

基于矢量网络分析仪的时域测量技术 TDR

罗德与施瓦茨（中国）有限公司 甘秉鸿

摘要 测量一条传输线上某点的阻抗值以及分析时间域或距离域中对被测件DUT所存在的问题，例如：器件特性不连续性检查，矢量网络分析仪的时域功能是非常有用且行之有效的。时域测试结果的显示形式更为直观，直接就可以看到被测器件的特性；在测量传输线系统的宽带响应特性方面，与其它测试技术相比，时域测试技术通过把被测器件特性的不连续性显示为时间或距离的函数而能给出更富有含义的信息。本文主要讲述矢量网络分析仪（VNA）进行时域测试分析的基本原理，希望让具有频域测试知识背景的工程师们能深入了解怎样从频域测试数据（S 参数）得到时域测试结果，以及怎样将时域测试结果应用到对射频（RF）系统中常见问题的分析上。

关键词 TDR, VNA, FFT, IDFT

1 简介

在对传输线上阻抗不连续性进行检测时，传统方法是使用时域反射测量技术（TDR）。矢量网络分析仪的时域分析与之类似，通过发射扫频连续波，再接收源信号与散射信号并进行比值的方法，获得网络的 S 参数。将测得的频域数据进行时域变换，得到时域结果。与传统方法相比，矢量网络分析仪的时域测量功能有自己独特的特点，如下：

- ▮ 强大的数据处理能力为数据分析，提供更大的灵活性；
- ▮ 可以在指定频段内扫描，从而适合工作频率有限的被测件的测量；
- ▮ 窄带接收机可以测到更加微弱的信号，大大提高了测量的动态范围；

2 时域测量理论基础

在正常工作时，分析仪测量的是被测器件的射频性能特性随频率的变化。当网络分析仪具有时域功能时，它便能通过反傅立叶变换（IDFT）将频域数据变换成时域数据。测量结果以时间作为水平显示轴表示，而非频率表示（见图 1）。随着网络分析仪功能的日趋强大，现代网络分析仪在极限情况下已经可以测试 5km 长的电缆，位置精度也可以达到 mm 级，在很多场合下已经替代了 TDR 进行，如脉冲回波损耗、时域阻抗测量。

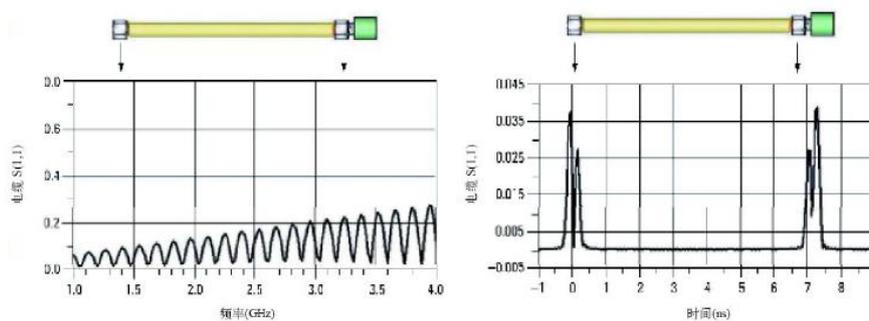


图 1 同一根线缆在时域和频域中的反射相应

我们进行分析的前提是被测网络为线性时不变网络。网络分析仪可以同时测量反射系数和传输系数，这里我们仅以反射测量为例，传输测量与之类似。

设入射波量和反射波量分别为 a 和 b ，反射系数 $S_{11} = b/a$ ， S_{11} 可以看作是反射网络的冲击响应。网络分析仪先在一段带宽内用步进频率进行扫描，把反射系数作为频率的函数进行测量，得到 S_{11} 的频谱；再通过傅立叶逆变换得到 S_{11} 的时域表示 $s(t)$ ；最后将阶跃信号或冲击信号与 $s(t)$ 进行卷积，便得到这个反射网络的阶

跃响应或冲击响应的时域结果。

2.1 时域测量的数学推导

时域转换前，网络分析仪一般先获取被测样品的反射系数。反射系数一般可以由网络分析仪的 S 参数 (S_{11}, S_{22}) 直接获得。

反射系数定义为被测电缆上任意处反射波电压 (或电流) $V_{reflect}$ 与入射波电压 $V_{incident}$ (或电流) 之比, 用 Γ 表示 (时域中用 ρ 表示), 即:

$$\Gamma = \frac{V_{reflect}}{V_{incident}} = \rho e^{j\varphi(f)} \quad (1)$$

被测电缆上任意处的反射电压与入射电压之比即反射系数 Γ 与阻抗的关系式为:

$$\Gamma = \frac{V_{reflect}}{V_{incident}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2)$$

其中, Z_L : 为被测样品上任意频率点的阻抗;

Z_0 : 为测量系统 (或称电缆样品环境) 的阻抗。如 50 或 75 Ω ;

获取了反射系数后, 对其进行反傅立叶变换 IDFT, 可获得各个物理位置或时间上的反射系数, 如下:

$$\Gamma_x = \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma * e^{j2\pi*f*t} df = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho e^{j\varphi(f)} * e^{j2\pi*f*t} df \quad (3)$$

对公式 (3) 进行重新的编辑, 可得到各个时间点的反射系数, 如下表达式:

$$\Gamma_x(t) = \rho * e^{-2\gamma t} \quad (4)$$

其中, t : 表示被测件的反射时间;

γ : 表示被测件的传播变量, 可用公式表达如下:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (5)$$

其中, α : 表示被测件的反射距离;

β : 表示被测件的相位变量;

据此, 我们可以获得各个时间点上的阻抗, 如下式:

$$Z_x(t) = Z_0 * \frac{1 + \Gamma_x(t)}{1 - \Gamma_x(t)} \quad (6)$$

反射距离 d_{rx}

通过各个时间点上的阻抗, 可以计算反射距离, 如下:

$$d_{rx} = k * \Delta t_{\min} * C_0 * V_c \quad (7)$$

式中， k ：表示测试点的序列值；

C_0 ：表示光速，恒定值，为： $C_0 = 2.997925 * 10^8 m / s$ ；

V_c ：表示速度因子；

Δt_{min} ：表示最小时间间隔，可由下式表达：

$$\Delta t_{min} = \frac{2}{f_{stop} - f_{start}} \quad (8)$$

式中， f_{stop} ：代表终止频率；

f_{start} ：代表起始频率；

最大测试长度 l_{max}

同样，我们也可以得到最大测试长度，如下：

$$l_{max} = t_{max} * C_0 * V_c \quad (9)$$

式中， t_{max} ：表示网络分析仪中的最长测试时间，由下式表达：

$$t_{max} = \frac{\Delta t_{min} * n}{2} \quad (10)$$

其中， n ：代表频域测量时的测量点数；

时域分辨率 Δx_{min}

根据式（7），我们也可以得到网络分析仪时域测量的时域分辨率，如下：

$$\Delta x_{min} = \Delta t_{min} * C_0 * V_c \quad (11)$$

2.2 时域分析的物理原理

2.2.1 矢量网络扫描回顾

矢量网络分析仪是测量被测件 (DUT) 频率响应的仪器，测量的时候给被测器件输入一个正弦波激励信号，然后通过计算输入信号与传输信号 (S21) 或反射信号 (S11) 之间的矢量比得到测量结果，如下图 2 所示：

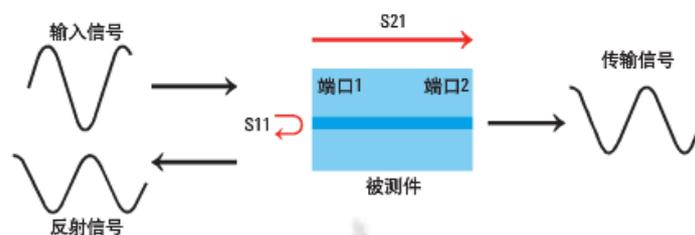


图 2 输入信号、反射信号和传输信号的示意图

在测量的频率范围内对输入的信号进行频率扫描就可以获得被测器件的频率响应特性(如图 3 所示), 在测量接收机中使用带通滤波器可以把噪声和不需要的信号从测量结果中去掉, 提高测量精度。

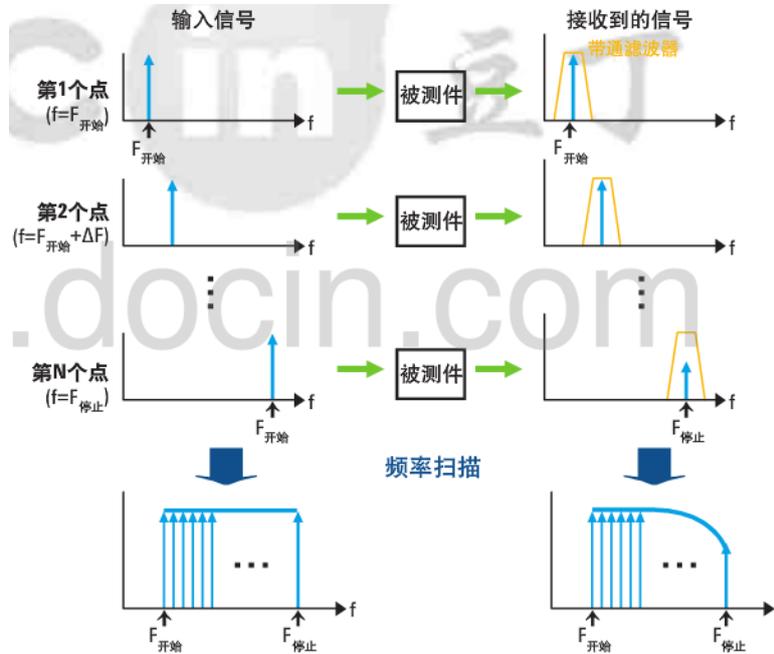


图 3 矢量网络分析仪频率扫描得到频率响应过程

2.2.2 时域测量的理论基础

时域测量的理论可如下图 4 所示, 通过矢网发射一个正弦波激励信号, 通过测量时延差, 即可得到线缆的断点距离:

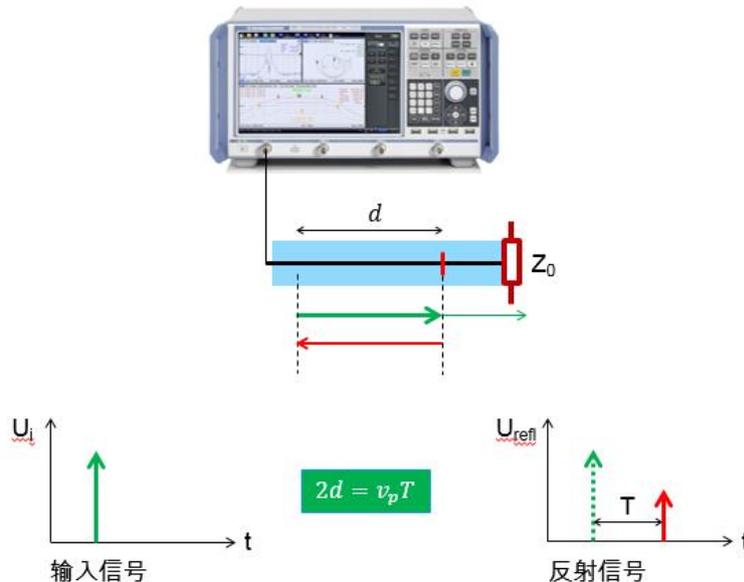


图 4 矢量网络分析仪测量断点的理论基础

2.2.3 时频域之间的转换（傅立叶变换）

众所周知, 频域和时域之间的关系可以通过傅立叶理论来描述。通过对使用 VNA 获得的反射和传输频率

响应特性进行傅立叶逆变换，可以获得时域上的冲激响应特性，傅立叶变换的过程如下：

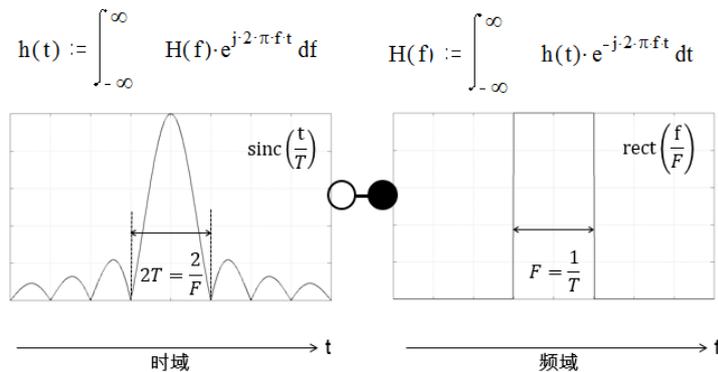


图 5 傅立叶变换的数学表达式和物理原理

下面以几个典型的信号为例，进行说明：

1: 理想的单脉冲信号

理想的单脉冲信号，在频域上应该是无限展宽；时间上无限长度的脉冲信号，在频域上是有限带宽，如下图 6 所示：

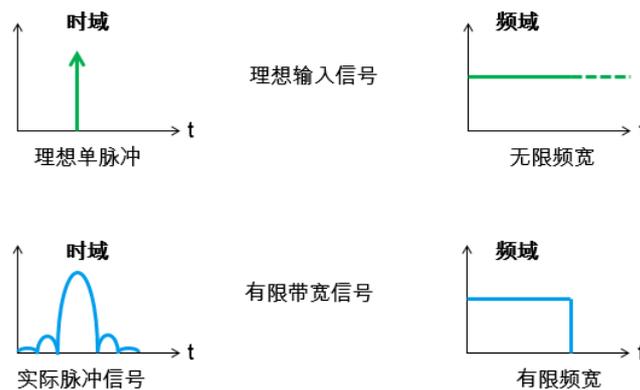


图 6 理想单脉冲信号和实际脉冲信号的时频域对比

2: 脉冲宽度与频域的关系

从傅立叶变换来看，脉冲宽度越小，频域就会越宽，如下图 7 所示：

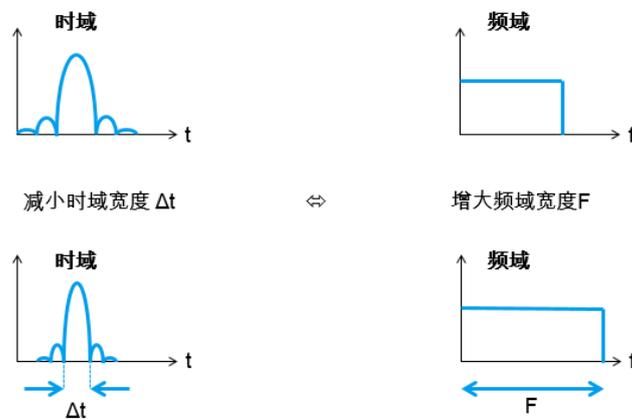


图 7 脉冲时域宽度与频域的关系

频宽与脉冲时域宽度之间的关系符合： $F = \frac{2}{\Delta t}$ ，F：频谱宽度； Δt ：表示脉冲宽度；

3: 单脉冲与周期性脉冲的频域关系

通过傅立叶变换，当脉冲为周期性脉冲，那么频谱将会变成离散频谱，如下图 8 所示：

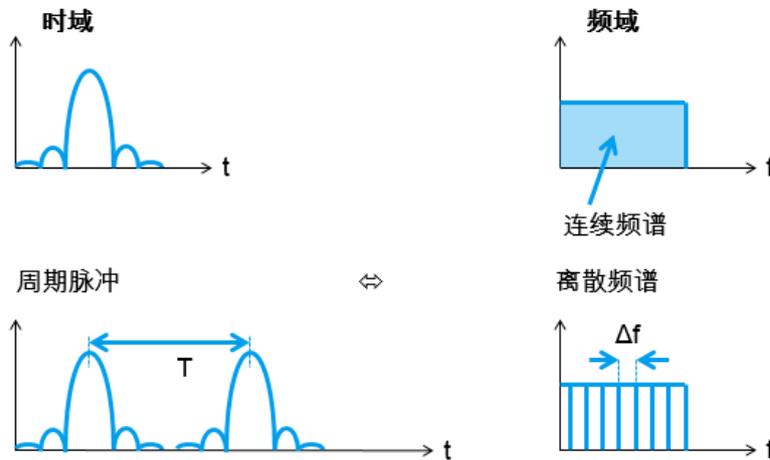


图 8 周期性脉冲的频谱

4: 脉冲周期与频域分辨率的关系

通过傅立叶变换，当改变脉冲周期，那么脉冲频谱的频域分辨率也将发生改变，如下图 9 所示：

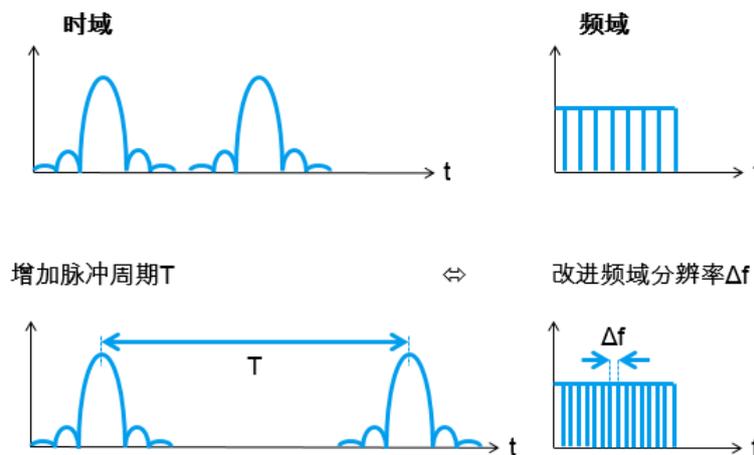


图 9 脉冲周期与频率分辨率的关系

频率分辨率与脉冲周期之间的关系符合： $\Delta f = \frac{1}{T}$ ，T：脉冲周期； Δf ：表示脉冲频域分辨率；

总之，脉冲信号的时域周期对应频域分辨率，时域分辨率对应频域宽度，如下图 10 所示：

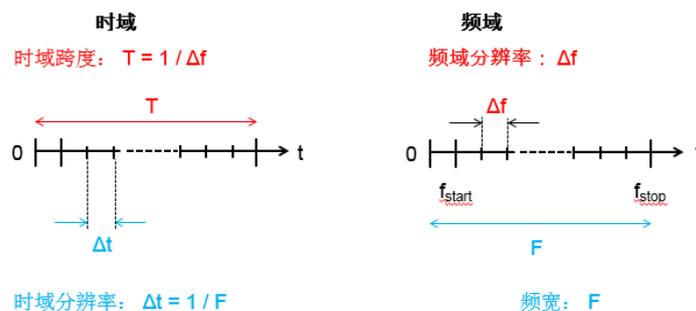


图 10 周期性脉冲的时域和频域关系

3 时域测量实际处理过程

3.1 矢网在时域分析时的处理流程

根据前面的理论分析来看，需要明确的是，矢网得到的时域特性并非实际测试结果，而是通过离散反傅立叶变换计算得到的结果，这是理解矢网时域功能的前提条件。下面仅以反射作为处理过程分析，传输类似。

设入射和反射波量分别为 a 和 b ，反射系数 $S_{11}=b/a$ ， S_{11} 可以看作是反射网络的冲击响应。网络仪先在一段带宽内用步进频率进行扫描，把反射系数作为频率的函数进行测量，得到 S_{11} 的频谱；再通过傅立叶逆变换得到 S_{11} 的时域表示 $s(t)$ ；最后将阶跃信号或冲击信号与 $s(t)$ 进行卷积，便得到这个反射网络的阶跃响应或冲击响应的时域结果，其基本的时域处理流程如下图 11 所示：

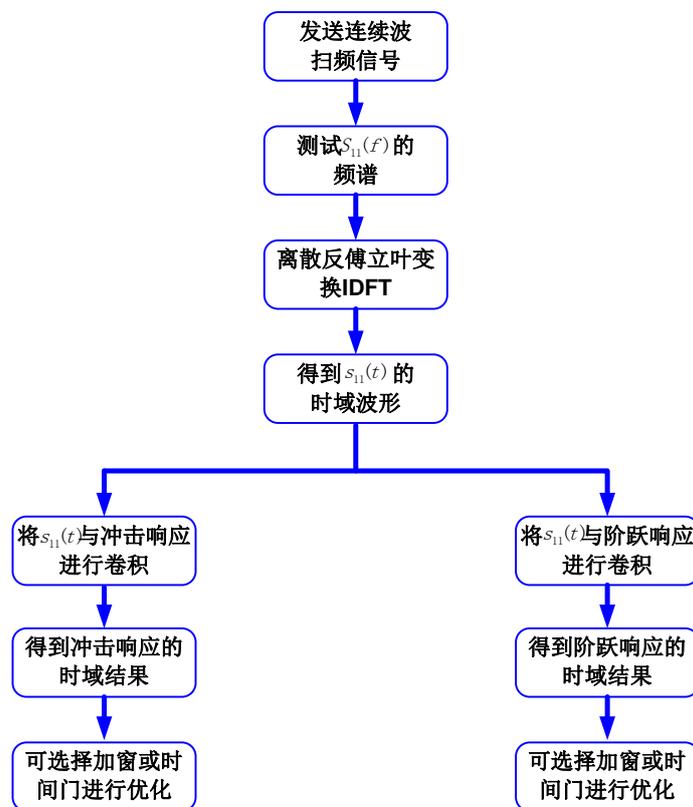


图 11 矢网时域处理流程图

3.2 离散反傅立叶变换

傅立叶变换应用于连续信号，而矢量网络分析仪的时域特性则必须应用于离散数据处理，因此，先让我们回顾一下什么是离散傅立叶变换。

傅里叶就是一种变换就是一种从时间到频率的变化或其相互转化。根据原信号的不同类型，我们可以把傅立叶变换分为四种类别：

1	非周期性连续信号	傅立叶变换 (Fourier Transform)
2	周期性连续信号	傅立叶级数 (Fourier Series)
3	非周期性离散信号	离散时域傅立叶变换 (Discrete Time Fourier Transform)
4	周期性离散信号	离散傅立叶变换 (Discrete Fourier Transform)

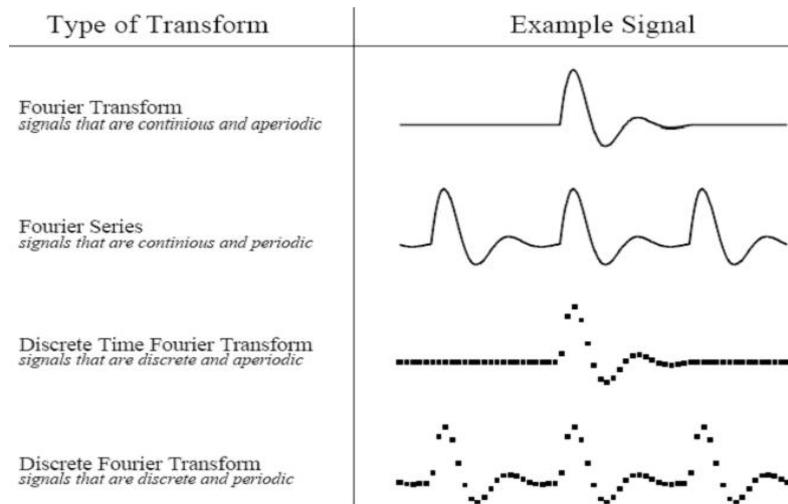


图 12 四种不同的傅立叶变换过程

这四种傅立叶变换都是针对正无穷大和负无穷大的信号，即信号的的长度是无穷大的，我们知道这对于计算机处理来说是不可能的，那么有没有针对长度有限的傅立叶变换呢？没有。因为正余弦波被定义成从负无穷小到正无穷大，我们无法把一个长度无限的信号组合成长度有限的信号。

面对这种困难，方法是：把长度有限的信号表示成长度无限的信号。如，可以把信号无限地从左右进行延伸，延伸的部分用零来表示，这样，这个信号就可以被看成是非周期性离散信号，我们可以用到离散时域傅立叶变换（DTFT）的方法。也可以把信号用复制的方法进行延伸，这样信号就变成了周期性离散信号，这时我们就可以用离散傅立叶变换方法（DFT）进行变换。这里，我们要讲的是离散信号，对于连续信号我们不作讨论，因为计算机只能处理离散的数值信号，我们的最终目的是运用计算机来处理信号的。

但是对于非周期性的信号，我们需要用无穷多不同频率的正弦曲线来表示，这对于计算机来说是不可能实现的。所以对于离散信号的变换只有离散傅立叶变换（DFT）才能被适用，对于计算机来说，只有离散的和有限长度的数据才能被处理。DFT 的计算公式如下：

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N}$$

3.3 脉冲响应和阶跃响应

网络可以在时域中直接进行分析和描述。Dirac 脉冲 $\delta(t)$ 便是一个典型的激励函数，它将全部能量集中于无限小的时间 $t=0$ 上，该能量可以由积分得到并且等于 1，如下：

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & \text{当 } t = 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t)dt = 1$$

线性网络对 Dirac 脉冲 $\delta(t)$ 的响应称为脉冲响应 $h(t)$ ，线性网络特性的时域描述中，脉冲响应非常重要，如下：

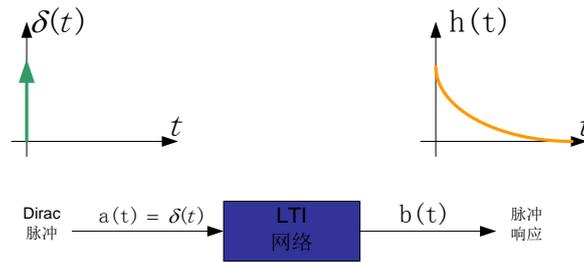


图 13 由 Dirac 脉冲激励的线性时不变网络

将每个脉冲响应中属于某一时刻 t 的部分叠加起来便得到响应 $b(t)$ ，此数学运算通过卷积得到，如下：

$$b(t) = a(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(\tau) h(t - \tau) d\tau$$

然而，实际中不可能产生理想的 Dirac 脉冲，甚至产生与其相近的信号都很困难。但是，单位阶跃信号 $\sigma(t)$ 的产生相对就容易得多，因此，通常选单位阶跃信号用于测试装置。单位阶跃信号在 $t=0$ 时刻由 0 跃变为 1，并在 $t>0$ 时刻保持为 1。由单位阶跃作为激励得到的响应称作阶跃响应 $\Theta(t)$ ，如下过程：

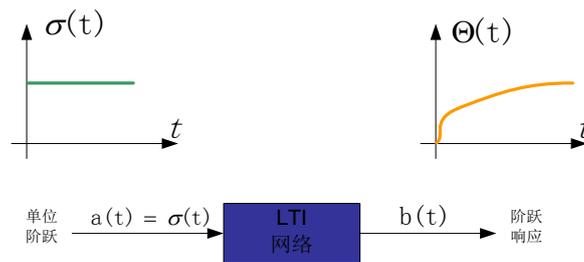


图 14 由单位阶跃信号激励的线性时不变网络

其中，阶跃信号 $\Theta(t)$ 可由脉冲响应 $h(t)$ 对时间积分得到，如下：

$$\Theta(t) = \int_0^t h(t) dt$$

反之亦然，通过对阶跃信号 $\Theta(t)$ 对时间求导，可以得到脉冲响应 $h(t)$ ，如下：

$$h(t) = \frac{d}{dt} \Theta(t)$$

3.4 低通模式

矢量网络分析仪的时域低通测试模式是对传统 TDR 测量方式的模拟，并提供阶跃信号和冲击信号两种激励方式。在这种测量模式下对测量的频率范围有一些特殊限制。它要求测试所得到的正数据点要均匀地隔开，这样这些数据点就可以从直流到测试的终止频率都是谐波相关的。在设置测量频率时必须使测试的终止频率等于起始测试频率与测试点数之积（从而给出谐波相关的频率，矢量网络分析仪具有自动完成这一操作的功能）。

从这里可以看到，上升时间由被测最高频率的最大斜率决定，可是上升时间也会随着窗口系数的大小而变化。此外，由于傅立叶变换包括直流值对频率响应的影响，而矢量网络分析仪是不能测量直流响应的，因此直

流值必须用外推的方法得到。在生成阶跃激励时这个直流值是必须的。在传统 TDR 测量方法中也存在这一限制。数据的其余部分可以由原始被测响应的镜像数据算出，这里假定响应为厄米特响应，即负频率响应是正频率响应的共轭，因此，时域响应必须是纯粹的实数值（非复数）响应。

低通测试模式所包含的信息在确定不连续性处的阻抗类型（电阻型、电容型或电感型）时是非常有用的。由于已经包含了直流值而且数据又是镜像的，故阶跃和冲击低通模式与带通模式相比能产生更好的时域分辨率。

在低通测量模式下，根据傅立叶变换的特点，要求被测频率包含直流值，即起始于 0Hz，并且频率点呈谐波相关。假设网络仪的测量结果为一个固定频率步长为 Δf ，频率点数为 N 的复数谱为：

$$[S_{11}(0), S_{11}(\Delta f), S_{11}(2\Delta f), \dots, S_{11}((N-1)\Delta f)]$$

（由于网络仪不能测量直流信号，所以直流值必须通过外推的方式得到）。

由于我们假设时域信号是实数，由傅立叶变换的性质可知其对应的频域信号实部为偶对称，虚部为奇对称，我们可以将测得的结果拓展到负频率轴上，于是得到点数 $M = 2N-1$ 的频谱：

$$[S_{11}^*((N-1)\Delta f), \dots, S_{11}^*(2\Delta f), S_{11}^*(\Delta f), S_{11}(0), S_{11}(\Delta f), S_{11}(2\Delta f), \dots, S_{11}((N-1)\Delta f)]$$

以 $N=5$ 为例，经拓展后，频谱点数变为 9。其幅度和相位谱如图 13- (a) 和图 13- (b) 的主值区间所示。对这个经过拓展后的谱序列进行离散傅立叶反变换，得到相同点数的时域序列，如图 13- (c) 的主值区间所示。

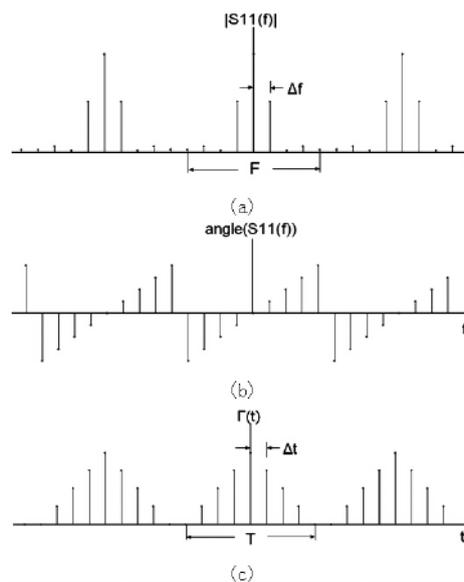


图 13 N=5 点的反射系数幅度谱和相位谱及 IDFT 后的时域波形

其时间间隔 Δt 与频域的关系如下：

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{M * \Delta f}$$

而且，我们知道，频域的离散性对应时域的周期性。频率轴上步长为 Δf 的频率取样信号，对应于时域中周期信号，其周期 T 为：

$$T = \frac{1}{\Delta f}$$

主值区间 $-T/2$ 到 $T/2$ 的值包含了我们所需的时域信息，此范围之外为其周期重复，我们不再关心。在测量

中，必须选择合适的频率步长 Δf ，以获得合适的时域周期 T ，否则会因为时域相邻周期信号混迭造成失真。

3.4.1 DC 值补偿

网络分析仪设置的线性频率扫描覆盖了 f_{start} 至 f_{stop} 的范围，它以 f_{step} 为频率步长，其测量点数为 M 。首先，假设频率 f_{start} 和 f_{stop} 是步长 f_{step} 的整数倍；起始频率 f_{start} 总是具有最小值 $f_{start} > 0$ ，其具体数值取决于分析仪型号。 $f=0\text{Hz}$ 的直流大小不能使用外差原理测量得到；它必须另外提供给分析仪或由分析仪通过外插法估计其数值；直流的相位总为 0 ，下表列举了些常用的电路模型，如下：

表 1 典型直流 DC 数值

DUT	直流 DC 数值
开路器或电容	$\Gamma(0) = 1$
短路器或电感	$\Gamma(0) = -1$
电阻 R ，并联电容的电阻 R 或 串联电感的电阻 R	$\Gamma(0) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$

3.4.2 谐波网格扩展

对于低通变换，需要满足如下表达式：

$$f = [f_0 \ f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n \ \dots \ f_{N-1}], \text{ 其中, } f_n = \Delta f * n, n = \{0, 1, \dots, N-1\}$$

上式称为谐波网格，即网格上的所有频率都是频率步长 Δf 的整数倍。网格中的第一个频率采样位于 $f=0$ ，第二个位于 $f_{start} = f_1 = \Delta f$ 。

理想谐波网格：

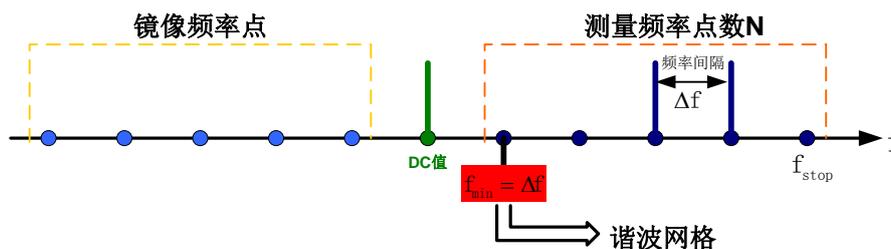


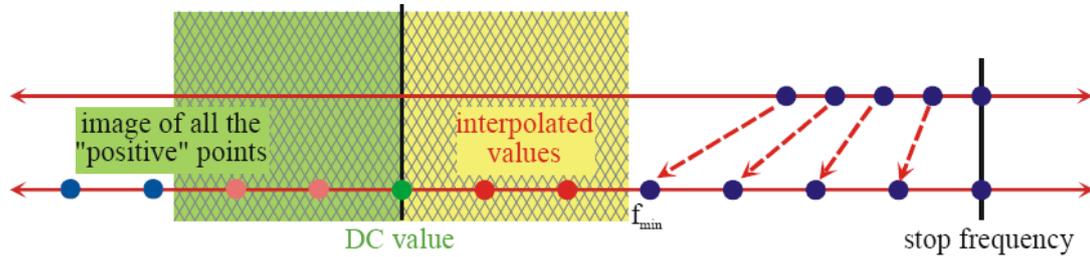
图 14 理想谐波网格

上图称为理想谐波网格，即网格上的所有频率都是频率步长 $f_{step} = \Delta f$ 的整数倍。网格中的第一个频率采样位于 $f_{start} = f_1 = f_{min} = \Delta f$ ，最后一个频率关系为： $f_{stop} = f_{N-1} = (N-1) * \Delta f$ 。

如果起始频率和终止频率不是频率步长 $f_{step} = \Delta f$ 的整数倍，那么，频率扫描可通过如下三种方式进行修改，以满足谐波网格：

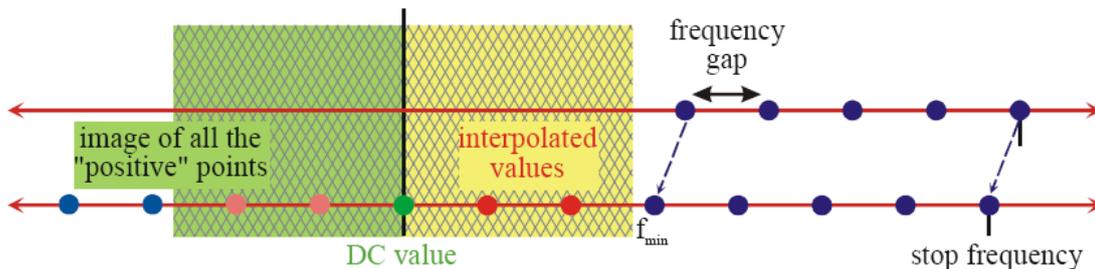
a) 保持终止频率和测量点数不变

在保持测量点数和终止频率不变的条件下，通过改变频率步长，以完成谐波网格扩展，如下：



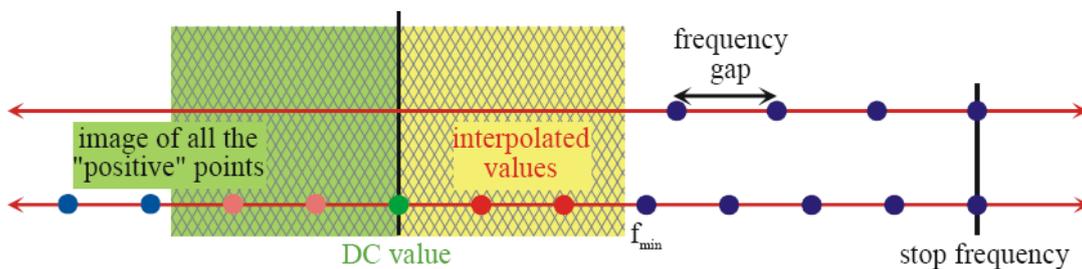
b) 保持步长和测量点数不变

在保持测量点数和频率步长不变的条件下，通过降低终止频率，以完成谐波网格扩展，如下：



c) 保持终止频率和近似的频率步长不变

保持终止频率不变，频率步长近似不变的条件下，通过增加测量点数，以完成谐波网格扩展，如下：



扫描特性的改变，也会影响时间分辨率和模糊范围，可通过测量点数、终止频率的关系，推导三个规则在扫描时间、时间分辨率和模糊范围之间的关系：

比较标准	规则 a	规则 b	规则 c
扫描时间	不变	不变	增加
时间分辨率	不变	减少	不变
模糊范围	减少	不变	增加

3.5 带通模式

时域带通模式是矢量网络分析仪进行时域测试的更通用的工作模式，它对器件的冲击响应特性进行测试，适用于在任意频率范围上对任何器件进行测试，而且操作比较简单。它特别有利于测量带宽有一定限制的器件和进行故障定位测量。由于时域带通模式是唯一可用于任意测试起始频率和终止频率的工作模式，故对那些工作频率有一定限制范围的器件的测试十分有用。对测量频率范围没有任何限制是传统 TDR 测量的明显优点（要求被测器件能工作在直流电平上）。由于带通模式未包含直流值，故只提供冲击激励。

时域带通工作模式是对窄带 TDR 工作方式的模拟，它可以帮助你识别发生阻抗失配的位置，但不能指出失配是电容型、电感型还是电阻型的。然而，它适用于显示响应的幅度。

在时域带通测试模式中，傅立叶逆变换（IDFT）只对测得的数据点进行计算，而不像低通模式中那样将负

频率响应视为被测数据的共轭部分。这种计算给出的结果是时域响应的复数值（包括实部和虚部），响应的幅度（线性幅度或对数幅度）是最常见的显示方式。在带通模式下，窗口设置在测试的起始频率和终止频率的中心，IDFT 的应用范围从中心频率左侧的起始测试频率开始一直到中心频率右侧的终止测试频率为止，包括了整个测试频率的跨度—这样就把中心频率两侧的数据都包括在窗口之内，从而增加了冲击宽度并减小了有效带宽。这种以矢量网络分析仪的中心频率为中心的响应产生了一种让正常的时域响应与“调制”函数相乘的效果，因而在正常响应的顶部产生了正弦波形。这在带通工作模式测试结果的实部或虚部格式中十分明显，但在对数幅度或线性幅度格式中则不存在。相比之下，在低通模式中，窗函数应用的中心或数据集的第一个数据是在直流部分。因此，与低通模式相比，对于相同的测试频率跨度和测试数据的点数，带通模式具有二倍的冲击宽度，这可能让彼此靠得比较近的事件的响应变得模糊不清。

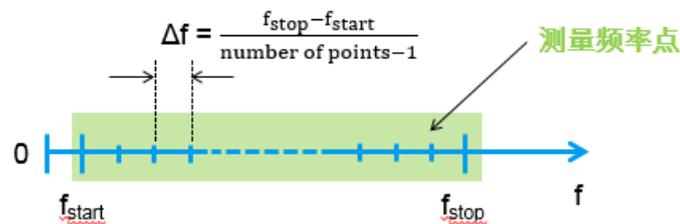


图 15 带通模式

相比于低通模式，带通模式中网络分析仪参数与频率轴之间的关系简单的多。对于相同频率步长 Δf ，两种模式具有相同的模糊范围，但，同样条件下的 Δt 几乎是低通模式下的两倍，即带通模式的时间分辨率比低通模式降低了一倍，如下：

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{1}{f_{stop} - f_{start} + \Delta f} \approx \frac{1}{f_{stop} - f_{start}}$$

3.6 模糊范围

在离散频率点上的测量，而不是连续频率测量，必然会引起时域响应的重复出现，即所谓的混叠现象。

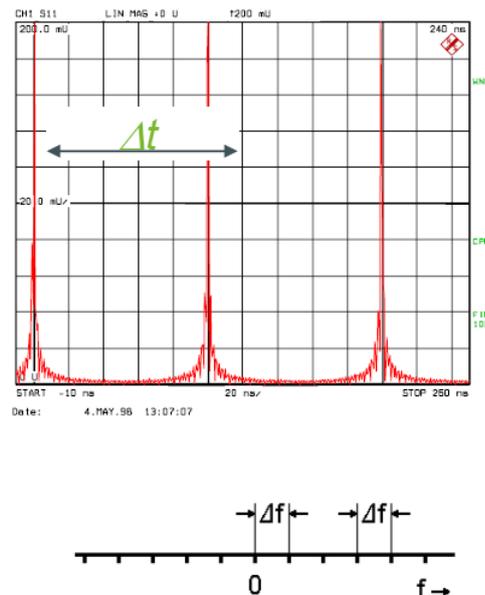


图 16 混叠现象

通过傅立叶变换来看，时域特性的时间分辨率和时间测量范围分别对应于最高频率的倒数和频率扫描间隔的倒数，例如，矢网的最高频率是 10GHz，那么其时间分辨率是 100ps。我们似乎可以认为，如果不断缩短频率的扫描间隔，就可以无限的扩大其时间测量范围，但事实上，却存在限制。因为傅立叶变换要求是等间距的，如果扫描间隔比矢网的最低测量频率还小，即： $\Delta f < f_{min}$ ，那么，就不能执行傅立叶逆变换。例如，如果矢网的最低测量频率是 100kHz，那么在时域测量模式下的最大测量时间范围是 10uS，对于 TDR 测量来说，已经足够了。

在实际应用中，如何实现矢网时域测量的无模糊范围？首先，矢网的时域无模糊范围主要由频率间隔决定，即 $T = \frac{1}{\Delta f}$ 。所以，如果需要增加无模糊范围 T，那么 Δf 必须减小。一般来说，有两种方便的方式来执行，一是通过增加扫描点数；二是通过减小频率带宽 Span。

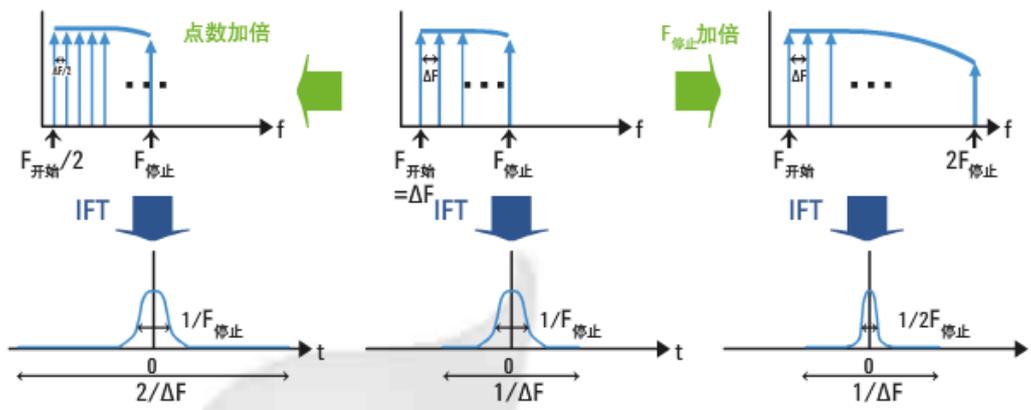
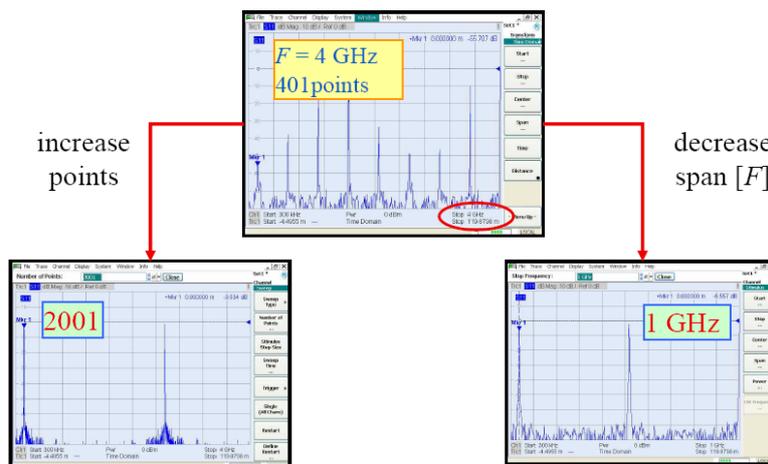


图 17 增加点数和 Span 对时域的影响

实际的测量例子如下，比如：频宽 $F=4\text{GHz}$ ，扫描点 401 点，通过改变扫描点为 2001 或者频宽 $F=1\text{GHz}$ ，可看到时域特性的变化情况，如下：



3.7 分辨率增强因子 - 外插法

为了得到尽可能高的时间分辨率，通常使用低通模式，而且还需要选择尽可能高的终止频率，但这受限于网络分析仪或者接头类型的最高工作频率。因此，大多数情况下得不到足够的时间分辨率，例如：使用标定最

高频率 18GHz 的矢网，最多只能得到 8mm 左右的距离分辨率。

为此，推荐下面的方法：多数情况下，基于 f_{stop} 之前测试得到的数据可以预测 DUT 在频率限制外的响应。

这里，线性预测尤其适用；它利用所有可用的测量数据推导外插值；计算中，首先将测得的数值组成向量：

$$[\Gamma_H(\Delta f \cdot 0), \Gamma_H(\Delta f \cdot 1), \Gamma_H(\Delta f \cdot 2), \dots, \Gamma_H(f_{stop})]$$

利用其中的 N 个元素，通过数值外插扩展到 Q-1 个元素，如下：

$$[\Gamma_H(f_{stop} + \Delta f), \Gamma_H(f_{stop} + 2\Delta f), \dots, \Gamma_H(\Delta f \cdot (Q - 1))]$$

扩展因子 $ReEF=Q/N$ 描述了该扩展；在没有扩展的计算中 $ReEF=1$ 。外插范围的右边界处，外插法的精度自然降低；而另一方面，由于窗函数的边界趋于 0，边界处数值的影响受到了很大的限制。对该技术的多次实验表明 $ReEF=2...8$ 是较合适的选择；它将距离分辨率改善了 2 到 8 倍。理论上，外插法可以在测量频率向量的两侧，因此，该技术也可以用于改善带通模式。

实际矢网操作中，通过设置分辨率扩展因子 $ReEF$ ，增加了矢网的虚拟带宽 SPAN，因此，也就改善了时间分辨率，如下：

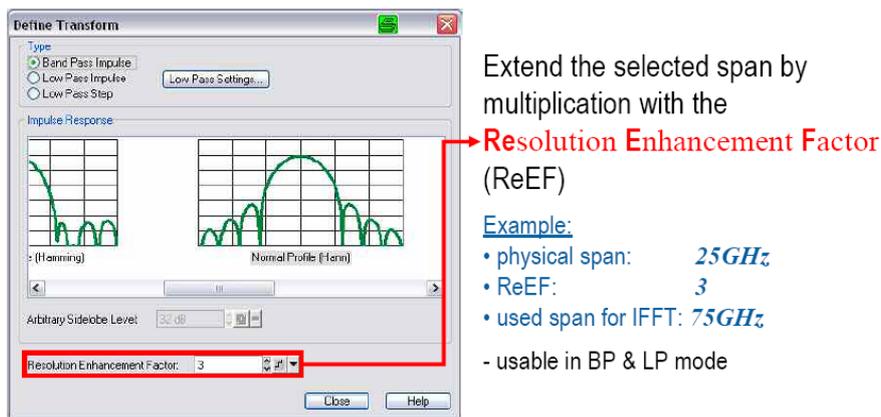


图 18 分辨率扩展因子 ReEF 设置

而实际设置了分辨率扩展因子 $ReEF$ 后，时域测试结果的改变是明显的，如下：

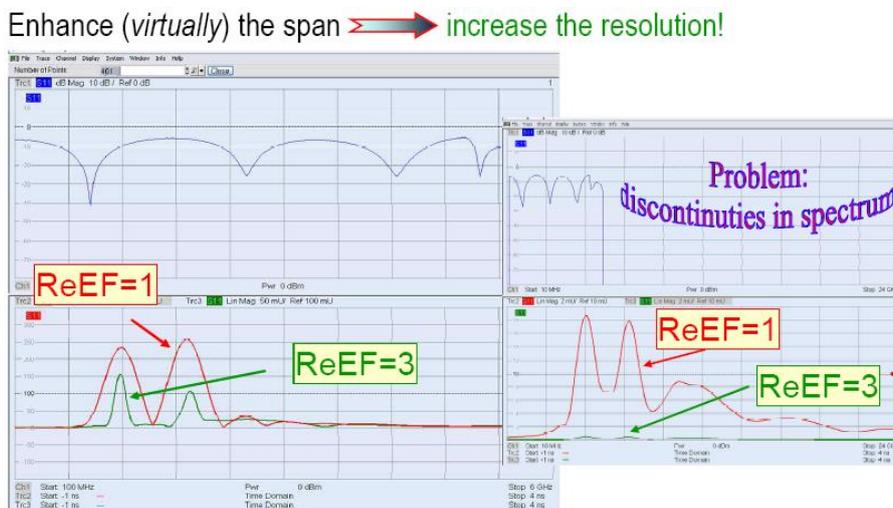


图 19 分辨率扩展因子 ReEF 设置对时域测试结果的影响

3.8 窗技术

在理想的情况下，频域测量应该能在无限的频率范围连续地进行测试。由于矢量网络分析仪只能在有限的频率范围内进行测量，人们就研究出了一些方法来帮助我们应付在现实中遇到的各种限制。一个专门设计用来增强矢量网络分析仪的时域测量功能的特点就是使用窗函数。窗函数的应用改善了时域测试的动态范围，在把频域数据变换到时域数据之前窗函数会把频域数据调整（滤波），这样就可以产生旁瓣较低的冲击激励。这大大提高了观察幅度差别较大的几个时域响应的有效性。然而，旁瓣降低却是以增加冲击宽度为代价而得到的。

由于测量系统的带宽有限，故在频域测量的起始和终止频率处存在很陡峭的突变。正是这种频带限制（或数据截断）引起了时域响应中的过冲和振铃，在没有应用窗函数的冲击激励中这些过冲或振铃表现为 $\text{Sin}(x)/x$ 的形状。这种非理想冲击产生了两个限制时域响应有效性的效果。

首先，由测试系统带宽有限的属性引起的有限冲击宽度限制了把两个间隔很近的事件的响应分辨出来的能力。冲击宽度与测量频率跨度成反比，可以使冲击宽度更窄的唯一方法是增大测试频率的跨度。

其次，在测试终止频率处突然的截止现象会产生冲击旁瓣，这会限制时域测试的动态范围，会把低电平响应隐藏在相邻较高电平响应的旁瓣内。

如果最终形成的旁瓣太高，则可能遮蔽住被测器件产生的较小响应，并限制了时域测量的动态范围。窗函数可用于修改频域中的数据，因而对截断过程中形成的旁瓣进行控制，这使得响应更加有利于区分和识别每个具体事件所产生的响应。尽管窗函数的应用很容易降低原始响应的鲜明度而降低了时域中的振铃现象，但它可能引起冲击宽度增大或使阶跃上升时间增加。如前所述，有限冲击宽度（或上升时间）限制了分辨两个靠得很近的事件的响应被分辨出来的能力，同时，如果不增大测量频率的跨度就不能改善有限冲击宽度的影响。

不同的窗函数对信号的影响是不一样的，这主要是因为不同的窗函数，其相对脉冲宽度和旁瓣的宽度是不一样的，如下几个常用的窗函数对比：

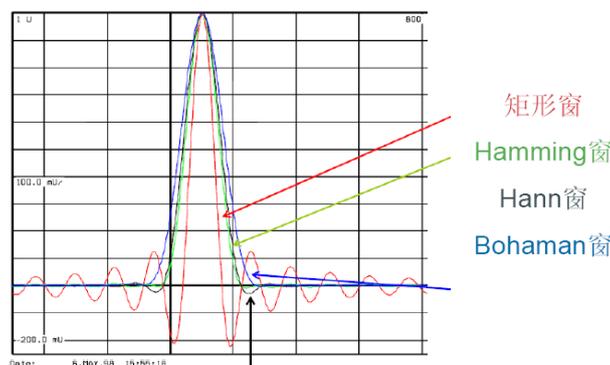


图 18 常用窗函数对比

具体从每个窗函数的脉冲宽度及旁瓣抑制的指标来看，如下表所示：

Window	Sidelobe suppression	Relative impulse width	Best for ...
No Profiling (rectangle)	13 dB	1	Level accuracy
Low first sidelobe (Hamming)	43 dB	1.4	Separation of closely spaced responses with comparable amplitude
Normal Profile (Hann)	32 dB	1.6	Good compromise between pulse width and sidelobe suppression
Steep Falloff (Bohman)	46 dB	1.9	Dynamic range: Separation of distant responses with different amplitude
Arbitrary sidelobes (Dolph-Chebyshev)	user defined between 20 dB and 120 dB	1.2 @ 32 dB	Adjustment to individual needs: Tradeoff between pulse width and sidelobe suppression

图 19 常用窗函数指标对比

3.9 时间门

时间门给矢量网络分析仪的使用者提供了更为有力的一种分析能力，它可以让你有选择地从原始的测试结果中去除在数据的后分析中不需要的时域响应，或加入时域响应。经过时间门操作的时域响应数据然后再变换回频域，这时的频域数据具有那些“应该被选通掉”的响应已经被去除了的效果。时间门操作会改善响应的质量，因为经过选通的频率响应与器件真实的频率响应更接近，仿佛这个频率响应是在除了被测器件本身没有其它反射（例如与测试电缆连接的部分）的情况下被测出的。

时域表示中，可以使用一个时间门选择脉冲响应中的特定部分而抑制其余部分；也可以抑制所选时间范围内的信号而保留剩余部分。多数情况下，时间门在时域进行配置，因为，时域内能够对时间门的选择性作出最佳估测，例如，下图表示的时间门就是在时域内进行，可以非常方便地在连接器上面进行时间选通：

Select reflections from connector in time domain

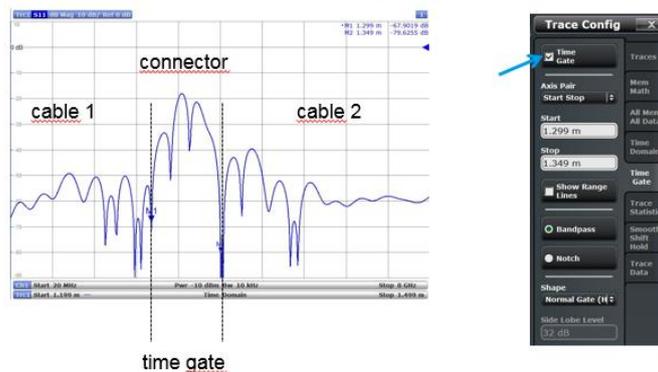


图 20 时间门在时域内进行

为了进一步评估，由时间门加权的信号会再次变化到频域。二次变化的频谱由于变化过程起始时使用的窗函数 $W(f)$ 而失真，该失真可以通过频谱内适当的数学运算进行补偿，如下图所示的变化过程：

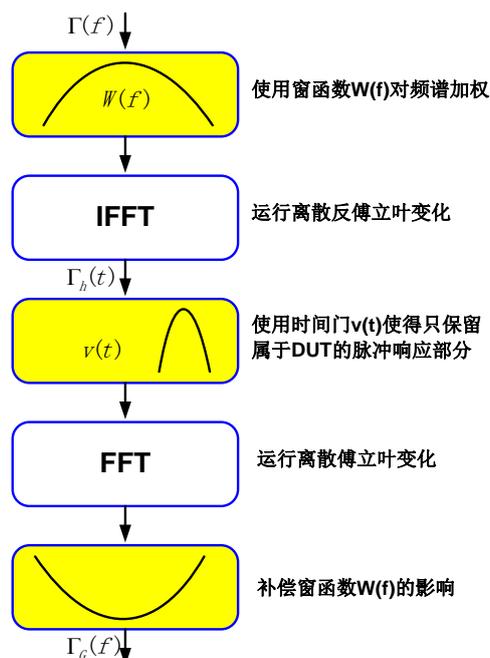


图 21 时间门的变换过程

时间门的使用对应于脉冲响应 $\Gamma_h(t)$ 与门函数 $v(t)$ 的乘积，在频域内，这对应于测得的频谱 $\Gamma(f)$ 与门函数频谱 $V(f)$ 的卷积。下图，是一个从频域到时域，然后加时间门最后到频域的过程变化，如下：

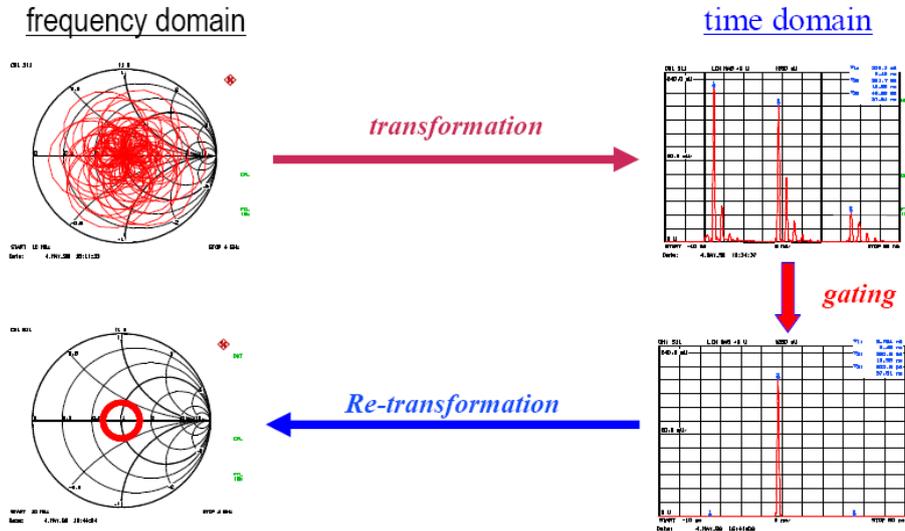


图 22 时间门对时域测量的影响

6 小结

时域测量是微波测量领域的一个重要内容。矢量网络分析仪使时域测量变得非常简单。本文从原理和实际应用两方面对其进行了分析，有助于对这类测量更好地理解和应用。

矢量网络分析仪的时域功能是一种非常有效的工具，并有着广泛的应用，包括：故障定位、识别连接器中的阻抗变化、有选择地消除不希望有的响应以及在生产测试中简化滤波器调谐的过程等等。

7 参考文献

- [1] Vector Network Analyzer R&S ZVA Specifications
- [2] Vector Network Analyzer R&S ZNB Specifications
- [3] Vector Network Analyzer TDR Level2 Training
- [4] FFT 原理
- [5] 矢量网络分析仪原理 by Rohde & Schwarz Michael Hiebel