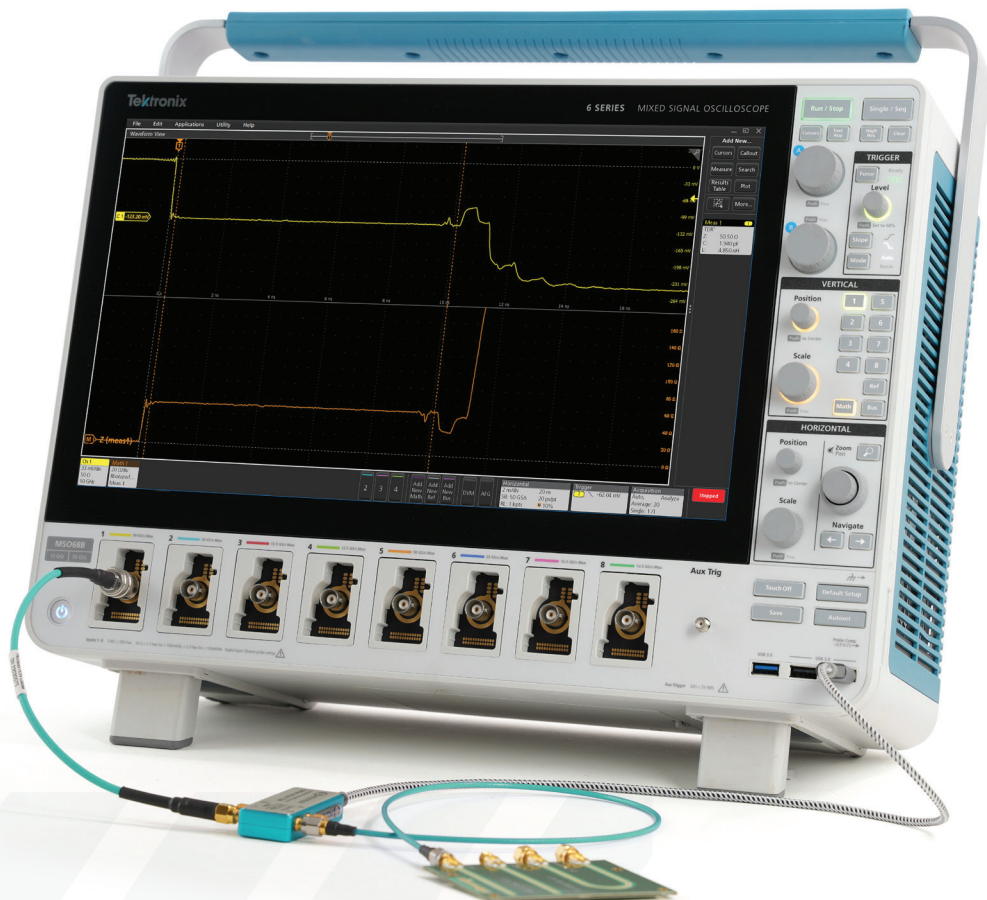


使用实时示波器了解和完成时域反射 (TDR) 测量

指南



使用实时示波器了解和完成时域反射 (TDR) 测量

时域反射仪 (TDR) 已经从一种简单的故障定位工具发展成为现代电气工程师不可或缺的技术。除了故障检测之外，当今的 TDR 系统还提供复杂的分析功能，可提供有价值的见解，以帮助优化各种应用的电源和信号完整性 - 从评估 PCB 上的电源轨到确保电缆完整性。

作为一种时域技术，TDR 使用示波器进行精确的信号测量和分析。采样示波器以其出色的时间和电压分辨率而闻名，特别适用于重复波形。然而，用于捕获和分析单次事件的实时示波器在工程工作台上更为常见。尽管采样技术不同，但 TDR 的基本理论保持不变。

典型的 TDR 测量装置包括示波器、具有快速边沿的脉冲 / 步进发生器、高质量电缆和功率分配器。还提供专用的 TDR 步进发生器，集成了步进发生器和功率分配器，以简化测量过程。本入门指南重点介绍了 TDR 测量技术，将通用实时示波器与专用 TDR 步进发生器结合使用。

本指南：

- 描述时域反射仪 (TDR) 的应用
- 解释 TDR 背后的理论
- 解释 TDR 在实践中的工作原理
- 描述 TDR 测量的类型
- 介绍如何使用实时示波器设置 TDR 测量
- 提供 TDR 测量示例

虽然 TDR 通常使用采样示波器执行，但它也可以与实时示波器一起使用。无论范围内使用何种采集技术，TDR 背后的理论是相同的。高带宽是可取的，因为它可以转化为识别阻抗不连续性的能力。在本入门指南中，将 10GHz 6 系列 B MSO 与 Picotest PerfectPulse® 步进源一起使用。示波器配备了选件 6-TDR，可自动进行设置和测量。类似的选择也适用于带宽较低的 5 系列 B MSO（选项 5-TDR）和 4 系列 B MSO（选项 4-TDR）。

目录

TDR 的应用 4

时域反射仪理论..... 5

 传输线和特性阻抗..... 5

TDR 的工作原理..... 7

 开路、短路和错配..... 8

 测量电容和电感 8

在 4 系列、5 系列 B MSO 示波器上进行 TDR 测量 9

 准备进行 TDR 测量：预设和校准 11

TDR 示例和应用领域 14

 示例 1：测量 50 Ω 微带线并进行校正..... 14

 示例 2：使用 TDR 查找阻抗不连续性..... 15

 示例 3：测量 1pF 并联电容器 17

 示例 4：测量串联电感 18

 示例 5：使用 TDR 测量 IC 输出的阻抗 19

总结 20

引用 20

附录 A. 实时示波器的 TDR 分辨率..... 21

 垂直分辨率 21

 TDR 水平分辨率 21

TDR 的应用

TDR 对于确保信号路径和电源分配网络的完整性至关重要。保持均匀的阻抗可最大限度地减少信号路径和电源轨上的电压波动和噪声。通过分析阻抗波形，工程师可以识别不连续性和失配。开路和短路可能被认为是阻抗的特殊情况。因此，TDR 是识别和定位开路和短路的理想工具。

TDR 可以应用于任何表现类似于传输线的领域。图 1 显示了一些示例。

- 印刷电路板走线、过孔和电源层。TDR 通常用于检查
- PCB 测试试样的临界阻抗。
- “穿透”低阻抗组装的 PCB 无源串联元件和无阻塞分流元件
- 将元件连接到 PCB 的焊点
- 连接器
- 电缆
- 电源层去耦电容器放置

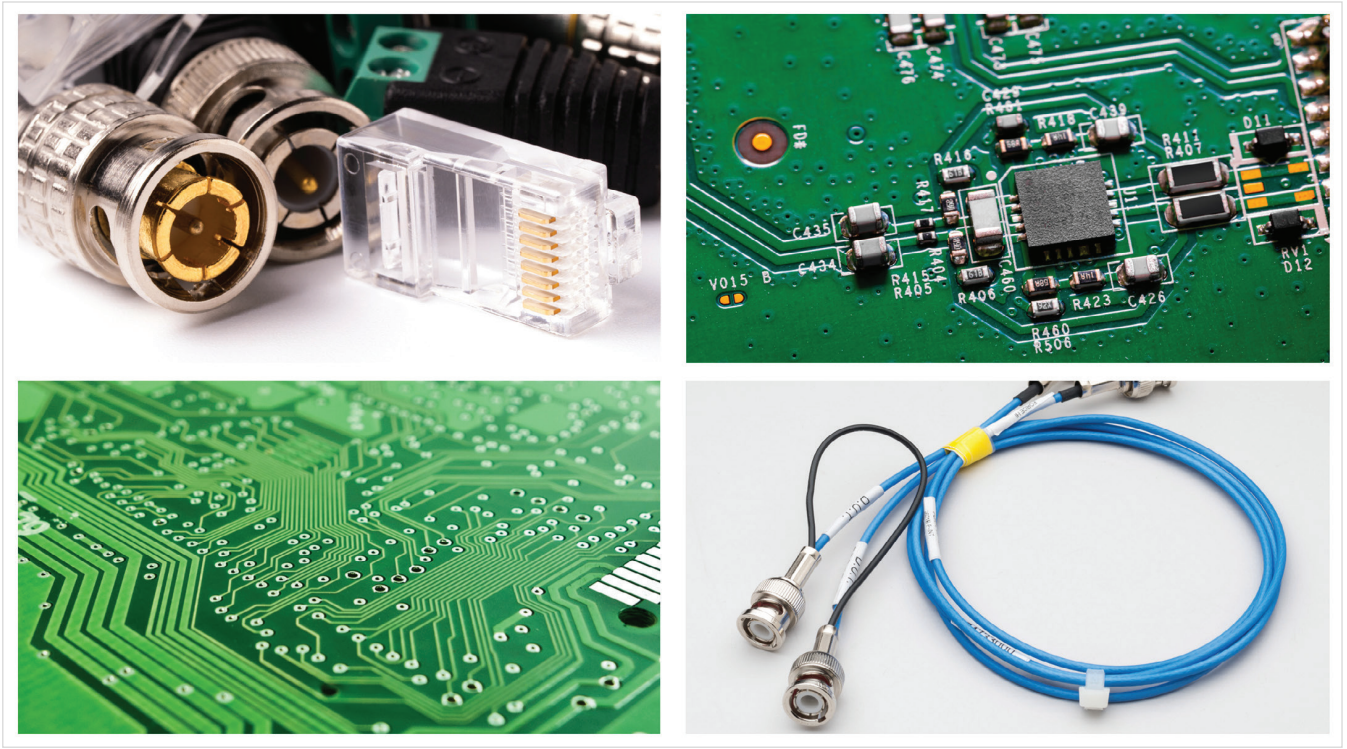


图 1. TDR 可用于测量裸装或已装配的 PCB、电缆和连接器的传输线特性。

时域反射仪理论

时域反射仪 (TDR) 可以定义为在时域中测量未知器件相对于已知阻抗的高速反射特性。

它的工作原理是沿线路发送阶跃电信号脉冲，并测量由阻抗不匹配、故障或不连续性引起的反射。这些反射提供了对传输线完整性和特性的信息。

TDR 基于电磁波传播原理工作。图 2 说明了基本原理。在理想情况下，当电信号沿传输路径传播时不会发生反射，从而确保所有信号能量都能不受干扰地到达其预期目的地。当整个传输路径和线路终端的阻抗与信号源的输出阻抗匹配时，就会出现这种理想情况。然而，即使沿路径的阻抗或不连续性发生微小的变化，也会导致部分入射信号反射回源。反射的能量是传输的能量与干扰或阻抗变化的大小的函数。通过分析这些反射返回所需的时间及其幅度，TDR 还可以确定阻抗不匹配或故障的位置和性质。

传输线和特性阻抗

传输线是专门的结构，旨在以最小的损耗和失真传输电信号。它们可以有多种形式，包括 PCB 走线和通孔、电缆、连接器，甚至片上互连。传输线示例如图 3 所示。

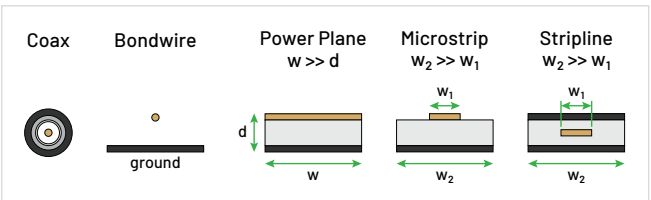


图 3：一些典型互连的横截面图。

传输线可以通过集总元件进行一阶建模，如图 4 所示。在这里，电阻 (R)、电导 (G)、电感 (L) 和电容 (C) 不是集中在一个点，而是沿线路连续分布。

- 串联电阻 (R) 表示导体中的欧姆损耗
- 介电分流电导 (G) 表示 PCB 介电损耗
- 串联电感 (L) 表示电流流动产生的磁场
- 并联电容 (C) 表示由导体之间施加的电压产生的电场。

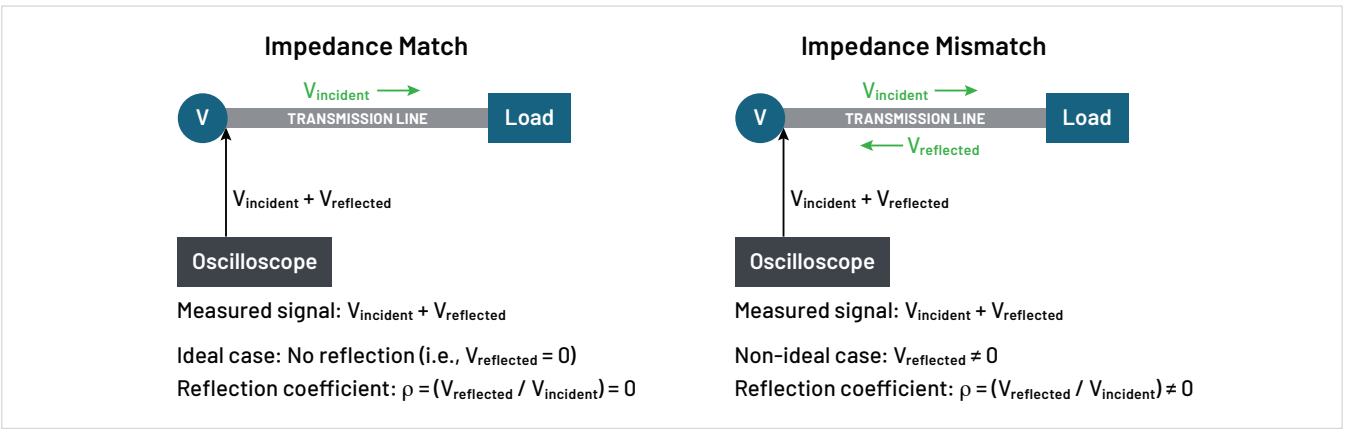


图 2：在理想的阻抗匹配系统中，没有反射，反射系数为零。在实际的、不匹配的系统中，一些能量将被反射回示波器，并且反射系数不为零。

这些分布式元件共同决定了传输线的特性阻抗 (Z_0)，从而影响信号传播和信号完整性。

理想的传输线不会出现与导体和电介质相关的损耗。因此，理想的（无损）传输线可以描述为仅由电容器和电感器组成的分布式参数网络，以表示电场和磁场引起的相互作用。然而，真实的互连是非理想的传输线，并表现出损耗。导体和介电损耗与频率相关，并且通常随着工作频率的增加而增加。在典型的互连中，导体损耗在低频下占主导地位，而介电损耗在高频下变得更加显著。

为了防止反射，传输线必须正确端接。端接涉及将线路的阻抗与负载的阻抗相匹配。正确的端接可确保信号被负载吸收，而不是沿线路反射，否则可能会导致干扰和信号衰减。

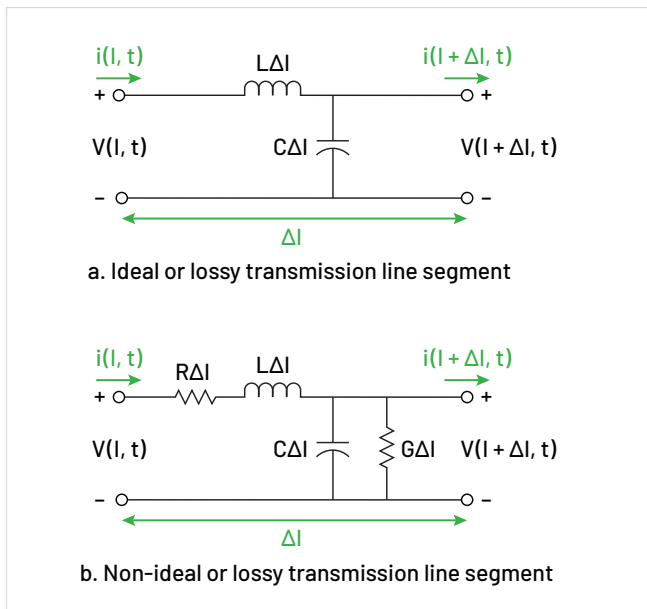


图 4： (a) 理想和 (b) 有损传输线段的等效电路模型。R= 导体电阻，G= 介电导，L= 电感，C= 线路单位长度的电容。 Δl 是传输线的长度。

理想和非理想传输线的短子段可以使用图 4 所示的电路进行建模。传输线的电路表示允许推导出偏微分方程，这些方程通常称为电报员方程。这些方程式在传播电压和电流方面的解，可以推导出理想传输线的重要特性，例如特性阻抗和时间延迟。

对于单个无损理想导体，特性阻抗 Z_0 由以下公式描述：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

每单位长度的时间延迟 t_d 由下式描述：

$$t_d = \sqrt{L \cdot C}$$

对于单个有损导体，特性阻抗 Z_0 的描述公式如下：

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

每单位长度的时间延迟 t_d 由下式描述：

$$t_d = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$$

其中：

R= 串联导体电阻

G= 分流电导

L= 串联电感

C= 每单位长度传输线的分流电容

ω = 角频率，由 $\omega = 2\pi f$ 给出，其中 f 是以赫兹为单位的频率

j = 虚部单位，表示 90° 相移

TDR 的工作原理

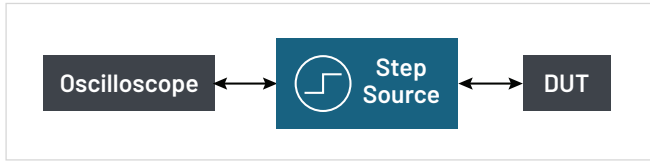


图 5. 在 TDR 中，一个阶跃同时发送到被测设备（DUT）和示波器中。示波器上的电压波形将显示来自发生器的入射阶跃，其中来自 DUT 的反射能量叠加在入射阶跃上。

如上所述和图 5 所示，TDR 系统包含一个具有快速边沿或阶跃的内联脉冲发生器。使用带功率分配器的端接阶跃源的其他架构也很常见；只要信号路径干净，这就无关紧要。

当 $t=0$ 时，阶跃源产生一个阶跃，该阶跃沿传输线（DUT）发送，并发送到示波器。源和电缆的特性阻抗一般为 50Ω 。由于示波器以 50Ω 终止，因此不会引起反射。然而，DUT 中的阻抗不连续会导致反射。示波器“看到”入射电压（来自发生器）和反射电压（来自 DUT）的叠加组合，如图 6 所示。

通过分析反射信号的形状和幅度，与入射脉冲幅度相比，我们可以确定不连续性或阻抗失配的幅度和性质（电阻、电感或电容）。通过测量反射波到达示波器所需的时间和脉冲在 DUT 内的传播速度，可以确定不连续性的位置。需要注意的是，相对于入射步长的反射时间测量值表示从源到不连续点再返回的距离所需的时间。

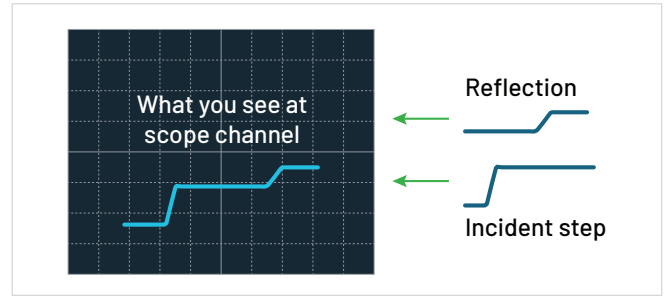


图 6. 一个阶跃沿着传输线发送到示波器。由于示波器以 50Ω 终止，因此不会引起反射。然而，DUT 中的阻抗不连续会导致反射。示波器“看到”入射电压（来自发生器）和反射电压（从 DUT 返回）的叠加组合。

反射电压 ($V_{\text{reflection}}$) 和入射电压 (V_{incident}) 之间的关系可用于计算传输线在其长度上的阻抗。 $V_{\text{reflection}}$ 与 V_{incident} 的比率称为反射系数 ρ ，其中电压和 ρ 都是时间的函数：

$$\rho = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}}$$

请注意， ρ 是无量纲的，如果 DUT 是线性的，则与此表达式相关的电压和阶跃极性并不重要。

如果已知测量系统的特性阻抗，则可以从反射系数（随时间变化的函数）中找到 DUT 的实际阻抗：

$$\rho = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \frac{Z_{\text{DUT}} - Z_0}{Z_{\text{DUT}} + Z_0}$$

这可以重写以根据 ρ 找到 Z_{DUT} ：

$$Z_{\text{DUT}} = Z_0 \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

无源 DUT 的反射系数 (ρ) 范围为 -1 到 1 。非零反射系数表示阻抗不匹配，这可能导致信号降级或电源完整性问题。正 ρ 表示高阻抗不连续性，而负 ρ 表示低阻抗不连续性。

Z_{DUT} 也可以用入射和反射电压表示：

$$Z_{\text{DUT}} = Z_0 \frac{V_{\text{incident}} + V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}} - V_{\text{reflected}}}$$

由于在示波器上测得的电压是 $V_{\text{incident}} + V_{\text{reflected}}$ ，我们可以将阻抗与时间的关系表示为：

$$Z_{\text{DUT}} = Z_0 \frac{V_{\text{measured}}}{2V_{\text{incident}} - V_{\text{measured}}}$$

开路，短路和错配

检查一些特殊情况并注意反射电压、反射系数和阻抗的表现是有帮助的。波形如图 7 所示， ρ 的相应情况如图 8 所示。

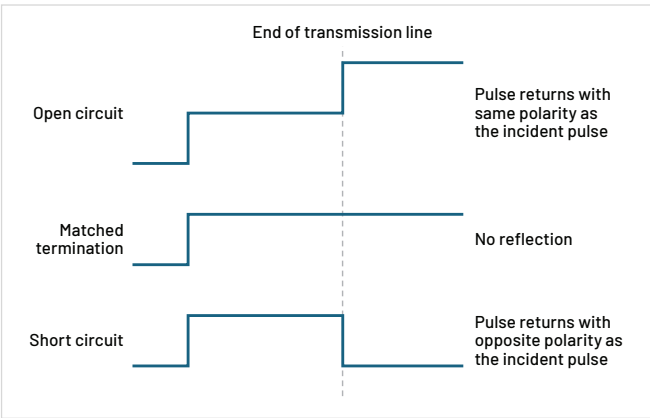


图 7. 具有开路、匹配和短路端接的传输线的电压波形。

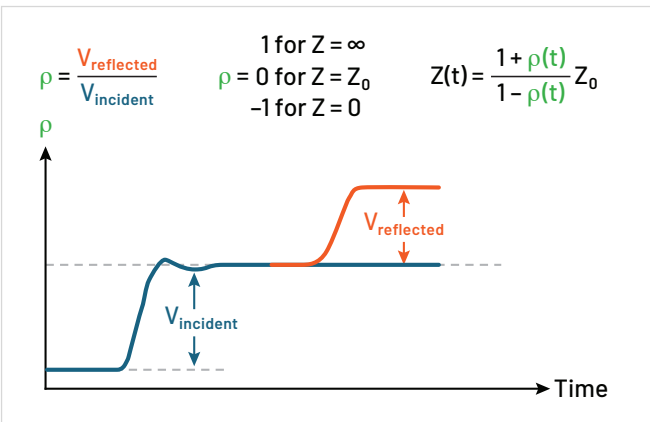


图 8. 如何计算和绘制 TDR 分析的反射系数 (ρ) 的图示。

1. 开路：当传输线末端接时，它表现为具有最大振幅的完整反射。

$$V_{\text{reflection}} = +V_{\text{incident}}$$

$$\text{因此， } \rho = V_{\text{reflection}} / V_{\text{incident}} = 1$$

传输线末端的阻抗实际上是无限的（开路）。

2. 匹配阻抗：传输线在其特性阻抗 Z 处终止

$$V_{\text{reflection}} = 0$$

$$\text{因此， } \rho = V_{\text{reflection}} / V_{\text{incident}} = -1$$

传输线末端的阻抗为 Z_0 。

3. 短路：当传输线短路时，与开路相比，它表现为极性相反的完全反射。

$$V_{\text{reflection}} = -V_{\text{incident}}$$

$$\text{因此， } \rho = V_{\text{reflection}} / V_{\text{incident}} = -1$$

传输线末端阻抗为 0（短路）

测量电容和电感

如前所述，传输线沿其长度表现出分布式电容和电感，这会影响电信号通过线路的传播。TDR 技术可用于通过分析传输线对电脉冲的响应来测量电容和电感。

当 TDR 脉冲沿传输线发送时，电容和电感的变化会影响脉冲沿线传播的速度和反射幅度，如脉冲形状和幅度的变化所示。

通过分析反射信号相对于入射脉冲的形状、幅度和极性，工程师可以区分电容和电感变化。图 9 显示了感应和电容不连续性的影响。电容变化通常会导致上升时间更快、幅度更小的向下偏转，而电感变化会导致上升时间较慢、幅度较高的向上偏转。

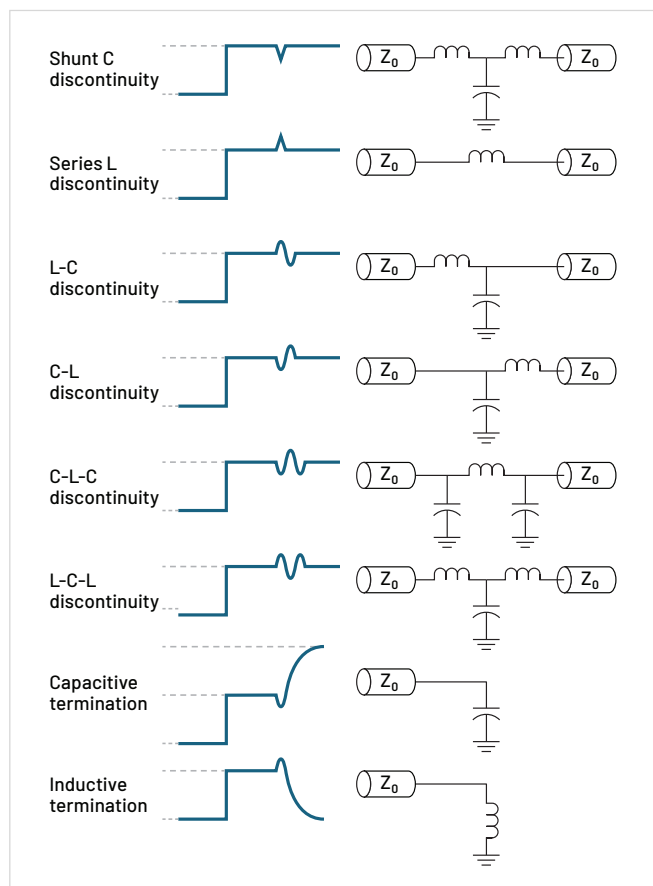


图 9. 使用 TDR 对各种电容和电感不连续性和端接进行可视化分析。

内联并联电容可以通过反射系数 ρ 确定，公式为：

$$C = \frac{2}{Z_0} \int_0^{\infty} \rho \cdot dt$$

同样，内联串联电感可以使用以下公式计算：

$$L = 2 * Z_0 * \int_0^{\infty} \rho \cdot dt$$

在 4 系列、5 系列和 6 系列 MSO 示波器上进行 TDR 测量

顾名思义，TDR 是一种时域技术，使用示波器进行信号测量和分析。通常使用采样示波器，因为它们具有出色的时间分辨率。但是，实时示波器更常用于调试和验证，因此能够使用这些“日常”示波器应用 TDR 技术非常有价值。

6 系列 MSO 上可用的 10GHz 带宽使其成为 TDR 的不错选择。（参见“附录 A. 带宽对 TDR 的影响”，以更好地了解测量系统上升时间和 TDR 分辨率之间的关系。

对于激励信号，需要一个脉冲 / 阶跃发生器。单个信号用于单端测量，双信号源用于差分测量。理想的发生器可以产生非常快的边沿（即，很短的上升和下降时间）。为避免测量系统伪影，需要高质量的电缆和功率分配器。PicotestJ2154ATDR 源具有内置分路器，支持单端和差分 TDR 测量。

示波器上的应用软件有助于校准、设置和测量。

对于此入门，使用以下工具：

- 泰克 6 系列 BMSO，带宽为 10GHz，配备选件 6-TDR 时域反射测量和分析软件
- PicotestJ2154APerfectPulse® 差分 TDR，带集成阶跃发生器
- 匹配的 50Ω 电缆

图 10 显示了使用泰克的 DUT、PicotestTDR 单元 J2154A 和 6 系列 MSO 实时示波器的典型 TDR 设置。

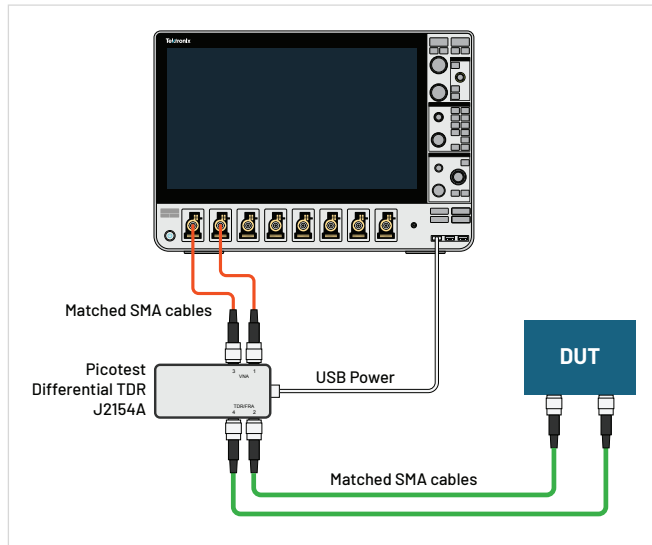


图 10. 使用实时示波器和 PicotestTDR 进行差分 TDR 测量的设置。

使用示波器进行 TDR 测量时，工程师可以在单端和差分探测技术之间进行选择。单端探测涉及将一个探头连接到信号线，而差分探测需要两个探头来测量差分对上的电压。差分阻抗测量使工程师能够分析信号完整性的各个方面，例如共模噪声抑制。此外，差分 TDR 对于双端口检定非常有用，无论是两条单端走线之间的串扰还是差分对之间的耦合。

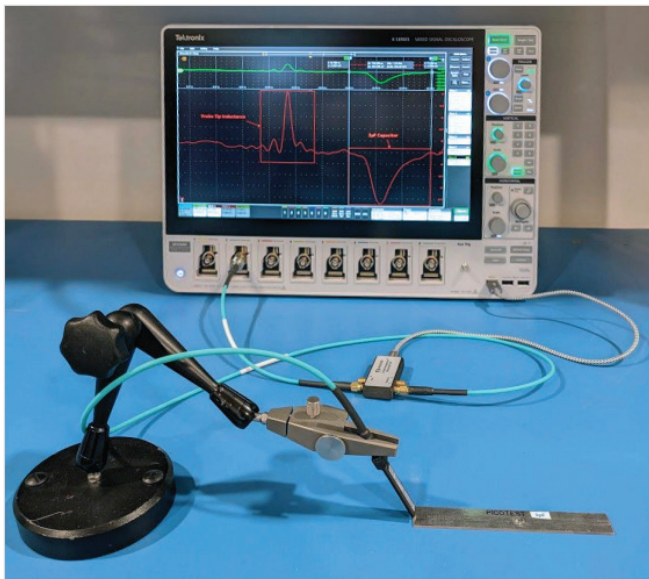


图 11. 使用 PicotestJ2154APerfectPulse™ TDR 和 PicotestP2105A1 端口低噪声 TDR 探头的 6 系列 BMSO 示波器的单端 TDR 设置。

6 系列 MSO 可配备选件 6-TDR 时域反射测量和分析软件。该软件有助于配置、校准、计算和缩放。它还会产生测量值。安装后，TDR 测量将作为 TimeMeasurements 组的一部分显示，如图 12 所示。添加 TDR 测量后，双击测量图标将显示图 13 所示的配置。该软件支持使用 PicotestJ2154A 作为脉冲发生器进行单端和差分 TDR 测量。

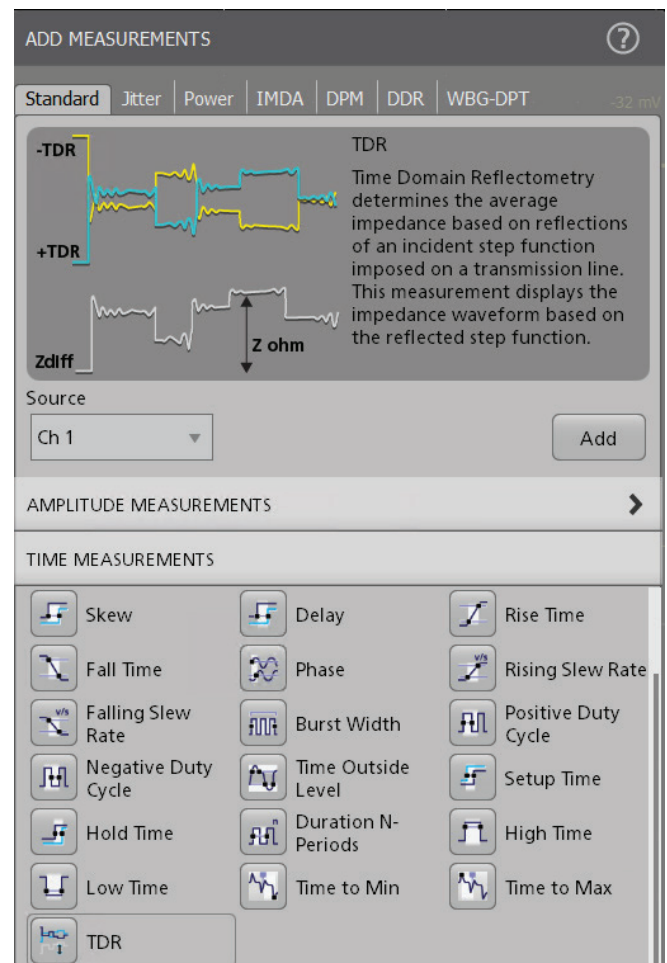


图 12. 在 4、5 或 6 系列 MSO 上安装 TDR 测量和分析软件后，可以通过 Time Measurements 访问 TDR 测量。

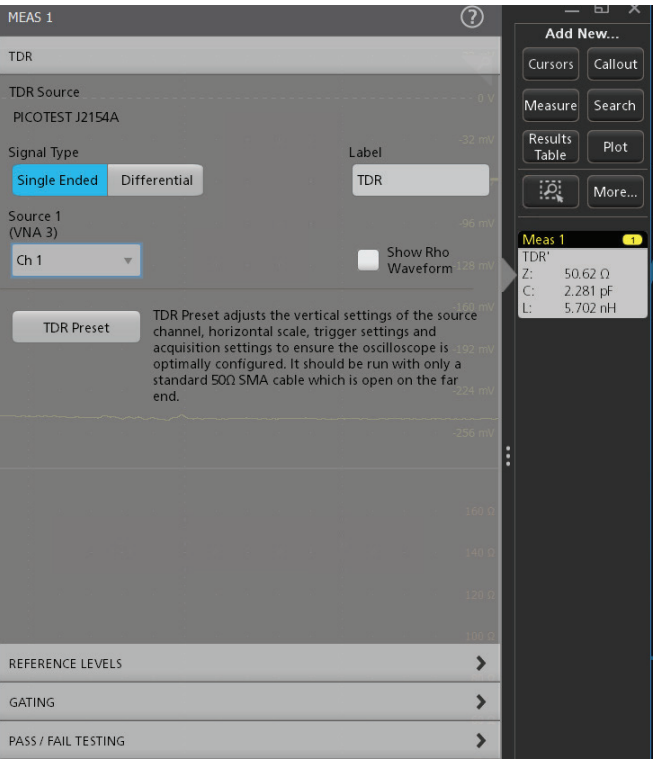


图 13. TDR 测量可以作为单端或差分测量进行。

准备进行 TDR 测量：预设和校准

在进行实际测量前，配置示波器并进行归一化校准是至关重要的步骤。完整系统的校准范围需延伸至探头尖端或电缆末端，以消除测量系统本身的影响，从而聚焦于被测设备 (DUT) 的阻抗变化。传统 TDR 系统通常通过开路、负准和短路连接进行校准。Tektronix MSO 系列示波器搭载的 TDR 测量与分析软件通过采集入射波形和反射波形的信息，在单一步骤中完成补偿。TDR 测量和分析软件中的 TDR 预设功能会自动配置示波器设置，并对 rho 波形进行归一化。

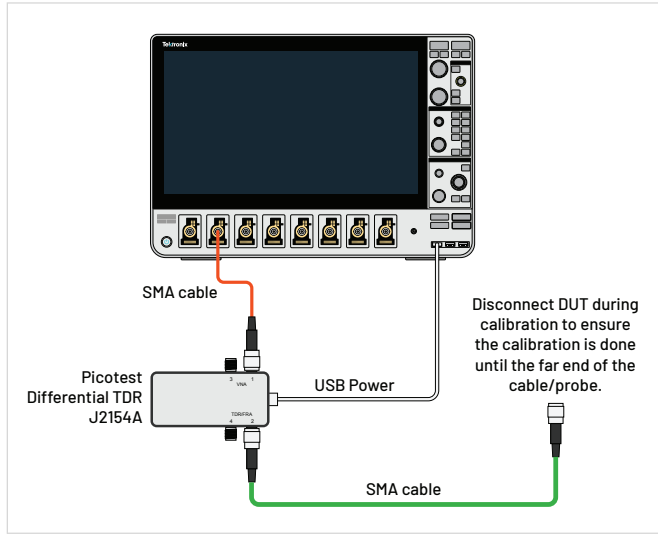


图 14.. 应在探头或电缆的远端打开的情况下进行校准。

配置示波器

在执行实际校准之前，必须将示波器通道设置为 50Ω 端接，并确保水平刻度和采样率设置能够捕获最佳信号。此外，垂直刻度也需合理设置，以保证信号采集的精确性。波形平均有助于提高垂直分辨率，软件将示波器配置为每次测试平均 20 个 TDR 波形。所有这些设置只需点击 TDR 预设按钮即可自动完成。当示波器配置完成后，预设功能会自动对反射系数 (ρ) 波形进行归一化处理。

TDR 归一化处理

TDR 归一化是执行 TDR 测量之前的一个重要步骤。在归一化过程中，系统将自动修正信号偏移和幅度误差。

根据电压波形计算 ρ 波形的公式为：

$$\rho(t) = \frac{v(t) - V_{\text{mean}}}{V_{\text{amp}}}$$

其中：

$v(t)$ = 入射波与反射波叠加后的电压采样值

V_{mean} = 第一次反射前电压波形的平均值。 V_{mean} 在 Z_0 区域测得，该区域对应图 15 中 Meas1 标识的位置。

V_{amp} = 入射阶跃电压波形的幅度。

V_{amp} 是波形的幅度，如图 15 中的 Meas2 注释所示。

注：Picotest J2154A 脉冲发生器产生的入射电压波形为负脉冲，相关计算需相应调整。

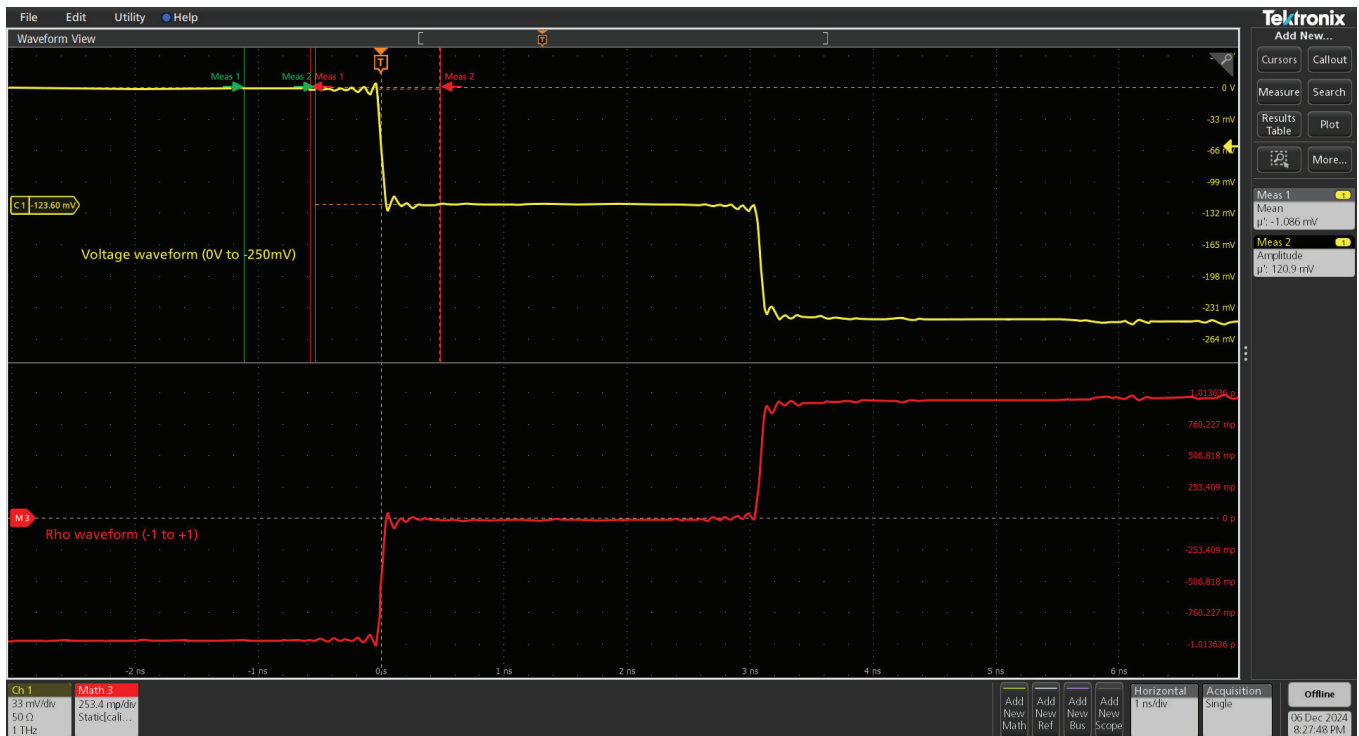


图 15：归一化 Rho 波形 (基于对开路电路施加阶跃信号后所得电压波形的均值与幅值测量结果)。

由于 ρ 与阻抗 (Z) 之间固有的非线性关系 (如图 16 所示), 即使 ρ 波形存在微小误差, 也会导致最终阻抗波形出现显著偏差。因此, 必须进行正确的归一化处理。

完成归一化后, 生成的 Rho 波形 $\rho(t)$ 如图 15 下部波形所示。输入信号为从 0V (短路) 到 -125mV (负载) 直至 -250mV (开路) 的负向阶跃信号。在 Rho 标度下, 这些波形被转换为 -1 至 +1 的范围, 其中:

$\rho = -1$ 表示短路状态

$\rho = 0$ 对应 50 Ω 负载

$\rho = +1$ 代表开路状态

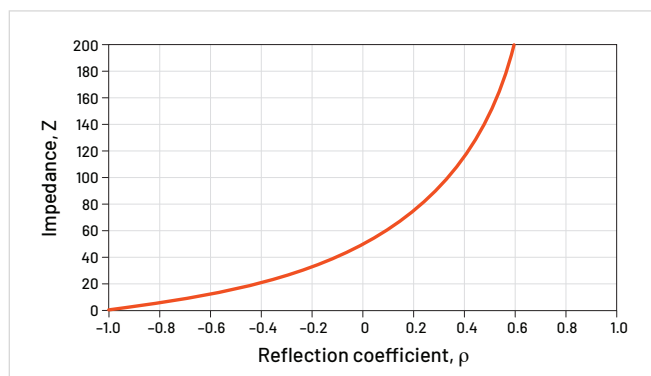


图 16: 如上所示, Z 和 ρ 之间的关系是非线性的, 这意味着 ρ 波形中的小误差会导致 Z 波形中的严重不准确。

TDR 示例和应用领域

本案例均基于带宽 10 GHz 的 6 系列 B MSO 示波器开发完成。

示例 1：测量 50Ω 的微带线并进行校正

图 17 所示微带线的设计目标阻抗为 50Ω。



图 17. 50Ω 微带线，俯视图和底视图。

本示例采用 IPC-TM-650 标准方法 2.5.5.7 第 5.2.1 节 [6] 规定的校正技术，对这种等宽微带线的平均阻抗进行测量。该技术可用于提高 50Ω 微带线的精度。当使用可追溯的 DVM 检查时，首先验证标称 50Ω 标准参考为 ZSTD_TRACE=50.298Ω。根据 IPC 标准第 5.2.1 小节的要求，使用 TDR 检查了 50Ω 标准参考和微带线，并在完全相同的门控测量区上采用平均测量。在线路的 30%-70% 反射区间测得如下数值：

标准参考：Z_{STD}=49.21Ω 和 ρ_{STD}=-8.020mp (见图 18)

微带线：Z_{DUT}=51.02Ω 和 ρ_{DUT}=+10.02mp (见图 19)

使用 IPC 标准 5.2.1 小节中概述的这些值，微带线的校正特性阻抗为 52.15Ω：

$$\rho_{DUT_CORR} = \rho_{DUT} - \rho_{STD} = +10.02 \text{ mp} - (-8.02 \text{ mp}) = 18.04 \text{ mp}$$

$$Z_{DUT_CORR} = Z_{STD} \left(\frac{1 + \rho_{DUT_CORR}}{1 - \rho_{DUT_CORR}} \right) = 50.298 \left(\frac{1 + 18.04 \text{ mp}}{1 - 18.04 \text{ mp}} \right) = 52.15 \Omega$$

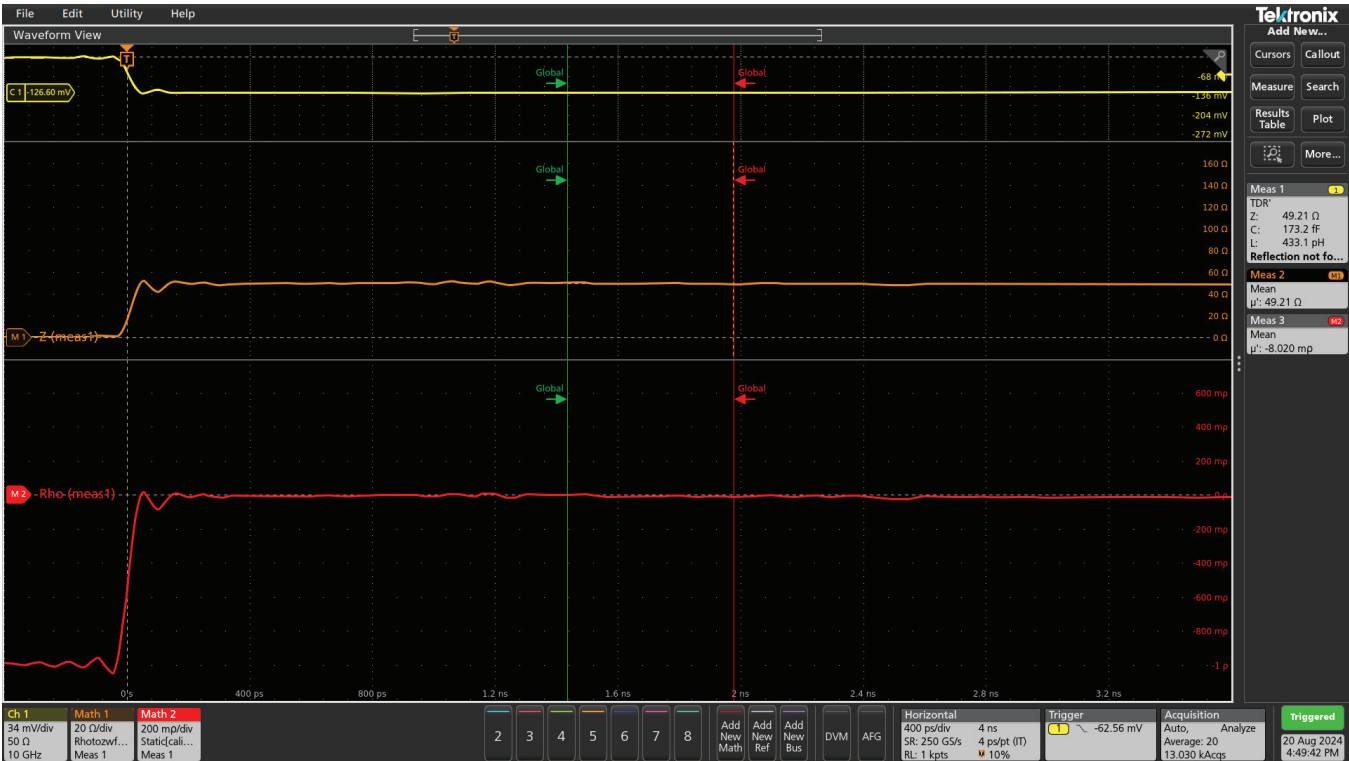


图 18.50 Ω 参考标准的 TDR 测量得到 49.21Ω。



图 19. 被测微带线的测量值为 51.02Ω 。根据参考测量应用校正时，校正值为 52.15Ω 。

示例 2：使用 TDR 检测阻抗不连续性

图 20 所示为 Picotest 公司开发的演示板，板上包含多条具有阻抗不连续特性的走线。测试采用 6 系列 MSO 示波器配合 Picotest P2105A TDR 浏览探头对板载测试点进行测量。

对图 20 中测试点 6 进行 TDR 测量时，可清晰识别出走线上两处宽度突变区域（参见图 21）。

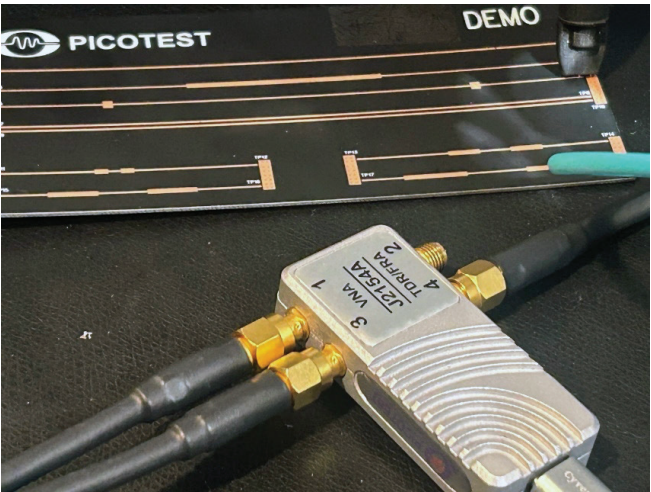


图 20. 该 Picotest 演示板包括一条具有两个阻抗不连续性的走线。

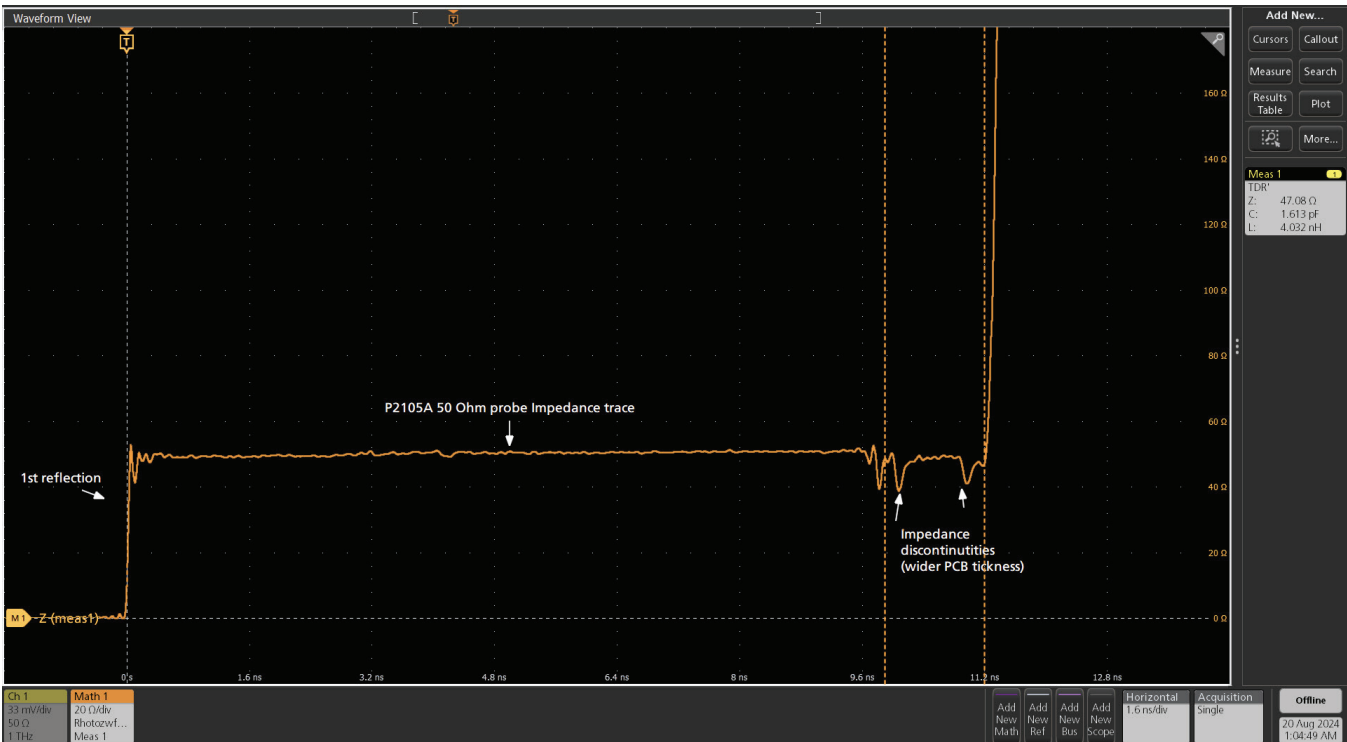


图 21. 在图 19 所示的走线上执行 TDR 可以清楚地显示 PCB 上可见的两个阻抗不连续性。

通过第一次反射后，可以观察到与 P2105A 探头匹配的 50Ω 走线信号。电缆始末端的轻微干扰表明存在接触阻抗失配现象。

在探头连接的右侧，在阻抗波形中可以看到两个阻抗不连续性。两个负向脉冲点与 PCB 走线中较宽的部分完全对应。通过启用测量光标并将光标放在这些脉冲上，我

们可以测量这些位置的阻抗。PCB 走线设计通常要求保持走线宽度一致，而 TDR 测量能有效检测出意外的不连续性。

此外，通过测量这两个不连续点之间的时间差，并结合走线介电常数，可以计算出它们之间的实际距离。

示例 3：测量 1pF 并联电容器

图 22 显示了一个带有走线的 PCB，该走线上焊接了 1pF 并联电容器。我们想要测量整个走线的阻抗，并重点分析该电容元件在信号路径中的影响效应。

图 23 显示了此测量结果。由于路径中的电容器，阻抗走线上有一个负点。我们可以很容易地测量电容值，方法是将光标内的面积 (以 rho 秒为单位) 积分，然后除以参考阻抗 (Z_0)，如下所示：

$$\text{Capacitance (C)} = \left(\frac{2 * \text{Area}}{Z_0} \right)$$

当启用光标门控测量功能并将光标定位在走线电容区域时，测量徽章中的 TDR 系统会自动完成电容值测算。电容器后出现的感性脉冲源于其内部寄生电感。要精确测量电容值，必须将光标准确定位在目标区域。简单的

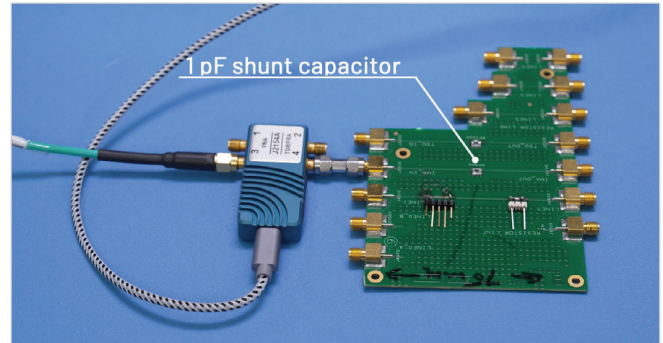


图 22. 带有 1pF 并联电容器的 PCB，焊接在走线中间。

设置方法是选择 ρ 波形两侧过零点之间的区域，这样就能仅门控电容区域，而忽略后续的感性区域。实测值为 1.094pF，与标称值 1pF 十分接近。

PCB 设计人员通过这类电容测量，可以量化评估走线沿途容性和感性区段导致的传输损耗特性。

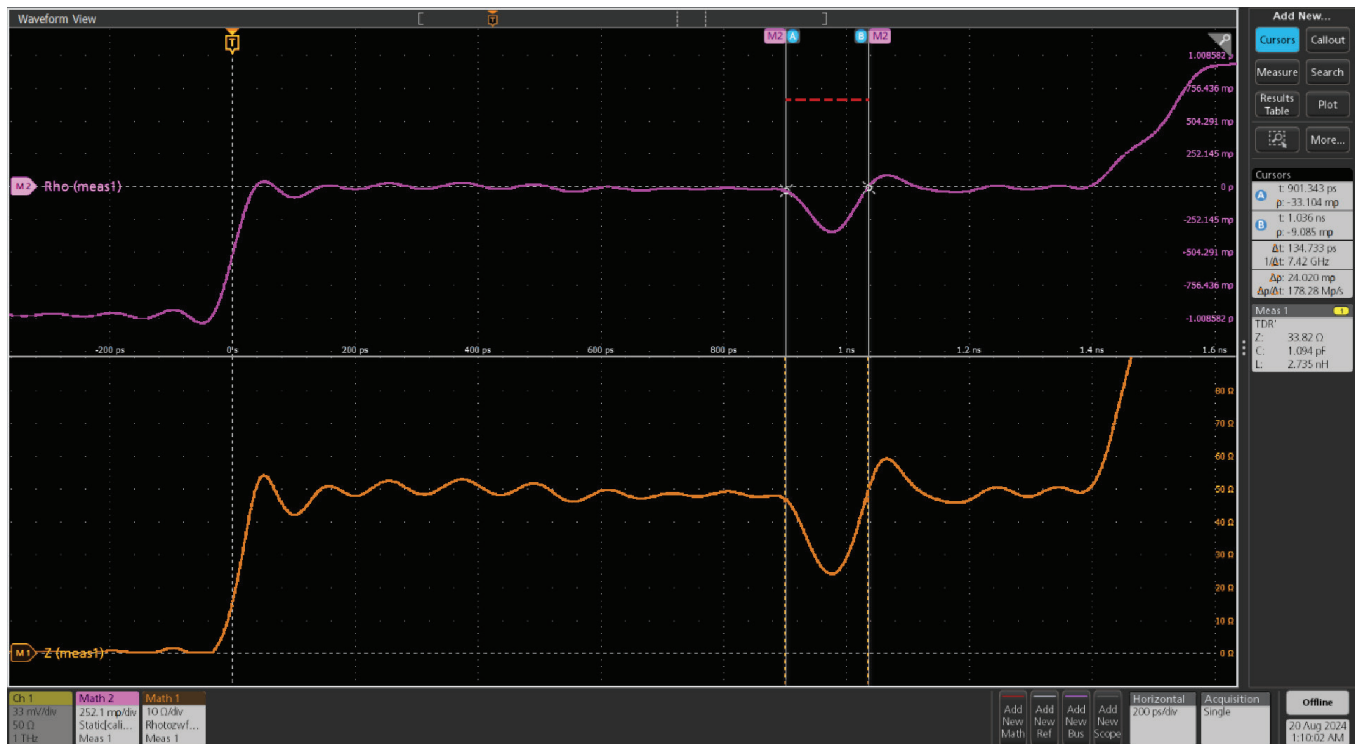


图 23. 通过使用光标选通 TDR 测量值，可以测量走线特定部分的电容。在这种情况下，正在测量标称值为 1pF 的并联电容器。测量值为 1.094pF，如右侧的测量徽章所示。

示例 4：测量串联电感

与电容测量一样，电感也可以从 TDR 波形中测量。在上一个示例中使用的同一块板上，我们有一个 2.6nH 电感器，与 PCB 走线路径串联，位于连接器启动点之间的中间点，如下所示图 24。

图 25 显示了在示波器上测得的阻抗曲线。可以观察到光标之间由电感器产生的正向脉冲信号。您可以看到一个正的点。电感值可以通过对脉冲区域内的面积 (以 rho 秒为单位) 进行积分并乘以参考阻抗 (Z_0) 来计算如下：

$$\text{Inductance (L)} = 2 * Z_0 * \text{Area}$$

两个端板接地，以及部件周围的桥接电容。虽然这些对器件制造商使用的低频阻抗电桥测量没有太大影响，但它对本测试中使用的快速 TDR 边沿确实很重要——它更好地代表了具有较高边沿速率的真实信号所经历的实际环境。事实在 TDR 测量中，电感值是根据光标在电感区

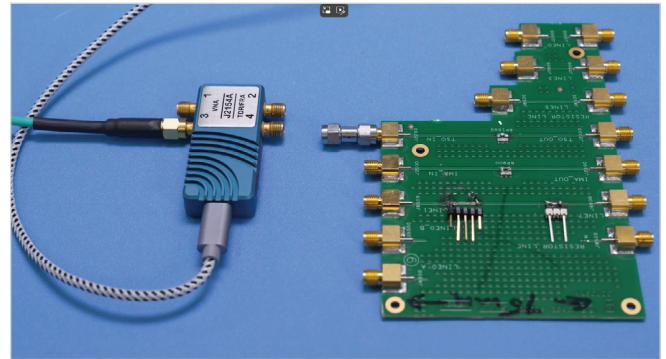


图 24. 安装了 SMA 适配器的走线有一个串联 inductor。

域中的位置自动计算的。我们测量的值为 2.279nH，根据制造商对该器件的值，我们预计电感值为 2.6nH。这里看到较少电感的原因是寄生电容效应上，在某个频率下，电容寄生效应会在器件内部引起自谐振，使器件无法作为电感器。

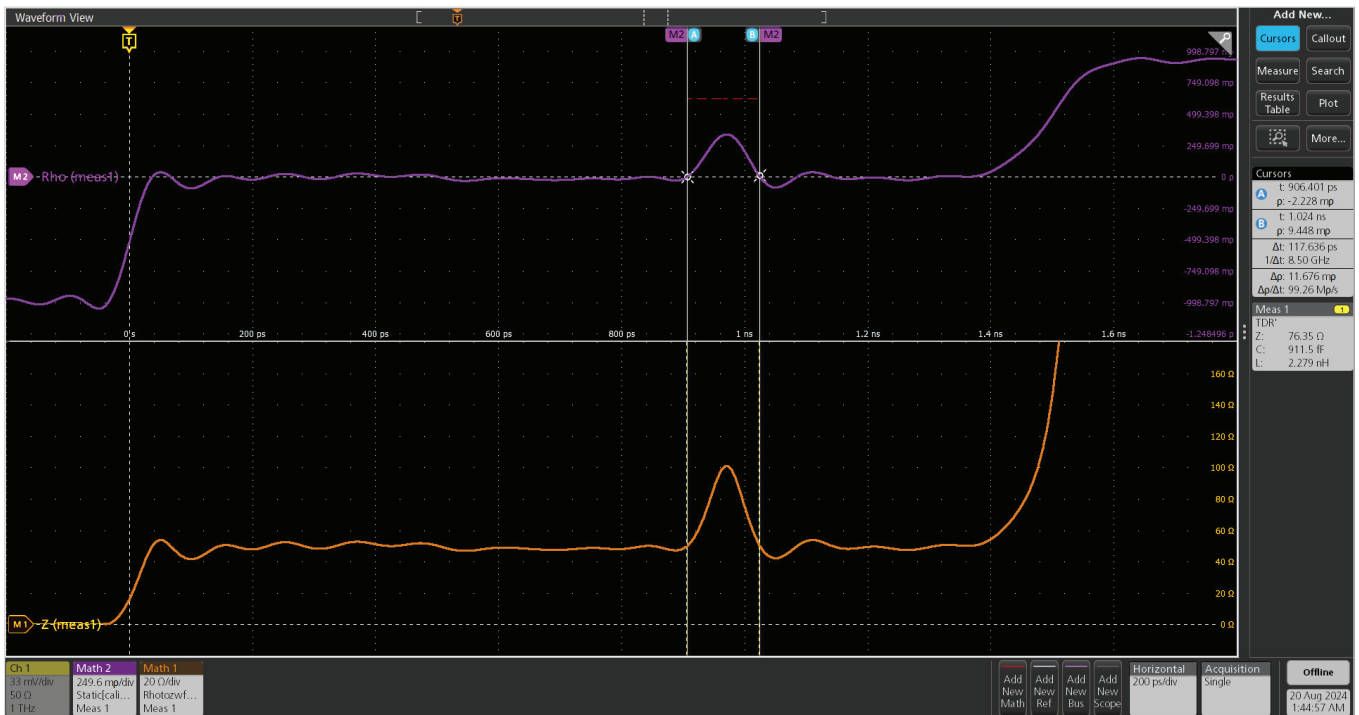


图 25. 通过使用光标选通 TDR 测量值，可以测量走线特定部分的电感。在本例中，正在测量标称值为 2.6nH 的串联电感器。测量值为 2.279nH，如右侧的测量徽章所示。

示例 5：使用 TDR 测量 IC 输出的阻抗

在本例中，通过观察用作时钟缓冲器的高速逆变器 (NC7SZ04) 的输出来测量阻抗，如图 26 所示。这使我们能够看到串联 30Ω 电阻器和 100pF 电容器沿路径的影响，以及输出 (引脚 4) 的负载阻抗。

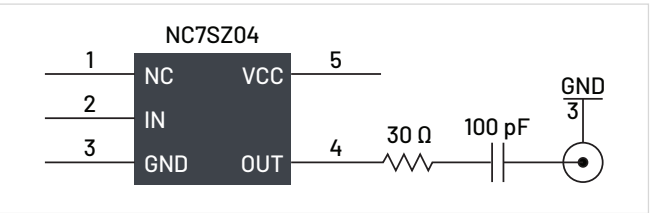


图 26. 在本例中，TDR 系统用于测量高速逆变器输出端的阻抗，该逆变器用作时钟电路中的缓冲器。该电路位于 PicotestVTS3 演示板的时钟部分。

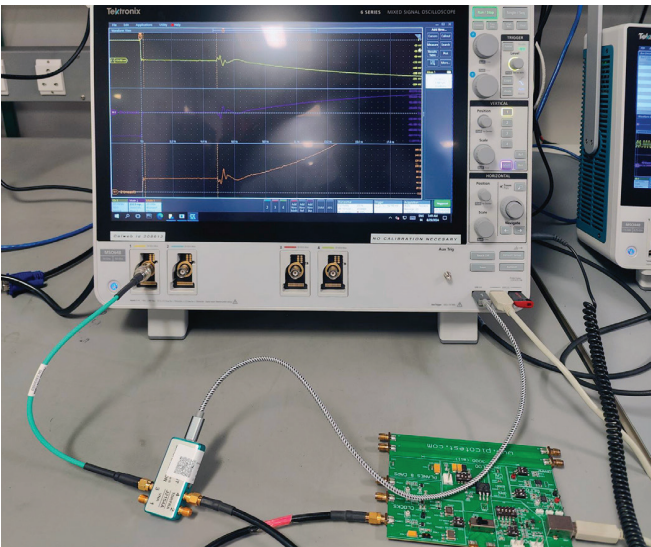


图 27. TDR 系统连接到 PicotestVTS3 演示板时钟部分高速逆变器输出端的 SMA 连接器。

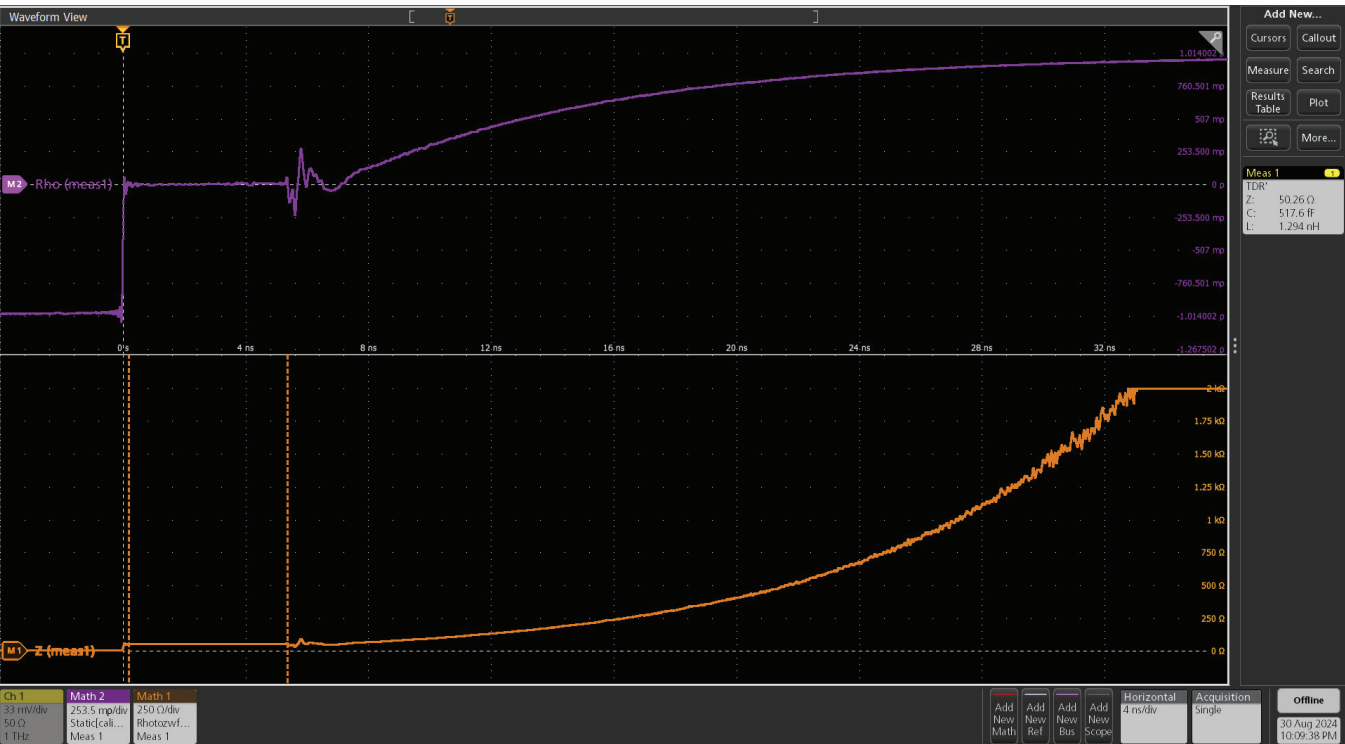


图 28：图 26 中电路的阻抗走线，查看输出连接器。IC 已通电，但输出引脚未被驱动。

在第一次测试中，IC 已通电，但其输入未被驱动。从图 28 中的阻抗迹线中可以看出，30Ω 电阻器和 100pF 与 TDR 系统的 50Ω 阻抗串联，产生大约 8 ns 的 RC 时间常数。这可以通过观察达到 $1-e^{-1}=63.2\%$ 或 $\rho=0.632$ 的 Rho 值的时间来估计。

RC 时间常数的标称值计算如下：

$$\tau_{RC} = \text{Net Resistance} * \text{Capacitance} = (30 \Omega + 50 \Omega)(100 \text{ pF}) = 8 \text{ ns}.$$

现在，在时钟输出关闭的情况下，测得的 TDR 信号如图 29 所示。从 TDR 信号中可以看出，栅极的负载效应只是一个分流电容。这是因为逆变器的输出阻抗会非常高，它与 30Ω 串联电阻共同构成开路状态。

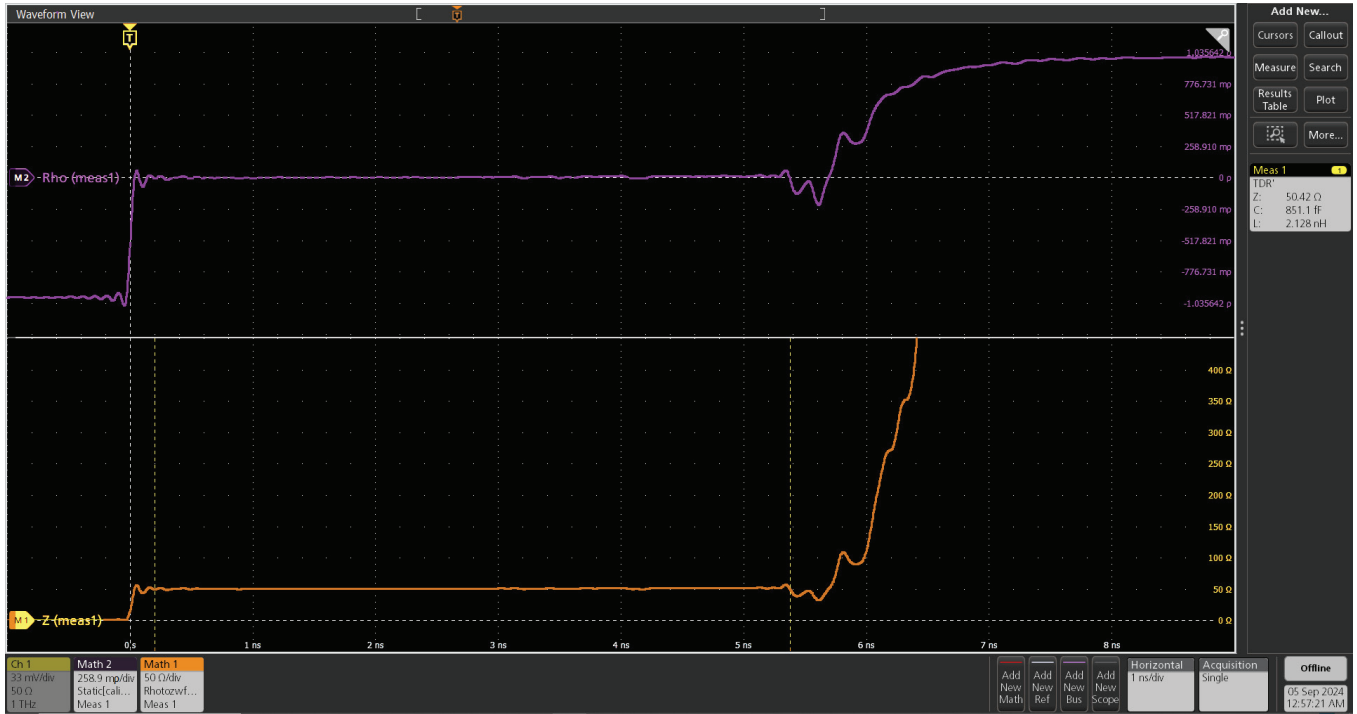


图 29.VRTS 板关闭时的阻抗波形。

总结

时域反射仪(TDR)是传输线分析与特性表征的重要工具。无论是评估 PCB 电源轨阻抗，还是检测电缆完整性，TDR 阻抗测量都能为工程师提供关键数据，助力优化 PCB 设计方案。

尽管采样示波器常被用于 TDR 测量，但配备合适阶跃源和分析软件的通用实时示波器具有更广泛的适用性，同样能高效完成 TDR 分析任务。

引用

1. Dannan, Benjamin; Sandler, Steven. *TDR Measurement using the J2154A PerfectPulse® Differential TDR and the MS068B Oscilloscope*. Picotest. <https://www.picotest.com/wp-content/uploads/2024/09/Application-Note-TDR-Measurement-using-J2154A-and-MS068B-Oscope-9-12-24-1.pdf>
2. *Measuring pH and fF with a TDR using a cursor rmeasurement*. Picotest. <https://www.picotest.com/wp-content/uploads/2024/03/TDR-Measurement-appnote-measuring-pH-and-fF.pdf>
3. Sandler, Steve.(Sep. 2020) “The Goldilocks TDR” . Signal Integrity Journal. <https://www.signalintegrityjournal.com/articles/1852-the-goldilocks-tdr>
4. *Measuring PCB, Cable and Interconnect Impedance, Dielectric Constants, Velocity Factor, and Lengths*. Picotest. <https://www.picotest.com/wp-content/uploads/2024/03/tdr-measurement-app-noterev3-06272021.pdf>
5. Cain, Jeffrey. *Parasitic Inductance of Multilayer Ceramic Capacitors*. Kyocera AVX Components Corp. <https://kyocera-avx.com/docs/techinfo/CeramicCapacitors/parasitc.pdf>
6. IPC TM-650 Test Methods; TM 2.5.5.7A; Characteristic Impedance of Lines on Printed Boards by TDR; https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5-5-7a.pdf

附录 A. 实时示波器上的 TDR 分辨率

了解决定实时示波器 TDR 测量分辨率的约束条件非常重要。垂直分辨率受示波器可测量的最小电压差的限制，因为它会影响可分辨的最小反射系数和阻抗。水平分辨率或时间分辨率决定了可以解析的最小距离。本节以带有 J2154ATDR 步进发生器的 6 系列 BMSO 示波器为例，但通过插入适当的规格，可以将推理应用于其他实时示波器。

垂直分辨率

垂直 TDR 分辨率是衡量可以测量的阻抗变化有多小的指标。J2154A 与 6 系列 MSO 的最大灵敏度可推导出如下：

10mV/div 刻度下每格反射系数和阻抗的分辨率：

由于 J2154A 是 250mV 步进发生器，因此电压刻度范围为 -125mV 至 +125mV。在 ρ 标度上，这对应于 -1 到 +1。因此，10mV/div 时的垂直灵敏度对应于反射系数刻度上的 80mp/div。大多数阻抗测量值约为 50 Ω 。由于阻抗和 ρ 之间的非线性关系（参见上面的图 16），以 ρ 为单位的 80mp/div 灵敏度对应于 50 Ω 附近的 8 Ω /div。

50mV/div 刻度时的最大垂直分辨率：

在 50mV/div 垂直刻度（TDR 测量的最常见刻度）下，可以计算 6 系列 BMSO 中 12 位模数转换器（高分辨率模式下）的最大垂直分辨率：

1. 具有 12 位分辨率和 50 mV/div，满量程为 500 mVpp，由 4096ADC 电平表示。
2. 因此，以伏特为单位的 1 LSB 为 $500 \text{ mV} / 4096 = 125 \mu\text{V}/\text{LSB}$ （为保持简单起见，四舍五入）。
3. Picotest J2154A 的 TDR 入射边沿为 125mV。
4. 这被缩放到 1000mp。
5. 因此， ρ 中的 1 LSB 为 $(1000 \text{ m}\rho / 125 \text{ mV}) * 125 \mu\text{V}/\text{LSB} = 1\text{mp}/\text{LSB}$ 。

因此，我们可以说，在 50mV/div 刻度下的最大分辨率为 1mp/LSB，或在大约 50 Ω 时为 0.1 Ω /LSB。分辨率提高到 62.5 $\mu\text{p}/\text{LSB}$ ，如果我们使用提供 16 位的高分辨率模式，则在 50 Ω 工作时将提高到 6.25 $\mu\Omega$ /LSB。但是我们必须将采样率降低到 125MS/s 才能实现 16 位的 ADC 分辨率。

平均分辨率：

提高分辨率的另一种方法是使用波形平均。执行 16 个波形平均可有效地将分辨率提高 2 位，从而减少随机噪声并提高精度。

总之， ρ 和 Z 波形都是数学轨迹，可以设置为分辨 1mp 或 0.1 Ω 以下的差异。

TDR 水平分辨率

TDR 分辨率决定了阻抗不连续性中可用的细节。TDR 给出了阻抗与时间的量度，时间与物理距离成正比。我们可以将 x 轴转换为距离并查看阻抗与距离曲线，这为我们清楚地指示了阻抗失配的位置。这有助于查找电缆的长度、到电缆故障的距离或走线上不连续的位置。

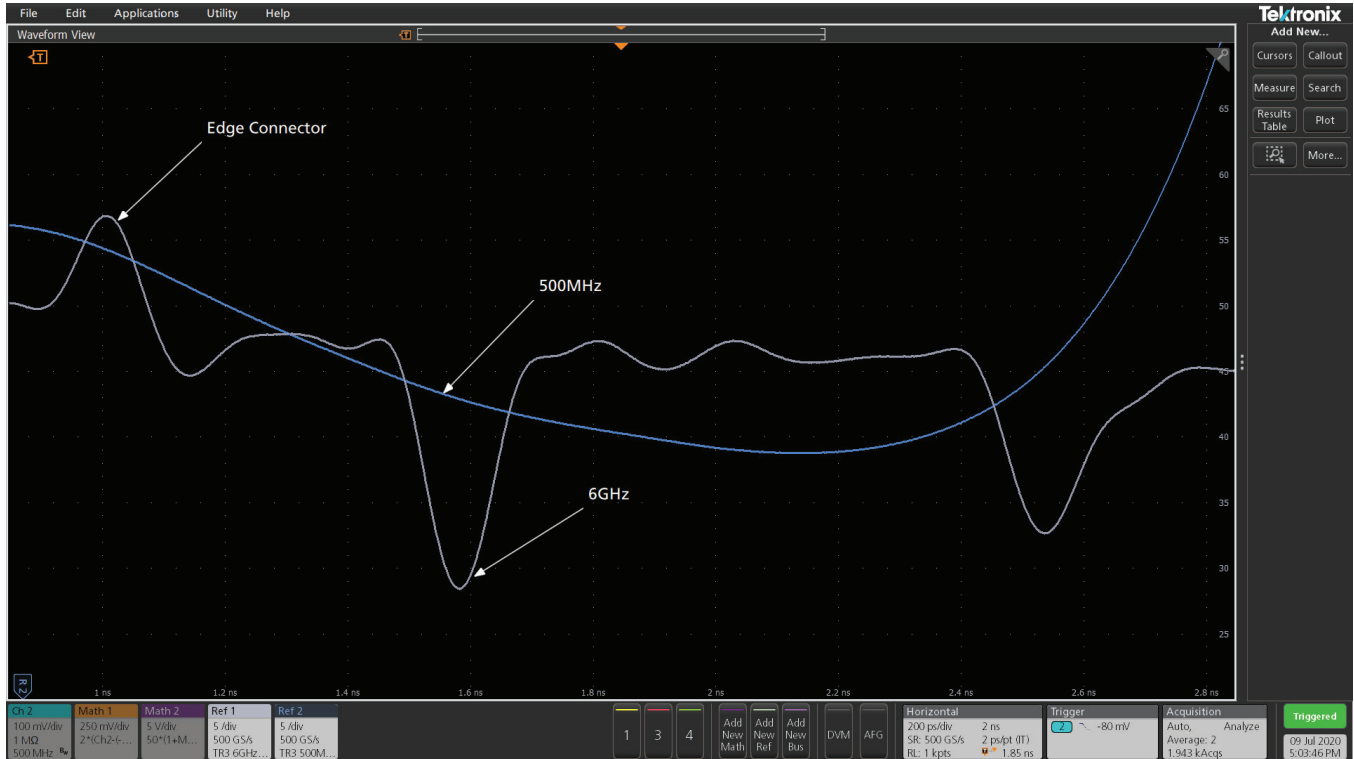


图 30. 两次 TDR 测量。在 500MHz 带宽限制下捕获的 1 个完全错过了在 6GHz 系统上捕获的 1 个清晰可见的微小阻抗不连续性。[3]

TDR 分辨率取决于系统带宽，而系统带宽决定了测量系统可以解析的最小上升时间。如图 30 所示，其中 TDR 测量是使用 500MHz 和 6GHz 带宽的系统进行的。较低带宽系统无法解决在较高带宽系统上清晰可见的阻抗不连续性。系统上升时间和传输线的传播速度可用于找到最小可分辨距离。

TDR 信号传播延迟:

电信号在空气中的速度与光速相同，但在介质中，它取决于介质的有效 D_k 。

真空中的光速为 $c = 2.99792468 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$c = 2.99792468 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 11.86 \frac{\text{in}}{\text{ns}}$$

介质中电信号的速度 / 速度 (V_p) 为:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{D_k}}$$

传播延迟 (t_D) 使信号传播一段距离 l 将是:

$$T_D = \frac{l}{V_p}$$

对于介电常数 (D_k) 为 3.5 的 PCB 走线:

$$V_p = \frac{2.99702468 \cdot 10^8}{\sqrt{3.5}} = 1.602 \cdot 10^8 \text{ m/s} \\ = 160.2 \text{ mm/ns} \\ = 6.3 \text{ in/ns}$$

因此，对于 PCB 走线，1mm 的时间延迟为:

$$T_D = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1.602 \cdot 10^8} = 6.24 \text{ ps}$$

示波器看到的传播延迟将是往返延迟，即 $2 \cdot 6.24 \text{ ps} = 12.48 \text{ ps}$ 。

TDR 系统带宽：

请注意，TDR 系统带宽不仅取决于示波器。步进发生器和 TDR 探头或电缆也会影响系统的上升时间。随着系统上升时间的增加，最小 TDR 分辨率也会增加。总系统上升时间为：

$$tr_{sys} = \sqrt{tr_{TDR}^2 + tr_{scope}^2 + tr_{probe}^2}$$

哪里：

tr_{TDR} = TDR 阶跃发生器的上升时间或下降时间，10% 至 90%

tr_{scope} = 示波器上升时间或下降时间，10% 至 90%

tr_{probe} = 探针上升时间或下降时间，10% 至 90%

使用系统上升时间，我们可以轻松找到分辨率极限。

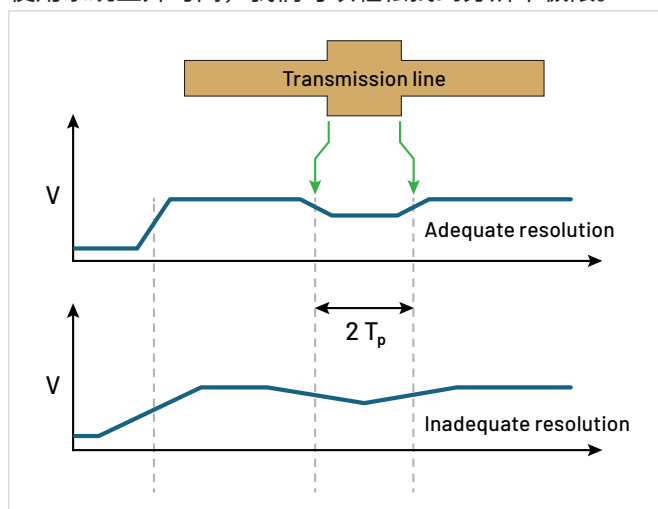


图 31. 测量系统的上升时间决定了系统分辨小距离的能力 [6]。

根据 IPC-TM-650 测试方法手册 [6]，TDR 分辨率限值定义为：

$$\text{Resolution Limit} = 0.5 * tr_{sys} * VP$$

TDR 分辨率示例

假设传输线的介电常数 $D_k=3.5$ ，则传播速度 V_p 将为 6.33in/ns。P2105A 探头的带宽为 16.5GHz。我们可以计算出探头的上升时间为 $0.35 / \text{带宽} = 0.35 / 16.5\text{GHz} = 21.21\text{ps}$ 。

对于 J2154A TDR， $tr_{TDR}=30\text{ps}$ 。对于 6 系列 MSO 示波器， $tr_{scope}=40\text{ps}$ 。对于 P2105ATDR 探头， tr_{probe} = 示波器探头 21.21ps。所以系统上升时间将是：

$$tr_{sys} = \sqrt{(30\text{ps})^2 + (40\text{ps})^2 + (21.21\text{ps})^2} = 54.31\text{ps}$$

因此，使用 P2105ATDR 探头，使用 P2105ATDR 探头， $D_k=3.5$ ，采用 6 系列 MSO 的 J2154ATDR 的分辨率限值计算如下：

$$\begin{aligned} \text{Resolution Limit} &= 0.5 * 54.31\text{ps} * 1.602458 * 10^8 \text{ m/s} \\ &= 4.35 \text{ mm} \end{aligned}$$

注意：在介电常数 (D_k) 为 3.5 的情况下，可以实现此分辨率。但在实际情况下，当能量流经导体的外表面时，导体的有效介电常数将低于 3.5。因此，在实际计算中需要考虑一个有效值。请参阅参考部分中的 Picotest 应用说明 [1]。



扫码关注泰克公众微信号

如需所有最新配套资料，请立即与泰克本地代表联系！

或登录泰克公司中文网站：tek.com.cn

泰克中国客户服务中心全国热线：400-820-5835

服务时间：9:00am-5:00pm，周一至周五

Tektronix (China) Co., Ltd.
泰克科技 (中国) 有限公司
泰克中国客户服务中心
免费热线：400-820-5835

Beijing Branch
泰克科技 (中国) 有限公司
北京分公司
北京市朝阳区酒仙桥路 6 号院
电子城国际电子总部二期
七号楼 2 层 203 单元
邮编：100015
E-mail: china.mktg@tektronix.com

Shanghai Branch
泰克科技 (中国) 有限公司
上海分公司
上海市长宁区福泉北路 518 号
9 座 5 楼
邮编：200335
电话：(86 21) 3397 0800
E-mail: china.mktg@tektronix.com

Shenzhen Branch
泰克科技 (中国) 有限公司
深圳分公司
广东省深圳市深南东路 5002 号
信兴广场地王商业大厦 3001-3002 室
邮编：518008
电话：(86 755) 8246 0909
E-mail: china.mktg@tektronix.com

Chengdu Branch
泰克科技 (中国) 有限公司
成都分公司
四川省成都市锦江区三色路 38 号
博瑞创意成都 B 座 1604
邮编：610063
电话：(86 28) 8620 3028
E-mail: china.mktg@tektronix.com

Wuhan Branch
泰克科技 (中国) 有限公司
武汉分公司
湖北武汉市洪山区文化大道 555 号
融创智谷二期 B1 栋 7 层 05 室
邮编：430072
E-mail: china.mktg@tektronix.com

了解更多宝贵资源，请访问 tek.com.cn

版权所有 © Tektronix。保留所有权利。泰克产品受已获得和正在申请的美国 and 外国专利的保护。本资料包含的信息取代所有先前发布材料中包含的信息。保留变更规格和价格的权利。TEKTRONIX 和 TEK 是 Tektronix, Inc. 的注册商标。所有其他引用的商标名称均为其各自公司的服务标记、商标或注册商标。

2024 年 12 月 SBG 48C-74128-0

