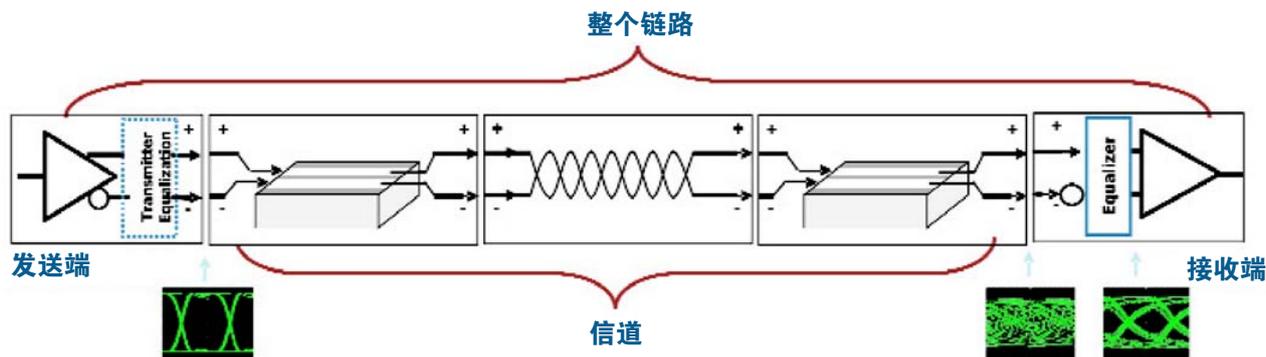


80SJNB Advanced 均衡和 串行数据分析方法



“本应用指南介绍了在有损耗或者耗散的信道上运行的串行数据标准使用的测试和测量方法,在接收端这些串行数据的眼图会呈现关闭状态,使用均衡(FFE/DFE)技术可以使眼图张开。在这里还将接收端上的测量数据与发送端上的建议测量数据作一些比较,以及串行数据设计人员和测试工程师感兴趣的其它 SDLA 概念。”本应用文章提到的软件可在泰克 DSA8200 和其它 8000 系列采样示波器上使用。

关闭的眼图、接收端均衡和发送端

目前,大量的串行数据链路设计和标准进入了信道(互连)严重限制高速信号、使接收端一端眼图关闭的时代。经过链路传输后可以使用均衡方法张开眼图。

测量或调试在严格受限的信道上运行的串行数据时面临着多个挑战:信道和发送端交互影响非常复杂,接收端上的眼图接近关闭或完全关闭,接收端只有在均衡后才能直接区分信号,等等。本应用指南通过一个实例,考察了使用接收端均衡的 Infiniband 电缆,这是为 2.5 Gb/s 工作速率设计的 4 路全双工电缆,可以实现最快 8.5

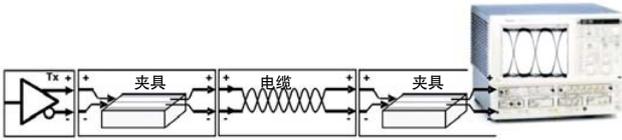
Gb/s 的信令速率。这一实例可以是“电缆承载的 PCI-Express”的延伸,重要的一点是在该系统运行的信令位速率下,电缆会严重劣化发送的 NRZ (非归零)脉冲。

测量设置 – 物理信道末端

由于我们要测试发送端 + 信道组合,我们的完整链路由发送端 IC、发送端卡(PCB 和发送端一侧的连接器)、带有自己的连接器的电缆以及接收端卡(也带有自己的连接器和 PCB)组成。接收端在示波器中用仿真均衡器表示。由于我们处于研究阶段,因此发送端使用实验室信号源 (AWG 或 BERT)表示。

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南



► 图 1. 串行数据链路试验设置。

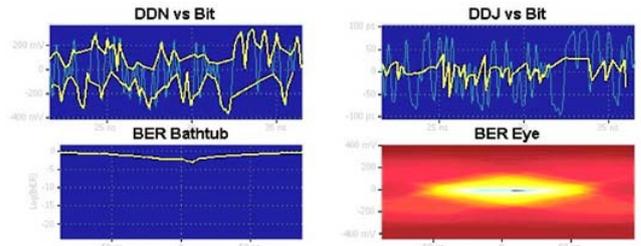
第一项测量 - 信道末端

我们先在感兴趣的位速率下测试整个系统，图 1 是其设置。注意，信道末端测量引入了多个问题，下面我们将分别考察这些问题。

看一下数值结果，我们发现 BER-12 时眼图张开幅度为 0 V (图 2, Eye Opening @ 1E-12; 很明显在没有均衡的情况下不能使用这条信道)。80SJNB 软件提供了抖动、噪声和 BER 曲线，图 3 显示了其中的几条曲线。通过考察这些曲线，我们可以迅速地、更深入地了解接收端(在本例中是采用 80SJNB 的示波器)遇到的问题。首先注意最终结果，即图 3 中的 BER Eye 曲线。这是眼图视图，其中显示了在接收端扫描通过垂直门限—电压及通过水平判定点、即从左到右经过单位间隔(UI)时的误码率结果。在这个二维空间的每个点上，得到的 BER 用颜色表示标度，深蓝色表示没有误码或误码很少，浅蓝色表示有部分误码，黄色表示有许多误码，红色表示误码率非常高。很明显，我们的曲线中误码率非常高，我们几乎看不到深色区域(相当于深色浴盆)。由于 BER 眼图在 3D 中是一个表面(X轴是时间，竖轴是门限电压，Z轴是 BER)，因此很难在彩色映射图以外的文件中表示 BER 眼图；如果正在运行 80SJNB，您可以双击曲线，选择可以旋转的 3D 视图，更好地了解 BER 表面。这里，我们使用另一个图表，显示一小块 BER 表面—BER 浴盆，参阅图 3 中左下图。浴盆是一定判定门限上经过整个 3D 表面的水平剪切面，参阅 Setup-> Analysis 菜单(参阅上方的菜单按钮)，设置电压门限、判定时间和其它 BER 眼图分析设置。

Data Source: MATH1: C5-C6		Data Rate: 8.5 Gbps	Filter: None
SSC: Off		Pattern: 127 bits	Channel: None
Phase Reference: None		Sample Count: 52.70 k	Equalizer: None
Jitter (Decision Threshold: -7.68 mV.)			
Random Jitter		Noise (Sampling Phase: 0 UI.)	
RJ (RMS)	= 829.36 fs	RN (RMS)	= 943.24 uV
RJ(h) (RMS)	= 600.00 fs	RN(v) (RMS)	= 942.24 uV
RJ(v) (RMS)	= 572.57 fs	RN(h) (RMS)	= 43.44 uV
Deterministic Jitter		Deterministic Noise	
DJ	= 97.70 ps	DN	= 328.97 mV
DDJ	= 90.50 ps	DDN	= 326.79 mV
DCD	= 5.36 ps	DDN(level 1)	= 346.08 mV
PJ	= 2.50 ps	DDN(level 0)	= 345.29 mV
PJ(h)	= 1.07 ps	PN	= 3.72 mV
PJ(v)	= 2.26 ps	PN(v)	= 3.72 mV
		PN(h)	= 77.79 uV
Total Jitter @ BER		Total Noise @ BER	
TJ (1E-12)	= 107.52 ps	TN (1E-12)	= 329.83 mV
Eye Opening (1E-12)	= 10.13 ps	Eye Opening (1E-12)	= 0 V
		Eye Amplitude	= 329.83 mV
Dual Dirac		SSC Modulation	
RJ(d-d)	= 997.83 fs	Magnitude	= 0 ppm
DJ(d-d)	= 93.44 ps	Frequency	= 0 Hz

► 图 2. 物理连接电缆末端：数值结果。

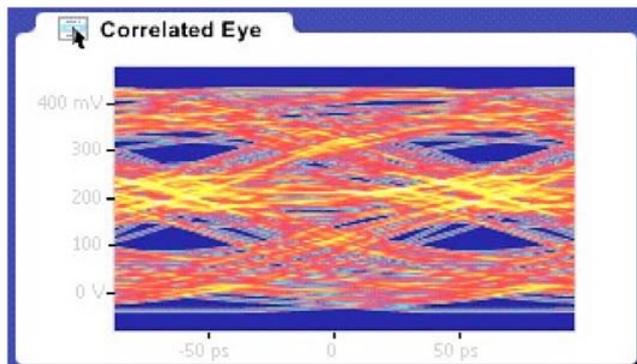


► 图 3. 物理连接电缆末端：电缆末端选择显示的重要结果图示。



下一步分析曲线图找出哪个或哪些抖动或噪声成分导致了这么高的误码率。考察“DDJ vs. Bit”曲线(数据相关抖动相对每比特)或 DDJ 数值，我们可以看到抖动并不是最大的限制问题。

另一方面，“DDN vs. Bit” (数据相关噪声对每比特)曲线揭示了元凶：从这个曲线中可以看出，High 逻辑电平的最低电平接近或超过了 Low 逻辑电平的最高电平，也就是说，ISI 导致的数据相关噪声是问题所在。图 4 中 Correlated Eye 曲线验证了这一点。

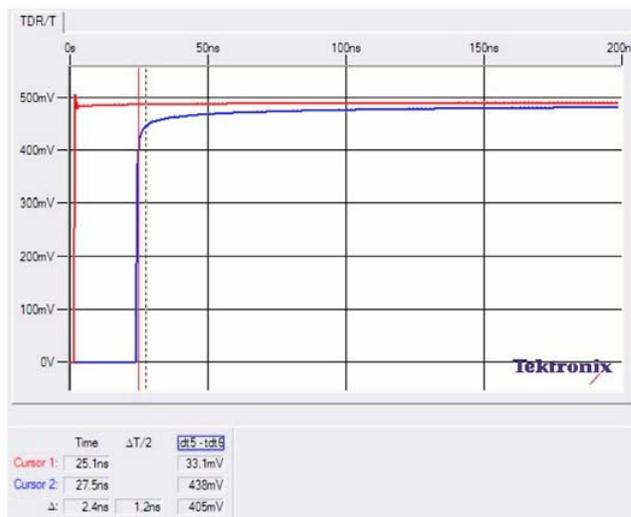


► 图 4. 物理连接电缆末端：数值结果：相关眼图。

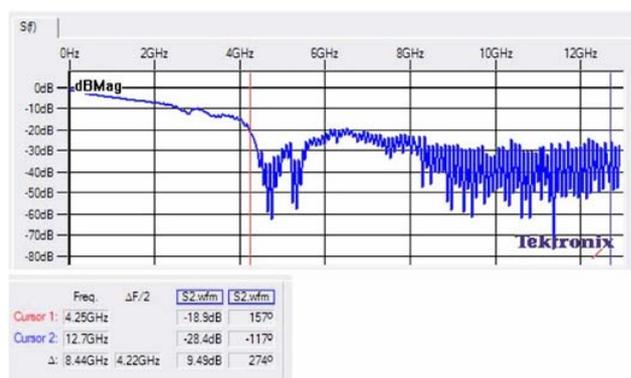
有趣的是，标准眼图在眼图交叉上方和下方显示了合理的张开量。在这些点上，可以解析一半的数据，即稳定高和稳定低。遗憾的是，数据的另一半，也就是所有跳变位将通过交叉部分。在这时试图把这些数据划分成 High 或 Low 要比整个眼图中任何其它时间困难，我们不能使用拐角中 4 个小的张开眼图。

注意：Correlated Eye 曲线与普通眼图类似，但类似的是去掉了随机性和周期性噪声和抖动的眼图，也就是说，类似的是没有包含不相关效应影响的眼图。换句话说，只能看到 ISI 导致的效应，如 DDJ 和 DDN，由于没有不相关损伤影响，因此看起来更清楚。

上面的结果显示了信道对我们的 8.5 Gb/s 信号的影响非常大。信道的阻抗分析报告结果如何呢？我们对物理信道分别从时域和频域两个角度使用 TDR/TDT¹ 和 S 参数曲线进行分析。首先，在图 5 的 TDT 结果中，红色曲线是参考阶跃响应(无 DUT 连接)。蓝色曲线是 DUT 输出上的阶跃脉冲。响应是平滑的，没有大的反射，但从光标中可以明显看出，上升时间非常长，8.5 Gb/s 信令约为一纳秒，UI 间隔为 117 ps。当然，测量的是从 10% 到 90% 的上升时间，信令摆幅不一定会达到这么高的设置电平，但很明显，将有显著的 ISI。



► 图 5. 信道阶跃响应的时域图。



► 图 6. 信道损耗的频域图。

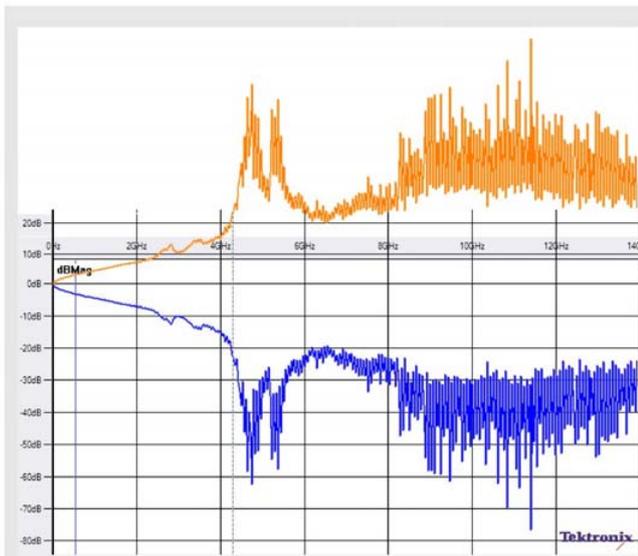
现在看一下频域图，从光标 1 的读数中可以看到，信号第一个谐波在 4.25 GHz 时的损耗是 19 dB；在第三个谐波，损耗是 28 dB，在 4 GHz 和 5 GHz 之间的区域有多个约 60 dB 的非常大的损耗组成的尖峰。很明显，如果不进行大幅度的校正，这条信道不适合 8.5 Gb/s NRZ 传输，这与上面闭合的眼图观察结果相一致。

- 我们概括一下在设计分析第一部分所作的工作：通过测量信道(Infiniband 电缆)末端，我们检验了电缆完全使眼图闭合，因此在给定的信号速率时不能用于标准非均衡接收端。信道的时域和频域分析结果证实了这一点。

¹ TDR: 时域反射计; TDT 时域传输。一般一起使用。

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南



► 图 7. 被考察的信道的增益 / 损耗对频率曲线图，带有反转曲线。

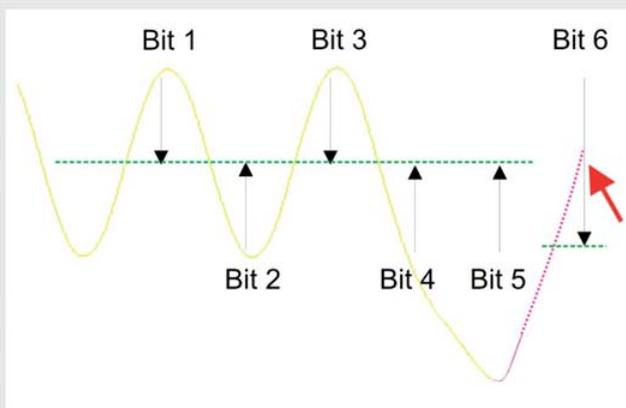
均衡：概念

为了使眼图张开(目前接收端上的眼图闭合)，我们将使用均衡技术。我们先简要介绍一下均衡的概念，然后回顾一下参考资料，其中两个代表性的资料[1], [2]提供了更详细的信息。

– FFE 均衡(前馈均衡)

信道损耗的频率曲线中隐含了 FFE 均衡的基本概念：由于信道表现出频率相关损耗(参见图7中蓝色曲线)，如果我们通过滤波器 – 均衡器以相反的损耗幅度补偿增益，那么我们应该再次得到平坦的响应；这个相反的幅度简单地表现为图7中相对蓝色曲线反转的橙色曲线图形。

尽管这种形式的均衡在原则上也能使用，但很明显反转曲线大大放大了信号的高频成分，因此也放大了噪声，这正是 FFE 均衡的缺点。

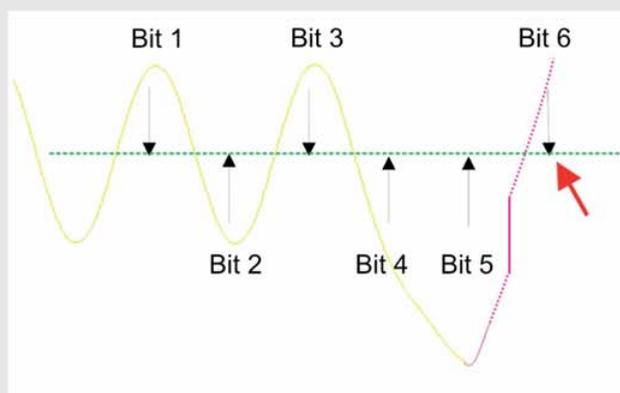


► 图 8. DFE 均衡概念。

– DFE 均衡(判决反馈均衡)

判决反馈均衡基于下面的观察结果：如果我们知道某个位序列会改变理想的用于区分高电平与低电平(如图8中绿色虚线所示)门限电平，那么在已经识别的信号中发生这样的位序列时，接收端应把判定门限相应地变成适当的新门限。图8显示了一个图形实例。

黄色曲线是 NRZ 位序列；位 1 是逻辑“1”，位 2 是逻辑“0”，依此类推。每个比特上面和下面的箭头显示了每个比特的判定门限和判定时点。在 1010 序列中，识别下一个位的理想门限是 1010 码型的平均值。同一个门限电平把位 5 识别为“0”。现在，位序列为 10100。如果位 6 是逻辑“1”，那么转向高的波形会遵循红色轨线。如果使用前一个位的同一门限，如(红色箭头)所示，那么波形将在判定时点越过门限，这个位可能不能被识别为逻辑“1”。由于接收端知道 10100 序列位于位 6 的前面，在 DFE 下，接收端下调位 6 的门限(标为 Bit 6 的黑色箭头)，位 6 现在安全地识别为“1”。



► 图 9. DFE 均衡 – 典型实施方案。

在考察 DFE 均衡器的典型方框图前，有必要指出的是，设计通常会改变输入波形，而不是改变门限(如上图所示)。因此不是下移位6的门限而是保持不变，在波形上加一个正电压上移波形，参见图 9。

– DFE 均衡器的方框图如图 10 所示

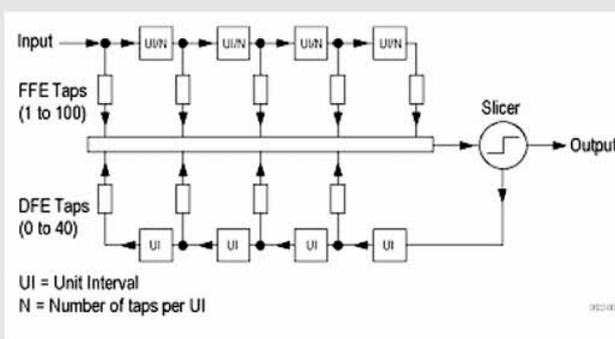
DFE 均衡器有一个 FFE 部分和一个 DFE 部分。注意，比较简单的仅 FFE 均衡器没有下面的部分(标为“DFE Taps”)。在图中，垂直矩形是分级权重，即可调节的增益或损耗模块。标为“Slicer”的输出模块是比较器和锁存器的组合。

均衡器的 FFE 部分是 FIR 滤波器；输入数据位移及加权到加法器中。这实现了 FFE 讨论中提到的频响整形功能。

DFE 部分再次使用位移加权加总(shift-weight-sum)电路，但这条电路的输入信号是反馈的前面已经识别的数字码型。这个码型通过位移加权加总(shift-weight-sum)模块影响着下一个位的有效判定门限。

– 设置分级权重

上面的方框图忽略了一个重要问题：怎样设置均衡器分级权重，或简称为“taps”(分级)。80SJNB Advanced 采用 LMS(最小均方)自适应算法，搜索眼图中间的最小垂直眼图闭上幅度(即最小 DDN)。



► 图 10. DFE 均衡器的方框图。

– 发送端均衡

发送端均衡概念与 FFE 非常类似，信号在发送端中滤波，因此会提升接收端中衰减最厉害的频段。FIR 滤波器是可能的一个实例。在发送端中，可以知道前一个位及(多个)未来的位(通过简单地延迟当前位)，据此可以精确的调控输出信号形状。发送端均衡并不是最好的解决方案，因为过分增强频谱的各个部分会导致串扰提高及 EMI 问题。

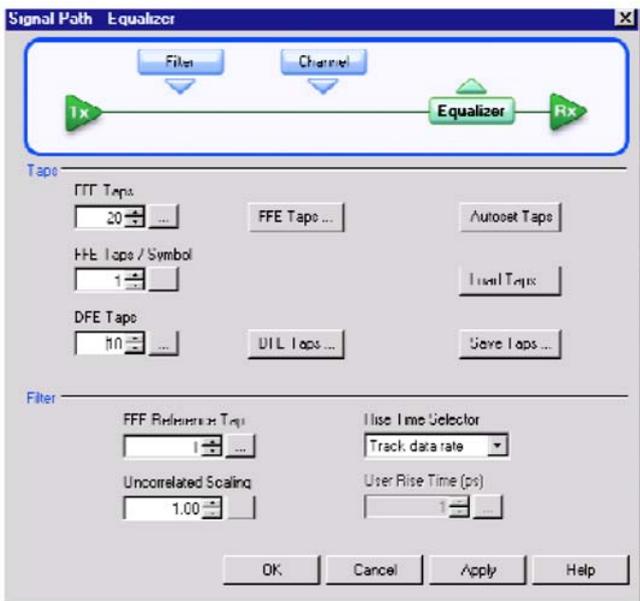
– 发送端预加重和去加重

这两个术语代表最简单版本的发送端均衡，相对于位序列其余部分只调制一个位类型，即跳变位。在预加重中，跳变位被加重，其余部分位于标称幅度；在去加重中，跳变位处于标称幅度，其余部分被去加重。因此从信号波形看，这两者是相同的，区别在于哪一个用标称幅度。

我们将在设计中使用接收端 DFE 均衡；可以在 80SJNB Advanced 中仿真发送端均衡及其子类型，如发送端预加重或去加重，但这并不是本文的重点。如果需要，可以从 www.tektronix.com 网站中下载 80SJNB Advanced 预加重滤波器和去加重滤波器。

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南



Data Source: MATH1: C5-C6		Data Rate: 8.5 Gbps		Filter: None	
SSC: Off		Pattern: 127 bits		Channel: None	
Phase Reference: None		Sample Count: 52.70 k		Equalizer: DFE (20/10)	
Jitter (Decision Threshold: 7.09 mV)					
Random Jitter			Noise (Sampling Phase: 0 UI)		
RJ (RMS)	=	606.29 fs	RR (RMS)	=	942.28 uV
RJ(h) (RMS)	=	600.00 fs	RN(v) (RMS)	=	942.24 uV
RJ(v) (RMS)	=	87.08 fs	RN(h) (RMS)	=	8.80 uV
Deterministic Jitter			Deterministic Noise		
DJ	=	57.90 ps	DN	=	240.48 mV
DDJ	=	55.04 ps	DDN	=	237.67 mV
DCD	=	396.95 fs	DDN(level 1)	=	259.05 mV
			DDN(level 0)	=	248.20 mV
PJ	=	1.13 ps	PN	=	3.72 mV
PJ(h)	=	1.07 ps	PN(v)	=	3.72 mV
PJ(v)	=	343.75 fs	PN(h)	=	15.76 uV
Total Jitter @ BER			Total Noise @ BER		
TJ (1E-12)	=	63.97 ps	TN (1E-12)	=	270.18 mV
Eye Opening (1E-12)	=	53.68 ps	Eye Opening (1E-12)	=	450.47 mV
Dual Dirac			SSC Modulation		
RJ(d-d)	=	698.84 fs	Magnitude	=	0 ppm
DJ(d-d)	=	54.11 ps	Frequency	=	0 Hz

► 图 11. 物理信道末端，采用 DFE 均衡：数值结果。

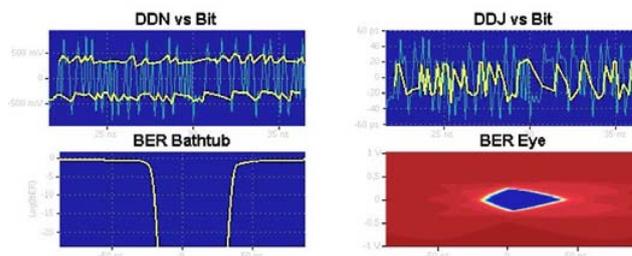
接收端端的均衡试验

回到接收端一端的测量结果(图 2, 图 3 和图 4)，可以明显看出，误码率(BER)很高，约为 10^{-3} ，是不能接受的。为使用 80SJNB Advanced 内置均衡算法，UI 设置如下(因为我们现在只是探索这一领域，因此这里使用理论上的 20/10-tap)。

然后激活 Autoset Taps 功能，自动设置一组参数得到下述结果。

均衡大大改善了结果：从图 11 中可以看出，BER-12 时眼图张开幅度是 451 mV 和 54 ps，对实际接收端足够大。看一下噪声波形(图 12 中左上角曲线)，把它与均

² 我们使用“仿真”一词表示示波器模拟。



► 图 12. 物理信道末端，采用 DFE 均衡：图形结果。

衡前的结果进行对比，可以明显看出，大部分 DDN(数据相关噪声)得到大大改善。

由于我们找到了良好的均衡参数(分级权重)，最好把它们保存到一个文件中，同时保存图像和数值结果表打印输出。

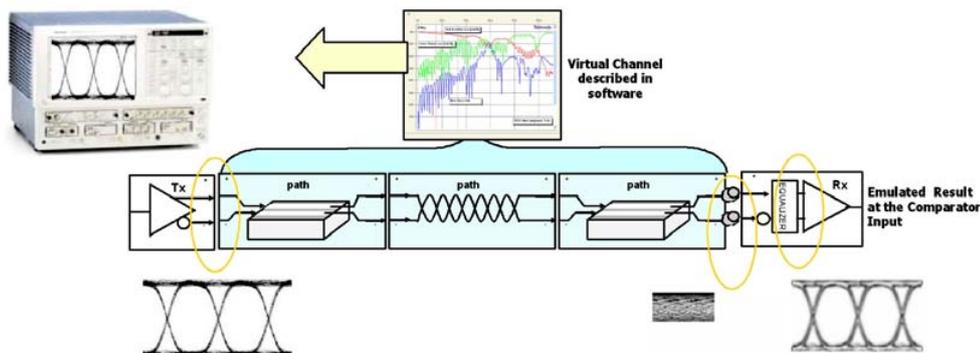
方法论：在接收端上测量，或在发送端上测量及仿真信道

在接收端上测量，如本文所示，可以很好地回答信号损伤是什么及均衡设计方向的问题。但是，不选择在接收端上测量的原因有几个。

- (通常)不能简便地获得信号；
- 信号可能太小，示波器噪声和环境电磁干扰会降低信号保真度；
- 此外，采样示波器要求时钟恢复(CR)系统；在接收端端使用一台采样示波器会给 CR 带来压力，在某些情况下，时钟恢复可能不能锁定。注：使用实时示波器可以解决这个问题，但实时示波器的噪底一般要高得多，因此实时示波器也不是在接收端端采集信号的完美解决方案。

最后，有一个非常重要的一致性影响接收端测量概念：如果针对一条“参考”信道测量发送端，那么如何获得精确“参考”信道可能有问题。使用仿真信道，如本文所述，可以解决这个问题。

基于这些原因，仿真信道方法正成为首选方法，其典型实现方式是：在发送端上捕获波形，使用 S 参数或时域波形仿真信道²(这里我们再使用 80SJNB Advanced 软件)。也可以对信道仿真器输出的做均衡处理，如上图所示(物理接收端端的实例)。



► 图 13. 信道仿真方法。

Data Source: MATH1: C5-C6		Data Rate: 8.5 Gbps	Filter: None
SSC1: Off		Pattern: 127 bits	Channel: tdt5 - tdt6.wfm
Phase Reference: None		Sample Count: 52.70 k	Equalizer: None
Jitter (Decision Threshold: -10.87 mV)			
Random Jitter		Noise (Sampling Phase: 0 UI)	
RJ (RMS)	= 824.09 fs	RN (RMS)	= 1.01 mV
RJ(h) (RMS)	= 600.00 fs	RN(v) (RMS)	= 1.01 mV
RJ(v) (RMS)	= 564.90 fs	RN(h) (RMS)	= 2.84 uV
Deterministic Jitter		Deterministic Noise	
DJ	= 80.48 ps	DN	= 318.12 mV
DOJ	= 73.33 ps	DDN	= 314.62 mV
DCD	= 4.43 ps	DDN(level 1)	= 348.47 mV
		DDN(level 0)	= 340.62 mV
PJ	= 2.32 ps	PN	= 4.11 mV
PJ(h)	= 313.97 fs	PN(v)	= 4.11 mV
PJ(v)	= 2.30 ps	PN(h)	= 1.49 uV
Total Jitter @ BER		Total Noise @ BER	
TJ (1E-12)	= 89.44 ps	TN (1E-12)	= 323.27 mV
Eye Opening (1E-12)	= 28.21 ps	Eye Opening (1E-12)	= 0 V
		Eye Amplitude	= 323.27 mV
Dual Dirac		SSC Modulation	
RJ(d-d)	= 958.20 fs	Magnitude	= 0 ppm
DJ(d-d)	= 75.93 ps	Frequency	= 0 Hz

► 图 14. 仿真信道末端：数值结果。

仿真信道

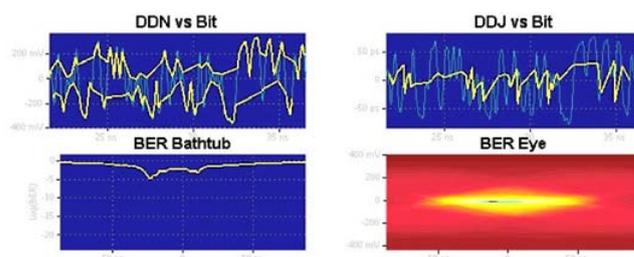
上图是典型的设置图。

– 信道描述

可以使用 TDR/TDT 参数或 S 参数 Touchstone 矩阵描述互连信道。如需要与 S 参数 Touchstone 矩阵有关的更多信息，请参阅泰克 IConnect 或 VNA 文档。对 TDR/TDT，应执行下述测量：

把 TDR 阶跃连接到输入上，另外的采集通道连接到输出上，捕获信道 DUT 的 TDT 响应(输入到输出)。然后去掉信道 DUT，再次捕获数据，这是参考数据。保存两条曲线，80SJNB Advanced 将需要使用这两条曲线。

如果使用夹具把 DUT 连接到 TDR/TDT 系统上，并希望



► 图 15. 仿真信道末端：图形结果。

从信道测量中消除夹具的影响，那么在捕获上面的参考数据时，不要简单地捕获从 TDR 到采集通道的直传环路，而应采用夹具参考走线来代替。参阅“8 去掉夹具的考虑因素”。

对这两个波形，曲线的末端呈稳定状态非常重要，否则应使用更长的时间窗口重新采集数据。在非常长的 DUT 中，可能需要把多条 TDR/TDT 记录级联起来；泰克 IConnect 软件支持自动进行这些采集。

在我们的试验中，我们使用信道的时域描述。由于整个测量系统是一个差分系统，因此我们使用差分 TDR 测量信道。在这一测量中没有去掉夹具，因为损伤主要是电缆引起的。均衡器后面的仿真信道与 IEEE 802.3aq 使用的 TWDP (Transmitter Waveform Dispersion Penalty) 的方框图一致。类似方法在 2007 年的新标准中变得非常流行。我们用广义的术语 SDLA (串行数据链路分析) 称呼这种方法。

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南

Data Source: MATH1: C5-C6		Data Rate: 8.5 Gbps	Filter: None
SSC: Off		Pattern: 127 bits	Channel: tdt5 - tdt6.wfm
Phase Reference: None		Sample Count: 52.70 k	Equalizer: DFE (20/10)
Jitter (Decision Threshold: 4.83 mV)			
Random Jitter		Noise (Sampling Phase: 0 UI)	
RJ (RMS)	= 607.89 fs	RN (RMS)	= 1.01 mV
RJ(h) (RMS)	= 600.00 fs	RN(v) (RMS)	= 1.01 mV
RJ(v) (RMS)	= 97.64 fs	RN(h) (RMS)	= 27.16 uV
Deterministic Jitter		Deterministic Noise	
DJ	= 58.46 ps	DN	= 257.75 mV
DDJ	= 55.58 ps	DDN	= 253.95 mV
DCD	= 648.11 fs	DDN(level 1)	= 275.87 mV
		DDN(level 0)	= 223.68 mV
PJ	= 506.39 ps	PN	= 4.11 mV
PJ(h)	= 313.97 fs	PN(v)	= 4.11 mV
PJ(v)	= 397.31 fs	PN(h)	= 14.21 uV
Total Jitter @ BER		Total Noise @ BER	
TJ (1E-12)	= 64.29 ps	TN (1E-12)	= 280.55 mV
Eye Opening (1E-12)	= 53.36 ps	Eye Opening (1E-12)	= 416.06 mV
Dual Dirac		SSC Modulation	
RJ(d-d)	= 604.14 fs	Magnitude	= 0 ppm
DJ(d-d)	= 54.64 ps	Frequency	= 0 Hz

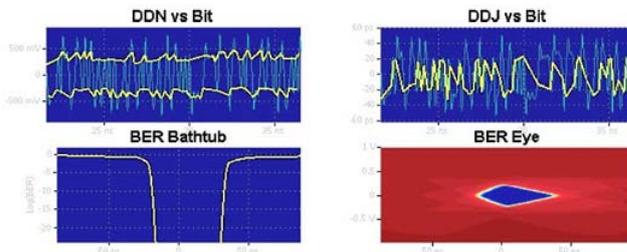
► 图 16. 仿真信道末端，采用 DFE 均衡：数值结果。

比较实际物理信道测量结果与仿真(虚拟)信道测量结果，我们注意到尽管噪声波形、抖动趋势等一致性很好，但结果并不是完全相同，如抖动浴盆的形状有小的变化。必须认识到，实际情况一直这样，仿真测量和物理测量不会完全一致，必须为其分配一定的余量。某些差异源自典型仿真与测量问题，一般来说，差异应该很小，如数值误差。我们有必要详细说明其中一个差异来源：

80SJNB Advanced 使用直传网络参数，即 TDT 波形或 Sdd21³。这意味着没有捕获发送端将看到的物理信道反射，取而代之的是物理发送端与物理示波器之间的反射。如果担心这种差异，那么应考虑下述方法，了解这种误差的影响：

- 在接收端端以允许的不匹配极值测量两条物理信道时，通过观察反射影响，确定误差大小；

或



► 图 17. 仿真信道末端，采用 DFE 均衡：图形结果。

- 在发送端上切分信号，插入一个物理不匹配或其物理模型(同时仍在发送端采集数据 – 首选方法)。使用 TDR，检验物理不匹配及使用分片器创建的人为不匹配相互对应。

这两项建议都将解决发送端(可能)对反射的非线性响应，可以了解只使用“直传”网络参数进行仿真导致的误差大小。

使用仿真信道在发送端端进行均衡试验

图 16 是仿真信道的均衡结果。我们采用前面物理信道上使用的相同的分级数量和权重。

与物理信道一样，均衡帮助非常大，很好地张开了 BER 眼图。比较仿真结果与物理信道实验结果(“4. 接收端端均衡实验”)显示一致性很好，但也不是完全一致。

到目前为止我们已经重点讨论了处理深度闭合眼图的整体设计方法。下面我们将介绍多个细节问题。

³ 80SJNB Advanced 接受简单的直传、二端口和四端口信道网络描述，从这里提取直传增益。

去掉夹具(夹具反嵌)的“滤波器”和考虑因素

我们的设计领域有两种情况可以使用夹具,必须把这两种情况分开。

- 用来测量信道的夹具(获得网络描述数据,如 TDR/TDT 曲线或 Touchstone S 参数矩阵)

上面已经介绍了这种夹具。如果想从信道测量中去掉夹具的影响,那么在捕获参考波形时,不要捕获从 TDR 到采集通道道的简单直传环路,而是插入夹具参考走线。如果夹具没有参考走线,那么这会成为更加棘手的问题,超出了本文的讨论范畴。

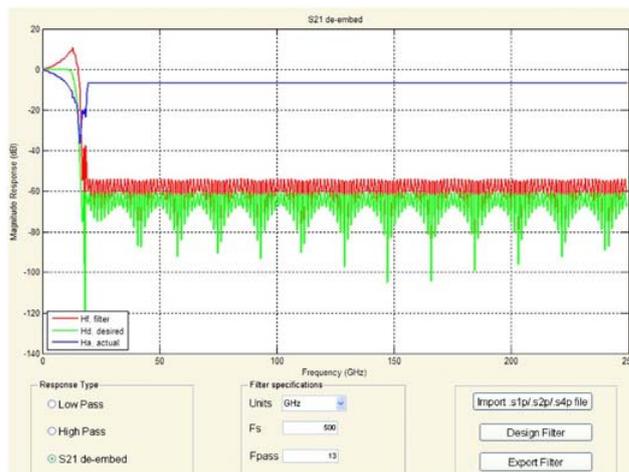
- 用来测量发送端的夹具

如果需要去掉这一夹具,那么必须使用 TDR/TDT 或使用 VNA 测量它或其夹具参考走线。然后把结果传送到 80SJNB Advanced,但只有在进行预处理之后才能传送。事实上,必须“反转”网络描述,这使用“fir”工具完成,您可以从泰克支持人员或从 www.tek.com 中免费获得这一工具。(注意,截止到 2007 年秋天,这一工具只支持 S 参数作为网络描述;如果您拥有 TDR/TDT 数据,您需要把这些数据转换成 S 参数,最好有 TDR/TDT 数据,因为这些数据保留了 DC 分量。我们建议使用泰克 IConnect 软件进行这种转换)。

图 18 显示了使用的反嵌工具;夹具测量的数据用蓝色表示(注:测量数据扩展为平坦曲线),反嵌网络的频响用红色表示。绿色曲线显示了两者的合集。

- 夹具测量有效的频率范围一般说明

夹具通常很难精确地测量高频。如果永远不会在无损耗信道的情况下使用夹具测量结果,那么在整体损耗以有损信道的损耗为主的频率上,夹具描述数据不必非常精确。



► 图 18. 夹具反嵌工具: 蓝色曲线: 夹具; 绿色曲线: 反嵌网络。

均衡分级值自动设置考虑因素

分级自动设置功能将计算一个分级值集合,对均衡器输入的数据码型进行优化获得更理想的眼图张开程度。如果 DFE 分级数量为 0,那么算法将优化 FFE 分级集;而如果正 DFE 分级数量指定均衡器作为 DFE,那么 Autoset Taps 算法将联合优化前向和反馈环路分级系数。优化算法是最小均方误差(LMS)。如果您觉得找到的均衡分级值不是最佳值,那么可以试验不同的均衡器设置,找到与预期最接近的结果。在某些情况下,可以从其它渠道获得与所需分级权重有关的信息,如从信道网络分析结果中。最后,80SJNB Advanced 支持波形导出功能,可以把信号导出到文件中,由外部软件进行处理,然后可以把找到的分级权重新装载到 80SJNB Advanced 中。

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南

当前解决方案的局限性

在使用 80SJNB Advanced 时要注意的事项:

– 信道损耗和损伤

最大信道损伤: 如果信道设计失败严重到低电平最高峰值与高电平最低峰值之间存在着明显重合, 那么多种算法会出现问题。一般来说, 首先, Taps Autoset 算法可能不能收敛; 保存的分级值仍能工作。一个预加重位(在发送端或在 Filter 中)可能会对 Autoset 有所帮助。

估计本文示例的信道(参阅“图 5 信道阶跃响应的时域视图”和“图 6 信道损耗的频域视图”)接近 80SJNB Advanced 可以找到分级和均衡的极限。

随着眼图闭合的幅度越来越高, 出现了另一个更加困难的问题: 确定 UI 边界变得非常复杂。在 80SJNB 找不到 UI 边界时, 它会告诉您这种情况, 而且不能进行分析, 当然也无法做均衡。这没有补救办法, 不可能改变信号; 或者例如让系统在较低的位速率运行以探察分析和均衡请求是否可以实现; 当然这时也可以在发送端上使用预加重。

– VNA 导致的局限性: 信道网络描述

没有 DC 信息的信道网络描述: 基于 VNA 采集的信道仿真数据典型地一般没有 DC 频率成分的网络参数值。换句话说, 例如信号是来自发送端的 +ECL 电平, 然后通过仿真信道, 那么 80SJNB 很难确定 DC 电平应该是多少, 因为 VNA 的仅 AC Touchstone 中没有给出 DC 损耗。80SJNB V2.0.0.0 根据网络描述文件 (Touchstone) 中前几个频率点推导出 DC 值。如果这些点不平坦, 80SJNB 可能会作出错误推断, 即使在位速率非常低时信道也将变得不能穿透; 如果 S 参数描述的信道使眼图意外闭合, 那么检验眼图在低位速率时的张开幅度将确认或否认这种问题是否与数据有关。在最低频率点上重新进行测量可能会有所帮助。

TDR/TDT 数据没有这个问题, 因为其中包括 DC 频率分量的值; 泰克 IConnect 软件也保留 DC 频率分量的值, 因此如果从 TDR/TDT 波形中计算 S 参数, 那么 IConnect 计算的 S 参数将包括 DC 频率分量。

其它资源

[1] 80SJNB Advanced 帮助系统可以参阅示波器上文件夹

C:\Program Files\TekApplications\80SJNB\Documents。

[2] 多个器件实例的网络参数(部分时域参数及部分 touchstone S 参数)可以参阅

C:\Program Files\TekApplications\80SJNB\Examples。

[3] www.tektronix.com 网站提供了与网络测量有关的大量的应用指南和文章，特别是 www.tek.com/jitter 中提供了与抖动和均衡及串行数据链路分析(SDLA)有关的信息。

[4] 示波器上

C:\Program Files\TekApplications\IConnect 或

C:\Program Files\TekApplications\IConnect Evaluation 提供了 IConnect 帮助文章和教程。

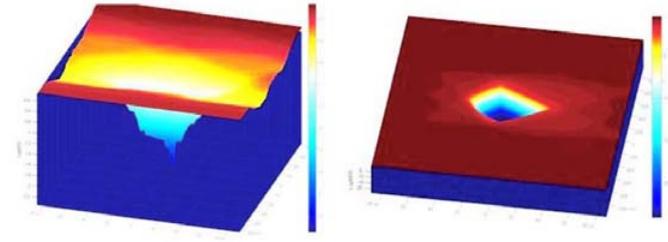
参考书目

[1] “数字基带传输和记录”，Jan W.M. Bergmans

[2] Matlab 信号处理软件帮助系统

80SJNB Advanced 均衡和串行数据分析方法

► 应用指南



► 本指南中讨论的未均衡信道和均衡信道的 BER 眼图。

泰克科技(中国)有限公司
上海市浦东新区川桥路1227号
邮编: 201206
电话: (86 21) 5031 2000
传真: (86 21) 5899 3156

泰克北京办事处
北京市海淀区花园路4号
通恒大厦1楼101室
邮编: 100088
电话: (86 10) 6235 1210/1230
传真: (86 10) 6235 1236

泰克上海办事处
上海市静安区延安中路841号
东方海外大厦18楼1802-06室
邮编: 200040
电话: (86 21) 6289 6908
传真: (86 21) 6289 7267

泰克广州办事处
广州市环市东路403号
广州国际电子大厦2807A室
邮编: 510095
电话: (86 20) 8732 2008
传真: (86 20) 8732 2108

泰克深圳办事处
深圳市罗湖区深南东路5002号
信兴广场地王商业大厦G1-02室
邮编: 518008
电话: (86 755) 8246 0909
传真: (86 755) 8246 1539

泰克成都办事处
成都市人民南路一段86号
城市之心23层D-F座
邮编: 610016
电话: (86 28) 8620 3028
传真: (86 28) 8620 3038

泰克西安办事处
西安市东大街
西安凯悦(阿房宫)饭店345室
邮编: 710001
电话: (86 29) 8723 1794
传真: (86 29) 8721 8549

泰克武汉办事处
武汉市武昌区武珞路558号
中南花园饭店将军楼4201室
邮编: 430070
电话: (86 27) 8781 2831
传真: (86 27) 8730 5230

泰克香港办事处
香港铜锣湾希慎道33号
利园3501室
电话: (852) 2585 6688
传真: (852) 2598 6260

有关最新的产品信息请访问泰克公司网站:

www.tektronix.com.cn



© 2008 年 Tektronix, Inc. 版权所有。 全权所有。 Tektronix 产品, 不论已获得专利和正在申请专利者, 均受美国和外国专利法的保护。 本文提供的信息取代所有以前出版的资料。 本公司保留变更技术规格和售价的权利。 TEKTRONIX 和 TEK 是 Tektronix, Inc. 的注册商标。 本文提及的所有其它商号分别为其各自所有公司的服务标志、 商标或注册商标。 01/08 JS/WOW 61C-21428-1

Tektronix
Enabling Innovation