件或特殊配置还允许在侧面连接接地 引脚(C)。

ESD保护原理



图37 | 采用有引脚6针封装SOT363的外部ESD保护器件的常见布线



图38 | 图37所示设计的插入损耗(IL)、回波损耗(RL)和差模共模转换(MC)

从图38中的射频特性来看,标准配置(A)表现最佳。版本(C)的传输性能略有改善,但 代价是增加了回波损耗,模式转换显著增加。带有短截线的版本(B)改进了高频下的 模式转换,但在插入损耗和回波损耗方面表现较差。

4.6.3 无引脚3针封装:DFN1110-3

无引脚封装在汽车领域也越来越受欢迎。3针封装也可用来容纳晶体管和开关二极管,该封装的走线需要绕过内置的散热器,参见图39(A)。或者,如果PCB设计允许,可以将器件放在背面(B)。这样就可以保持布线基本不变。然而,通孔构成了引线。



图39 | 采用无引脚3针封装DFN1110D-3的外部ESD保护器件的常见布线



图40 | 图39所示DFN1110D-3设计和图35所示SOT23设计的插入损耗(IL)、回波损耗(RL)和差模共模 转换(MC)

近程度。

如图40所示,应避免使用将保护器件放置在PCB背面的版本B。尽管通孔引入了短截 线,但这些焊盘形成的寄生缝隙天线会使性能降低,尤其是在高频下。标准布线版本 A的性能表现类似于良好的SOT23实现。回波损耗的增加取决于走线与接地焊盘的接

请注意,此处比较的是空焊盘。在实际的保护器件中,还会叠加封装的附加寄生效应。 有引脚封装的寄生电感和电容较高,会使整体性能降低。图41显示了相同的布线方案, 其中SOT23使用PESD2CANFD24V-T, DFN1110D-3则使用PESD2CANFD24V-QB。 可以看到,封装为空时非常相似的性能,在安装了器件之后开始出现偏差。这两个器件 的二极管电容相同,均为5.3 pF。但是,SOT23封装的引脚为短截线,封装内部的金属 结构更大,从而增加了寄生效应。



图41 | 图39所示DFN1110D-3设计使用PESD2CANFD24V-QB贴装和图35所示SOT23设计使用 PESD2CANFD24V-T贴装的插入损耗(IL)、回波损耗(RL)和共模转换(MC)差分

4.6.4 无引脚2针封装: DFN1006-2

特别是在高速接口中,无引脚2针封装越来越受欢迎。鉴于其尺寸优势,与有引脚3 针封装相比,该封装可以实现小型化,同时可以非常灵活地应用于现有布线中。图 42显示了两种典型的布线方案。在实际应用中,还有更多可能的版本,因为该封装 可以非常接近连接器或将器件集成到现有的终端网络中。



图42 | 采用无引脚2针封装DFN1006D-2的外部ESD保护器件的常见布线



图43 | 图42所示DFN1006D-2设计的插入损耗(IL)、回波损耗(RL)和差模共模转换(MC)

图43显示了两种布局的相应射频特性。通常可以看到插入损耗的改善。但是,回波 损耗和模式转换高度依赖于实际的布线,如有必要,应针对每个单独的应用进行 优化。



因ESD和浪涌事件造成的 电子元件故障症状

ESD保护原理
如果电子器件遭到破坏,且如果能发现烧灼痕迹等明显的故障症状,则通常需要分析 硅芯片或电子元件。通过此类检查,应该能够找出破坏事件的根本原因。最后应总结 出损坏是否由ESD放电造成,是否由更大规模的浪涌事件造成,或者是否由超出规定 限制的过大热应力造成。为此,有必要对标准浪涌信号的最重要关键参数进行简单 比较。

表10列出了用于直接比较的不同浪涌测试标准的关键参数。对于8 kV ESD枪放 电,IEC 61000-4-2事件的上升时间非常短,峰值电流高达30 A。但脉冲能量不是非常 高,约为16微焦。人体模型(HBM)[15]脉冲携带的能量更少,峰值电流更低,且上升 时间更慢。相比之下,由于脉冲持续时间长且浪涌生成器输出电阻低,因此8/20 μs测 试脉冲携带的能量多30倍。就脉冲能量和上升时间而言,100 ns TLP脉冲与 IEC 61000-4-2脉冲类似,而超快TLP的能量甚至更低。峰值电流为15 A的脉冲对应大 约3.5毫焦。

图44清晰地展示了IC芯片上的ESD损坏情形。受损面积非常小,然而绝缘层和栅氧化 层可能已降解并遭到破坏。泄漏电流可导致功能故障。图45提供了ESD损坏的另一个 示例。图中显示,由于浪涌事件,有一个可见的小洞烧到了晶体内部。



图44 | 带有烧灼痕迹的ESD损坏

图45 | ESD损坏示例

	8kV系统级ESD (IEC61000-4-2) [6]	8kV芯片级ESD HBM (JESD22-A-J114D) [15]	短路浪涌 (8/20µs) (IEC 61000-4-5) [5]	ТLР [11,12]	超快TLP (VF-TLP) [13]
时间	1 ns	10 ns	stl 8	1 ns	300 ps
函	未指定 (> 100 ns)	未指定 (>400 ns)	28 µs	100 ns	5 ns
电流	~ 30 A @8 kV (1 ns) ~ 16 A @8 kV (30 ns)	~ 6 A @ 8 kV (10 ns) ~ 2.2 A @ 8 kV (160 ns)	高达2000A	高达80A	高达80A
本	<u>≰</u> ∱3000 W (30 A,100 V)	<u></u> ≰ງ120 W (6 A, 20 V)	≰¢250 W (15 A, 16 V)	<u></u> ≰ງ200 W (25 A,8 V)	<u></u> ≰ງ200 W (25 A,8 V)
奉	≰⁄]160 W (16 A,10 V)	≰ウj22 W (2.2 A, 10 V)		<u>≰</u> ງ200 W (25 A,8 V)	<u>≰</u> ງ200 W (25 A, 8 V)
重	约16微焦	约8.8微焦	约3.5毫焦	约20微焦	约1微焦
皮形	lpost.	I peak	l pask	40.20(CH-	

平均

峰值

峰值

共協

<u></u> 士 監 虫
協

浪涌标准比较

表10:

参数

ЦЩ

5

因ESD和浪涌事件造成的电子元件故障症状

图46中显示的损坏是由IEC 61000-4-5鲁棒性测试造成的烧灼痕迹。将生成器的充电 电压设为42 V,并向逻辑缓冲器的芯片发射8/20 μs的浪涌脉冲。该测试采用约20 A 的峰值电流,生成器输出电阻为2 Ω。与ESD放电相比,烧灼面积更大;金属连接完 全被烧毁。

图47是EOS(电气过压)的示例。由于超过器件的功耗或最大电流限值导致热应力过 大,会造成此类损坏。晶体上的损坏十分严重,烧灼区域相对较大。有时EOS损坏会 造成封装破损和碳化。如果遇到大电流,通常会观察到接合线熔合的情况。



图46 | IEC 61000-4-5浪涌脉冲损坏(42V生成器装置发出8/20 µs浪涌脉冲)



图47 | 电气过压损坏示例(EOS)

第6章 **经典车载网络(IVN)**

ESD应用手册 — 汽车版

经典车载网络(IVN)

6

车载网络(IVN)由通过不同网络进行通信的多个微处理器构成。该网络可帮助管理娱 乐和导航功能或车身、电机和安全控制,以及照明与其他汽车系统。IVN的典型拓扑 如图48所示。将其称为域体系结构是因为不同的功能域通过域控制器或网关接口实 现彼此的连接。



图48 | 经典车载网络拓扑的域架构

现代汽车上可能采用多达100个ECU(电子控制单元)。为了实现这些单元之间的数 据交换,设计了多个高度可靠的IVN协议(CAN、LIN、FlexRay、以太网等),这些 协议能够处理具有挑战性的汽车实际环境。为确保安全运行,解决方案需要通过EMI 测试,并保证信号完整性。在本节中,我们将讨论经典IVN架构中最重要的接口 LIN、CAN和FlexRay。以太网将在区域架构的内容中进行讨论。

汽车网络的ESD保护二极管需要遵守的电气要求与智能手机或计算机中的常见要求不同。首先,ESD二极管需要保护网络和收发器引脚免遭ESD放电。此外,ESD二极管本身需要防范电池短路电压,并确保对系统进行电磁干扰(EMI)测试时,通信不受干扰。在差分通信系统中,二极管电容需要一定的匹配,而且电容的值需要足够低,以维持信号完整。ESD保护二极管代表总线线路上的电容性负载,在差分系统中,如果未正确匹配,则会造成无用的偏差和抖动。

6.1 LIN接口

首个局域互联网络(LIN)规范由LIN协会于2003年发布,并于2010年最终确定了LIN规 范2.2.A。现在,一致性测试规范已成为ISO17987:2016 [16]和最新版SAE J2602 [17] 的一部分。这是从LIN规范2.0中选取的部分规范。

LIN是面向低成本汽车网络的理念。如果对CAN网络所具备的更高数据速率和通用性 没有要求,则通常会使用该接口。该接口可将模块连接至与现有CAN网络连接的子总 线。使用LIN的典型模块包括座椅、门锁、车镜,或者作为传感器的接口,例如降雨 探测器。该接口使用单线串行通信协议,以低速运作,最大数据速度为20 kbit/s。总 线电压电平与电源电压大致相同,在12 V板网中,通常为14.4 V。

6.1.1 LIN的ESD保护器件

LIN收发器供应商建议在LIN总线连接上提供外部ESD保护,以便扩展模块可耐受的 ESD电压电平。在选择外部ESD保护二极管时,相关电气参数包括二极管的击穿电压 V_{BR},工作电压V_{RWM},和电容C_d。此外,汽车OEM有不同的要求和准则。外部ESD保 护的通用接口设计和定位如图49所示。如果存在其他无源器件(例如电感或铁氧 体),则应始终将ESD保护直接放置于连接器处。



图49 | 带有外部ESD保护器件的LIN节点的通用接口设计

此外,应该选择能够耐受最大电池电压且不会受损的ESD保护二极管,以防LIN总线 线路短接至电池线路。对于12 V系统,最大电池电压为16 V。相对于局部ECU接 地,ECU的工作电压范围定义在8 V至18 V之间。根据该范围定义,V_{RWM}应大于 18 V。双向ESD二极管通常用于击穿电压大于+/-27 V的LIN总线应用,具体原因 如下。

通常,二极管电容Cd必须小于100 pF,这样才能在20 kbit/s的最大数据速率时维持信号完整。但是,某些汽车OEM具有与通用要求不同或基于具体项目的要求。一些OEM并未指定二极管的最大电容,而是指定了整个链路的最大电容,因此需要综合考虑外部ESD保护、收发器的输入电容以及主/从电容。为尽量减小二极管对系统的总影响,Cd应小于30 pF。

6.1.2 合规性测试

在一个由三个LIN收发器组成的小型参考系统中,其中一个收发器由测试ESD保护器件保护,对保护器件与收发器一起进行测试,确定是否符合LIN规范[16]。因此,这些测试有时称为组合测试。许多汽车OEM要求一级汽车供应商在将其实施于模块之前,必须先对组合进行测试。合规性测试包括四个不同的测量指标:射频辐射、射频抗扰性、瞬变抗扰性和ESD。在[16]中定义了测试条件,限值由系统拥有者——汽车OEM设置。

对于RF辐射测试,虚拟网络由三个收发器组成,其中一个收发器由测试器件保护,可与任意数据通信。此外,每个LIN节点上都配有一个68 pF的外部电容,连接至LIN端口。该设置构建于单个PCB上,以排除长电缆或开放式电缆的影响。通过电容耦合测量发射能量。根据经验,对于合适的ESD保护器件,通常很容易通过该测试。图50显示了典型的测量结果。



图50 | 符合[16]标准的发射测量的典型结果(使用PESD1IVN24-A对恩智浦TJA1021T收发器进行ESD 保护)

抗射频干扰能力的测试是在与发射测试相同的虚拟网络上进行的,称为直接功率注入 (DPI)测试。射频干扰通过电容耦合到虚拟网络中。在通信时对系统进行测试,并在 通信期间和睡眠模式下继续进行,在该模式下收发器不应唤醒收发器。同时,使用连 续波调制(CW),在1 MHz至1 GHz频率范围内对系统进行36 dBm的过压测试。在测试 过程中,将对功率进行监测,确保系统不会吸收过多的功率。图51显示了睡眠模式 下的典型测试结果。

当电压幅度超过待测ESD保护的击穿电压或触发电压时,器件导通,系统会吸收功率。这可能会导致极限测试失败,有时还会损坏ESD保护器件。击穿电压越高,系统受到的影响就越小。由于二极管的V_{BR}≥27 V,现代化收发器模块通常可通过汽车行业所要求的典型EMC测试。为避免影响模块的EMC性能,可以说击穿电压越高越好。然而,为了有效防止ESD的影响,必须达到更低的钳位电压。因此,降低ESD保护器件动态电阻是使系统既能得到良好保护又能符合EMC规范的最佳方法。

Nexperia | 设计工程师指南



经典车载网络(IVN)

6



图51 | 符合[16]标准的抗射频干扰能力测量的典型结果(使用PESD1IVN24-A对恩智浦TJA1021T收发 器进行ESD保护)

除射频抗扰性外,还需测试瞬变抗扰性。同样,在通信期间和睡眠模式下对其进行测 试。仍然使用相同的虚拟网络,并且通过电容耦合脉冲。测试脉冲采用ISO7637-2 [9] 所规定的脉冲1、2a、3a和3b。有关脉冲的更多详细信息,请参见第3.5节。

最后是对ESD鲁棒性进行实际测试。针对ESD稳健性包括两项测试。它们都使用带有 单个收发器的虚拟系统和符合IEC 61000-4-2波形发生器。在第一项测试中,将ESD直 接施加到LIN接口的连接器上。第二项测试则是将ESD放电通过电缆施加在LIN接口 上。然后通过I/V特性和发送波形来进行功能测试是否异常在这两种场景中,现代化 ESD保护器件都需能实现30 kV的稳健性。



6.2 CAN接口

控制器局域网络(CAN)规范由Robert Bosch GmbH于20世纪80年代开发,并在20世纪 90年代初成为ISO标准[18-22]。CAN是一种非常成熟的汽车网络,被认为比LIN速率 更快、更灵活,但也更加昂贵。CAN网络通常使用双线、双绞线电缆来传输和接收串 行数据。高速CAN(ISO11898的第2、5和6部分)指定传输速率最高为1 Mbit/s。低 速容错CAN(ISO11898的第3部分)指定速率最高为每秒125 KB。

容错通常意味着,在错误情况下,收发器可从差分接收和发送能力切换为单线发射器和/或接收器。这表示单端+12 V总线电压最大值和差分-12 V总线电压最大值。有时,使用单线式CAN (SWCAN)(参见SAE J2411 [19])来替代LIN。从ESD的角度来看,适用于LIN的外部保护器件通也常适用于SWCAN。但是,后者对最大允许电容的要求可能会更严格。图52显示了一个通用CAN接口。



图52 | 通用CAN接口

6

经典车载网络(IVN)

ESD应用手册 — 汽车版

图53显示了具有不同节点选项的CAN总线示例。节点1显示了带有微控制器的子系 统,微控制器通过CAN控制器和CAN收发器连接到总线。对于节点2,使用带有内置 CAN控制器的微控制器,而对于节点N, CAN I/O扩展器连接到总线,提供额外的 I/O、脉冲宽度调制的输出或模数转换器(ADC)输入,以用作一般用途。也可以提供完 全集成CAN收发器和CAN控制器的微控制器,如节点3所示。



图53 | CAN节点配置

6.2.1 低速CAN

CAN收发器在网络中的协议控制器和物理总线线路之间提供物理链路。CAN L是低电 平CAN总线。在普通运行模式下,显性态的值约为1.4 V,隐性态的值为5 V。在低功 率模式下, CAN L的电压等于电池电压。CAN H是高电平CAN总线。在典型操作模 式下,显性态的值约为3.6V,隐性态的值以及低功率模式下的值为0V。

图54说明了低速模式下的CAN总线逻辑态,显性和隐性。显性态可覆盖隐性态。隐性 态是接口的空闲态,以逻辑1表示。在隐性态下,CAN H的标称电压为0 V,CAN L的 电压为5V。信号线CAN H在0 V单端低态电压和3.6 V高态电压之间切换。CAN L信号 具有1.4 V的低电平和5 V的高电平。因此两条线均具有3.6 V的标称摆幅。对于差分接 收器的逻辑态而言:显性CAN H大于CAN L,而隐性为CAN H低于CAN L。

CAN总线接收器通常利用CAN线路上的差分电压。在低速模式下,接收器可切换至仅 根据单线路接收数据的模式。如果其中一条信号线中断,则这是备用模式。该单线路 模式称为跛行模式。



图54 | 低速CAN总线逻辑态

6

6

经典车载网络(IVN)

6.2.2 高速CAN

在图55中,描绘了高速CAN总线电压。在空闲态或隐性态中,两条信号线均具有大约2.5 V的电压电平。在显性态下,CAN_H增加至3.5 V,CAN_L降至1.5 V,形成2 V的差分电压。



图55 | 高速CAN总线逻辑态

6.2.3 CAN FD

由于需要传输和接收更多数据,汽车网络中使用的ECU也越来越多,因此限制为 1 Mbit/s的传统CAN网络不足以适应未来需求。CAN FD是CAN物理层的更新[23]。 主要区别在于灵活的数据速率,最高可达5 Mbit/s。2 Mbit/s是典型的数据传输速率 限制,适用于不需要更高数据速率的许多应用。CAN FD使用的差分信号与高速CAN 的相同。通过缩短发送消息部分中的显性和隐性状态,可以提高数据速率。此技术增 加了对物理层的要求,因此可能需要寄生电容更低的ESD保护。最大电容的典型值为 6 pF或10 pF,这是由系统拥有者(通常是汽车OEM)定义的。

6.2.4 CAN XL

数据速率更高时,高达10 Mbit/s的CAN XL正在逐渐成为一个标准。在此,采用了 不同的技术来主动提高信号质量和数据速率。CAN XL设计为与10BASE-T1兼容, 以便在区域架构中轻松集成(参见第7章)。CAN XL可以视为CAN FD的升级,因此 相比高速CAN,可能需要电容更低的外部ESD保护器件。

6.2.5 CAN、CAN FD和CAN XL的合规性测试

外部ESD保护器件可应用于CAN_H和CAN_L线路,以扩展网络的ESD稳健性,保护 CAN收发器并保证可靠的(不只是安全的)通信。行业提供经过专门设计的器件,以 保护两条CAN总线线路免受ESD及其他瞬变现象造成的损坏。此类外部保护器件的要 求由汽车OEM通过系统要求明确设定或隐含设定。此外,还有符合EMC的规范 IEC 62228-3 [24],它与LIN规范一样,是对外部ESD保护器件与收发器的组合进行测 试,因此也称为*组合测试*。

符合IEC 62228-3规范的测试描述了与符合LIN [16]规范类似的测试程序,其限值由相 应的系统拥有者或汽车OEM设定。同样,使用一个由三个收发器组成的虚拟网络, 但与LIN不同的是,每个收发器都由外部ESD保护器件进行保护,进行四项测试:射 频干扰发射,抗射频干扰的能力,瞬变抗扰性和ESD抗扰性。具体而言,测试的执行 方式与相应的LIN测试不同。

在射频干扰发射测试中,当CAN_L和CAN_H通过电容耦合到一个公共点时,虚拟网 络正在通信。测试评估这一点的传导发射。使用两个虚拟通信信号:信号1,占空比 为50%的250 kHz信号;信号2,占空比为90%的50 kHz信号。图56显示了此测量的 典型结果。信号1在较高频率下导致较高的发射,而信号2在较低频率下会导致发 射——这也是由于90%占空比的线路不平衡所致。与LIN一样,合适的ESD保护器件通 常不会对此测试产生严重的影响。



图56 | 射频干扰测试的典型发射结果

该抗射频干扰能力测试是类似于LIN所使用的DPI测试,它使用电容耦合网络耦合到 CAN_H和CAN_L。同样会在睡眠模式下进行测试。此外,到CAN_H和CAN_L的耦合 均等,不平衡时分别为+10%和-10%。不平衡情况是最坏情况下的测试,OEM的要 求不一定适用。图57显示了典型结果。测试中器件的性能主要取决于击穿电压或触 发电压。电压越高,激活结果所需的功率就越高。另一方面,低钳位电压对ESD保护 性能至关重要。因此,低动态电阻是一款出色的ESD保护器件的关键参数,该器件只 会对系统抗扰度产生较小的影响。



图57 | 工作模式下抗射频干扰能力的典型结果。不平衡情况是最坏情况下的测试,OEM的要求不一定适用。

与LIN的测试程序类似,瞬变抗扰性测试基于虚拟网络。测试使用电容耦合,并施加的脉冲采用ISO7637-2 [9]所规定的脉冲1、2a、3a和3b。该系统在工作模式和睡眠模式下进行测试。在工作模式下,通信需要继续;在睡眠模式下,不应出现意外唤醒收发器的情况。

ESD应用手册 — 汽车版

IEC 62228-3中的最后一项测试是ESD测试,与LIN的测试程序不同,该测试仅直接施加至连接器。同样,参考模块包括一个收发器、一个外部ESD保护和一个可选的CMC。将符合IEC 61000-4-2规定的脉冲施加到CAN_H和CAN_L的两个连接器引脚上。功能测试通过曲线量测仪和虚拟通信来完成。在此测试中,现代化ESD保护器件需提供30 kV系统级稳健性。

未在IEC 62228-3中规定捕获的三个参数通常由系统拥有者直接设定或通过其他适用的规范来设定: V_{RWM}最大工作电压(或者击穿电压、或者触发电压)、最大允许电容以及两条线路的电容匹配。

由于CAN网络可短路接至电压源,例如汽车电池,因此CAN_L和CAN_H线路上的ESD 保护器件必须能够耐受更高电压水平。在发动机启动条件下,ESD器件的最大工作电 压至少需要24 V。目前还没有检查这一要求的行业规范。但是,福特汽车公司和捷豹 路虎公司提供了CI270规范[25,26],其中规定外部ESD保护器件必须能够耐受为时1秒 的28 V电压。

系统可耐受的最大电容取决于拓扑结构、节点数和电缆长度。通常,汽车OEM会对 外部保护器件或整个节点的最大可耐受电容提出要求。这些要求可能会因平台而 异。CAN和CAN FD的最大电容常用值分别为17至30 pF和6至10 pF。但是,这些值在 不同的OEM之间可能会存在很大的差异。一些OEM对CAN和CAN FD的要求并未加以 区分。目前,CAN XL尚处于开发和标准化阶段,因此提出要求还为时过早。不过, 假设该值与CAN FD的值相同比较现实。

由于CAN是差分信号,因此两条线路上的寄生电容匹配都会影响信号完整性。同样, 该值的相关性取决于各种特性,各OEM拥有不同的观点和要求。常见最大值是2%至 10%。

6.3 FlexRay接口

FlexRay联盟于1999年开始开发[27,28]首个FlexRay系统,并于2006年推出。这是 一个容错高速总线系统,旨在满足汽车市场中不断增长的网络需求,适合线控操作等 应用。

FlexRay使用差分信号BP和BM,运行速度高达每通道10 Mbit/s。除了单通道运行 (如LIN和CAN),还可以作为双通道系统运行,以便在冗余网络中使用数据。与基 于CAN和LIN协议的网络相比,FlexRay系统的更高容错和更高传输速率导致系统成本 更高。

对于ESD保护二极管,物理层应用笔记[29]提出了< 20 pF的低二极管电容,匹配度 小于2%。



图58 | 通用FlexRay接口

图58显示了通过共模扼流圈、使用双R_{T/2}的差分终端以及总线的双向ESD保护进行 耦合的FlexRay收发器。

第7章 **区域架构**

当前,三大趋势主导着汽车行业的发展: 电气化、自动驾驶和连接性。前者对动力传动和线束的高压部分有巨大影响,而后两者正在推动汽车中电子控制单元的通信方式发生范式变化。我们在消费电子产品、通信基础设施和物联网中所熟知的趋势和概念 正在向车辆中转移,并伴随不断提高的数据速率同步发展。从车载网络的角度来看, 自动驾驶和连接性将转换为更高的数据速率和区域架构。

Nexperia | 设计工程师指南

只有考虑了历史背景,才能理解当前车载网络拓扑的外观。车辆中的首款电子控制接 口使用单线连接控制器和执行器。随着功能需求的增加,引入了总线网络。其中,总 线将汽车功能单元(例如动力传动或车身控制)与相应的控制单元相连接。尽管该方 案由于带宽和互联需求的增加而得到了扩展,但在当今的汽车中仍然易于识别。而实 现物理分离式总线以满足安全要求的想法增加了拓扑结构的复杂度。

如果从头开始设计车载网络,它的外观可能会有所不同。人们期望能有现成的现代化 机制,诸如物理地址和软件地址的去耦、即插即用的可配置性和端到端加密(例如用 于居家办公的VPN)。当今的车载网络无法提供这些功能,而且改造成本很高,在许 多情况下无法正常使用。与连接需要直接通信的ECU的传统方式不同,区域架构旨在 形成一个网络,原则上任何ECU都可以与其他任一ECU进行通信。为此,每个ECU通 过短距离CAN、LIN或10BASE-T1接口直接连接到域或区域控制器。域或区域控制器 使用高速(通常建议使用1000BASE-T1)骨干网连接。

该系统可借助软件变得极为通用:可以实施CAN/LIN虚拟网络,这样传统的ECU就可以像在老式的CAN/LIN拓扑中一样运行。由于每个ECU均获得一个动态IP,即插即用以及可重新配置性(例如通过无线更新)都将成为可能。可以形成基于软件的安全子网,以确保符合安全关键型应用的规定并保护敏感数据。



图59 | 车载网络的区域架构

汽车以太网是这种拓扑的首选系统,因为它本身就具有所需的灵活性特点。此外,由于它是当今通信基础设施中的标准技术,因此方便工程师使用。不同速度等级的设计旨在适应区域架构的三个不同阶段:1000BASE-T1和千兆级用于区域控制器的连接;100BASE-T1用于ECU至区域控制器的直接连接;10BASE-T1用于将多个对带宽需求有限的ECU连接到区域控制器。

这样一来,仅用汽车以太网就有可能实现"全IP汽车"。对于未来是否会实现或者是 否希望实现这种情形,专家社区尚存在意见分歧。普遍的共识是,由于成本和历史原 因,诸如LIN、CAN(FD/XL)和FlexRay之类的传统协议在未来数十年内仍将存在于区 域架构中。专家们能够就区域架构取得一致看法的例外在于ADAS传感器与各自控制 单元的高速连接。在此,无需灵活性,主要需要传输单向高带宽数据流。所选技术 SerDes接口正好可以满足该用途。

7.1 汽车以太网

汽车以太网起源于20世纪前十年初期,当时名为BroadR-Reach,速率为100Mbit/s。 为了建立标准,成立了开放技术联盟(OPEN Alliance) SIG [30]。该组织制定了 100BASE-T1(BroadR-Reach的后继标准)和1000BASE-T1(10倍速版本)的标准和 测试程序。当前,正在制定10BASE-T1和千兆级(2.5 Gbit/s、5 Gbit/s和10 Gbit/s) 以太网标准。后缀-T1表示使用单根双绞线电缆。通常,允许使用非屏蔽双绞线(UTP) 和屏蔽双绞线(STP)。但出于成本考虑,首选UTP。在100 Mbit/s和更高数据速率下, 所有连接均为点对点连接,需要一个中央交换机来创建更大的网络。然而,低成本的 10BASE-T1允许将多个节点连接到一根UTP电缆上。物理层与CAN(FD/XL)非常接近, 有时还与之兼容。开放技术联盟会与NAV联盟等其他组织协调其工作成果,并作为由 IEEE、SAE和其他标准化联盟发布标准的预备和扩充。

与所有车连网技术一样,汽车以太网的ESD要求也相当高。通常,15kV模块级接触 放电(IEC61000-4-2)是标准要求,但是某些汽车OEM可能会要求30 kV空气放电。在 大多数汽车制造商要求的测试程序中,对未通电的模块采用通信引脚上直接放电进行 ESD测试,对通电模块则使用连接电缆进行测试。完成未通电测试后,将该模块连接 至参考系统,并检查其是否能正常工作。在未通电测试中,可能导致失败的影响因素 包括PHY损坏或损伤,以及信号路径中无源器件的性能下降使信号完整性恶化。在通 电测试中,PHY中可能会发生非破坏性事件,导致故障和通信错误。这种故障通常称 为软故障。合适的汽车以太网接口的ESD保护概念应该能够防止PHY和无源器件因 ESD事件而发生损坏、性能下降或故障,使系统性能免受任何负面影响。

在100BASE-T1的系统实现规范[31]中,开放技术联盟提出了两种可能的外部ESD保护 器件。如图60所示,一个可置于连接器(ESD 1)处,一个则可置于PHY(ESD 2)处。该 规范允许不使用、或者使用一个、或者使用两个外部ESD保护器件来实现所需的ESD 稳健性。从规范角度来看,PHY的外部ESD保护可视为PHY的一部分。因此,PHY与 外部保护的组合需要符合适用于独立PHY规定的所有要求。连接器上的保护必须符合 开放技术联盟的ESD外部保护器件规范[32]。从系统角度来看,连接器的外部ESD保 护更胜一筹,是设计稳健接口的最佳方法。在比较保护措施和对系统ESD稳健性的影 响之前,我们来仔细研究一下外部ESD保护器件的规范以及ESD事件如何在接口中 传输。



图60 | 符合开放技术联盟100BASE-T1规范[31]的接口拓扑,ESD保护置于连接器处或作为收发器模块的 一部分



7.2 100BASE-T1接口中ESD事件的动态特性

在比较两种可能的ESD保护选项之前,让我们来看一下ESD如何通过MDI(媒体独立 接口——在开放技术联盟中表示通用接口结构)传播。如图60所示,该接口由共模终 端(CMT)、去耦电容、CMC(Common mode Chokes)和收发器模块组成。收发器 可以是用于ECU模块中的PHY IC,也可以是交换机模块的PHY IC。

对于未经保护的MDI,注入连接器处的ESD事件首先会看到CMT与接口的其余部分并 联。电流发生分流:一部分电流经过CMT流到地,而其余电流流经去耦电容或被反 射。流经CMC的能量会使电阻发热,从而使电阻性能下降。ESD是带宽高达几个GHz 范围的事件。因此,去耦电容实际上不可见。

可观察到的最复杂的ESD脉冲行为位于CMC处。可将此行为分为三种不同的效应。CMC的理想行为、串联电感以及由铁氧体磁芯引起的饱和效应。在MDI中,CMC用于抑制共模噪声(即电流在两条信号线上流动,方向相反),并通过差模信号(即电流流动方向相反)。在发生ESD事件时,只在一条信号线上有电流(忽略CMC之前的串扰和耦合时)。从技术上讲,这是线路1上的差分和共模*leso*的叠加:

$\begin{pmatrix} I_{line1} \\ I_{line2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{ESD} \\ 0 \end{pmatrix} =$	$\underbrace{\begin{pmatrix} +1/_2 I_{ESD} \\ +1/_2 I_{ESD} \end{pmatrix}}_{+} +$	$\begin{pmatrix} +1/2 I_{ESD} \\ -1/2 I_{ESD} \end{pmatrix}$
	共模	差模

由于共模抑制,CMC会在一对信号线上强化相反方向的差分电流,不受ESD的影响。 在PHY上,这有两个含义。流入注入了ESD的信号线引脚的电流减小,而在另一引脚 处则出现负电压。根据内部结构的不同,电流形成环路,流入ESD注入线路的引脚, 并从另一条线路和地流出。PHY或位于PHY之前的外部ESD保护需要处理该事件。将 外部ESD保护直接置于连接器处时,可以大大减少该事件的影响。 CMC作为串联电感的第二个效应有利于系统稳健性。ESD脉冲的快速上升沿受到电感和电阻参数的影响。在第一个皮秒内,脉冲基本上会看到CMT的寄生电感与CMC和PHY的串联电感并联。因此,这会抑制ESD事件的第一次快速上升峰值。结果提高了接口的总体稳健性。但是,事件的"慢速"部分仍在CMC中流动,将使其发热,并可能会导致对称性下降。由于饱和效应,该电流实际上比假定电流要大。

图61显示了符合100BASE-T1标准的CMC单通道(另一个通道保持开路状态)的TLP 测量。测量装置的等效电路图如图62所示。可以区分为下列三种不同的工作模式:(I) 首先,线圈在建立磁场时用作单电感;(II)CMC作为变压器工作,将未使用通道的开 路状态转换为被测通道,几乎没有电流流过;(III)经过一定时间后,磁芯中累积的磁 场达到饱和状态,变为电阻行为。此处的等效电阻为2Ω。该值因器件而异,但通常 为此数量级。在实际实现中,测量中开路通道的一侧将连接至PHY,另一侧则连接至 CMT。即使总体行为保持不变,这实际上也会改变TLP测量结果。



图61 | 100BASE-T1的CMC单通道的TLP测量



图62 | TLP表征中CMC行为的等效电路表示

从这一测量结果来看,CMC在ESD事件中对系统有利,但仅在达到饱和状态之前。饱 和之后,CMC变成大约2Ω的电阻,不再能提供保护功能。而且,在这种阻性情况 下,大电流流经CMC可能对其造成损害。从图63所示的功率图中可以明显看出这 一点。因此,位于CMC之前(连接器处)的外部ESD保护需要能够防止CMC进入饱和 状态,以实现系统性能。



图63 | 图60所示TLP测试期间的CMC功率损耗

7.3 保护方案比较

之前,我们讨论了ESD在MDI中的性能表现以及与不同器件的相互作用。从理论上 讲,连接器(ESD_1)上的保护显然更有利于提高系统级的稳健性。它不仅可以保护 PHY,而且还能防止无源器件由于ESD事件期间的异常过压而导致性能下降。这些考 量因素也得到了上述实际测量结果的支持。

我们使用EMI扫描仪¹对三种不同的配置进行了分析:通用MDI不带外部ESD保护●、 在PHY处带有外部ESD保护器件●以及在连接器处带有ESD保护●。在测量装置中, 将一个幅度为500 V的TLP脉冲注入BI_DA+,将H场探头定位于PCB上方,以记录事件 期间的磁场。使用机械臂将磁场探头移动至下一个位置,并注入下一个脉冲。这样 一来,就可以记录PCB上数千个位置的x方向和y方向的磁场。磁场与在PCB表面流动 的电流线性相关。于是就可以描绘出ESD事件期间的矢量电流。

图64显示了三种情况下同一时间点的电流幅度。色标表示电流幅度,从蓝色(0 A)到 红色(最大电流)。PHY上的外部ESD保护并不会减少流经CMT和CMC的能量,只会 对流入PHY的电流产生很小的影响。但是,位于连接器处的ESD保护可以有效地保护 CMT、CMC和PHY。



图64 | 不带外部保护❶、在连接器处带有外部保护和❷在PHY处带有外部保护的MDI在ESD事件期间的 电流幅度❸。色标表示电流幅度,从蓝色(0 A)到红色(最大电流)。

1 Amber Precision Instruments公司, SmartScan 350

区域架构

此外,测量装置可以可视化CMC的复杂行为。图65和图66分别显示了在不带外部 ESD保护和连接器处带有外部ESD保护的情况下,相同时间点的CMC处电流。在 第一张图片中,脉冲到达CMC。两个装置的差异主要在于CMC前后走线上的电流 幅度。15 ns后,CMC主要作为变压器工作,并在走线上强制执行差分模式。这可以 通过垂直于并行走线的箭头看到。在不带外部ESD保护的情况下,该效应明显强于在 连接器处带有ESD保护的情况。这说明在连接器上使用外部ESD保护时,数据线上的 负电压摆幅未因ESD而受到影响,或者至少该影响会显著降低。



图65 | 在不带ESD保护的情况下,1 ns ❶和15 ns ❷时CMC处的电流矢量。ESD从左侧的下部走线注入。



图66 | 在连接器处带有ESD保护的情况下,1 ns ❶和15 ns时的CMC处的电流矢量❷。ESD从左侧的下部 走线注入。

7.4 符合开放技术联盟100BASE-T规范的测量

为了适合用于连接器,开放技术联盟对外部ESD保护器件提出了若干要求。适用于 100BASE-T1的文档[32]要求五个技术参数:双向性、直流工作电压大于24 V、触发 电压大于100 V、器件的ESD稳健性符合[6]规定的4级以及放电次数最少为1000次。 需要24 V的工作能力耐受电池短路场景,而100 V的触发电压和双向性将会提高射频 抗扰性测试期间的性能。需要随着放电次数增加保证ESD的稳健性,以限制参数性能 随时间推移而下降的风险。此外,还需要进行四项不同的测试来确保符合规范:散射 参数测量、ESD稳健性、放电电流和无用钳位。

"混合模式散射参数测量"测试评估传输、反射以及差模共模转换。符合传输和反射 规范的要求代替了对最大寄生电容的要求。[32]中所述的限值对应约5 pF的电容。测 量模式转换是为了确保两个通道的寄生匹配都符合要求。即使测量的幅度要求很低, 并且需要很强的测量技巧,但就电容而言,如果绝对电容为3 pF左右,可允许的偏差 将超过10%。图67显示了在1.8 pF时PESD2ETH1C-T散射参数的典型结果。



图67 | PESD2ETH1G-T在1.8 pF和0.5%典型匹配时的传输❶、反射❷和模式转换●。限值根据开放技术 联盟100BASE-T1 [32]的规定。

"ESD损坏"测量比通常的稳健性测试更先进。不仅要检查器件是否正常工作,还会 考量与ESD测试前相比,性能是否下降,首先测量散射参数,不过是在修改后的PCB 上测量。接下来,将ESD施加至外部ESD保护器件的所有引脚,然后再次检查参数。 在[32]中,根据极性向所有引脚施加20次+/-8kV的IEC61000-4-2脉冲。对于 200 MHz以下的频率,散射参数的传输偏差不能超过0.1 dB,反射损耗和模式转换的 偏差不能超过1 dB。在此测试中,硅工艺ESD保护器件通常不受影响,而压敏电阻原 则上会更为敏感。图68显示了典型结果。请注意,使用其他不同于图67所示的PCB 会导致不同的图形。



图68 | 在ESD前(1)和对每个引脚进行20次±8kV的重复放电后(2),PESD2ETH1G-T的传输❶、反射❷ 和模式转换❸

第三项测试称为 "ESD放电电流测量",旨在预测外部保护器件可以对PHY的保护效 果。为此,需要设置一个虚拟MDI,将其中的PHY替换为2Ω的电阻网络,以对PHY的 内部ESD保护行为进行建模。在输入端发射IEC61000-4-2脉冲时,会记录流经电阻网 络的电流。为了符合规范,电流不应超过某些限制。使用几个等级来表示PHY的不同 HBM额定值。[32]中发布的特定值已过时,因为它规定用50 Ω电阻来代替PHY,并且 极值线也已过时。此外,将测试装置修改为使用两个不同的CMC进行测试,因为饱和 特性对该测试的结果有显著影响。测试旨在获得一般性结果,例如: "如果在连接器 上使用此外部ESD保护器件,则可以保护具有2 kV HBM额定值的PHY在连接器上免受 15 kV IEC61000-4-2放电的影响"。请注意,这里意指单向保护。通过测试能够充分 验证PHY得到了良好的保护,而测试失败并不代表任何具体含义。 图69显示了PESD2ETH1G-T在+8 kV、+15 kV和+25 kV下的结果。尽管结果显示 +25 kV下的2 kV HBM PHY测试失败,但实验表明,实际上2 kV HBM PHY在25 kV下 得到了很好的保护。



图69 | 在+8 kV ●、+15 kV ●和+25 kV ●下,PESD2ETH1G-T(1)以及极值线为2 kV (2)和4 kV (3) HBM PHY的ESD放电电流测量结果

ESD保护器件的技术差异可能会对测量结果产生重大影响,从而影响到接口的ESD稳 健性。CMC的饱和特性与外部ESD保护的钳位行为之间的相互作用是最重要的考虑因 素。钳位需要尽可能低,以防止CMC进入饱和状态。但是,也必须满足下一段所述 的触发电压和"无用钳位"测试的要求。当前有三种主要技术可以用作ESD保护:齐 纳二极管、先进的硅技术(例如SCR、开基晶体管和其他回弹技术)和压敏电阻器。 从接口的射频要求来看,显然不应选择齐纳二极管,只能采用硅技术或压敏电阻技 术。硅技术可以利用回弹效应生成极低的钳位电压,同时满足其他规范要求。压敏电 阻器也可提供合适的射频行为和高触发电压。但是,其钳位电压明显更高。这一点可 以从图70中的TLP图比较以及在6 kV时的放电电流中看出来。PESD2ETH1G-T的快速 回弹以及由此产生的极低钳位,提供了比基于压敏电阻器的解决方案更出色的保护。



图70 | 硅技术保护PESD2ETH1G-T(1)和变阻器(2)的TLP图 ●以及相应的ESD放电电流测量 ●

为了仿真类似于用于CAN的DPI的测试,需要"在射频抗扰度测试中进行无用钳位效 应测试"。此处,外部ESD保护连接至CMC,并且在测量共模抑制的同时都会接触到 高振幅的共模信号。随着共模信号功率的增加,不允许共模抑制发生改变。此外,与 高阻抗且已触发的ESD保护相关的共模抑制不会发生变化。这意味着外部ESD保护的 存在对MDI的射频抗扰度的影响微不足道,直至最大测试功率。图71显示了 PESD2ETH1G-T的结果。曲线相互重叠的部分表示该器件未触发。



图71 | 在射频抗扰度下测试无用钳位效应,在参考25 dBm (1)和功率水平增加至33 dBm (2)、36 dBm (3)和39 dBm (4)的情况下对PESD2ETH1G-T进行测试。器件未触发。

7.5 1000BASE-T1和10BASE-T1 ESD保护合规性测 试的当前状态

在本手册出版时,有关这些测试唯一公开发布的文档是[32]。但是,该文档已经过时,技术委员会正在讨论适用于100BASE-T1、1000BASE-T1、10BASE-T1和千兆级以太网的后续版本。前述内容已经介绍了当前的讨论状态。对于1000BASE-T1,计划对散射参数略作调整后采用基本相同测试程序,并使用符合1000BASE-T1标准的CMC。对于10BASE-T1和千兆级以太网,关于物理层的讨论仍处于早期阶段。

Nexperia | 设计工程师指南

第8章

SerDes — 串行器/解串器接口

104

7

区域架构

串行器/解串器(SerDes)是对使用串行接口传输从并行数据流中获得的数据接口的总称。这些接口为高带宽、点对点式的设计,通常延迟性能并不关键。这些接口主要是单向工作,或是双向工作,而其中一个方向的带宽明显高于另一方向。串行数据流的物理实现可以使用低压差分信号(LVDS)进行差分处理,也可以使用同轴电缆进行单端处理。也可能是使用光学链接,但这里不再讨论。此外,具有单端物理层的SerDes接口有时会用来在数据流之外还向ECU传输功率。对于同轴单端链路,此技术被称为同轴电缆供电(PoC),类似于数据线供电(PoDl)或以太网供电(PoE)。

SerDes接口主要用于传输视频数据。最常见的应用是在信息娱乐中连接显示屏、车 身和便利性应用(例如停车摄像头和用于ADAS应用的摄像头)。特别是对于摄像头 来说,PoC功能非常有吸引力。在现代化区域体系结构中,SerDes接口可提供出色的 点对点连接,以满足高分辨率传感器数据的需要。

在汽车领域中,SerDes的专有解决方案很常见。当前,正有计划对汽车应用中的 SerDes接口进行标准化[33]。但是,目前还没有可用的标准。这里,我们将简单介绍 三种不同的专有实现,提供一个简要概述。

所有SerDes接口的外部保护要求都相似,需要最先进的保护技术。计算领域为保护 具有极低电容的高速数据线路而使用的保护器件适用于该任务。通常,专为USB设计 的多线保护器件用于保护LVDS接口。低寄生电容是维持信号完整性的关键。由于寄 生电容低于1 pF,因此线路电容的匹配并不重要,可以使用单线路保护器件。单端同 轴接口采用单线路保护器件进行保护。

8.1 APIX -汽车像素链路

汽车像素链路(APIX)由Inova Semiconductors设计,并于2008年由Fujitsu授予许可。 该接口可用于在长达15 m的距离内传输数字视频信号。第三代APIX3已于2016年发 布。除了单向视频传输,从APIX2开始,该标准支持双向协议。APIX2支持720 p视频 信号以及通过相同接口的基于SPI、I²C或以太网的额外通信。APIX3支持高达6 Gbit/s 的数据速率。根据不同的工作模式,需要一或两条STP或屏蔽四线式双绞线。此外, 允许使用数据线路作为模块的电源。通过*APIX供电*(PoA),差分数据线也可用于为 串行器提供电源。

使用PoA时,必须选择相应的保护。要么保护位于去耦电容器后面,要么使用与没有 PoA时相同的保护。或者,保护位于连接器处。在这种情况下,不允许保护钳位低于 直流电源电压,以防止闩锁。第8.5节中对PoC的说明也适用于PoA。

8.2 FPD-Link -平板显示器链接

平板显示器链接(FPD-link)最初是为视频显示而设计的,但将摄像头连接到ADAS计算 单元也很常见。它由National Semiconductors于1996年设计,旨在用于笔记本电脑 和电视。如今,FPD-link由TI拥有,在汽车ADAS应用中非常受欢迎。第二代FPD链路 引入了使用STP电缆的单个LVDS通道进行通信,最长距离可达10米,可实现的速率 高达1.8 Gbit/s。FPD-link III支持通个单个链路实现高达13.3 Gbit/s的数据速率和双向 通信。此外,FPD-link III允许使用同轴电缆和PoC。FPD-link可将并行TTL、 LVCMOS、LVDS信号或MIPI串行化。

串行器/解串器接口

SerDes

8.3 GMSL -千兆多媒体串行链接

千兆多媒体串行链路(GMSL)是Maxim Integrated专有的SerDes接口,主要用于摄像 头应用。其第二代产品于2017年推出,支持STP上的LVDS和单端同轴工作,电缆最 长15米。最大数据速率高达3.1 Gbit/s,并支持与LVCMOS、CMOS、LVDS、MIPI和 HDMI的接口。使用双向控制通道进行单向通信。此外,GMSL支持5 V和12 V PoC。

Nexperia | 设计工程师指南

8.4 MIPI A-PHY

MIPI联盟包含用于传输视频数据的若干标准,有关详细信息,请参见9.3节。MIPI联盟 的目标与汽车SerDes联盟(ASA) [33]相近,正在准备制定一个称为A-PHY [34]的非专有 SerDes标准。该联盟宣布其首个版本将于2020年发布,将支持速率高达16 Gbps、 最大长度为15米的电缆。A-PHY将支持STP电缆上的差分通信以及同轴电缆上的单端 通信,同样也支持同轴电缆供电。MIPI A-PHY旨在直接与现有的MIPI物理层标准 C-PHY和D-PHY接口,并使用CSI-2协议工作。

8.5 同轴电缆供电(PoC)

同轴电缆供电(PoC)非常普遍,尤其是广泛使用于全景倒车影像和ADAS应用中,与 GMSL和FPD-link摄像机搭配。一般原理如图72所示。使用适当的滤波器从解串器端 向串行器端供电,在这里是简单的电感L1、L2以及去耦电容(decaps)。为了保持信号 完整性和数据信号不受损,对电源和调节器的EMC要求非常高。

可以将外部ESD保护器件置于不同的位置。其目的是保护高速接口。普通TVS器件置 于滤波器之后,可以保护电源稳压器的输入和电源输出。对于高速接口,可以将保护 置于连接器(ESD 1)处、去耦电容(ESD 2)之后,或在两处均放置。



图72 | 支持PoC的SerDes的通用接口和两个ESD保护位置

ESD保护应始终首选放置干连接器处,因为它能带来出色的保护性能。然而,必须选 择可在直流偏置下工作的保护器件。对于去耦电容之后的保护,只需考虑数据信号电 平。通常,如果不存在闩锁危险,则回弹器件也可用于连接器处。由于很难在纯理论 层面评估这种情况,因此应用中的测试不可避免,以便确保应用受到保护,并且不会 发生闩锁风险。挑战在于,在应用中,TLP中出现的回弹并不一定和闩锁风险相关。 有些器件在TLP中显示了小幅回弹,但在实验室进行测试时却并未发生闩锁。反之, 有些器件在TLP中表现出回弹,但在遭受浪涌脉冲压力时,却会在低于TLP的电压下 发生闩锁。

这种行为差异取决于实现中的技术和细节,而且无法在数据手册中以一般术语表述, 因为结果可能会随所施加的直流电源和所施加的脉冲而变化。测试闩锁时,就负载 线、调节方式和速度而言,使用相同表征的电源非常重要。在许多情况下,应用中使 用的电源无法在瞬态事件的短时间内提供足够的电流,从而实际导致闩锁。回弹幅度 相当浅的器件通常对闩锁非常强固。另一方面,某些技术会显示出一些在数据手册中 看不到的回弹,因为它们仅在脉冲持续时间很长时才会触发。使用实际电源和相关瞬 态事件进行闩锁测试可提供清晰性和置信度。

在去耦电容之前和之后的位置使用两个外部ESD保护器件通常会提高ESD稳健性。如 果使用一个器件实现的稳健性不足,则考虑在第二个位置添加器件是合理的。但是, 由此产生的行为可能会变得非常复杂,并可能会导致乍看之下无法预期的效果。图 73显示了带有保护器件的IC处的电压,一个带回弹的保护器件位于连接器处,在去耦 电容之后的另一个器件用于8/20 μs浪涌脉冲保护。通过添加第二个器件来降低脉冲 的能量。然而,我们会观察到负电压。这是因为去耦电容之后的器件首先被触发,使 IC上的电压从12 V降低到5 V。在大约5 μs时,连接器上的外部ESD保护器件也会被触 发,并使电压降低9 V左右。由于IC上的电压已经为5 V,因此该电压变为负值。对于 大多数IC来说,这根本不是问题。但是,在设计此类系统和进行故障排除时,必须牢 记两个非线性器件的复杂性。



图73 | 根据图72,在同轴连接器处注入幅度为15 V的8/20 µs脉冲时IC上的电压。 ESD_1配有PESD9V0C1BSF。ESD_2未放置(1)和ESD_2配有PESD3V3Z1BSF(2)。

第9章 **多媒体接口**

9

当今汽车之间的互连越来越多。我们在观看广告时会发现汽车OEM发生了明显的转变,从推广汽车的机械功能(如性能)转变为除安全性以外更多地宣传连接性、信息娱乐和多媒体功能。汽车中的多媒体接口数量一直在快速增加。USB已成为所有档次汽车中的标准接口,高档次汽车配备USB3并具有功率传输功能,可为笔记本电脑充电。许多在消费电子产品中已知的接口都可以在汽车中找到。但是,它们必须在可靠性和稳健性方面符合更严格的要求。通常,这些接口不会用于安全关键型应用,但其客户期望和更换成本都要比消费电子市场高得多。

在ESD保护方面,可使用与消费类产品中相同的器件。根据实际应用,还需要满足其他要求,例如AEC-Q101认证和可焊性侧面,以允许对无引脚封装进行自动光学检测 (AOI)。对于多媒体接口,通常不需要考虑IVN中常见的电池短路耐用性等要求。

9.1 USB接口

USB接口是当今汽车信息娱乐系统的标准配置。它们用于连接手机、U盘、笔记本 电脑以及诊断软件。USB 3和使用USB PD的高速充电正变得越来越流行。除了与用户 直接交互之外,USB有时还用于将头枕显示器和其他外设连接到主要信息娱乐系统。 此外,业界还在讨论了将USB用于更关键的应用,例如黑匣子、行车记录仪以及 ADAS系统的调试和接口。



表11概括了当代USB标准及其相关符号速率。

表11: USB接口的数据速率概述

USB类型	速度等级	比特率	符号速率(波特率)编码方法
USB 1.0	低速(LS)	1.5 Mbit/s = 187.5 kByte/s	1.5 MByte/s 带有位填充的NRZI编码
USB 1.0	全速(FS)	12 Mbit/s = 1.5 Mbit/s	12 Mbit/s 带有位填充的NRZI编码
USB 2.0	高速(HS)	480 Mbit/s = 60 MByte/s	480 Mbit/s 带有位填充的NRZI编码
USB 3.0	超高速	4000 Mbit/s= 500 MByte/s	5000 Mbit/s 8b10b编码
USB 3.1	超高速+	9697 Mbit/s= 1212 MByte/s	10000 Mbit/s 128b132b编码
USB 3.2	超高速+	采用Type-C连接器 有效数据速率加倍	操作的2线路操作;

USB 1.0和USB 2.0使用反向不归零(NRZI)编码。NRZI编码也称为NRZ编码,通常遵循 简单的规则:

state 0: toggle | state 1: constant

应用该方法时,电缆中一对连接线的极性对位序列没有影响。这是一项优势,因为 无论转换方向如何,极性的变化都表示0态。图74显示了NRZI编码器硬件实施所需 逻辑的原理图。输入信号提供给异或(XOR)门的反向输入。XOR门是数字逻辑门,当 其中一个输入具有1态时,可提供true(1或高态)输出。如果两个输入均为1,或者 均为0,则输出等于false(0或低态)。



多媒体接口

9

在XOR门后,触发器通过系统时钟对门的输出进行采样。触发器的输出代表编码器的输出。输出重新馈送到XOR门;作为该门的第二个输入信号。



图74 | NRZI(S)编码器原理图

在表12中,有一个由NRZI编码器进行编码的典型位元流。表中第二行是反向输入位 流。第三行显示XOR的输出。第四行描述了经过编码的输出信号。输出位流显示所需 的极性切换逻辑(通过输入流中的逻辑0创建),并且输入数据流中的逻辑1在输出 阶段没有变化。

表12: NRZI编码的示例

输入	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0
反向输入	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1
输出XOR	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
编码器输出	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1

图75显示NRZI数据流解码器的简化原理图,该解码器将带有输出的信号变化识别为逻辑状态0,将无信号变化识别为逻辑状态1。

该功能是通过XOR门实现的。它的其中一个输入连接上数据流,第二个输入连接到触 发器的输出。这个触发器可提供编码器先前的状态信息。最后,通过反转XOR的输 出,以推导出正确的极性。 表13显示解码器的工作原理,其中输入的位流显示在第一行,然后依次是触发器的 输出、反转前的XOR门输出,最后一行是解码器的最终输出。结果显示,解码阶段的 输出流与表12的输入流一致。

请注意,在信号传输中,最好使用无直流系统。因此,对于发射器和接收器之间的电缆传输,无需直接电流连接。数据通道的频段不需要从0Hz开始,而是可以设计为更高的值。这能确保数据传输可在较小的频段内运行。

传输0态时,NRZI编码确保传输过程中数据发生变化。如果持续较高,则信号可能卡 住,且不会发生振荡。为此,当6个位连续处于高态后,必须强制使信号发生变化, 这一规则适用于所有USB标准。另请注意,由七个连续的高态组成的序列片段代表着 一个位序列错误。



图75 | 编码器原理图

表13: NRZ解码示例

输入至解码器	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
触发器的输出	х	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1
输出XOR	х	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0
输出解码器	х	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1

当D+信号处于低态且D-处于高态时,USB总线数据线路的状态被称为K态。J态描述 的是相反的状况,此时D+处于高态,D-处于低态。当两条信号线均被拉低时,系统 处于单端0状态,称为SE0。



Nexperia | 设计工程师指南

图76 | USB 1.1全速接口上的数据流示例

图76提供了简单的数据流示例,该数据流以12 Mbit/s的位速率通过USB 1.1全速接口 传输NAK(未确认)数据包。NAK表示无法读出数据(例如,由于接收和/或发送设 备存在问题)。

传输真实数据内容时,数据包被放置在数据包ID和数据包结束(EOP)模块之间。该序列的最后一段的传输由两个SEO态补上,接着是一个空闲的J态。数据传输从空闲J态 开始:一个00000001序列,即*KJKJKJKK*序列。

在USB 2.0高速模式下,起始序列长32位,可提供更多转换。因此,启用时钟恢复锁相环(PLL)电路来与位流的当前计时进行同步。

当未连接设备时,主机通过15 kΩ下拉电阻将两条信号线拉低至接地。如果连接了 USB设备,其中一条信号线会被一个1.5 kΩ的电阻拉高并且重写主机的下拉状态。

每当D+或D-线路被1.5 kΩ USB上拉电阻拉高时,就可以确定USB 1.x的速度。J态表示USB全速模式的空闲状态;K态表示低速。当两条信号线被主机拉低并且持续了10至20ms时,状态会被重置为SE0。如果已连接USB 2.0,则最初执行USB 1.1设备的上述步骤,但是之后会继续执行其他程序。

重置后,设备将总线置于K态,以告知主机,其能够处理更高速度。然后,主机在 J态和K态之间切换3次,以告知USB设备,主机也可以支持高速数据速率。在USB参 考文献中,有关主机和设备速度能力的这一信号交换过程被称为"调频"。 9.1.2 USB 2.0眼图

如图77所示,USB标准规格定义了四个用于测试USB接口的测量平面。TP1与集线器 电路板收发器的信号线直接相连。TP2连接USB电缆。TP3直接位于USB设备的输入 连接点。TP4与设备电路板接收模块的引脚直接相连。

在眼图测量中,示波器将数据路径的位转换显示为带有随机数据内容的许多单一踪迹 的叠加。示波器通过已恢复的位时钟信号触发,因为在额外的信号线上,没有提供单 独的时钟信号。数据时钟恢复PLL提供数据采样时钟,与数据转换保持同步。



图77 | 眼图的测量平面

数据眼图是一种方法,可帮助分析高速数字信号的信号质量。在理想情况下,带有 二进制信号的眼图显示一行矩形框。然而,在实际情况下,上升和下降时间不是零, 而是通过数据路径中的寄生电容和发射器阶段的有限速度延长。

反射——PLL时钟噪声和抖动的重叠,通过一个更小的临时打开的窗口来呈现一幅 图,即未发生信号转换的眼图部分。数据转换并不是恰好发生在符号长度的整数倍 处。抖动可具备随机分布和确定性分布,具体取决于其根本原因。抖动的性质可使用 直方图进行分析。完整直方图的宽度表示峰到峰抖动。 多媒体接口

图78显示对于集线器(在TP2测量)或设备(在TP3测量)的传输数据波形应有的形状。在符合标准要求的场景中,在图的内模板中没有发现信号踪迹,内模板由表14 中所列的点1至6定义。每个点都由单位间隔中的特定电压和时间来定义。单位间隔 等于符号长度。

USB高速显示:

$T_{symbol} = 1/f_{symbol} = 1/480 \text{ MHz} = 2.0833 \text{ ns}$

在表中,临时位置以其所处在单位间隔内的百分比值的形式被列成表。USB 2.0的标称电压摆幅为400 mV至-400 mV。该图显示了第二个模板,对于较高电压,该模板限制了信号。信号的最大电压为±475 mV,作为在无转换发生时的情况。转换时的电压限制为±525 mV,这为过冲和欠冲留出了一些空间。



图78 | 无固定式电缆时集线器(TP2)或设备(TP3)的传输波形要求

表14: USB 2.0发射器眼的图76测试案例参数

	电压电平(D+、D–)	时间(单位间隔百分比) 1/480 MHz = 2.0833 ns标称
电平1	转换后,UI为525 mV, 所有其他位置为475 mV	_
电平2	转换后,UI为–525 mV, 所有其他位置为–475 mV	-
点1	0V	5%
点2	0V	95%
点3	300 mV	35%
点4	300 mV	65%
点5	-300 mV	35%
点6	-300 mV	65%

图79显示信号应用于TP4/设备收发器或TP1/集线器收发器的接收器波形要求方案。 如上所述,接收器模板通常小于发射器模板。眼高度为300 mV,范围为-150 mV至 +150 mV。眼宽度减小至单位间隔的60%。

表15包含该特定测试条件的禁用区的详细信息,其中显示较小的内模板,并以上下 边界作为D+和D-信号波形的外限制。 **Nexperia** | 设计工程师指南

9



图79 | 对于设备收发器在TP4应用信号或者对于集线器收发器在TP1应用信号条件下,USB 2.0的接收器 波形要求

表15: USB 2.0接收器眼的参数

	电压电平(D+、D–)	时间(单位间隔百分比) 1/480 MHz = 2.0833 ns标称
电平1	575 mV	-
电平2	-575 mV	-
点1	0 V	20%
点2	0 V	80%
点3	150 mV	40%
点4	150 mV	60%
点5	-150 mV	40%
点6	-150 mV	60%

9.1.3 USB 3.0和USB 3.1接口

USB 3.0和USB 3.1在信号线上使用另一种直流电流移除法,该方法称为8b10b编码: 8位数据被替换为10位数据。冗余性得以增加,从而可以获得没有直流的位流以及传 输0态与1态的有限不均等性。在包含20个位的一行中,两种可能的态计数之间的差 值永远不会超过±2。

请注意,在多个8b10b代码字后,信号中就完全不带有直流电流了。因此,1和0一样 多。8位原始数据被分出5位,然后通过5b6b码编成6位。剩余3位通过3b4b码编成 4位。这就形成了最终的8b10b编码方案。

极性偏差(RD)编码操作:每个符号后,1和0的数量要么相差1,要么相差–1。表13列 出了RD编码规则。为作阐明,解释了基于表16规则的两个程序:

- •如果代码字的不均等性为0,则对于下一个代码字,不均等性就不会有 变化。
- 如果代码字具有+/-2的不均等性的选项,那么会选择可以促使下一个字的 正负号发生变化的不均等性选项。要做到这一点,必须为字提供两个编码 选项,这两个选项的1和0数量不相等。

表16:极性偏差编码规则

上一个RD	代码字的不均等性	所选不均等性	下一个RD
-1	0	0	-1
-1	+/-2	+2	+1
+1	0	0	+1
+1	+/-2	-2	-1

9

多媒体接口

输入	EDCBA	RD = -1	abcdei	RD=+1
D.25	11001		100110	
D.26	11010		010110	
D.27	11011	101110		001001
D.28	11100		001110	
D.29	11101	101110		001110
D.30	11110	011110		100001
D.31	11111	101011		010100

上方表17显示了原始5位代码字是如何编成6位代码字的。每个新的6位代码字包含 以下之一:

- •3个0和3个1
- •2个1和4个0
- •4个0和2个1

通过反转RD = -1列中代码字的所有位,可以轻松创建RD = +1列的6位代码字。

下面的表18是3位转4位编码方案。

表18:3b4b编码表

输入	HGF	RD=-1	fghj	RD=+1
D.x.0	000	1011		0100
D.x.1	001		1001	
Dx.2	010		0101	
D.x.3	011	1100		0011
D.x.4	100	1101		0010
D.x.5	101		1010	
D.x.6	110		0110	
D.x.P7	111	1110		0001
D.x.A7	111	0111		1000

表17:5b6b编码表

输入	EDCBA	RD=-1	abcdei	RD = +1
D.00	00000	100111		011000
D.01	00001	011101		100010
D.02	00010	101101		010010
D.03	00011		110001	
D.04	00100	110101		001010
D.05	00101		101001	
D.06	00110		011001	
D.07	00111	111000		000111
D.08	01000	111001		000110
D.09	01001		100101	
D.10	01010		010101	
D.11	01011		110100	
D.12	01100		001101	
D.13	01101		101100	
D.14	01110		011100	
D.15	01111	010111		101000
D.16	10000	011011		100100
D.17	10001		100011	
D.18	10010		010011	
D.19	10011		110010	
D.20	10100		001011	
D.21	10101		101010	
D.22	10110		011010	
D.23	10111	111010		000101
D.24	11000	110011		001100

9

请注意,表17和表18各包含一条规则例外情况。表17中的字代码111000(RD = -1)及 相应的000111(RD =+1)(EDCBA列值为00111)各包含相同数量的0和1。这同样适用 于表18中的字代码0011和1100(HGF列值为011)。

Nexperia | 设计工程师指南

PCI Express、串行ATA、显示端口、千兆位光纤通道、千兆以太网和DVB等高速接口 采用8b10b编码,该编码机制也支持交流耦合。这使得时钟恢复更加容易。在单独时 钟信号不随数据一同发送的所有场景中,都需要带有PLL时钟生成器的时钟恢复。数 据接收器的PLL需要与数据信号转换同步,以允许对传入数据进行安全采样。

对于数据传输,USB高速和较缓慢模式利用一个由信号线D+和D-组成的差分对,从 而实现半双工数据传输。USB 3.x利用两个差分对。这样允许数据以全双工模式在两 个方向流动。

图80显示了D+和D-线的端接。在两头的连接处,施加一个45 Ω的单端接地端接。这 便形成了信号线的90 Ω差分端接。实际上,LS/HS驱动器背后的45 Ω串联电阻被切换 到接地。这样一来,对于此高速用例,该串联电阻可作为45 Ω端接。



图80 | USB HS模式的基本端接机制

高速驱动器被作为切换电流源使用,在单端高态下可提供17.78 mA。图81显示了这 一驱动的基本结构。在并行运行中,45 Ω电阻的高态电压为:

V_SEhigh = 17.78 mA * 22.5 Ω = 400 mV

因此,D+/D-信号对上的标称差分电压摆幅为±400 mV。



图81 | 连接到每条信号线(D+/D-)的HS 17.78 mA电流源

在图82中,描述了超高速信号RX和TX的两个差分信号对的耦合。在每个发射器端,TX线路包含可实现两条差分连接线路交流耦合的电容器。这些电容器的标称电容为100 nF。图中显示了主机与插入配对连接器的USB设备的电缆连接。

目前的做法是将额外的330 nF电容器置于数据输入端RXp和RXn,并在电容器的电缆 端通过一个250 kΩ端接接地,以作为USB 3标准的扩展。





图82 | USB 3的Rx和Tx连接方案

多媒体接口

9

9.1.4 USB 3.0眼图

如果连接通过USB 3第1代或USB第2代连接进行设置,则遵循以下步骤,按序列执行

链路训练:

- 1. 链路的配置和初始化
- 2. 比特锁和符号锁
- 3. Rx均衡训练
- 4. 线路极性反转
- 5. 块对齐(仅USB第2代)

训练序列始终采用8b10b编码,而不会加扰。表19显示了USB 3第1代和第2代发射器 的最重要的规范性要求。

表19: USB 3发射器的基本要求

符号	解释	第1代,5 Gbit/s	第2代,10 Gbit/s
UI	单位间隔	199.94 ps(最小值) 200 ps(标称值) 200.06 ps(最大值)	99.97 ps(最小值) 100 ps(标称值) 100.03 ps(最大值)
V _{TX-Diff-PP}	差分峰到峰TX电压摆幅	0.8 V(最小值) 1 V(标称值) 1.2 V(最大值)	0.8 V(最小值) 1 V(标称值) 1.2 V(最大值)
V _{TX-DE_RATIO}	TX去加重	3dB(最小值) 4dB(最大值)	3抽头FIR均衡器
R _{TX-DIFF-DC}	直流差分阻抗	72 Ω(最小值) 90 Ω(标称值) 120 Ω(最大值)	72 Ω(最小值) 90 Ω(标称值) 120 Ω(最大值)
CAC-COUPLING	交流耦合电容器	75nF-200nF	75nF-265nF
T _{TX-EYE}	发射器眼宽度	0.625 UI(包括所有 抖动源)	0.625 UI(包括所有 抖动源)

表20是超高速USB接口接收器端的类似列表。接收器眼的最低高度相当低。与USB超高速相比,张开后的宽度也小得多。

表20: USB 3接收器的基本要求

符号	解释	第1代,5 Gbit/s	第2代,10 Gbit/s
UI	单位间隔	199.94 ps(最小值) 200 ps(标称值) 200.06(最大值)	99.97 ps (最小值) 100 ps (标称值) 100.03 ps (最大值)
V _{RX-DIFF-PP-POST-EQ}	差分峰到峰RX电压摆幅	100 mV(最小值)	70 mV(最小值)
RX均衡器	接收器均衡器	0dB-6dB	0dB-6dB
Tj	总抖动	0.66单位间隔	0.714单位间隔
R _{RX-DIFF-DC}	直流差分阻抗	72 Ω(最小值) 90 Ω(标称值) 120 Ω(最大值)	72 Ω (最小值) 90 Ω (标称值) 120 Ω (最大值)
CAC-COUPLING	交流耦合电容器	75nF-200nF	75nF-265nF

图83显示了5 Gbit/s的接收器模板,而图84描绘了10 Gbit/s的相关模板。USB 3第1代 场景中模板的最低眼高度为100 mV,而USB 3第2代场景中的眼高度仅为70 mV。最 小眼宽度为0.34单位间隔,而在10 Gbit/s场景中为0.286单位间隔。此外,模板的形 状也不同。在5 Gbit/s场景中,模板呈菱形,而在10 Gbit/s场景中,形状与USB 2.0场 景类似,上下模板边界留有0.1单位间隔宽度。



图83 | USB 3第1代场景的模板图(5 Gbit/s)

B12

9

多媒体接口



图84 | USB 3第1代场景的模板图(10 Gbit/s)

9.1.5 USB Type-C

易于使用的24引脚连接器允许采用可逆插头。在10 Gbit/s时,创新型连接器类型支持高达USB 3第2代速度,以及USB 2.0供电。为了进一步使数据速度提高2倍, USB 3.2引入了2条线路,让RX和TX并行运行。全功能电缆以电子方式标有识别IC。 交替模式可使用供应商定义的消息(VDM)通过专用配置通道进行设置。

Type-C连接器除了支持USB,还可以支持各种其他标准,包括显示端口、 Thunderbolt 3、MHL、PCI Express和Base-T以太网。市场上提供从USB Type-C转换 到传统连接器以及其他接口标准(如HDMI)的各种转接线。

在表21中,列出了USB Type-C连接器的引脚分配。图85显示了Type-C插头的前视 图。24个引脚分为两组,即A组和B组,每组各12个引脚。引脚可用于带有超高速操 作的四个差分对(RX_P/RX_N和TX_p/TX_n各两条线路)。此外,还有两个引脚用于USB 2.0线路对(Dp/Dn),两个配置通道引脚(CC1和CC2)和两个边带使用(SBU)引脚。另 外还有4个GND和4个V_{BUS}引脚,以确保电源路径具有低电阻。

表21:USB Type-C引脚分配			
引脚编号	信号名称	解释	
A1	GND	地	
A2	SSTXp1	超高速差分TX对1,正信号	
A3	SSTXn1		
A4	V _{BUS}	总线电源线路	
A5	CC1	配置通道1	
A6	Dp1	USB 2.0差分对1,正信号	
A7	Dn1	USB 2.0差分对1,负信号	
A8	SBU1	边带使用信号1	
A9	V _{BUS}	总线电源线路	
A10	SSRXn2	超高速差分RX对2,负信号	
A11	SSRXp2	超高速差分RX对2,正信号	
A12	GND	地	
B1	GND	地	
B2	SSTXp2	超高速差分TX对2,正信号	
B3	SSTXn2	超高速差分TX对2,负信号	
B4	V _{BUS}	总线电源线路	
B5	CC2	配置通道2	
B6	Dp2	USB 2差分对2,正信号	
B7	Dn2	USB 2差分对2,负信号	
B8	SBU2	边带使用信号2	
В9	V _{BUS}	总线电源线路	
B10	SSRXn1	超高速差分RX对1,负信号	
B11	SSRXp1	超高速差分RX对1,正信号	

地

GND



图85 | USB Type-C连接器的引脚配置和前视图

建立起连接后,电缆连接的方向由CC引脚识别。Type-C电缆只有一条实体CC线。 通过该单一连接,电缆的两端均可侦测出数据交换所需的合适超高速线路:

例如,下行端口(DFP)与上行端口(UFP)的连接过程,具体如下所示:

- 1. DFP至UFP连接/分离检测
- 2. 以及方向/电缆扭曲检测
- 3. 初始DFP至UFP(主机至设备)和电源关系检测
- 4. USB Type-C VBUS电流检测和使用
- 5. USB供电(PD)通信
- 6. 功能扩展的发现和配置

图86描绘了DFP至UFP连接场景。在DFP端,对正电源电压施加上拉电阻Rp。在电缆的另一端,下拉电阻接地。

请注意,电流源默认可配置,无需使用RP上拉电阻。两个CC引脚中带有更高电压的 节点代表着连接方向。如下方表24所示,Ra适用于通电电缆和音频适配器。Rp值可 侦测5 V电流能力。



图86 | DFP-UFP CC模型连接

ESD应用手册 — 汽车版

在表22中,分别展现了与作为电源电压的5 V或3.3 V的电源连接的上拉电阻的Rp值及 相关功率额定值。或者,该标准也允许使用电流源,而不使用上拉电阻。

表23定义了下拉电阻Rd的详细规格。标称端接为一个5 kΩ电阻。因为电压被限制, 所以不具备侦测功率性能的用途。对于该功能,Rd的容差至少需要±10%。

表22: 下行端口(DFP) Rp要求

DFP用途	电流源至 1.7 V – 5.5 V	上拉电阻至 4.75 V – 5.5 V	上拉电阻至 3.135 V – 3.465 V
默认USB电源	80 µA +/-20%	56k +/-20%	36 +/-20%
1.5 A/5 V	180 µA +/-8%	22 k +/- 5%	12 +/-5%
3.0 A/5 V	330 µA +/-8%	10 k +/- 5%	4.7k +/-5%

表23: 上行端口(UFP) Rd要求

Rd实施	标称值	功率检测能力	CC引脚的最大电压
+/-20%电压钳位	1.1 V	无	1.32V
+/-20%电阻接地	5.1 kΩ	无	2.18V
+/10%电阻接地	5.1 kΩ	是	2.04V

多媒体接口

9

如图86所示,Ra端接电阻的标称电阻为1 kΩ。如图87所示,该电阻往往与JFET搭配 使用,从而能在侦测程序完成后限制电流大小。

达到耗尽型FET的夹断电压时,电流会将位于耗尽型FET源极处Ra的电压电平提高, 直至其将电流限制到最大值。因此,每当5 V电源电压Vconn切换到CC线路时,功率 损耗减少。



图87 | R。端接解决方案

表24是DFP-UFP连接中CC线路端接产生的状态列表。

表24: DFP-UFP场景的CC连接模型

CC1	CC2	状态
打开	打开	无连接
Rd	打开	已连接UFP
打开	Rd	已连接UFP
Ra	打开	通电电缆,未连接UFP
打开	Ra	通电电缆,未连接UFP
Ra	Rd	通电电缆且已连接UFP
Rd	Ra	通电电缆且已连接UFP
Rd	Rd	已连接调试辅助模式
Ra	Ra	已连接音频适配器辅助模式

9.2 HDMI接口

HDMI是消费和计算应用领域的数字接口。在汽车领域,HDMI有时用于连接头枕显示 屏或行车记录仪。该接口与DVI类似,但也具备消费电子控制(CEC)。视频数据在传输 时不经过压缩,而音频数据既可采取压缩,也可以采取无压缩方式进行传输。

该接口受HDCP版权保护。高速数据通过最小化传输差分信号(TMDS)线路传输。该接口使用三条TMDS线路和另外一个用于时钟信号的通道。

从HDMI 1.4起,HDMI也可在HEC线路上支持以太网数据通道。与I²C类似的显示数据 通道(DDC)用于交换信息。只要建立起HDMI连接,就支持分辨率兼容性。因此,可 以读出扩展显示识别数据(EDID)。

9.2.1 连接器的触点分配

表25列出了Type A连接器的触点分配,Type A连接器是电视机、显示器、DVD播放器和计算机中最常用的连接器。图87显示了HDMI连接器前视图。Type D微型HDMI连接器用于平板电脑、摄像头和其他移动设备。

表25: HDMI Type A和Type C连接器的触点分配

Type A触点	Type D触点	信号描述
引脚1	引脚3	TMDS Data2+
引脚2	引脚4	TMDS Data2屏蔽
引脚3	引脚5	TMDS Data2-
引脚4	引脚6	TMDS Data1+
引脚5	引脚7	TMDS Data1屏蔽
引脚6	引脚8	TMDS Data1-
引脚7	引脚9	TMDS Data0+
引脚8	引脚10	TMDS Data0屏蔽
引脚9	引脚11	TMDS Data0-
引脚10	引脚12	TMDS clock+

HDMI连续推出对高分辨率显示屏必不可少、具有较高数据速率的其他标准。表26简 要概述了HDMI的各种版本,并包含最大像素速率,以及最大时钟速率和TMDS位速 率。该表还列出了消费电子应用的最大屏幕分辨率,以及支持的最大像素色深。对于 HDMI 1.4, TMDS线路的时钟和比特率之间的比率为10倍,而HDMI 2.0则为14倍。

表26:不同版本的HDMI关键参数列表

HDMI版本	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	2.0	2.1
最大像素时钟速率 (MHz)	165	165	165	340	340	600	无额外 时钟 通道
每条线路的最大 TMDS位速率, 包括8b/10b编码 开销(Gbit/s)	1.65	1.65	1.65	3.4	3.4	6	12
最大总计TMDS 吞吐量,包括 8B/10b编码开销 (Gbit/s)	4.95	4.95	4.95	10.2	10.2	18	48
最大音频吞吐量 位速率(Mbit/s)	36.86	36.86	36.86	36.86	36.86	49.152	49.152
24位/像素 单链路上的最大 视频分辨率	1920* 1200 p/ 60 Hz	1920* 1200 p/ 60 Hz	1920* 1200 p/ 60Hz	2560* 1600 p/ 60 Hz	4096* 2160 p/ 30 Hz	4096* 2160 p/ 60 Hz	7680* 4320 p/ 60 Hz
最大色深 (位/像素)	24	24	24	48	48	48	48

Type A触点	Type D触点	信号描述
引脚11	引脚13	TMDS时钟屏蔽
引脚12	引脚14	TMDS clock-
引脚13	引脚15	CEC
引脚14	引脚2	预留(HDMI1.0–1.3),HEC data– (HDMI 1.4)
引脚15	引脚17	DDC时钟(l²C-Bus、SCL)
引脚16	引脚18	DDC数据(l²C-Bus、SDA)
引脚17	引脚16	DDC、CEC和HEC接地
引脚18	引脚19	最大电流为55mA的–5 V电源
引脚19	引脚1	



图88 | HDMI连接器的引脚配置和前视图

9

图89显示了发射器和下沉式连接器的基本HDMI TMDS数据连接结构。发射器具有 10 mA的切换电流源。一个带有匹配阻抗的差分信号连接,建立起了通向接收器的数 据路径。接收器将每条带有50 Ω阻抗的差分接口信号线端接到3.3 V电源线。

Nexperia | 设计工程师指南

这便产生了单端标称电压摆幅:

 $V_{SE} = 10 \text{ mA} \cdot 50 \Omega = 500 \text{ mV}$

因此,标称差分电压摆幅为1 V,是单端数据线路的两倍。差分标称端接为100 Ω, 是HDMI下沉式连接器的单端上拉电阻值的两倍。阻抗匹配必须保持在85 Ω至115 Ω 的范围内,即100 Ω±15%,以确保遵守HDMI规格。



图89 | HDMI发射器到接收器驱动器的结构

图90显示了HDMI 1.4发射器模板,以及TMDS线路电压的上下限值。眼的最低高度为 400 mV,宽度为0.7单位间隔。



图90 | HDMI 1.4发射器眼图模板

图91描绘了HDMI 1.4接收器模板。眼高度为300 mV (±50 mV),眼宽度至少为单位间隔的50%。



图91 | HDMI 1.4接收器眼图模板

图92显示了在源测试点处使用HDMI 2.0的眼图测量的眼图设置。TP1位于图形生成器的插座插头上,带有测试点适配器(TPA)。基于最坏条件的电缆仿真器被置于TPA-P和参考电缆均衡器(随后是TP1_EQ)之间。



图92 | 眼图测量的HDMI源测试点

图93描绘了测试点TP2_EQ的HDMI 2.0模板图。如表27所示,眼高度H和眼宽度V取 决于HDMI位速率。为达到6 Gbit/s的最大位速率,需要至少150 mV的眼高度和0.6单 位间隔的最大数据抖动;总数据抖动为Tj = 1 -H。



图93 | 眼图测量的HDMI2.0模板

表27: 取决于位速率(Gbit/s)的模板大小

TMDS位速率(Gbit/s)	模板宽度H (UI)	模板高度V (mV)
3.4 < 位速率 ≤ 3.712	0.6	335
3.712 < 位速率 ≤ 5.94	_0.0332 *(位速率)² + 0.2312 *(位速率)+ 0.1998	_19.66 *(位速率)² + 106.74 *(位速率)+ 209.58
5.94 < 位速率 ≤ 6.0	0.4	150

9.3 MIPI接口

MIPI联盟由多家公司组成,针对将处理器和芯片组连接到外围组件(如摄像头、传感器和显示屏),这些公司树立了数据通信标准。应用领域包括智能手机、平板电脑等移动设备和电视机等嵌入式系统。在汽车领域,MIPI在摄像头应用中很常见。然而,许多MIPI规范已经被用于汽车应用或为适应汽车应用而调整[34]。

虽然大多数MIPI接口通常不用于可供用户直接访问的外部接口,但仍会采用ESD保护,以防止ESD静电通过外壳间隙或者在盖子打开时进入器件。后续章节讨论了MIPI标准D-PHY、M-PHY和C-PHY的物理层的主要关键因素。最近公布的A-PHY规范已在第8.4节中进行了简要介绍,因为它是一个SerDes接口。

9.3.1 MIPI D-PHY

MIPI D-PHY [35]是主从设备之间一种同步的连接方式,主设备提供时钟信号作为单向 信号。一条或多条数据线路可用于数据传输。最低配置包括两个差分信号连接或线 路,即一条时钟线路和至少一条数据线路。数据流的方向可以是单向,也可以是双 向。在半双工模式下,数据流方向通过令牌交换来指示。反方向中的数据速度是正方 向的四分之一。

低电压电平信号在高速模式下传输,以突发模式传递数据。对于控制命令的传输,可 以预见低功率信号模式。规格未提及每条线路的固定最大数据速率,但表示范围介于 80到1500 Mbit/s之间。如果需要更高的数据速率,则必须增加差分数据对的数量。

图94显示了MIPI D-PHY信号线上线路电平的示例。信号的红色部分显示高速数据突发,而蓝色部分显示低功率信号事件。

多媒体接口



图94 | MIPI D-PHY的线路电平

表28列出了线路状态。数据线路可在高速模式或低功率模式下运行。高速数据传输 以停止状态LP-11开始和停止,该状态是差分对的两条线路上的单端高态。

对于高速运行,要发送的序列为LP-11(停止)、LP-01(高速请求)、LP-00(桥 接),在收到停止命令之前,接口始终保持在高速模式下。控制模式是接口的默认状 态,而Escape模式可通过在控制模式中发送的请求进入。

表28: MIPI D-PHY线路状态列表

状态	线路电	线路电压电平		低」	功率
代码	Dp-线	Dn-线	突发模式	控制模式	Escape模式
HS-0	HS低	HS高	差分-0	不适用	不适用
HS-1	HS高	HS低	差分-1	不适用	不适用
LP-00	LP低	LP低	不适用	桥接	空间
LP-01	LP低	LP高	不适用	HS-请求	标记-0
LP-10	LP高	LP低	不适用	LS-请求	标记-1
LP-11	LP高	LP高	不适用	停止	不适用

如表29所示,在发射器端,低功率模式下,高态VOH中的最大输出电压为1.3 V,而低态VOL的最小电平为-50 mV。

表29: 低功率模式的发射器直流特性

参数	描述	最小值	标称值	最大值
V _{OH}	高态输出电平	1.1 V	1.2 V	1.3 V
V _{OL}	低态输出电平	-50 mV	0 mV	50 mV

在接收器端,低功率模式下,逻辑高态VIH的最小输入电压为880 mV。如表30所示,逻辑低态的输入电平必须保持在330 mV以下。

表30: 低功率模式的接收器直流特性

参数	描述	最小值	标称值	最大值
V _{IH}	高态输入电平	880 mV	-	-
V _{IL}	低态输入电平	-	-	300 mV

表31列出了最重要的发射器直流特性。差分线路的标称共模电压为200 mV,并与具有100 mV单端摆幅的HS信号叠加,即200 mV标称差分摆幅。

多媒体接口

更快数 刊同步

表31: 高速发射器直流特性

参数	描述	最小值	标称值	最大值
V _{CMTX}	HS发射器静态共模电压	150 mV	200 mV	250 mV
V _{DD}	HS发射器差分电压	140 mV	200 mV	270 mV
V _{OHHS}	HS输出高电平电压	-	-	360 mV
Z _{OS}	单端输出电阻	40Ω	50Ω	62.5Ω
ΔZ _{OS}	单端输出电阻不匹配	_	_	10%

如图32所示,在接收器端,对于逻辑高态或低态,至少需要超出差分电压阈值的+/-70mV。

表32: 高速接收器直流特性

参数	描述	最小值	标称值	最大值
V _{CMRX}	共模电压HS接收模式	70 mV	-	330 mV
V _{IDTH}	差分输入高态阈值	-	-	70 mV
VIDTL	差分输入低态阈值	-70 mV	-	-
V _{IHHS}	单端输入高压	-	-	460 mV
V _{ILHS}	单端输入低压	-40 mV	-	-
Z _{ID}	差分输入阻抗	80Ω	100Ω	125Ω

9.3.2 MIPI M-PHY

MIPI M-PHY [36]是MIPI D-PHY标准的后续。该标准解决了人们对于每条线路更快数 据速率、更高功效和更大灵活性的不断增长的需求。该标准在主从设备之间使用同步 连接。时钟信号通过时钟PLL生成,因此,与D-PHY接口不同,没有专门从主设备发 出的时钟信号。

图95提供了MIPI M-PHY接口的示例,其中单向线路被用作数据连接。每条线路将 M-TX发射器模块连接至MN-RX接收器模块。要获得更高数据速率,可在两个方向上 预备多条线路。



图95 | 线路结构的MIPI M-PHY示例

数据在采用8b10b编码的HS模式下以HS突发状态传输,并提供NRZ信号传输中的信 号线。这里有两个系列被每一耦合以GEAR表示的相关数据速率定义。表33列出了 支持的不同数据速率,简要概述了HDMI的各种版本,并包含最大像素速率,以及 最大时钟速率和TMDS位速率。该表还列出了消费电子应用的最大屏幕分辨率,以及 支持。
A系列速率(Mbit/s)	B系列速率(Mbit/s)	高速GEAR	
1248	1457.6	HS-G1 (A/B)	
2496	2915.2	HS-G2 (A/B)	
4992	5830.4	HS-G3 (A/B)	
9984	11680.8	HS-G4 (A/B)	

图96显示了MIPI M-PHY的端接机制。TX驱动器将其中一条差分线路切换至接地,将 另一条线路切换到V_{LD},这具体取决于差分线路状态。每个驱动器输出带有一个连接 至输出信号线的串联电阻R_{SE_TX}。40 Ω是R_{SE_TX}的最小值,最大允许值为60 Ω。接收 器端RX只在高速模式(HS模式)下需要端接。



图96 | MIPI M-PHY端接机制

图97显示了GEAR 3和GEAR 4中高速模式的发射器端MIPI M-PHY眼图。眼高度最低为 80 mV。在GEAR 3中,临时眼宽度必须为0.55单位间隔,在GEAR 4中必须为0.5单位 间隔。表34列出了这些关键参数。



图97 | HS模式GEAR 3和4的M-PHY TX眼图

表34: 高速GEAR 3和GEAR 4电气TX关键参数

参数	值	描述
Vdif_ac_hs_g3/4_tx	40 mV,最小值	HS-G3/4中的差分TX交流电压
V _{DIF_AC_HS_G4_TX}	40 mV,最小值	HS-G4中的差分TX交流电压
T _{EYE_HS_G3_TX}	0.55单位间隔(UI)	HS-G3中的发射器眼张开宽度
T _{EYE_HS_G4_TX}	0.5单位间隔(UI)	HS-G4中的发射器眼张开宽度

9

多媒体接口

ESD应用手册 — 汽车版

接收器端眼图与发射器端眼图类似。要获得MIPI M-PHY高速GEAR 4的最高数据速 度,眼高度应与发射器眼高度相同。它是V_{DIFACHS}的两倍,相当于最低要求40 mV。 张开的眼宽度T_{FYF HS G4 RX}定义为1 — TJ_{RX}(以单位间隔测量)。TJ_{RX}低于或等于 GEAR 4的0.52单位间隔。这表示,作为最低要求,在时间方向上,张开的眼宽度为 0.48单位间隔。

9.3.3 MIPI C-PHY

不同于传统差分数据线路, MIPI C-PHY [37]使用三条数据线, 而非两条数据线。因 此,无需用于组成两条平行的标准差分线路的4条信号线,即可实现更高数据速 率。MIPI C-PHY可达到每符号2.28位。对于低功率模式与高速模式之间的转换,该标 准与MIPI D-PHY有一些相似之处。与D-PHY标准不同的是,不提供单独的时钟通道。 线路上的信号电压组合因符号而异。由于每个符号后都会进行转换,因此重新生成时 钟信号变得相对简单。

最大符号速率为3 GSps(每秒十亿个符号)。在选择ESD保护器件时,需要考虑该频 谱的这种相关符号速率。1.5 GHz是高速模式下基波的最高频率。

在表35中,A、B和C信号线的三列里显示了线幅度的信号电压,另外还列出了接收器 差分输入电压A-B、B-C和C-A,并在左侧三列显示了相关的数字输出级。对于三条线, 线路电压为0.25 V、0.5 V和0.75 V的组合。在每个态+x、-x、+y、-y、+z或-z中,对 应3个电压差异的总和为0。对于接收器的数字输出,正差异与数字高态相对应。

表35: 六个C-PHY线路态的信号电压和差分电压

线太		线幅度			接收器差分输入电压			接收器数字输出		
纪心	А	В	С	A-B	B-C	C-A	Rx-AB	RX-BC	RX-CA	
+x	3/4 V	1/4V	1/2 V	+1/2V	-1/4 V	-1/4 V	1	0	0	
-x	1/4 V	3/4V	1/2 V	-1/2 V	+1/4V	+1/4V	0	1	1	
+y	1/2 V	3/4V	1/4 V	-1/4V	+1/2 V	-1/4 V	0	1	0	
—у	1/2 V	1/4 V	3/4 V	+1/4 V	-1/2 V	+1/4V	1	0	1	
+z	1/4 V	1/2 V	3/4 V	-1/4V	-1/4 V	+1/2 V	0	0	1	
-z	3/4 V	1/2 V	1/4V	+1/4V	+1/4V	-1/2 V	1	1	0	

图98显示了如何实现这六个线路态,以达到表35中所列的信号线电压。在发射器 端,线路可通过上拉(PU)或下拉(PD)开关FET切换到驱动器电压V+或经由50Ω端接接 地。再加上两个比较器输入之间的2 × 50 Ω接收器端接,+/-1/4 V和+/-3/4 V的电 压电平由此就生成了。例如,在线态+x中,驱动器电压+V通过开关PU A经由50 Ω电 阻切换到A线路。比较器RX AB的正输入连接到一个由此50 Ω PU、比较器输入之间 的100 Ω以及来自接地开关PD B的50 Ω PD电阻创建的分频器。因此,A信号线上的 电平为3/4 +V。带有100 Ω PU和PD电阻与开关FET的第二个级为信号线产生1/2 +V电 压。例如,在C信号线的+x态中,可以看到这一点。

如果+V连接到线路A(经由PU A)并且在线路B (PD B)接至地的开关是处于激活的 状态下,则+x态也被称为A到B。要获得相反的极性,-x态可以指定B到A。相应接收 器,在所讨论示例中为RX AB,接收器差异为+1/2 +V或-1/2 +V。这便是正极性或负 极性的背景信息,如图97中的左右两侧所示。对于第二行的两种v态,可为线B和C应 用相同系统,极性体现在RX BC输入的差异极性中。



图98 | 带有驱动器和接收器端结构的标称条件下的六种C-PHY线态

在这六种可能的态中,共有五种可能的态间转换。这些转换如图**99**所示。与图98相同,态分为内圈中的正极性和负极性,以及内圈外的负态。



图99 | 所有六种MIPI态与所有可能的五种转换

对于六种线态之间的转换,传输的每个符号用3位数字代表,值包括000、001、 010、011和100。这些值显示为蓝色,标在转换箭头上。C-PHY定义了三个态变化参数,分别为反转、旋转和极性,用三位转换值表示。

最低有效位指示极性变化,因此在图表中表示为从浅灰色区域转换到深灰色区域,或 相反方向。在表示线态的图表中,次有效位指示旋转方向。如果顺时针旋转(在图表 中显示为CW),则位设为1,如果是逆时针方向(CCW),则为0。最后,最高有效位 表示极性中相同态的反转。例如,从+x态变为-x态,或反之亦然。反转转换用值100 表示。极性变化和旋转位表示为0。

表36显示了所有五种转换,其中左列的符号值以时间间隔N-1从每种线态转换为任何 其他当前态。右列表示根据旋转方向、极性变化和反转情况,哪些因素可分配给每个 转换,另外也表示为C-PHY标准中的同相。

表36:从先前态转换为当前态

符号		先前线态,间隔N-1					转换因麦的描述
输入值	+x	-x	+y	-у	+z	-z	和区域和加速在
000	+z	-z	+x	-x	+y	-у	CCW旋转,极性相同
001	-z	+z	-x	+x	—у	+y	CCW旋转,极性相反
010	+y	—у	+z	-z	+x	-x	CW旋转,极性相同
011	—у	+y	-z	+z	-x	+x	CW旋转,极性相反
1xx	-x	+x	—у	+y	-z	+z	同相,极性相反

图100显示了高速模式下MIPI C-PHY的接收器眼图。眼高度必须至少为80 mV,该值 是差分接收器V_{IDTH}阈值电压的两倍。眼宽度T_{EYE_WIDTH_RX}至少为0.5单位间隔。

一条线路上的最大信号电压可为1.35 V,这与LP模式相关。



图100 | MIPI C-PHY的高速模式接收器眼图

图101提供C-PHY接口的眼图测量示例。信号显示电压电平"强0"和"强1"以及 "弱0"和"弱1",与表35相对应。测试示波器在张开的眼后面的右侧零交叉点被 触发。



图101 | MIPI C-PHY的眼图测量

9.4 天线接口

射频天线是电磁波和电流之间的接口。无论天线是否处于接收或者传输状态,为了维 持最佳传输或接收性能,添加到天线系统的任何器件都不得干扰信号。汽车应用中, 天线无处不在。如今最常见的是NFC、数字收音机、5G和GPS。此外,还有用于无钥 匙门禁和V2X通信的天线。

如果电线是可拆卸的,或者如果需要工厂编程和调谐,则使用天线连接器。这些连接 器为ESD放电提供系统接入点。虽然天线有时看起来可能完全隐藏,但许多时候仍然 需要使用内部天线连接器。在设备组装过程中,这些内部天线连接器可能会遇到ESD 放电。



图102 | 可拆除的天线

如果天线终端发生ESD事件,会对敏感的电路造成严重损坏。因此,强烈建议提供外 部ESD保护,以实现良好的ESD稳健性。

图102显示了可拆卸天线的母型连接器接口。图103给出了一个内部天线触点的示 例,可与另一个电路板相互连接,该示例常见于许多智能手机应用。内部天线终端如 图104所示。



图103 | 内部天线触点



图104 | 内部天线终端

Nexperia | 设计工程师指南

使用TVS二极管 实现供电线路保护

154

ESD应用手册 — 汽车版

10

使用TVS二极管实现供电线路保护

10.2 TVS操作 只要受保护线路上的电压低于TVS二极管的击穿电压,它就不会作出反应。一旦线路 上的电压达到保护器件的击穿电压时,将开始将电流导向地面,这导致电压被限制为 V_{CL} 。根据TVS保护器件的基本参数(主要是击穿电压 V_{br} 和动态电阻 R_{dyn} ——详情请参 见第2章),脉冲峰值电流的钳位电压可根据以下公式计算得出 $V_{CL} = I_{PP} \cdot R_{dyn} + V_{BR}$

V_{CL}的电压越低,对系统的保护越好。因此,低R_{dyn}对于良好的TVS器件至关重要。很 多时候,将总功耗作为选择标准。但是,应该注意不要只看这个参数,因为它与钳位 电压有关:

 $P_{tot} = I_{PPM} \cdot V_{CL} = I^2_{PPM} \cdot R_{dyn} + I_{PPM} \cdot V_{BR}$

获得良好的保护行为需要更低的R_{dyn},这会导致较低的P_{tot}。不应当只比较P_{tot},而应 该将最大电流乘以击穿电压I_{PPM}·V_{BR}。

10.3 双向和单向TVS

汽车板网上的浪涌脉冲可能为正也可能为负,因此经常需要使用双向器件。但是, 结合适当的反向极性保护,可以使用单向TVS器件。图105显示了双向和单向TVS的 正脉冲和负脉冲的不同工作模式。

双向意味着在两个方向上都有可能击穿。单向器件需要放在反向极性保护的后面,以符合ISO16750-2的要求。正脉冲通过反向极性保护,并流经TVS接地。负脉冲以正向流经TVS。反向极性保护会阻断电压或发生雪崩。特别是对于使用具有高额定电压的PN整流器的低成本实现,单向TVS是一种出色的解决方案。但是,结合强大的肖特基或基于MOSFET的反向极性保护,也可以使用单向TVS。在任何情况下,它都需要能耐受或承受最坏情况下的负脉冲。通常,考虑使用–150 V的ISO7637-2脉冲3a。

瞬时电压抑制器(TVS)可保护信号线或电源线(而不是数据线)等连接,防止过压。应用 于连接到敏感元件(例如,高度集成的SoC)的信号线或电源线时,有害的过压可通 过保护器件放电。与外部ESD保护器件相比,TVS保护器件可耐受明显更高的浪涌脉 冲,但通常寄生电容过高,不适合用于数据线上。

大电流浪涌脉冲的来源有很多。汽车电子模块的电路板上的浪涌事件可以来自板内部 (感性负载开关或点火),也可以来自外部事件(如雷电脉冲的耦合能量)。在组装 或维修期间,信号和传感器会受到高能量脉冲耦合和充电电缆浪涌事件的影响。当将 模块连接到汽车而未提前连接GND时,先连接的电缆总是存在受浪涌影响的风险。 对于USB和诊断接口等多媒体接口,来自充电电缆的浪涌事件也是可预期的。

Nexperia术语注明了ESD保护产品和TVS产品之间的区别。具体而言,TVS保护器件 (或PTVS)可耐受因大电流浪涌脉冲造成的格外更高的能量,旨在应用于电源线。 在文献中,通常这两种保护器件都被归类为TVS,其他保护器件供应商也可能存在这 种情况。

10.1 脉冲标准

根据脉冲源的不同,可能会产生不同的脉冲波形(即,脉冲长度和上升/下降时间) 和能量。第3.4和3.5节介绍了常见的浪涌脉冲标准。

值得一提的是,虽然IEC 61000-4-5等标准旨在描述雷击对电源线的直接或间接影响, 但通过这个标准测试的器件不会受到这些事件的影响。测试方法用于表征器件所承受 包含相似能量且具有相似脉冲波形的其他事件的稳健性。

对于车载12 V板网,ISO7637-2和ISO16750-2描述了需要考虑的各种脉冲和条件。 这些要求旨在检查ECU是否符合一般要求。但是,诸如ISO7637-2脉冲1、2a、 2b、3a、3b和ISO16750-2§4.6.4(抛负载)之类的瞬态脉冲测试通常应用于单个 TVS器件。 **Nexperia** | 设计工程师指南







图105 | 双向(上方)和单向(中间和下方)TVS的正负脉冲电流





SEED — 系统级ESD事件的建模

10

11

系统级ESD事件的建模

SEED

通常,使用两种类型的模型来实现SEED模型:一类是等效电路模型(用于无源 器件)、ESD生成器模型或TLP模型等;而另一类是行为模型,用来建模非线性器件 或系统,同时可免除复杂的物理过程描述。此外,还可以添加分立器件、散射参数模 块或传输线模型来描述信号线的特性。

11.1 系统故障场景

发生ESD事件时,外部ESD保护器件应能够保护整个系统。这不仅包括系统IC,还包括放置在信号走线上的敏感无源器件。为了实现这一点,所使用的保护器件应当在两个方面都表现出色。它应能非常快速地导通,并具有尽可能低的导通电阻(也标记为动态电阻)。而且,其寄生电感(由于引线键合和金属化触点)应尽可能低。最终,ESD保护器件的参数和信号走线及IC内部ESD保护参数共同定义了整个系统的ESD稳健性。现在,我们将讨论两种不同的故障场景。

场景1—非常敏感的栅极氧化物

第一种场景描述了在进入ESD脉冲的前几纳秒内,电压过冲会损坏MOSFET晶体管中 敏感的栅极氧化物的情况。由于栅极氧化物极为敏感而发生故障场景。汽车应用中, 这种故障在多媒体和高速SerDes接口中比在经典IVN中更容易发生。图107显示了 一个示例,在I/O引脚上发生的动态电压过冲超过了IC最大允许压降的限值。红色曲 线表示外部ESD保护器件上的相应压降。

如今,电子系统的设计师和制造商面临的主要挑战之一是将满足客户需求的广泛应用 功能与防止静电放电(ESD)事件方面的可持续性相结合。这些事件可能会在现场发生 并导致系统故障,从而导致短期系统故障(软故障),甚至引起系统芯片(SoC或 IC)功能的物理退化,导致所谓的硬故障。

高效的系统级ESD设计(SEED)方法可用于支持工程师对电子系统的建模以及仿真其在 ESD条件下的行为。瞬态系统分析可用于在开发阶段预测系统级ESD稳健性,并有助 于最大限度地缩短长开发周期。这为减少新的ESD保护器件和系统ESD保护解决方案 的费用并缩短上市时间提供了机会[38-42]。

其中的挑战是无法为系统的不同部件提供合适的模型,而这是SEED仿真所必需的。典型的系统(参见图106)由SoC或IC组成,它们是需要保护以免遭ESD损害的主要器件。由于IC的内部ESD保护电路只能在制造和运输过程中提供合理的ESD安全,因此需要采用外部ESD保护解决方案。在此处,我们可以看到一个外部ESD器件连接到系统插座引脚附近的信号走线。在本示例中,可以利用信号走线寄生效应以及位于其上的分立器件的优势来提高ESD器件的ESD性能,从而提高整体的系统级ESD稳健性。



图106 | 系统等效电路简化示例,由IC的外部ESD保护器件、信号走线寄生效应和轨至轨内部ESD保护 组成。系统的动态参数和准静态参数分别用棕色框和橙色框标记。

系统级ESD事件的建模

SEED

11



图107 | 时域电压评估: 蓝色曲线表示IC内部I/O引脚上的电压过冲,红色曲线表示外部ESD保护器件上的压降,黑色虚线定义了IC的绝对电压限值

影响动态过冲进一步向系统中分布的因素有两个。第一个因素是外部ESD保护器件的 导通特性,也称为电导率调制[14]及其寄生电感。第二个因素是系统中构成分压器的 寄生电感比值Vprot/(Vtrace + Vic)。因此,正确建模进入ESD脉冲上升沿时器件或系 统的反应,对于正确表示ESD事件期间的系统级动态特性至关重要。通过在仿真中加 入集总元件,可以使感性特性的建模更为容易。然而,对外部ESD保护器件的导通行 为进行建模是一个挑战,对带回弹的保护器件来说更是如此。

场景2 — IC内部功耗

在第二种场景中,由于流过IC内部ESD保护器件的电流较大,因此该系统容易受到IC 内部高功耗的影响。随后会导致热系统损伤,称为EOS。在这种情况下,系统电阻比 值Rprot/(Rb+Rs)定义了流入IC的残余电流的大小。图108显示了IC内部ESD保护内部 的残余电流(蓝色曲线)以及外部ESD保护器件的电流(红色曲线)。



图108 | 时域电流评估:蓝色曲线表示流过IC内部ESD保护的残余电流,红色曲线表示流过外部ESD保 护器件的电流,黑色虚线定义了稳态条件下的IC电流限值

11.2 带回弹的ESD保护器件的建模

从所讨论的两种故障场景来看,为了对系统进行精确的瞬态分析,ESD保护器件的 SEED模型应同时考虑准静态特性和动态特性。我们将讨论两种不同的建模方法: 准静态和动态。

11.2.1 带回弹的准静态模型

图109说明了通常用SPICE模型实现的小信号模型,以及带回弹的外部ESD保护器件的 大电流模型。准静态模型的思想是将这些模型组合为一个模型,并通过从触发点Vt到 Vh的转换进行扩展。

SEED

11



图110 | 使用TLP测量方法调整ESD保护器件行为模型,获取DUT的时域I-V特性的原理

最后,对所有在时间窗70 ns至90 ns内评估的电流和电压时域曲线取平均值并进行汇 总,以描述DUT的I-V特性。然后,即可将提取的I-V曲线用作调整ESD保护器件的准静 态和动态行为模型的基础。

在VerilogA中的实施

VerilogA是众所周知的模拟电路硬件编程语言,它使用Verilog-AMS(模拟混合信 号)的精简指令集。VerilogA可用于实现物理复杂的电子器件的行为模型,例如带回 弹的ESD保护器件,这通常是基于二极管、晶体管或SCR等先进技术的组合。

准静态行为通过定义IV曲线中拐点的I和V变量组进行建模。设置这些变量是为了定义 器件工作方式的边界,例如回弹器件的Vt1、lt1触发点以及两者之间的边界,以提高 模型的准确性。

通过调整这些变量可以轻松实现模型的校准。从一个拐点到另一拐点的转换将借助 verilogA代码中定义的线性或非线性函数来描述。图111显示了总体思路,即如何借 助VerilogA使用一组I-V变量对I-V曲线进行细分和建模。

11

1.0



图109 | 上方的图形显示了带回弹的外部ESD保护器件的小信号建模结果,而下方的图形则显示了大电 流模型

使用TLP测量方法可以获取描述器件准静态行为所必需的I-V数据[43]。图110的原理 图显示了如何捕获通过施加脉冲幅度和恒定上升时间的变化所获得的器件在时域上的 电流和电压特性。

电压(V)

Vh5, Ih5

在大电流下通过多个 拐点提高精度

🕤 Vt1. lt1

Vrev Irev

Vh4. lh4

Vh3. Ih3

导通

Vh2, Ih2

Vh, Ih

迟滞

(关断)

031563



VerilogA模型的另一个优点是它也可以嵌入至其他仿真程序(如ADS)中,并用于系统级瞬变分析。通过添加其他分离器件,可以进一步扩展模型本身。添加电感将使纯准静态模型变为半动态模型,不过只能部分反映建模器件的电感电压过冲,因为未在此处实施回弹延迟。

因此,为了正确捕获所有动态效应,需要完整的动态模型。这也消除了在VerilogA中与回弹过程中的陡峭斜率有关的一些收敛问题,因此可以更精确地分析进入稳态之前的快速瞬变ESD事件。

实施示例: 带回弹的双向ESD保护器件



/

Riesk

图111 | 带回弹的单向ESD保护器件的准静态I-V曲线模型显示了设置在拐点中的变量组,这些拐点负 责调节模型工作方式

电流(A)

Von, Ion

此外,需要在模型中实现在关断器件过程中出现的迟滞行为。在这种情况下,模型将 遵循另一个IV曲线定义。可防止根据初始IV曲线过渡而发生的非物理性过冲。图112 显示了这种差异。



图112 | 左边的图形显示了在回弹ESD保护器件关断期间的非物理性电压过冲。右边图形中的峰值已通 过迟滞特性的实施进行了补偿

11.2.2 带回弹的ESD保护器件的动态模型

11

系统级ESD事件的建模

SEED

行为动态模型的目标是扩展具有给定ESD保护器件动态特性的准静态模型,以对 SEED进行完整的系统级瞬态分析。这意味着需要在两个不同的时间范围内分析器件 对注入的ESD脉冲的反应。第一个范围反映了注入ESD脉冲上升沿的电流变化率(dl/ dt)对器件行为的影响,反映器件在最初几纳秒内的特性。第二个范围与器件的稳态 条件有关,反映到时间窗70至90 ns间。下面讨论带回弹的ESD保护器件动态模型的 工作机制、效果以及实现方法。

首先考虑准静态行为,图113显示了带回弹的ESD保护器件的典型I-V曲线,包括四个 相关的工作区域。



图113 | 带回弹的ESD保护器件的准静态I-V曲线,包括四个工作区域: 泄漏、回弹、线性和非线性

第一个区域是泄漏区域。在这个区域中,器件特性可以使用基于SPICE的模型近似为 小信号器件特性。然而,由于信号完整性不是瞬态ESD分析的直接重点,通过添加电 阻和用Vbr定义击穿电压,简单地近似泄漏电流就足够了。第二个区域是回弹区域。 在这个区域中,触发电压点由Vt定义,在该点上会发生向保持电压Vh的回弹。第三 个区域是线性区域。该区域由恒定的电阻值定义。最后一个区域是非线性区域。由于 器件的自发热,可以观察到I-V曲线的弯曲。为了表达这种特性,将添加额外的电 阻。通过TLP获得模型调整所需的准静态I-V曲线。在这种情况下,将取时间窗70 ns 至90 ns间的电压和电流平均值。

parameter real Vh5=727 from (0:inf); real Ion; real Irev: real Rdyn; real vout; real Iin; integer state; analog begin @(initial step) begin state = 1; Ion = -Von/Rleak; Irev = Vrev/Rleak; Rdyn = Vh2/Ih2;end Iin = I(anode,cathode); @(cross(Iin-Irev,1)) state=1; @(cross(Iin-Ih,-1)) state=-1; vout = -Von+(Iin-Ion)*Ron; if (Iin>Ion) vout = Iin*Rleak; if (state>0) begin if (Iin>Irev) vout = Vrev + (Iin-Irev)*(Vtl-Vrev)/(Itl-Irev); if (Iin>It1) vout = Vt1 + (Iin-It1)*(Vh-Vt1)/(Ih-It1); if (Iin>Ih) vout = Vh + (Iin-Ih)*Rdyn; if (Iin>Ih2) vout = Vh + (Iin-Ih)*Rdyn + (Iin-Ih2)*(Vh3/ Ih2)*(1-limexp((Ih2-Iin)/Ih2)); if (Iin>Ih3) vout = Vh + (Iin-Ih)*Rdyn + (Iin-Ih2)*(Vh3/ Ih2)*(1-limexp((Ih2-Iin)/Ih2)) + (Iin-Ih3)*(Vh4/Ih3)*(1-limexp((Ih3-Iin)/Ih3)); if (Iin>Ih4) vout = Vh + (Iin-Ih)*Rdyn + (Iin-Ih2)*(Vh3/ Ih2)*(1-limexp((Ih2-Iin)/Ih2)) + (Iin-Ih3)*(Vh4/Ih3)*(1-limexp((Ih3-Iin)/Ih3)) + (Iin-Ih4)*(Vh5/Ih4)*(1-limexp((Ih4-Iin)/Ih4)); end if (state<0) begin if (lin>Irev) vout = Vh + (lin-lh)*Rdyn; end V(anode,cathode) <+ vout;</pre> end endmodule module PESD3V3Z1BSF QSTM M2(cathode, anode); 在此,使用的代码与模块"PESD3V3Z1BSF QSTM M1"的相同。为了描述带回弹的双向ESD保 护器件的非对称I-V曲线,应为模块M2的参数分配不同的值。对于对称情况,所有参数值都应保 存在模块M1中。

parameter real Ih4=35 from (0:inf);

endmodule

//*****

图114显示了基于[43]中描述的工作,在ADS中实现动态模型的示例。



图114 | 带回弹的ESD保护器件在ADS中实现的SEED动态模型电路,包括完整的准静态和动态工作状态,没有回弹延迟

在此模型中,器件的泄漏区域和线性区域由SPICE模型参数定义。回弹区域和非线性 区域借助电压控制开关实现。每个开关代表依赖于电压的电阻变化。电压控制电压源 (VCVS)与电阻和电容同属一个控制单元,用于控制这些开关。电流反馈回路使用电流 控制电流源(CCCS)实现,它是实现回弹行为模型的重要组成部分,因为它可以通过将 电流反馈回控制单元,使所有开关保持在预定位置,即使在达到器件的触发电压点并 且VCVS不再能够将初始电压电平传输到控制单元的电容之后,也是如此。

图115演示了一个发生回弹之后的电流示例,模型已经工作于线性区域。图片中的橙 色箭头表示在这段时间内的电流流动情况。



图115 | 带回弹的ESD保护器件无回弹延迟,在稳态条件的线性工作区域中的动态模型电流

接下来需要考虑动态特性。图116显示了典型的Imax-Vmax曲线,该曲线由带回弹的 ESD保护器件的TLP测量最大值生成,包括会导致器件电压过冲的两个效应:电感 (LProt)和电导率调制(CM)[14]。



图116 | 带回弹的ESD保护器件的动态I-V曲线,包括两个效应: 电感(LProt)过冲和电导率调制(CM)过冲

ESD应用手册 — 汽车版

第一个效应与器件的寄生电感有关。借助集总元件,可以在模型中轻松实现这种寄生 电感。在这种情况下,电感过冲根据LProt * dl/dt建模。LProt的值可以由vfTLP数据 估算出来,也可以用网络分析仪进行测量。所获得的LProt值通常与考虑信号完整性 的寄生电感不同。

第二个效应描述了器件的电导率调制,这与器件的导通特性有关。根据所使用的技术,此效应可能会或多或少表现更强一些,从而影响总电压过冲。为了模拟器件在导通行为期间的电阻变化,使用一个RC网络,请参见图114中的R(VCVS的参数)和开关控制单元的电容C。根据注入ESD脉冲和RC值的dl/dt,可以对ESD保护器件的过冲进行建模。

图117显示了电感电压过冲和CM电压过冲的动态瞬态仿真示例。其中,每条曲线代 表对电流幅度不同而上升时间恒定的TLP脉冲的模型反应。



图117 | 电感电压过充和电导调制电压过冲的时域曲线,其建模采用动态建模方法,通过应用上升时间恒定而电流幅度不同的TLP,无回弹延迟

尽管此模型可以较好地复制动态行为,但应考虑一个附加影响,并将其包括在模型实现中。此效应与转换延迟相关,即根据施加的ESD脉冲电流水平,从触发点回弹前的电压到回弹后的电压水平的延迟。在模型中,回弹延迟可防止在达到CM峰值后的电压骤降。在这里,当将器件两端的电压保持在接近触发电压的水平并令其缓慢降低时,电流已经开始流过器件。只有在这种情况下,才能同时对CM过充和电感过冲进行正确建模。图118显示了将回弹延迟添加到模型电路中后,电感电压过充和CM电压过冲的仿真结果。



图118 | 电感电压过充和电导调制电压过冲的时域曲线,其建模采用动态建模方法,通过应用上升时 间恒定而电流幅度不同的TLP,使用回弹延迟

系统级ESD事件的建模

SEED

11

这可以通过使用带有电流环路的附加CCCS和另一个开关来实现,它定义了开关控制 单元电容C的充电速度,并在电流反馈环路上延迟了整个电流转换。图119显示了该 模型的完整版本。



图119 | 带回弹的ESD保护器件在ADS中实现的SEED动态模型电路(包括回弹延迟部分),包括完整的准静态和动态工作状态

最后非常重要的一点是,该模型可用于双向设置。该模型代表一个带回弹的双向ESD 保护器件的特性,可以使用专用变量集对两个方向分别进行调整。根据输入ESD脉冲 幅度的符号,对VCVS和CCCS模块以及开关进行编程,可以实现此性能。反向或" 负"线性区域是通过添加第二个二极管SPICE模型来定义的,该模型反向并联连接到 专用于电流的"正"方向的二极管SPICE模型。因此,对于正和负ESD脉冲,此动态 模型可以涵盖两种模型操作模式。模型操作模式的改变由模型变量Vpulse控制,可以 在仿真过程对该值进行分配: ">0"代表正ESD脉冲, "<0"代表负ESD脉冲。为了 使模型正常工作,应始终将模型的Pin1 (P1)用作信号引脚,并将Pin2 (P2)连接至 GND。

11.3 共模扼流圈(CMC)模式

共模扼流圈(CMC)主要用于抑制输入信号共模噪声的系统。但有时,其隐藏优势体现 在对ESD脉冲的抑制上,该脉冲会损害系统性能并导致系统故障甚至性能下降。由于 单独使用CMC通常不足以保证出色的系统级ESD稳健性,因此通常建议与ESD保护器 件组合使用。这种共生组合可以充分提高系统的最终ESD稳健性。

通常,将获得散射参数来表征和建模CMC行为。但是,当使用带铁氧体磁芯的CMC 时会出现问题。此时,饱和状态之类的效应起到主要作用,因为流经CMC的电流不 会再被抑制。为了将此效应考虑在内并捕获其动态特性(反映为由于CMC导通而引 起的电流过冲),需要一个超越小信号范围的合适模型。图120展示了扩展CMC模型 的建模结果,该模型基于第11.2.2节中描述的自适应动态建模方法,包含CMC的散射 参数。



图120 | CMC模型的仿真结果与代表动态(I)、准静态小信号(II)以及准静态饱和(III)工作区域的测量结果 进行比较

时域中的电压和电流曲线评估确定了两种工作状态:动态和准静态。CMC的动态特性通过电压的上升沿和相应的电流峰值(I)来反映。CMC在此用作电感。CMC的准静态特性可以进一步细分为两个区域:小信号(II),其中CMC转换第二个线圈的开路状态,阻止电流流过第一个线圈并将电压保持在恒定水平;饱和区(III),此刻能量不再存储在CMC中,其特性开始转变为电阻,从而电流开始流动,电压急剧下降。

11.4 ESD生成器模型

为了在ESD事件期间对建模的系统特性进行瞬态分析,需要一个ESD脉冲模型。ESD 生成器用于复制可能在现场发生的ESD事件。因此,为了准确评估系统级性能,将在 SEED中使用ESD生成器模型。图121演示了如何以等效电路的形式实现ESD生成器模 型的示例。该模型基于[43-45]中提出和讨论的ESD生成器的建模解决方案。



图121 | 在ADS中实现的基于ESD生成器模型的等效电路

在将该模型用作系统级瞬态分析的激励之前,应首先根据所用ESD生成器的校准测量 结果进行调整。图122显示了时域电流仿真曲线和测量曲线的比较。测量曲线是根据 IEC61000-2-4标准中定义的设置获得的,其中1 kV ESD脉冲的注入在2 Ω Pellegrini标 靶中完成的。





SEED -

SEED

11

11.5 100BASE-T1仿真示例

开放技术联盟已经为100BASE-T1指定了ESD保护网络,并定义了测试外部ESD保护器件符合标准的程序,请参阅第7.4节。根据该规范,将ESD保护器件放置在CMC之前。这有助于更早地触发ESD保护器件,得益于CMC,这还可以保护位于信号走线上的无源器件不受ESD的影响。此外,由于外部ESD保护器件的位置,不必再规定其特性要适应IC的要求。这使得ESD保护器件或IC的初始选择以及以后的更换更加灵活且彼此独立。

为了预测系统的ESD稳健性,定义了*ESD放电电流测试*[32]。该测试确定了在ESD事件 期间流入系统IC的残余电流,并有助于确定用于保护100BASE-T1收发器的ESD保护 器件是否可以保证一定水平的ESD稳健性。为此,使用图123中所示的测试板执行 ESD枪测试。



图123 | ESD生成器的IEC脉冲注入到所述测试板的外部引脚中,导致外部ESD保护器件和IC之间的电流扩散,由此可以评估流入IC的残余电流

下一节将展示如何使用SEED方法对测试程序进行建模,以在仿真层面上预测ESD事件期间流入IC的电流,并得出有关整个系统ESD稳健性水平的结论,包括其无源器件的ESD保护。这里将介绍一般步骤,更多详情,请参阅论文"运用SEED设计方法,根据开放技术联盟100BASE-T1规范高效预测ESD放电电流"[40],该论文可访问Nexperia网站获得。

为了对100BASE-T1 ESD保护网络进行瞬态仿真,应首先为系统的每个部分建模。图 124概述了根据开放技术联盟规范,用于ESD放电电流测量参考电路的SEED模型的等 效电路框图,该电路类似于图123所示的PCB。



图124 | 根据开放技术联盟规范,用于ESD放电电流测量参考电路的SEED模型的等效电路框图

此处描述的每个方框代表一个针对SEED优化的模型。所有显示的模型可以归纳为三 种类型:等效电路模型(ESD枪)和以网络形式实施的两种模型,包括集总元件 (CMT、去耦电容和IC)与行为模型(ESD保护器件和CMC)。

为了保护系统免受ESD影响,ESD保护器件选用PESD2ETH1G-T。这里的挑战之一是 要确保所采用的ESD保护器件在CMC进入饱和模式之前触发,在该模式下,流入IC 的电流会迅速增加,有可能会损坏系统。为确保这一点,通过选择适当的ESD保护 器件和CMC器件组合,可以在ESD器件的触发点和CMC的饱和模式开始之间保持约 50%的安全裕量。图125描绘了CMC I-V曲线,包括所采用的ESD保护器件的触发点 Vt_ext_ESD。 Nexperia | 设计工程师指南

11

系统级ESD事件的建模

SEED

11



图125 | 通过TLP获得的CMC的I-V曲线显示了小信号区、饱和区和电阻工作区。外部ESD保护器件的 Vt_ext_ESD电压触发点表示与所使用的CMC器件饱和模式的起始点间约有50%的安全裕量。

PESD2ETH1G-T ESD保护器件的准静态行为和动态行为的相应仿真结果可以在图126 中观察到,其动态模型在本章前面已经讨论过,如图120所述。



图126 | 左图显示了PESD2ETH1G-T ESD保护器件的准静态I-V曲线的仿真结果,包括其导通区域的放 大图,右图给出了用I-Vmax曲线描述的动态特性概览 最后,将评估流入IC的残余电流。为此,将使用图124中描述的完整SEED模型。在 图127中,显示了流入IC的静态电流仿真结构与测量结果的比较。在此,向外部系统 引脚施加了4 kV的正向ESD生成器放电,并进行了评估。



图127 | 流入IC的残余电流的时域曲线测量结果与仿真结果的比较,重点关注动态(左图)行为和准静 态(右图)行为

两图均展示时域中得到的仿真电流曲线,同时显示了在IC I/O引脚处测得的电流。黄 红两色虚线分别展示了I级和II级JEDEC-HBM标准[15]的限制。所用SEED模型提供了 对测试系统的估算结果,预测值约比最大电流峰值高20%。但是,对于曲线的静态 部分,仿真则会低估测量值。

可以通过电磁耦合效应来解释在仿真结果与测量结果之间观察到的偏差,因为在实际 SEED模型中不会遇到这些效应,即与ESD生成器继电器的串扰或电磁辐射相关的效 应。在这种情况下,ESD枪与测试板器件(如电路板走线、CMT网络或CMC)之间的 耦合效应可能对IC I/O引脚上测得的最大电流造成破坏性的衰减。

为了尽量降低这些影响,可能需要额外做些工作,加强电路板对继电器直接冲击效应 的屏蔽性能;在本例中,ESD生成器尚未针对DUT进行屏蔽。同样,为了改善系统的 建模行为,可以将PCB的散射参数模型添加到SEED模型中。 尽管存在这些偏差,但事实证明,所提议的SEED模型是评估ESD条件下整体系统瞬 态响应的良好解决方案。此外,还可以运用该方法根据IEC61000-4-2 [6]预测系统级 ESD稳健性,根据JEDEC-HBM [15]要求评估IC稳健性。该方法还有助于研究系统和外 部ESD保护器件参数变化的影响,从而达到优化保护系统IC的目的,最大程度地减少 工程设计和验证时间。





不断提升的数据速率、连接性和ADAS将汽车接口推向由移动和计算行业正式主导的 领域。技术方面的挑战是如何在保持对汽车行业的EMC(尤其是ESD)的高要求的 同时实施这些系统。现在和未来的挑战与传统的ESD保护方法不同。对于传统接口, 可以直接获得现成的ESD保护器件,即可以某种方式发挥作用,而现代化接口需要 更多的系统知识和对ESD保护器件本身的理解,以选择合适的器件并提高系统级的 稳健性。

本手册介绍了ESD保护器件的特性以及系统级与器件特性测试的基础,以了解器件在 期望的系统操作中和ESD事件期间的行为。接下来的各章重点介绍了不同接口的物理 层属性、如何选择ESD保护器件以及可能的符合规范要求。最后一章介绍了SEED的 基础知识,并展示用于汽车接口的示例。

如本手册中的各种示例所示,没有一个适合所有情况的解决方案,本手册旨在为寻找 最佳选择提供指导。Nexperia为所有讨论的接口和应用提供了广泛的产品组合, 并正在不断开发新的尖端技术产品,以优化ESD保护的三大支柱因素:稳健性、信号 完整性和系统保护。如有任何疑问和建议,请随时与我们联系。

参考文献

总结

Nexperia, The Power MOSFET
 Application Handbook。
 曼彻斯特,英国: Nexperia, 2017年。
 ISBN: 978-0-9934854-1-1。

[2] Nexperia, *ESD Application Handbook*。 汉堡,德国: Nexperia, 2018年。 ISBN: 978-0-9934854-3-5。

[3] Nexperia, 功率MOSFET应用手册 (中文)。曼彻斯特,英国: Nexperia,
2018年。ISBN: 978-0-9934854-2-8。
[4] Nexperia, *ESD应用手册(中文)*。
曼彻斯特,英国: Nexperia, 2019年。
ISBN: 978-0-9934854-4-2。

[5] IEC 61000-4-5:2014。 "电磁兼容性
(EMC) - 第4-5部分:测试和测量技术 - 浪涌抗扰度测试。"日内瓦,瑞士:
国际电工委员会,2014年6月。

[6] IEC 61000-4-2:2008。"电磁兼容性 (EMC) – 第4-2部分:测试和测量技术 – 静电放电抗扰度测试。"日内瓦,瑞士: 国际电工委员会,2008年12月。

[7] G. Notermans等人, "为USB 3应用 设计板载ESD保护", 《IEEE Transactions on Device and Materials Reliability》,
第16卷,第4期,第504–512页,2016年 12月。 [8] Hans-Martin Ritter、Lars Koch、Mark Schneider和Guido Notermans,"单一 器件的空气放电测试",《IEEE EOS/ESD *Symposium proceedings*》, 2015年。 [9] ISO 7637-2:2011。"道路车辆 - 传导 和耦合引起的电气干扰-第2部分: 仅沿 电源线的电瞬态传导。"日内瓦,瑞士: 标准,国际标准化组织,2011年3月。 [10] ISO 16750-2:2012。"道路车辆-电气和电子设备的环境条件和测试 - 第2 部分: 电气负载", 日内瓦, 瑞士: 标 准,国际标准化组织,2012年11月。 [11] ANSI/ESD STM5.5.1-2016。"静电 放电敏感度测试 - 传输线路脉冲(TLP) -器件电平。"Rome,纽约州,美国: EOS/ESD协会,2017年1月。

[12] IEC 62615:2010。"静电放电敏感 度测试 – 传输线路脉冲(TLP) – 组件电 平。"日内瓦,瑞士:国际电工委员会, 2010年6月。

[13] ANSI/ESD SP5.5.2-2007。 "静电 放电敏感度测试 – 超快传输线路脉冲 (VF-TLP)-组件电平。" Rome,纽约州,
美国: EOS/ESD协会,2007年1月。 [14] Guido Notermans、Hans-Martin
Ritter、Steffen Holland、Dionyz Pogany,
"对ESD保护中的动态过冲建模",
《IEEE EOS/ESD Symposium》, 2018年,
和Steffen Holland、Guido Notermans、
Hans-Martin Ritter, "对带有固有掺杂区
的正向偏置pn结二极管的顺态电压过冲
建模",《IEEE EOS/ESD Symposium》,
2018年。

[15] 联合HBM工作组ESD协会与JEDEC 固态技术协会。"ANSI/ESDA/JEDEC JS-001.的用户指南。集成电路的人体模 型测试。"网址:www.jedec.org/sites/ default/files/JTR001-01-12%20Final. pdf[2018年6月4日],2010年4月。

[16] ISO 17987-1:2016。"道路车辆 – 局域互联网络(LIN) – 第1部分:基本信息 和用例定义。"日内瓦,瑞士:标准, 国际标准化组织,2016年8月。

[17] SAE J2602。"车辆应用的LIN网络。"宾夕法尼亚州,美国:国际汽车 工程师学会,2012年11月。

[18] ISO 11898-3:2006。"道路车辆 – 控制器局域网络(CAN) – 第3部分:低速、 容错的介质相关接口。"日内瓦,瑞士: 标准,国际标准化组织,2006年6月。 [19] SAE J2411。"车辆应用的单线CAN 网络。"宾夕法尼亚州,美国:国际汽 车工程师学会,2000年2月。

[20] ISO 11898-2:2016。"道路车辆 – 控制器局域网络(CAN) – 第2部分:高速 介质访问单元。"日内瓦,瑞士:标准, 国际标准化组织,2016年12月。

[21] ISO 11898-5:2007。"道路车辆 – 控制器局域网络(CAN) – 第5部分:带有 低功率模式的高速介质访问单元。" 日内瓦,瑞士:标准,国际标准化组 织,2007年6月。

[22] ISO 11898-6:2013。"道路车辆-控制器局域网络(CAN)-第6部分:带有 选择性唤醒功能的高速介质访问单 元。"日内瓦,瑞士:标准,国际标准 化组织,2013年11月。

[23] ISO 11898-1:2015。"道路车辆 – 控制器局域网络(CAN) – 第1部分:数据 链路层和物理信号。"日内瓦,瑞士: 标准,国际标准化组织,2015年12月。

[24] IEC 62228-3:2019。"集成电路-收发器的EMC评估-第3部分:CAN收发器。"日内瓦,瑞士:国际电工委员会,2019年3月。

[25] FORD EMC规范:EX-XW7T-1A278-	[33] 汽车SerDes联盟。
AC:器件和子系统的电磁兼容性。抗电	www.auto-serdes.org
压过载能力: CI 270	[34] MIPI联盟公司,"推动汽车行业发
[26] JLR EMC规范:EMC-CS-2010JLR	展:汽车领域的MIPI规范和MIPI A-PHY
v1.2:电气/电子器件和子系统的电磁兼	解决方案。"皮斯卡塔韦,新泽西州,
容性规范。抗电压过载能力:Cl 270	美国: MIPI联盟,2019年10月。
[27] FlexRay联盟。 "FlexRay通信系统: 协议规范,版本3.0.1"2010	[35] MIPI联盟公司, "D-PHY的MIPI联 盟规范(版本1.1)。"皮斯卡塔韦,
[28] ISO 17458-4:2013。"道路车辆 – FlexRay通信系统-第4部分:电气物理层	新泽西州,美国:MIPI联盟,2011年 11月。
规范。"日内瓦,瑞士:标准,国际标	[36] MIPI联盟公司,"M-PHY的MIPI
准化组织,2013年2月。	联盟规范(版本4)。"皮斯卡塔韦,
[29] FlexRay联盟。 "FlexRay通信系统:	新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年
电气物理层应用说明,版本3.0.1。"	4月。
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010	4月。 [37] MIPI联盟公司,"针对C-PHY的MIPI
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年 10月。
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年 10月。
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放	 4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分:
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放 技术联盟SIG,2017年12月	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分: 常见误解和推荐的基本方法。"阿灵顿, 带去尼亚州、美国:2011年1月
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放 技术联盟SIG,2017年12月 [32] 开放技术联盟SIG。	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国: MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分: 常见误解和推荐的基本方法。"阿灵顿, 弗吉尼亚州,美国:2011年1月。
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放 技术联盟SIG,2017年12月 [32] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1 ESD抑制器件的EMC	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国:MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分: 常见误解和推荐的基本方法。"阿灵顿, 弗吉尼亚州,美国:2011年1月。 [39] JEP 162。"系统级ESD第2部分:
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放 技术联盟SIG,2017年12月 [32] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1 ESD抑制器件的EMC 测试规范,版本1.0。"	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国:MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分: 常见误解和推荐的基本方法。"阿灵顿, 弗吉尼亚州,美国:2011年1月。 [39] JEP 162。"系统级ESD第2部分: 有效ESD稳健设计的实施。"阿灵顿,
电气物理层应用说明,版本3.0.1。" 2010 [30] 开放技术联盟。www.opensig.org [31] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1系统实施规范,版本 1.0."尔湾,加利福尼亚州,美国:开放 技术联盟SIG,2017年12月 [32] 开放技术联盟SIG。 "IEEE 100BASE-T1 ESD抑制器件的EMC 测试规范,版本1.0。" 尔湾,加利福尼亚州,美国:开放技术	4月。 [37] MIPI联盟公司, "针对C-PHY的MIPI 联盟规范(修订版5)。"皮斯卡塔韦, 新泽西州,美国:MIPI联盟,2015年 10月。 [38] JEP 161。"系统级ESD第1部分: 常见误解和推荐的基本方法。"阿灵顿, 弗吉尼亚州,美国:2011年1月。 [39] JEP 162。"系统级ESD第2部分: 有效ESD稳健设计的实施。"阿灵顿, 弗吉尼亚州,美国:2013年1月。

苔韦,新泽西州, 9年10月。 "D-PHY的MIPI联 "皮斯卡塔韦, PI联盟,2011年 "M-PHY的MIPI [40] S. Bub, J. Preibisch、J. Schütt、 S. Holland和A. Hilbrink, "运用SEED设 计方法,根据开放技术联盟100BASE-T1 规范高效预测ESD放电电流",第16届 ESD论坛,德累斯顿,2019年。在线提 供: https://assets.nexperia.com/ documents/white-paper/

[41] Guido Notermans、Sergej Bub、 Ayk Hilbrink, "预测系统级ESD性能", 欧洲建模与仿真大会,2018年

[42] P. Wei、G. Maghlakelidze、 A. Patnaik, H. Gossner, D. Pommerenke, "TVS瞬时行为表征和基于SPICE的行为 模型)",《IEEE EOS/ESD Symposium》, 2018。

[43] S. Caniggia和F. Maradei, "静电 放电生成器的电路和数值模拟,"刊载 于《IEEE Transactions on Industry Applications》,第42卷,第6期, 第1350-1357页,2006年11月。

[44] S. Yang和D. J. Pommerenke, "不同 负载阻抗对ESD生成器和ESD生成器 SPICE模型的影响",《IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility》, 2017年。

[45] D. Liu等人, "静电放电生成器在空 气放电模式下向产品内放电的全波仿真," *«IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*》,第53卷,第1期, 第28-37页,2011年2月。



ADAS	高级驾驶辅助系统	
ADC	模拟/数字转换器	
AOI	自动光学检测	
APIX	汽车像素链路	
CAN	恢制器目标网络	
	<u></u> 扛 町 奋 向 域 网 均 由 法	
CCU	电加强时电加标	
CCVV	迟 时 打 万 问 一 恐 答 中 容	
	—— 似目 巴台 沙弗山 乙 协制	
CEC	/ 月 页 巴 丁 江 巾 中 巳 亥 沺 判	
	七寸竿 呵 向 十 描 垢 法 囲	
CMT	六"天沉沉喧 廿描 <u>久</u> 迎	
C	六(天) ⁽¹⁾ 小)(1)	
CW	∧ 雪 ℃ ↓ 在 法 和 》 书	
CVV		
DC	<u>自</u> 流	
DDC	显示数据通道	
DFP	下行端口	
DPI	直接功率注入	
DUT	测试设备	
DVD	数字多功能磁盘	
ECU	电子控制甲元	
EDID	扩展显示识别数据	
EFT	电气快速瞬变	
EMC	电磁兼谷性	
EMI	电磁干扰	
EOP	数据包结束	
EOS	电气过压	
ESD	静电放电	

f _{-3dB} FET	带有–3dB衰减/损耗的频率 场效应晶体管
FPD-link	半伮显示器链接
	+lh
	地
GPS CEM	土场在世际纪
MICD.	主场例通后示约
HBM	人体模型
HDCP	高带宽数字内容保护
HDMI	高清多媒体接口
НММ	人体金属模型
HS	高速
IC	集成电路
I _{hold}	保持电流
IoT	物联网
I _{PP}	峰值脉冲电流
I _{PPM}	峰值脉冲电流,单脉冲
I _{RM}	VRWM的泄漏电流
IVN	车载网络
	<i>向域设</i> 山网纪 任谏
	低速差分信号
МС	模式转换
MDI	媒体独立接口
MIPI	移动行业处理器接口
MOSFET	金属氧化物半导体场效应晶
	体管

Nexperia | 设计工程师指南

NFC	近距离无线通信	T _{amb}	环境温度
NRZ	不归零(编码)	T-Box	远程信息处理盒
NRZI	反向不归零(编码)	TDR	时域反射
		T_j	结温
DCB	印刷由改板	TLP	传输线路脉冲
	山向も山位	TMDS	最小化传输差分信号
	出版	TPA	测试点转换器
PLL		T _{stg}	存储温度
POA	APIA供电	TTL	晶体管-晶体管逻辑
	的抽电缆供电数据线供由	TVS	瞬时电压抑制器
PODL	<u>奴</u> 加线供电 以大网供由	ТХ	发射器输出
Pag	峰值脉冲功率		
, bb		UFP	上游强制端口
		USB	通用串行总线
RD	极性偏差	UTP	非屏蔽双绞线
R _{dyn}	动态电阻		
RF	射频		
RX	接收器输入	V2X	车联万物
		V _{BR}	击穿电压
S ₁₁	回波损耗	V _{CL}	钳位电压
S ₂₁	插入损耗	VCVS	电压控制电压源
SBC	系统基础芯片	VDM	供应商定义的消息
SBU	边带使用	V _{ESD}	最大ESD电压,稳健性
SCR	可控硅整流器	V _F	正向电压
SEED	高效的系统级ESD设计	VF-TLP	超快TLP
SerDes	串行器/解串器	Vhold	保持电压
SoC	系统芯片	VPN	虚拟专用网络
S-parame	eters	V _{RWM}	关态电压,最大动作电压
- 1	散射参数		
STP	屏蔽双绞线	WiFi	无线局域网(人工缩写)
SWCAN	单线CAN		
		XOR	异或,逻辑函数

索引

Advanced driver assistance systems(高级驾驶辅助系统) — ADAS16、106

C

Α

Capacitalice diode
(电容二极管)— C _d 23、51f、68
Capacitance tip(尖端电容) — C _t 32f
Combination tests(组合测试)78、85
Common-mode choke
(共模扼流圈) — CMC
Corner frequency
(转折频率) — f _{-3dB} 23
电流
Hold(保持电流)— I _{hold} 55、59ff
Leakage(泄漏电流) — I _{RM} 22
Peak pulse, maximum(峰值脉冲电流
最大值)— I _{PPM} 22、35、157

D

Direct power injection	
(直接功率注入) — DPI79、	86
Dynamic resistance	
(动态电阻) — R _{dyn} 24、35、	43

Е

Electrical overstress	
(电气过压) — EOS	74
ESD	
Generator(ESD生成器)参见ESD)枪
Gun(ESD枪)31f、1	76
Levels(ESD电平)	30

н

Human Body Model
(人体模型) — HBM72f
Human Metal Model
(人体金属模型) — HMM

I,

Insertion loss (插入损耗)— S21......25、64

L

Latch-up(闩锁) 58、107、109 Load Dump(抛负载) 41 Low-voltage differential signal (低压差分信号) — LVDS 106

М

Mode conversion (模式转换) — MC.....64、99

N Na

Narrow gap(窄隙)...... 48

P Posk puls

Peak pulse power	
(峰值脉冲功率) — P _{pp} 35、	157
Power-over-	
APIX(APIX供电)—PoA107、	108
Data-line(数据线供电) —	
PoDL106、	108
Ethernet(以太网供电) —	
PoE106、	108

R

Return loss(回波损耗)	$-S_{11}25$, 64
散射参数	24F
Spark Gap(火花隙) .	

т

Temperature	
Ambient(环境温度) — T _{amb}	22
Junction(结温) — Tj	22
Storage(存储温度) — T _{stg}	22
Time Domain Reflection	
(时域反射) — TDR	45

U

USB PD 130

V

Varistors(变阻器) 48
Vehicle to anything
(车联万物) — V2X 17
电压
Breakdown(击穿电压) — V _{BR} 23
Clamping(钳位电压) —
V_{CL} 24, 35, 51, 157
ESD, maximum
(ESD电压最大值) — V _{ESD} 22
Hold(保持电压)——V _{hold} 60f
Reverse stand-off
(反向关态电压) — V _{RWM} 22、55



定义

法律信息

初稿 - 本文仅为初稿版本。内容仍在内部审查,尚未正式批准,可能会有进一步修 改或补充。Nexperia对此处所含信息的准确性或完整性不做任何说明或保证,并对因 使用此信息而带来的后果不承担任何责任。

免责声明

有限保证和责任—本文档中的信息据信是准确和可靠的。但是,Nexperia对此处所 含信息的准确性或完整性不做任何明示或暗示的声明或保证,并对因使用此信息而带 来的后果不承担任何责任。若文中信息并非来自Nexperia,则Nexperia对该信息的内 容概不负责。

在任何情况下,对于任何间接性、意外性、惩罚性、特殊性或后果性损害(包括但不限于利润损失、积蓄损失、业务中断、因拆卸或更换任何产品而产生的开支或返工费用),无论此等损害是否基于侵权行为(包括过失)、保证、违约或任何其他法理,Nexperia均不承担任何责任。

对于因任何原因给客户带来的任何损害,Nexperia对本文所述产品的总计责任和累积 责任仅限于Nexperia*商业销售条款和条件*所规定的范围。

修改权—Nexperia有权随时修改本文档所发布的信息,包括但不限于规格和产品描述,恕不另行通知。本文档将取代并替换之前就此提供的所有信息。

适用性—Nexperia产品并非设计、授权或担保适合用于生命维持、生命攸关或安全 关键型系统或设备,亦非设计、授权或担保适合用于在Nexperia产品失效或故障时可 导致人员受伤、死亡或严重财产损失或环境损害的应用。Nexperia及其供应商对在此 类设备或应用中加入和/或使用Nexperia产品不承担任何责任,客户需自行承担因加 入和/或使用Nexperia产品而带来的风险。 **应用**-本文档所载任何产品的应用只用于例证目的。此类应用若未进一步测试或修改用于特定用途,Nexperia对其适用性不做任何声明或保证。

客户负责自行使用Nexperia产品进行设计和应用,对于应用或客户产品设计,Nexperia均无义务提供任何协助。客户须自行负责检验Nexperia的产品是否适用于客户的规划应用和产品,以及是否适用于其第三方客户的规划应用和使用。客户应提供适当的设计和操作安全保障措施,以最大限度降低与应用和产品相关的风险。

对于因客户的应用或产品的任何缺陷或故障,或者客户的第三方客户的应用或使用导 致的任何故障、损害、费用或问题,Nexperia均不承担任何责任。客户负责对使用 Nexperia产品的应用和产品执行所有必要的测试,以避免这些应用和产品或者客户的 第三方客户的应用或使用存在任何缺陷。Nexperia不承担与此相关的任何责任。

出口管制 – 本文档以及此处所描述的产品可能受出口法规的管制。出口可能需要事 先经主管部门批准。

翻译—非英文(翻译)版文档仅供参考。如果翻译版与英文版之间存在任何差异, 以英文版为准。

商标

注意:所有引用的品牌、产品名称、服务名称以及商标均为其各自所有者的资产。

Nexperia | 设计工程师指南

nexperia

更多详情,请访问: www.nexperia.com

如需获取销售办事处地址,请查看: www.nexperia.com/about/worldwidelocations/sales-offices.html

ESD应用手册 — 汽车版 现代化接口保护概念、测试和仿真 设计工程师指南

版权所有©Nexperia UK Ltd. 2020年7月

www.nexperia.com

ISBN 978-0-9934854-5-9

保留所有权利。 未经作者事先书面许可,不得以任何形式或通过 任何方式复制或分发本出版物的任何内容。