



Joey Jin Violet Lei

FAE

摘要

随着高级驾驶辅助系统 (ADAS) 和车载娱乐系统 (IVI) 的快速发展, 车载摄像头、雷达、显示屏等传感器的数量和带宽需求急剧增长。FPD-Link 作为 TI 推出的专用于汽车视频数据传输的高速串行器/解串器 (SerDes) 技术, 能够通过轴电缆或屏蔽双绞线 (STP) 传输高达数 Gbps 的视频数据, 广泛应用于信息娱乐系统、ADAS 摄像头传输、车载雷达传输等场景。随着 FPD-Link 从第三代 (FPD-Link III, 4.16 Gbps) 演进至第四代 (FPD-Link IV, 7.55 Gbps 及以上), 信号完整性与传输链路的设计挑战也随之显著提升。

S 参数 (Scattering Parameters, 散射参数) 是表征射频和高速数字链路性能的核心工具, 可全面描述传输通道的反射特性 (回波损耗 S_{11} 或 S_{22}) 传输特性 (插入损耗 S_{21} 或 S_{12}) 等。在 FPD-Link 汽车应用中, S 参数贯穿于从芯片设计、单板开发、线缆和连接器选型到整车测试验收的全流程, 是系统信道预算分配、故障诊断与链路裕量评估的重要依据。

本文以 FPD-Link 汽车应用为最终目标, 结合 FPD-Link Channel Spec, 系统深度解析 S 参数的理论基础、物理意义与关键指标, 阐述矢量网络分析仪 (VNA) 的测量方法, 并重点探讨 S 参数在整车信道预算分配、PCB 板材选型、连接器与线束测试标准中的实际应用。同时, 本文结合典型调试案例, 提供常见 S 参数异常的诊断思路与排查方法, 帮助工程师在 ADAS 及 IVI 系统开发中建立完整的 S 参数分析能力, 从理论到实测全面保障高速串行链路的信号完整性。

内容

1 S 参数基础理论.....	2
1.1 特征阻抗详解.....	2
1.2 反射系数详解.....	3
1.3 插入损耗详解.....	3
1.4 回波损耗详解.....	3
1.5 二端口与四端口 S 参数详解.....	4
2 S 参数的测量方法与校准技术.....	6
2.1 矢量网络分析仪原理介绍.....	6
2.2 TDR 测试详解.....	6
2.3 VNA 校准操作流程.....	6
2.4 S_{11} 与 S_{21} 的测试方法.....	7
3 FPD-Link Channel Spec 解析.....	8
3.1 总链路、PCB 和线缆 Channel spec 介绍.....	8
3.2 Channel Spec 解析.....	8
3.3 FPD-Link Channel Spec 设计与测试关键注意点.....	9
4 总结.....	9
5 参考.....	9

插图清单

图 1-1. S 参数示意图.....	4
图 1-2. 二端口传输示意图.....	4
图 1-3. 四端口传输示意图.....	5
图 2-1. S_{11} 和 S_{21} 连接示意图.....	7
图 3-1. FPD-Link 总链路、PCB 和线缆示意图.....	8

1 S 参数基础理论

在高级驾驶辅助系统 (ADAS) 和车载信息娱乐系统 (IVI) 中, 随着 FPD-Link 等高速串行器/解串器 (SerDes) 技术的数据速率不断提升, 对于高频信号的仿真, 测试及评估等需求越发明显, S 参数 (散射参数) 作为表征高速信号信道性能的核心指标, 是 FPD-Link 使用者重点考量因素。本章将从特征阻抗出发, 逐步解析插入损耗、回波损耗及多端口网络模型。

1.1 特征阻抗详解

特征阻抗 (Characteristic Impedance, Z_0) 是电磁波在传输线介质中传播时, 电场与磁场相互作用所体现的"波阻抗"。在高频情况下, 当导线长度超过信号波长的 $1/10$ 时, 导线不再被视为理想导体, 必须采用分布参数模型 (RLCG 模型) 进行分析。

理论基础: 根据电报方程 (Telegrapher's Equations), 特征阻抗由传输线的分布电感 (L) 和分布电容 (C) 决定。在理想无损线中, 其计算公式为:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

在 PCB layout 设计中, 有如下多个因素会影响特征阻抗:

1. 线宽(W): 导体宽度直接影响电容分量。线宽增加时, 导体与参考平面间的电容增大, 导致特征阻抗降低。例如, 当微带线宽度从 5mil 增加到 10mil 时, 在相同介质条件下, 特征阻抗可能从 70Ω 降至 35Ω 。
2. 介质厚度(H): 信号层与参考平面之间的距离。介质厚度增加会减小单位长度电容, 从而使特征阻抗升高。例如, 将介质厚度从 4mil 增至 8mil, 特征阻抗可能从 50Ω 升至 70Ω 。
3. 铜厚(T): 导体厚度影响边缘电场分布。铜厚增加时, 边缘电容效应增强, 特征阻抗略微降低。通常 1oz 铜厚 (1.4mil) 比 0.5oz 铜厚 (0.7mil) 的特征阻抗低约 2-3%。
4. 介电常数 (ϵ_r): 介质材料的固有属性。 ϵ_r 值越高, 单位长度电容越大, 特征阻抗越低。例如, 在相同几何尺寸下, 使用 $\epsilon_r=4.5$ 的 FR4 材料比 $\epsilon_r=3.5$ 的高频材料特征阻抗低约 15%。

PCB 的走线模型有两种, 微带线模型与带状线模型。

1. 微带线 (Microstrip Line)

结构特点: 信号导体位于 PCB 表面, 下方是介质基板和参考平面。

特征: 存在部分空气介质, 有效介电常数介于空气和基板材料之间。

典型应用: 表层高速信号走线。

优势: 易于布线和测试。

阻抗计算公式:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right) \quad (2)$$

2. 带状线 (Stripline)

结构特点: 信号导体完全嵌入在两个参考平面之间的介质中。

特征: 完全被介质包围, 电场分布相对微带线更均匀。

典型应用: 内层高速信号走线。

优势: 更好的电磁屏蔽性能。

阻抗计算公式:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{1.9(2H + T)}{0.8W + T} \right) \quad (3)$$

在汽车应用中，为了实现最大功率传输并最小化反射，通常严格定义阻抗控制标准：同轴电缆 (Coax)：标准单端阻抗为 50 Ω。屏蔽双绞线 (STP)：标准差分阻抗为 100 Ω。任何阻抗的不连续点，如连接器、过孔或线宽变化，都会导致信号反射，进而影响信号完整性。

1.2 反射系数详解

反射系数 Γ 描述了信号在阻抗不连续点处的反射程度，其定义为：

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4)$$

其中 Z_L 是负载阻抗， Z_0 是传输线特征阻抗。

反射现象的物理机制：当信号传播到阻抗突变点时，部分能量被反射回源端，剩余能量继续向前传播。反射的大小取决于阻抗失配的程度。例如： $Z_L = Z_0$ 时， $\Gamma = 0$ ，理想情况，信号能量全部传输，无反射。

$Z_L = \infty$ (开路)时， $\Gamma = 1$ ，信号能量被全部反射。

$Z_L = 0$ (短路)时， $\Gamma = -1$ ，信号能量被全反射且反射能量与入射能量反相。

在实际应用中，常见的造成非理想传输因素：

1. 连接器焊盘及接口处的阻抗突变。
2. 过孔引起的电感效应。
3. 分支线(stub)造成的额外容性负载。
4. 不同传输线类型连接处转换点。

1.3 插入损耗详解

插入损耗 (Insertion Loss, S_{21}) 是指信号在链路传输中的能量损耗，以 dB 为单位。对于一个无源系统， $S_{12}=S_{21}$ ，因此此文仅描述正向插损 S_{21} ，以下简称插入损耗。它是衡量信号通过传输通道时功率损失的关键指标。在 FPD-Link 系统中，插入损耗直接决定了信号能够传输的最大距离和链路裕量。

影响因素： S_{21} 的损耗主要由以下四个机制构成：

1. 导体损耗 (Conductor Loss)：由趋肤效应 (Skin Effect) 引起。高频电流集中在导体表面，有效导电面积减小，电阻增大。铜箔粗糙度 (如 VLP 铜与标准 ED 铜) 对此有明显影响。
2. 介质损耗 (Dielectric Loss)：由介质材料的极化滞后引起。与频率成正比，由损耗角正切 ($\tan \delta$) 决定。高频板材 (如 Rogers RO4003C) 的 $\tan \delta$ 远低于普通 FR4。
3. 辐射损耗 (Radiation Loss)：微带线在高频部分能量以电磁波形式辐射到周围空间。
4. 阻抗失配损耗 (Mismatch Loss)：由于连接点阻抗不连续导致的能量反射，虽然主要体现在 S_{11} ，但也会间接影响 S_{21} 的测量值。

实际开发中，需要特别注意：

1. 频率依赖性：插入损耗随频率升高而增大。例如，在 10 GHz 时，FR4 板材的损耗比 1 GHz 时高出数倍。开发者需要对高速频率下 PCB 的走线设计及仿真更加注意。
2. 链路预算：在设计 FPD-Link 通道时，必须确保在奈奎斯特频率 (Nyquist Frequency) 处的 S_{21} 仍能满足接收器 (解串器) 的灵敏度要求，并建议留 3 dB 的链路裕量。

1.4 回波损耗详解

回波损耗 (Return Loss, S_{11}) 表征了传输线路上阻抗匹配的程度。它是反射系数 (Reflection Coefficient, Γ) 的 dB 表示形式，直接反映了信号在传输过程中被反射回源端的能量大小。

回波损耗与反射系数 Γ 的关系为：

$$RL = 20 \cdot \log_{10}(|\Gamma|) \text{ [dB]} \quad (5)$$

S_{11} 的绝对值越大 (负值越小, 如 -20 dB 优于 -10 dB), 表示反射越小, 匹配越好。电压驻波比 (VSWR) : 是回波损耗的另一种常用表示形式, 定义为传输线上电压最大值与最小值之比:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (6)$$

VSWR 越接近 1, 表示阻抗匹配越好。

在车载环境中, 连接器的插拔、PCB 板上器件焊盘, PCB 的制造公差以及电缆的弯曲都会引入阻抗不连续点。FPD-Link Channel Spec 通常要求在目标频段内, 整体链路 S_{11} 优于 -10 dB (PCB 推荐 -12 dB), 以确保信号能量能有效传输至接收端, 避免因多次反射造成的码间干扰 (ISI)。

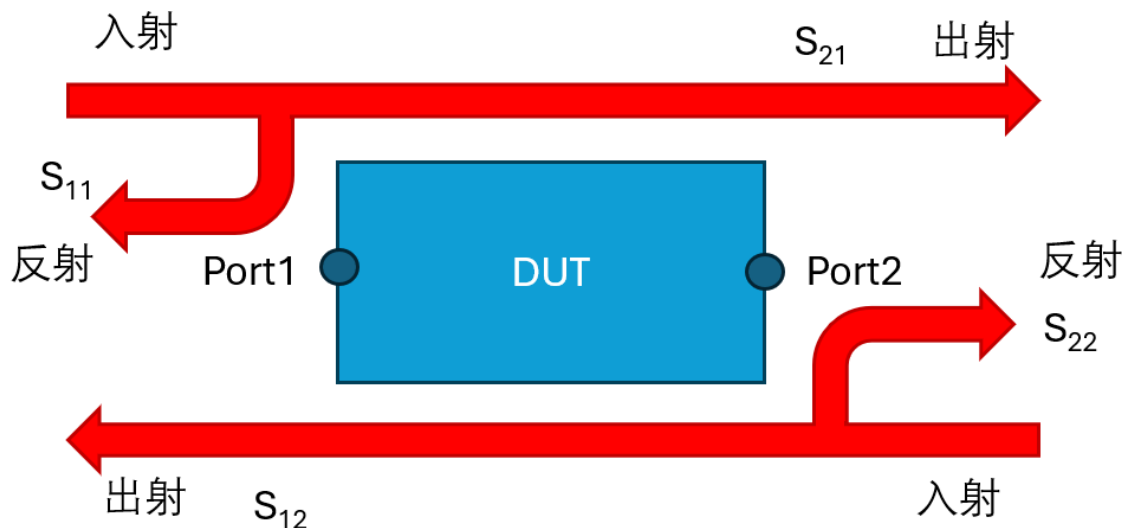


图 1-1. S 参数示意图

1.5 二端口与四端口 S 参数详解

S 参数通过描述入射波 (a) 与反射波 (b) 的关系, 建立了高频网络的数学模型。根据传输信号模式的不同, 主要分为二端口 (单端) 和四端口 (差分) 模型。

在车载行业应用中, 二端口网络 (单端模式) : 适用于同轴电缆 (COAX) 信号分析。四端口网络 (差分模式) : 适用于差分电缆 (STP) 信号分析。

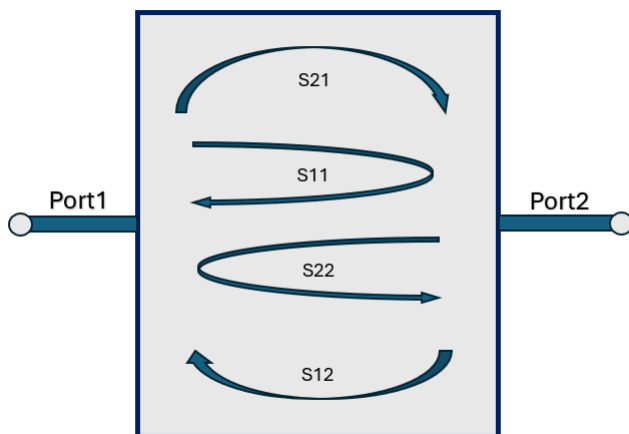


图 1-2. 二端口传输示意图

四端口网络即一组差分对信号的入射端口的反射端口，通常转换为混合模式 S 参数进行分析： S_{DD} (Differential-Differential)：差模信号的传输与反射。

$S_{DD_{21}}$ ：差分插入损耗，核心性能指标。

$S_{DD_{11}}$ ：差分回波损耗，衡量差分对的匹配。

S_{CC} (Common-Common)：共模信号的传输与反射，与 EMI 特性相关。

S_{DC} (Differential to Common)：模式转换，衡量差分不对称性的核心指标。低 S_{DC} 值表示良好的对称性，能有效抑制共模噪声。

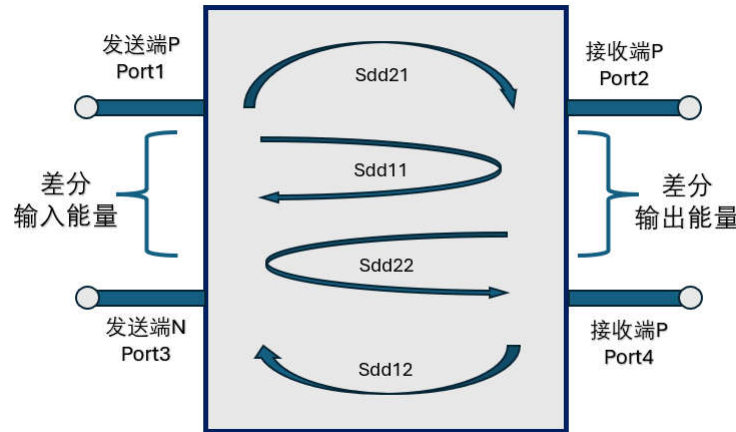


图 1-3. 四端口传输示意图

2 S 参数的测量方法与校准技术

2.1 矢量网络分析仪原理介绍

矢量网络分析仪 (VNA) 是测量射频和微波器件网络参数 (主要是 S 参数) 的核心仪器。其基本工作原理是通过内部的信号源产生已知频率和幅度的激励信号, 并将其输入到被测件 (DUT)。VNA 内部包含高精度的接收机, 能够同时测量入射波、反射波和传输波的幅度与相位信息。

通过比较接收到的信号与参考信号, VNA 可以计算出复数形式的 S 参数。现代 VNA 通常采用四接收机架构, 能够在一个连接设置下同时测量正向 (S_{11}, S_{21}) 和反向 (S_{22}, S_{12}) 的传输与反射特性。在 FPD-Link 等高速数字应用中, VNA 的宽频带特性 (通常需覆盖至 SerDes 速率的 3~5 次谐波) 对于准确评估信道损耗和阻抗连续性至关重要。

VNA 的核心在于其能够分离入射波和反射波。这是通过定向耦合器或电桥来实现的。定向耦合器允许信号从源流向负载 (正向), 同时耦合出一小部分反射回来的信号。通过测量参考通道 (R) 和测试通道 (A, B) 的比值, VNA 能够消除源功率波动的影响, 从而获得极高精度的测量结果。此外, VNA 的动态范围决定了其能够测量的最小损耗和最大隔离度, 这对于评估高速 SerDes 信道中的远端串扰 (FEXT) 尤为关键。

2.2 TDR 测试详解

时域反射计 (Time Domain Reflectometry, TDR) 是一种利用反射原理来表征传输线特性的技术。虽然 VNA 主要在频域工作, 但通过逆傅里叶变换 (IFFT), 现代 VNA 可以模拟 TDR 的功能, 将频域的 S 参数转换为时域响应。

TDR 的工作原理类似于雷达: 向传输线发送一个快速上升沿的阶跃信号 (Step Stimulus) 或脉冲信号。当信号在传输线上传播遇到阻抗变化 (不连续点) 时, 部分能量会被反射回源端。通过分析反射信号的幅度和时间延迟, 可以确定阻抗不连续的位置和性质。

根据 1.2 章节的反射系数计算公式可知: 如果反射电压为正, 说明阻抗变大 (感性, 如过孔、连接器); 如果反射电压为负, 说明阻抗变小 (容性, 如过宽的焊盘、Stub)。

阻抗失配距离定位: 故障点距离 D 可以通过公式 $D = (c \cdot t) / (2 \cdot \sqrt{\epsilon_r})$ 计算, 其中 c 是光速, t 是往返时间, ϵ_r 是介质的介电常数。

TDR 测试时, 首先需进行系统校准以消除线缆与接头的误差, 并根据需要测试的信号频率设置 TDR edge rate (对 FPD-Link IV 芯片, 推荐设置 35ps)。随后, 仪器通过分析反射脉冲返回的时间差 (结合公式: 距离 = 传播速度 $\times$ 往返时间 / 2) 来精确定位故障点或不连续点的物理距离; 同时, 依据反射波形的极性与幅度来判断故障性质——正反射 (波形向上) 代表阻抗增大, 负反射 (波形向下) 代表阻抗减小。凭借这种非破坏性测试, 工程师能够直观地获取整条链路的阻抗分布图, 从而快速评估信号完整性并精准定位物理缺陷。

在 FPD-Link 中的应用: TDR 是诊断汽车线束和 PCB 阻抗匹配问题的"金标准"。它可以直观地显示整条链路 (从 SerDes 芯片焊盘通过 PCB 走线到连接器, 再到线缆) 的阻抗曲线, 帮助工程师快速定位导致信号完整性问题的具体物理位置。

2.3 VNA 校准操作流程

为了消除测试系统 (电缆、连接器、适配器) 引入的误差, 必须在测量前进行校准。以下是使用是德科技 (Keysight) VNA 进行标准 SOLT (短路-开路-负载-直通) 校准的操作流程:

仪器预热与设置: 开启 VNA 并预热, 以保证内部源和接收机的热稳定性。设置起始频率、终止频率以及扫描点数 (Points)。

选择校准套件: 在 VNA 软件中选择与实际使用的校准件 (如 85052D 或 N4691E 电子校准件) 相对应的校准套件定义。这一步至关重要, 因为不同的校准件具有不同的机械尺寸和电气模型。

单端口校准: 依次在测试端口连接开路 (Open)、短路 (Short)、负载 (Load) 标准件, 执行设备中的校准程序。

双端口校准: 除了上述步骤外, 还需连接直通 (Thru) 标准件连接 Port 1 和 Port 2, 执行设备校准。校准过程会自动计算并存储误差项 (方向性、源匹配、反射跟踪等)。

校准完成后，进行验证校准：连接一个已知的验证标准件，观察 S_{11} 和 S_{21} 曲线。以开路测试为例：如果 S_{11} 平坦（接近 0 dB）且 S_{21} 极低（接近设备可测试下限），则说明校准成功。

2.4 S_{11} 与 S_{21} 的测试方法

这里以单端线缆的 S 参数测量为例，差分线缆的 S 参数一般使用四端口网分或二端口网分加上选件进行测量。

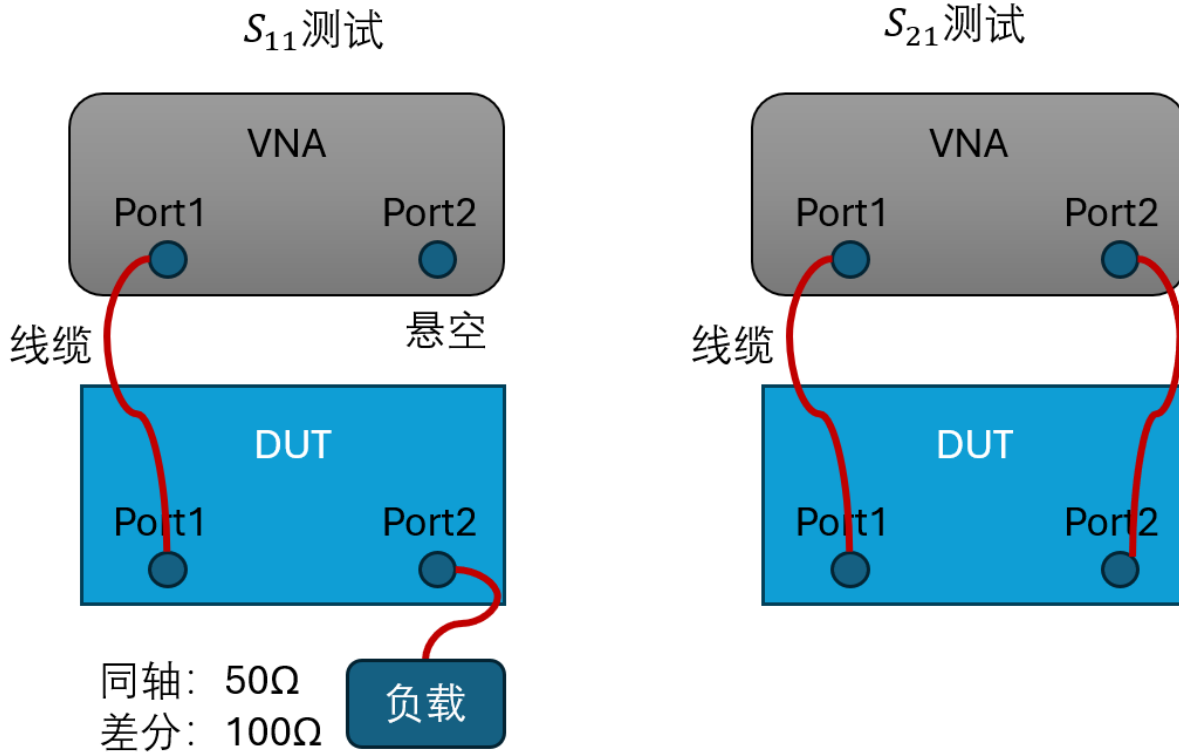


图 2-1. S_{11} 和 S_{21} 连接示意图

S_{11} 测试：

如图 2-1，连接方式：将 VNA 的 Port 1 连接到 DUT 的输入端，DUT 的输出端必须端接精密 50 Ω 负载（对于差分线则是 100 Ω 差分负载）。在仪器中找到 S_{11} trace 图标后点击， S_{11} 测试曲线即显示出来。数据分析：主要观察整个频段内的回波损耗是否满足 Channel Spec 要求（例如小于 -10dB）。 S_{11} 曲线上的周期性波动通常对应传输线上的阻抗不连续点或 Stub 效应。

S_{21} 测试：

如图 2-1，连接方式：将 VNA 的 Port 1 连接 DUT 输入端，Port 2 连接 DUT 输出端。同理，在仪器中找到 S_{21} trace 图标后点击， S_{21} 测试曲线即显示出来。数据分析：主要观察整个频段内各个频点插入损耗是否满足 Channel Spec。 S_{21} 的斜率反映了趋肤效应和介质损耗的综合影响。在 FPD-Link 系统中，需确保 S_{21} 曲线平滑，无异常的陷波（Notch），否则可能导致解串器接收端均衡器（EQ）收敛失败。

备注

对 FPD-Link 应用，一定要确保奈奎斯特频率范围内全部满足 FPD-Link channel spec，而不是奈奎斯特频点单点满足 channel spec。

3 FPD-Link Channel Spec 解析

3.1 总链路、PCB 和线缆 Channel spec 介绍

在 FPD-Link 汽车应用中，如 图 3-1 所示，Channel Spec 通常会针对总链路、PCB 以及线缆分别给出要求和参考标准，这种区分主要基于整车信号完整性预算分配与实际工程落地的需求。

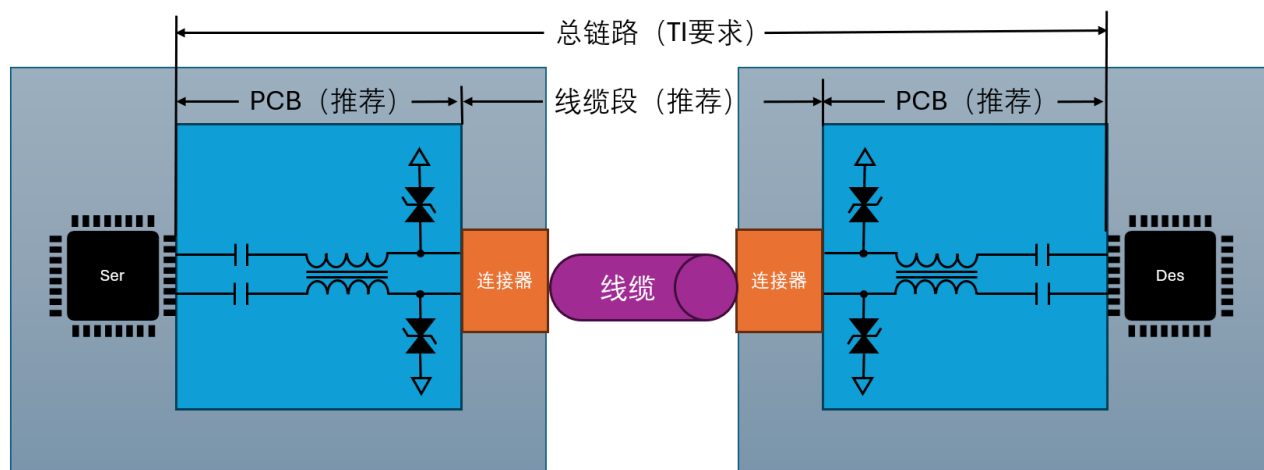


图 3-1. FPD-Link 总链路、PCB 和线缆示意图

如 图 3-1 所示，总链路（Total Channel）：总链路涵盖了从发射端（Serializer）芯片引脚到接收端（Deserializer）芯片引脚的完整物理路径。它代表了信号在整车中传输的真实全貌，包含了 PCB 走线、连接器、线束以及所有接口处的物理效应。注意：总链路的 Spec 是 FPD-Link 可以正常且稳定运行的根本，所以这是对链路的要求，而不是推荐值。

PCB 与线缆（PCB & Cable）：在整车设计与制造中，PCB 板厂和线束厂通常是分开生产的。将 PCB 和线缆的 Spec 独立出来，是为了方便对不同供应商的零部件进行独立的质量管控与测试。例如，PCB 板材的损耗、线束的屏蔽性能等都需要单独的指标来约束，以确保各个独立组件在组装成整车后，总链路性能依然达标。由于 PCB 与线缆是整体链路的一部分，对于 FPD-Link 芯片而言，只要全链路 Spec 满足后即可正常且稳定运行，所以 PCB 与线缆的 Spec 为推荐指标，而不是硬性的要求指标。

3.2 Channel Spec 解析

在高速串行链路设计中，链路总损耗要求（Total Channel Requirement）是整个高速链路（PCB + 线缆）必须严格遵守的硬性指标。系统最终的插入损耗和回波损耗等参数，必须满足该规范，以确保信号完整性和芯片间的正常通信。

除了链路总损耗要求外，我们还能看到另外两列数据：PCB Budget 和 Cable assembly Budget，PCB 预算和线缆组件预算是基于工程经验提供的推荐参考值，需要特别强调的是，无论 PCB 和 Cable 在实际测试中如何分配损耗，这两列推荐值均不是必须绝对达到的强制指标。在实际设计中，这两部分遵循“此消彼长”的预算分配原则。

- 如果 PCB 走线较长导致损耗较大，可以通过选用低损耗的优质线缆来补偿；
- 反之，如果线缆损耗偏高，则要求 PCB 设计采用更低损耗的板材或更短的走线。

只要 PCB 和线缆的总损耗叠加后，依然能够满足“Total Channel Requirement”的总预算要求，即视为设计达标。

另外，在 98x Channel Spec 中，由于 98x 芯片运行速率较高，在设计阶段往往存在 PCB 很难达到 Channel Spec 对于 PCB 的推荐指标要求场景。为此，98x Channel Spec 给出两种参考标准，即 PCB Focus 和 Cable Focus。其核心区别在于：如何在有限的总预算中，灵活的分配给电路板和线缆各自的份额（Budget）。客户在系统设计中，只需要满足两者其一，即达到 98x Channel Spec 的推荐值，满足 TI 的设计推荐指标。

3.3 FPD-Link Channel Spec 设计与测试关键注意点

为了确保 FPD-Link 链路在复杂的汽车环境中稳定运行，在制定和验证 Channel Spec 时，除了基础的 S 参数指标外，还需重点关注以下工程实践中的关键变量：

1. 测试环境校准的重要性 在进行高精度的 S 参数测量时，矢量网络分析仪 (VNA) 及其测试夹具的校准至关重要。必须采用合适的校准方法 (如 SOLT 或 TRL) 将参考面精确延伸至待测件 (DUT) 的端口。如果测试环境无法同时将测试夹具进行校准，需要进行夹具的去嵌，否则测试夹具或电缆引入的额外损耗和相位延迟会被错误地计入 Channel Spec 中，导致对链路性能的误判，甚至掩盖真实的信号完整性问题。
2. 连接器重复插拔对 S 参数的影响 汽车电子在组装、维修及测试过程中，连接器会经历多次插拔。重复的机械插拔可能导致连接器端子磨损、弹性疲劳或微小形变，进而改变接触阻抗，引发阻抗不连续性加剧。在制定 Spec 时，应考量连接器在生命周期内的机械耐久性对高频电性能 (特别是回波损耗和插入损耗) 的退化影响，确保在多次插拔后依然满足信号传输要求。
3. 线束弯曲半径对性能的影响 在整车布线中，线束不可避免地需要经过弯曲、缠绕。线束的弯曲半径过小会改变同轴电缆或双绞线的物理几何结构，破坏其原本的均匀传输线特性，导致局部特征阻抗突变和屏蔽效能下降。因此，Channel Spec 的验证必须包含线束在实际安装弯曲半径下的性能测试，以确保在极限布线条件下，插入损耗和串扰指标仍在安全余量之内。
4. 温度变化对介质常数的影响 汽车工作环境温差极大 (通常在 -40°C 至 $+85^{\circ}\text{C}$ 甚至更高)。PCB 板材和线缆绝缘介质的介电常数 (D_k) 会随温度变化而发生漂移。这种漂移会直接导致传输线的特征阻抗随温度波动，进而影响 S_{11} (回波损耗) 和信号传输的相位稳定性。在进行 Channel Spec 设计时，必须将环境因素引发的变量因素考虑在内，评估全温域范围内的阻抗变化，防止极端温度下出现信号反射过大导致的通信误码。

4 总结

FPD-Link 技术的演进对车载高速链路设计提出了严苛挑战，S 参数分析已成为保障信号完整性的核心手段。本文从特征阻抗、反射与传输损耗的基础理论出发，系统阐述了 S 参数的物理意义与测量方法，并解析了 FPD-Link 信道规范中总链路与零部件指标的差异。在工程实践中，结合本文的测试指导与注意事项，精确的设计和测试链路的信号完整性指标，确保高速链路的稳定运行。

5 参考

1. Texas Instruments, FPD-Link Transmission Channel Test Procedure_ver1p2, FPD-Link Application note.
2. Texas Instruments, FPD-Link-IV-ADAS-ChannelSpec-Rev1p2_FPD4Coax, FPD-Link Application note.
3. Texas Instruments, Channel Requirements-DS90Ux98x_Rev1p2, FPD-Link Application note.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月