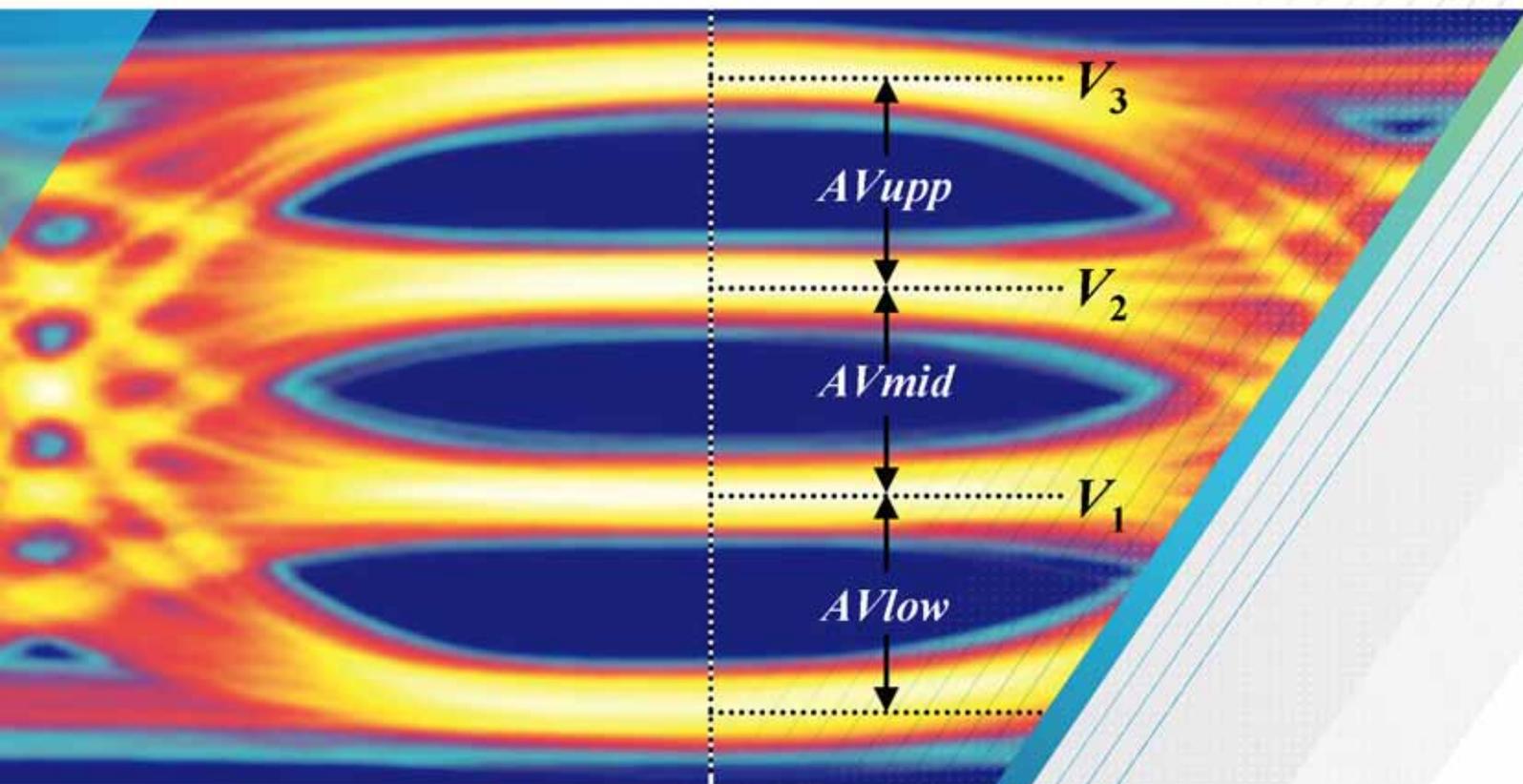


高速串行技术中的 PAM4 信令： 测试、分析和调试

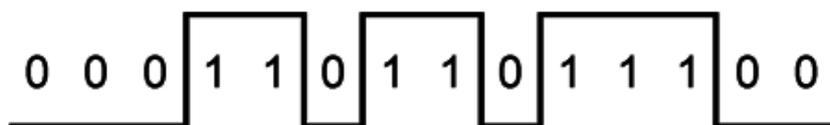
应用指南



目录

1. 4 电平脉冲幅度调制 – PAM4.....	3
2. 新兴高速串行 PAM4 技术.....	4
3. PAM4 信号的特点	5
3.1 FEC 和灰度编码.....	6
3.2 PAM4 系统中的均衡技术	7
3.3 PAM4 测试信号.....	8
4. 评估电 PAM4 发射机.....	9
4.1 发射机抖动: CRJrms 和 CDJPP	11
4.2 奇偶抖动 EOJ	12
4.3 信噪比和失真 (SNDR).....	12
4.4 电平厚度.....	12
4.5 PAM4 眼高 EH6 和眼宽 EW6.....	13
4.5.1 施加规定的 ISI 电平	13
4.5.2 施加串扰.....	14
4.5.3 测量 EH6 和 EW6.....	14
4.6 PAM4 眼图线性度	15
4.6.1 电平隔离失配率, RLM.....	15
4.6.2 眼图线性度和垂直眼图闭合, VEC	16
4.6.3 电平和时间方差	17
5. 评估 PAM4 光发射机.....	18
6. 评估 PAM4 接收机.....	19
6.1 接收机评估测试码型的优点和缺点	19
6.2 评估光 PAM4 接收机	19
6.3 PAM4 电接收机抖动和噪声容限	20
6.3.1 评估时钟恢复.....	21
6.3.2 评估 CTLE 和 DFE	21
6.3.3 评估接收机的抖动和噪声容限	21
6.4 PAM4 电接收机干扰和串扰容限	22
7. NRZ-PAM4 拐点.....	24

PAM2-NRZ



PAM4

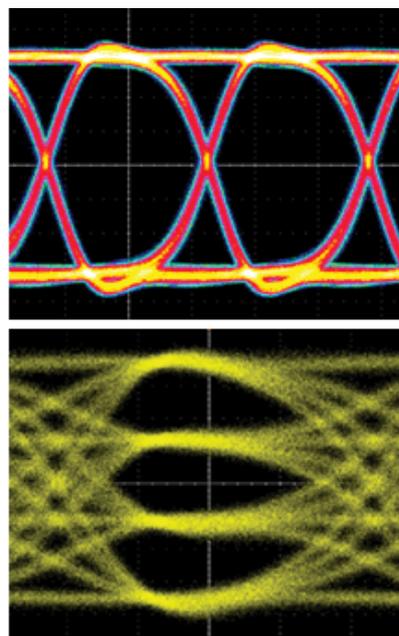
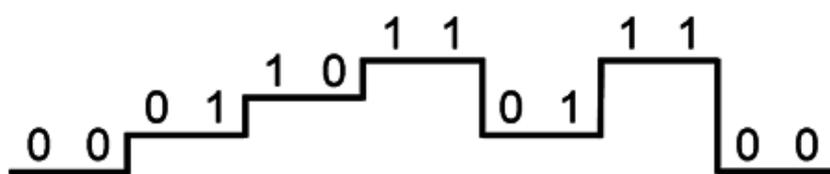


图 1. PAM2-NRZ 和 PAM4：基带信令和眼图。

1.4 电平脉冲幅度调制 – PAM4

随着串行数据速率接近每条通道 56 Gb/s，带宽提高导致的信号损伤已经迫使高速串行数据行业采用的方法出现大幅度转移。简单的基带 NRZ（非归零）信号调制技术已经落后于带宽效率更高的 PAM4（4 电平脉冲幅度调制）。

PAM4 在数据一定时把带宽降低一半，它在每个符号中发送两个位，如图 1 所示。我们把 PAM4 位速率与符号速率分开，后者称为 Bd（波特）。例如，56 Gb/s PAM4 信号的符号速率为 28 GBd。

人们一直以不正式的方式使用缩写 NRZ，来描述直观的基带高/低信令，而正式的描述则是 2 电平脉冲幅度调制或 PAM2。由于 PAM4 信号在每个符号后不归零，因此它们也是 NRZ 信令方式。在本文中，我们把这两种方式分别称为 PAM2-NRZ 和 PAM4，以便了解更准确的 PAM2 术语，而不会产生任何歧义。

图 1 中的眼图显示其多个符号电平使得 PAM4 对幅度噪声的灵敏度高于 PAM2-NRZ。尽管在波特率一定时 PAM4 信号的 ISI 要高于 PAM2-NRZ，但在相同的数据速率下其 ISI 则要低得多。在有损耗的电通道上，PAM4 在数据速率一定时对 ISI 的弹性更大，这也正

是业内从 PAM2-NRZ 转向 PAM4 的主要原因。

我们将看到，PAM4 信号分析大量借用为 PAM2-NRZ 研制的抖动和噪声分析技术，25+ GBd 的 PAM4 技术将继续受益于能让 PAM2-NRZ 一直走到今天的多种创新技术：差分信令、时钟恢复以及发射机和接收机均衡。

由于光纤系统采用 PAM2-NRZ 时运行速率能够超过 25 Gbd，因此切换就不太着急，这一点反映在光 PAM4 开发进度迟缓上。对光系统，切换动机与成本和功率有关。相干调制技术，如 DPQPSK（双偏振正交相移键控），可以在几千千米的距离内简便地支持 50+ Gb/s 信号，但光 PAM4 收发机可以支持更短的距离——500m-10 km（如数据中心内部及数据中心之间），而成本和功耗只是 PAM2-NRZ 的几分之一。

在本文中，我们考察可以怎样评估 PAM4 技术，重点放在使 SerDes 和收发机在 PAM4 系统中能够运行及实现互操作的性能要求上。在第二节中，我们介绍了 50-400G 应用使用的 PAM4 技术。第三节详细介绍 PAM4 信令，第四节和第五节介绍电和光发射机评估，第六节介绍 PAM4 接收机评估方法。最后，我们简要讨论 PAM2 → PAM4 转换及目前提供的分析工具。

标准		媒体	距离	速率	FEC 前 BER
100 GbE	100GBASE-KP4	PCB	33 dB	4 × 13.6 GBd	$\leq 10^{-6}$
400 GbE	400GBASE-FR8*	WDM SM	2 km	8 × 26.6 GBd	$\leq 2 \times 10^{-4}$
	400GBASE-LR8*	WDM SM	10 km	8 × 26.6 GBd	
	400GBASE-DR4*	4 × SM	500 m	4 × 53 GBd	
OIF-CEI	CEI-56G-VSR*	PCB	100 mm 主机 50 mm 模块	19-29 GBd	$\leq 10^{-6}$
	CEI-56G-MR*		500 mm	19-29 GBd	
	CEI-56G-LR*		1 m	19-29 GBd	

表 1. 预计的 PAM4 标准摘要，标有星号 (*) 的项目在 2015 年 9 月还没有发布。(记住在进行一致性测试前一定要参阅官方发布的规范！)

2. 新兴高速串行 PAM4 技术

截止到 2015 年 9 月，已经发布的唯一的高速串行 PAM4 标准是 IEEE 802.3bj 100 Gb 以太网 (GbE), 100GBASE-KP4。为了达到 100 Gb/s 总数据速率，它把四条 13.6 GBd 通路组合在一起。PAM2-NRZ 持续取得骄人的成绩，阻碍了 100GBASE-KP4 的全面采用，但它也提供了一个立足点，使我们可以预期新兴 PAM4 标准会提供哪些东西。

表 1 汇总了目前已经发布的及新兴的 PAM4 标准。

电 PAM4 规范由多路热插拔、低压、均衡差分对组成，支持嵌入式时钟输入及发射机均衡、接收机均衡或两

者。光 PAM4 可以用于 SM (单模) 光纤或 MM (多模) 光纤，但多模光纤带来了额外的难题。通路的长度或“距离”可以定义为物理距离或其工程同等项目、损耗和相位响应。

每种标准都在独特的信号完整性环境中适用于特定的用途。例如，100 GbE 为电缆、背板、单模光纤和多模光纤提供了不同的规范。在本文中，我们引用了许多性能参数，涵盖了大多数应用，这源于我们的一线经验以及我们长期来对各个标准实体的参与。也就是说，在进行任何一致性测试前，必须复核您正在开发的技术适用的具体互操作能力标准！

	PAM2-NRZ	PAM4
每个符号的位数	1	2
符号电平	2	4
上升沿 / 下降沿	2	6
不同跳变	2	12
每个 UI 眼图	1	3
平均跳变密度	50%	75%

表 2. PAM2-NRZ 和 PAM4 信号特点对比。

3. PAM4 信号的特点

表 2 和图 2 比较了 PAM4 和 PAM2-NRZ 信号的特点。如果您从没有画过 PAM4 眼图，那么上面提供了一种简单高效的方式，您可以了解到 PAM4 是非常复杂的，它有 4 个单独的符号电平、6 个上升沿和下降沿、12 种不同的跳变可能、4 种不同的非跳变。甚至 PAM2 NRZ 中 50% 的位跳变密度变成了 75% 的 PAM4 符号跳变密度。

每个 PAM4 电平对电信号规定为中间电压 V_A 、 V_B 、 V_C 和 V_D ，对光信号则是中间功率 P_A 、 P_B 、 P_C 和 P_D 。4 个符号分别称为电平 0、电平 1、电平 2 和电平 3，因此图 1 所示的序列为 {0, 1, 2, 3, 1, 3, 0}。有些资料也把它们称为 {-3, -1, 1, 3} 或 {-1, -1/3, 1/3, 1}。随着技术不断进化，这些符号会合并。我们在本文中 will 使用 {0, 1, 2, 3}。

由于 PAM4 信号有 4 个电平，因此它们有三个相互依存的眼图，如图 3 所示，之所以说互相依存，是因为从一个符号到另一个符号的转换会影响一个以上的眼图。由于噪声单独影响每个眼图，因此 PAM4 信号对幅度噪声的灵敏度至少要比 PAM2-NRZ 高出三倍。可以用分析 PAM2-NRZ 眼图的方式，分析三个眼图中的每个眼图。也就是说，我们可以为下方眼图、中间眼图和上方眼图测量相对于 BER 定义的 EW(眼宽) 和 EH(眼高)。

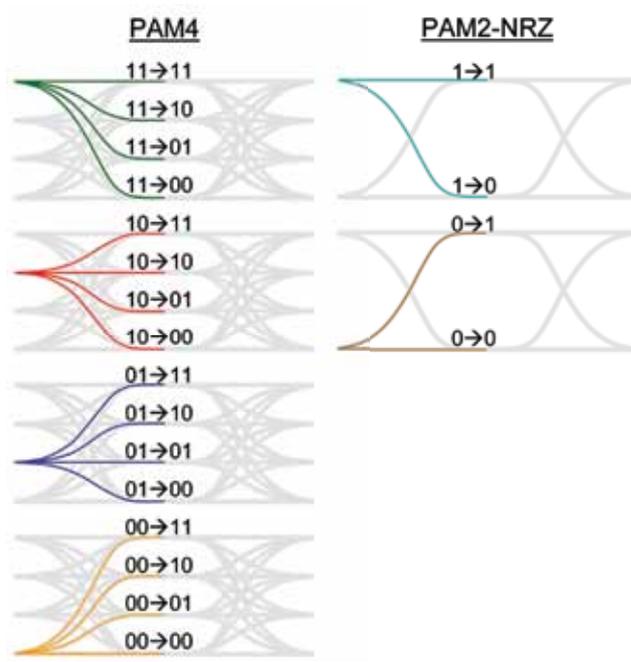


图 2. PAM4 信号的属性。

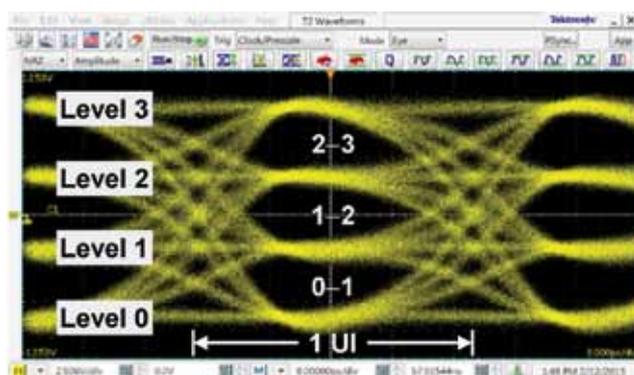


图 3. PAM4 眼图的部分符号。

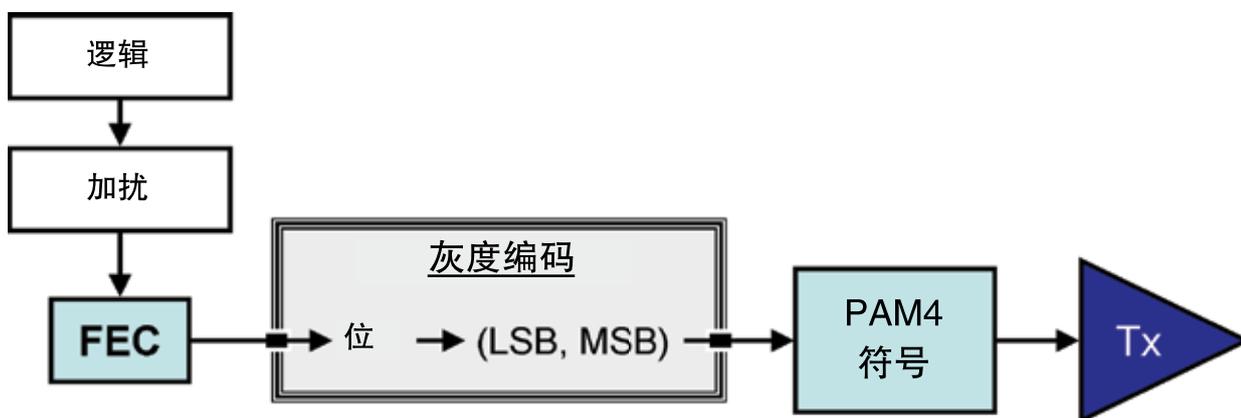


图 4. 从逻辑“位”到 FEC 编码 PAM4 符号的灰度编码转换。

3.1 FEC 和灰度编码

信噪比对 PAM4 信号的影响正不断提高，因此必需采用 FEC（前向纠错）技术。FEC 可以把电信令的最大未校正 BER（误码率）提高到 10^{-6} ，光信令则要更高。从测试角度看，这种松散的 BER 限制是一个巨大的优势，因为我们可以几秒钟内测量直到 $BER \sim 10^{-6}$ 的 FEC 前的性能。过去，我们可能要用近一个小时的时间才能达到 $BER \sim 10^{-12} - 10^{-15}$ ，抑或我们必须使用有风险的推断技术。

图 4 显示了 FEC 怎样把二进制逻辑编码成一套数据位，其中包括 FEC 类似奇偶性的位的开销。得到的码流进行灰度编码，然后格式化成要传送的 PAM4 符号。收到的数据流再灰度解码成码流。然后 FEC 处理这条码流，其中能够校正数量有限的误码。

PAM4 采用的 FEC 方式要求的开销可能要高于 PAM2-NRZ 采用的 FEC 方式。例如，100 GbE 的 PAM4 100GBASE-KP4 标准采用 Reed-Solomon FEC 方式 RS(544, 514)，其对应的 PAM2-NRZ 标准则全部采用 RS(528, 514)。RS(544, 514) 可以校正最多 150 个误码，是 RS(528, 514) 能力的两倍多，但开销也会相应提高。

灰度编码在每个 PAM4 符号中组合 MSB（最高有效位）和 LSB（最低有效位）的方式，保证了幅度噪声导致的符号错误更可能引起一个误码，而不是两个误码。另一方面，抖动更可能每个符号错误引起两个误码。在任何情况下，标准都可能规定 FEC 前可以接受的最小 BER 或原始 SER（符号差错率）。在本文中，我们采用在 FEC 前要求最低 BER 的当前惯例。

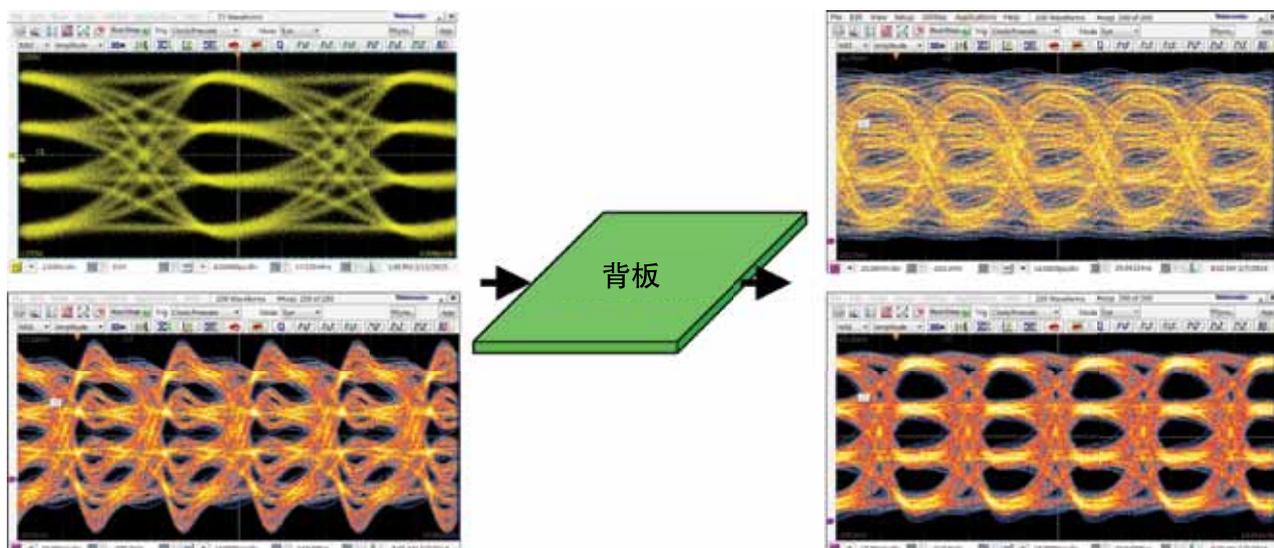


图 5. 传播经过背板前及背板后的 PAM4 眼图，顶部没有采用发射机 FFE，底部采用了发射机 FFE。

3.2 PAM4 系统中的均衡技术

为使 ISI 闭上的眼图睁开，PAM4 系统必须采用均衡技术。ISI 是由通道频响的低通特点引起的。发射机 FFE (前馈均衡) 包括预加重和去加重，以及接收机处的无源 CTLE (连续时间线性均衡)，这两种技术相对于波形的低频成分提升了高频成分，以便反转通道的影响。遗憾的是，高频成分的提高也恶化了串扰。接收机上的 DFE (判定反馈均衡) 是一种非线性技术，有助于反转通道响应，而又不会放大串扰。

图 5 显示了采用 2 “阶” 发射机 FFE (即去加重) 的信号的眼图。跳变前的符号电压电平相对于非跳变位的电压电平被提升了一个恒定系数。去加重概念可以简便地推广到更长的 FFE 滤波器。符号电压电平称为“光标”，其校正系数是恒定的，称为“阶”。被传

送的位前面的光标 $C(n)$ 称为前置光标，如 $C(n-1)$ ；后面的光标称为后置光标，如 $C(n+1)$ 。每个光标乘以一个阶，然后选择多个阶，以尽量抵消通道的频响。PAM4 系统研究表明，采用 3 个以上的阶意义不大，因此我们预计大多数 13+ GBd PAM4 系统要求 3 阶发射机 FFE。

由于 CTLEs 是无源滤波器，因此 PAM4 系统与 PAM2-NRZ 系统相比并无差异，但会使用 4 个符号电平，这决定了 PAM4 DFEs 反馈要更加复杂。

尽管所有三种均衡技术 (发射机 FFE、CTLE 和 DFE) 通常组合在一起减轻 PAM2-NRZ 系统中的 ISI，但大多数 PAM4 系统只使用其中一种或两种技术：发射机 FFE 或 CTLE 或 FFE + DFE 或 CTLE + DFE，即 (FFE XOR CTLE) 或 DFE。

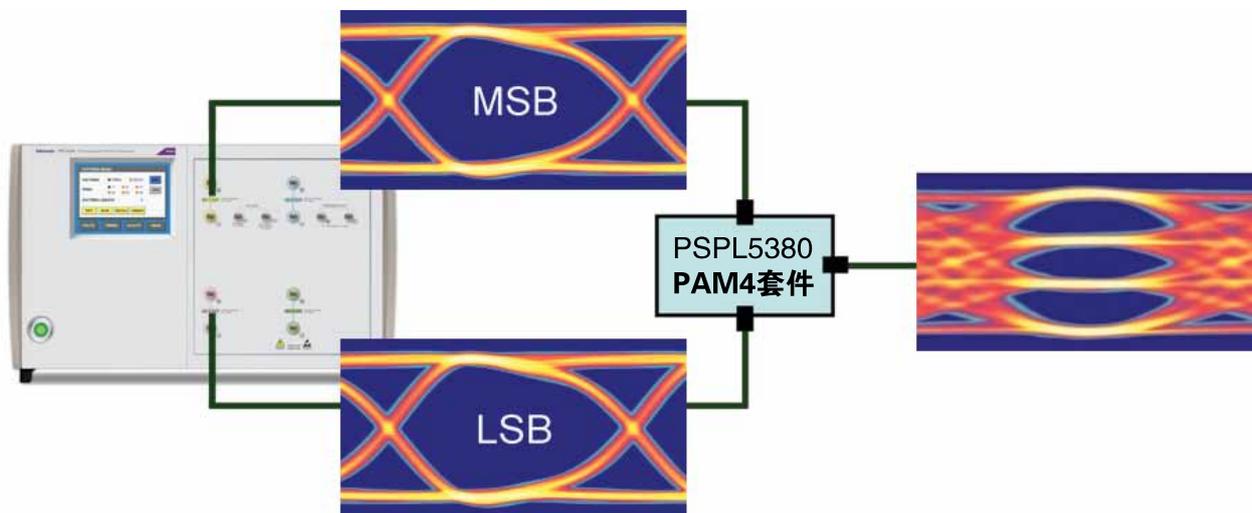


图 6. 通过把两条 PPG 通道组合在一起生成 PAM4 信号。

3.3 PAM4 测试信号

PAM4 版本的 PRBSn (伪随机二进制序列) 码型称为四进制 PRBS 码型 QPRBSn。

PRBSn 码型每个由 n 个连续位组成的序列都包括 $2^n - 1$ 位。通过对 PRBSn 码型及其倒数进行灰度编码, PRBSn 码型会组装起来, 其中包括倒数, 以实现均衡, 得到的 QPRBSn 码型有 2^n 个符号。

例如, QPRBS13 包括 8191 个 PAM4 符号。对 100 GbE PAM4 100GBASE-KP4, 其采用修改版本的 QPRBS13 码型, 其中由 15,548 个符号组成, 包括 338 个训练帧字。

大多数发射机测试应采用 QPRBS9 或 QPRBS13 测试码型进行, 接收机测试应采用 QPRBS13 进行设置和校准, 但采用 QPRBS31 执行。

图 6 显示了怎样使用我们的 PSPL5380 PAM4 套件把泰克 PatternPro PPG3202 码型发生器两条通道的输出组合起来, 来生成 PAM4 测试码型。一条 PPG 通道发送 LSB, 另一条通道发送 MSB。LSB 的幅度是 MSB 的一半, 因此在两条通道使用 RF 电源分路器组合在一起时, 我们得到一个正确的 PAM4 信号。

电 PAM4 信令和发射机性能参数		
波特率	100GBASE-KP4 13.6 GBd	19–29 GBd PCB*
差分峰峰值电压	1200 mV	800–1200 mV
电平分隔不匹配, RLM	≥ 0.92	≥ 0.92
时钟 RJ (CRJ_{rms})	$\leq 0.005 UI$	$\leq 0.005 UI$
时钟 DJ (CDJ_{pp})	$\leq 0.05 UI$	$\leq 0.05 UI$
奇偶抖动	$\leq 0.019 UI$	$\leq 0.019 UI$
信噪失真比 (SNDR)	$\geq 31 dB$	$\geq 31 dB$
EW6		$\geq 0.25-0.4 UI$
EH6		$\geq 50-120 mV$
眼图线性度		≤ 1.5
VEC		$\leq 5.8 dB$
BER	$\leq 10^{-6}$	$\leq 10^{-6}$

表 3. 电 PAM4 信号和发射机的性能指标。* 由于还没有发布 19–29 GBd 标准，请把这些指标视为非正式估算值。取值范围指明了参数会因应用而变化。在进行一致性测试前，请参阅正式发布的规范。

4. 评估电 PAM4 发射机

表 3 提供了采样性能参数，取值范围指明了不同电子系统的性能要求变化：SerDes 到 SerDes，SerDes 到收发机，收发机到 SerDes，以及在不同长度的 PCB、电路和背板中。

应用指南

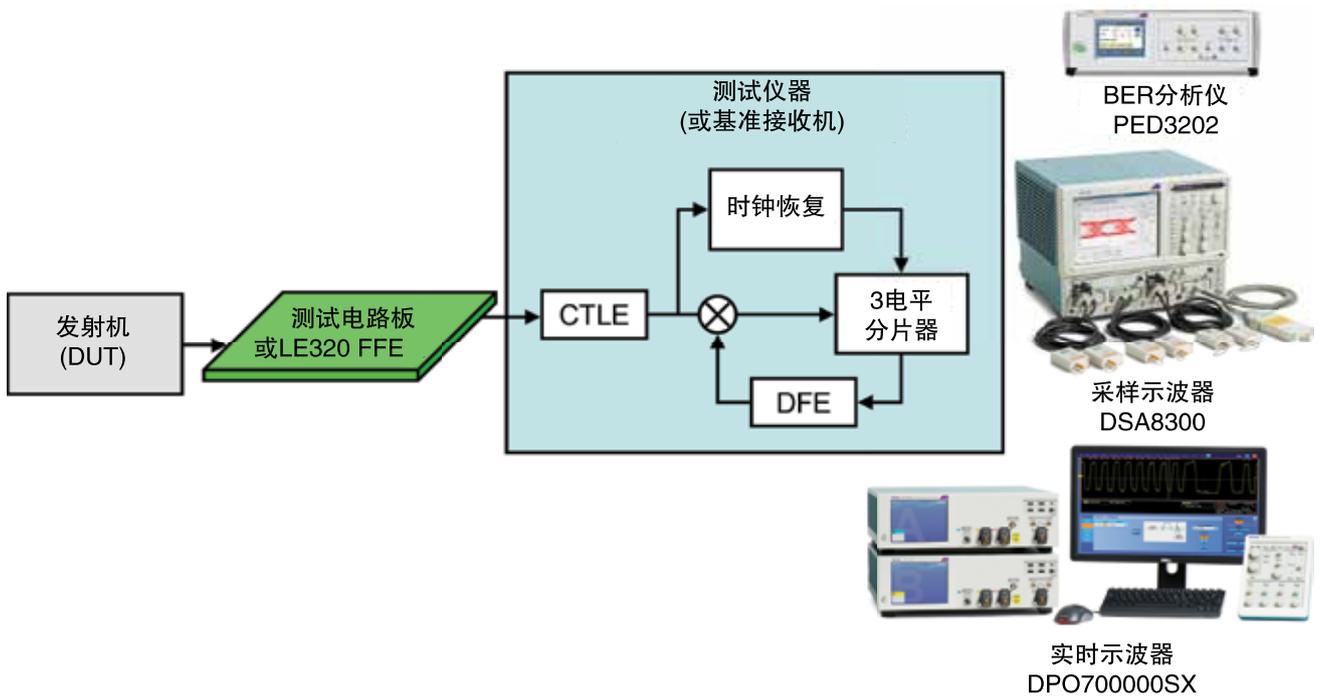


图 7. 电发射机测试设置。

如图 7 所示，发射机分析要求仪器质量的基准接收机，它作为信号分析仪发挥着双重作用，如泰克 [DPO70000SX](#) 70 GHz 带宽实时示波器、[DSA8300](#) 等效时间采样示波器或我们的 PAM4 BERT (误码率测试) 系统 [PED3202](#) 误码检测器及 PAM4DEC。不管是哪种情况，基准接收机都应采用四阶 Bessel-Thomson 滤波器，其带宽约为 $1.25 \times f_B$ (具体视应用而定)，其中 f_B 是符号速率。

泰克 PAM4 分析软件自动执行其中多项测量，但由于 PAM4 技术仍在进化，因此如需最新自动测量清单，请与[泰克代表联系](#)。

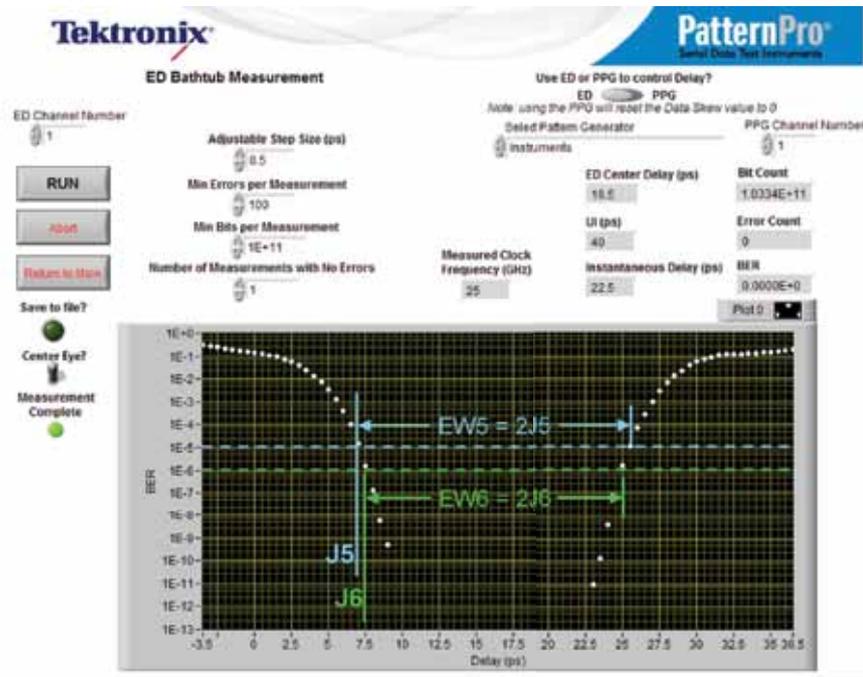


图 8. 从 BER(t) 浴缸曲线及从发送 JP03A 时钟类码型的测试发射机提取 J5 和 J6。

4.1 发射机抖动：CRJ_{rms} 和 CDJ_{pp}

我们使用称为 JP03A 的简单测试码型测量时钟抖动，这是一个由交替的 {0, 3} 符号组成的时钟类序列。

通过测量 CRJ_{rms}(rms 时钟随机抖动) 和 CDJ_{pp}(时钟确定性抖动)，在这个时钟类方波码型上，我们可以评估发射机抖动，而不用关联数据中的符号序列。也就是说，我们避免了 ISI 污染，但保留了随机噪声和其他不相关的损伤，如 PJ (周期性抖动) 和 EMI(电磁干扰)。

测量 CRJ_{rms} 和 CDJ_{pp} 要求两个量，称为 J5 和 J6，其分别与 BER=10⁻⁵ 和 10⁻⁶ 时规定的总抖动有关。可以简便地从浴缸图 BER(t) 中提取 J5 和 J6，其中 t 是采样点的时延位置，如图 8 所示。J5 是包含着 10⁻⁵ 分布之外所有内容的时间间隔，J6 则是包含着 10⁻⁶ 分布之外所有内容的时间间隔。

双 Dirac 模型给出了：

$$TJ(BER=10^{-5}) = 8.83 \times CRJ_{rms} + CDJ_{pp}$$

$$TJ(BER=10^{-6}) = 9.78 \times CRJ_{rms} + CDJ_{pp}$$

可以得到

$$CRJ_{rms} = 1.05 \times J6 - 1.05 \times J5$$

$$CDJ_{pp} = -9.3 \times J6 + 10.3 \times J5$$

在被测试的发射机上配置一个 JP03A 时钟类码型。测试设备一定要配备与应用对应的时钟恢复功能。当前行业标准使用的 10 MHz PLL (锁相环) 带宽与 100 GbE's 25.78125 Gb/s PAM2-NRZ 信号相同。

如果您使用的是实时示波器，那么可以在软件中仿真时钟恢复；如果使用的是采样示波器，时钟恢复由 82A04B 相位参考模块执行；如果使用的是误码检测器，那么由 PAM4DEC 执行时钟恢复。

典型的性能指标把 CRJ_{rms} 限定在 < 0.005 UI，CDJ_{pp} < 0.05 UI。记住，由于 CRJ 报告为 rms 值，因此 0.005 UI 的 CRJ_{rms} 使眼图闭合的量与 0.05 UI 的 CDJ_{pp} 大体相同。

综合时钟抖动在 BER=10⁻⁶ 时使眼图闭合程度应不超过 10%。

应用指南

4.2 奇偶抖动 EOJ

为测量 EOJ，测试码型必需包括两对连续的完全一样的符号。JP03B 测试码型有 15 个交替的 {0, 3} 符号，后面是 16 个交替的 {3, 0} 符号。在码型中心绘制一个 {3, 3} 序列及一个 {0, 0} 序列，因为一个码型的末尾连接到下一个码型的开头。

EOJ 是奇数逻辑跳变与偶数逻辑跳变的平均方差之差，这是一种 DCD (占空比失真)。

通过平均波形，可以去掉不相关的噪声和抖动。JP03B 波形长 62 UI，有 60 个跳变。为计算 EOJ，我们测量 40 个偶数脉冲的平均宽度，其较双宽度脉冲偏移了 10 UI。然后测量 40 个奇数脉冲宽度的宽度，类似的，其也较双宽度脉冲偏移了 10 UI。EOJ 是平均后的偶数脉冲宽度与奇数脉冲宽度之差。

对高性能发射机，EOJ 形式的超低占空比周期失真应该是可以接受的；预计标准将要求 <0.02 UI 的 EOJ，可能会低至 0.015UI。

4.3 信噪失真比 (SNDR)

信噪失真比 (SNDR) 比较信号强度与综合随机噪声与谐波失真。SNDR 与插入损耗影响无关，如 ISI，但包括发射机噪声和失真的所有其他来源。

SNDR 从发射机脉冲响应的线性拟合中导出，其中启用了所有发射机通路，每条通路采用完全相同的发射机 FFE 设置。

在平均后的 QPRBS9 波形 $w(k)$ 上进行线性拟合，其中 k 从 1 运行到每个符号样点数 (最少 8 个) 与测试码型长度 (对 QPRBS9 是 512) 之积。拟合的脉冲响应由 $p(k)$ 给出，逐个样点拟合误差由 $e(k) = p(k) - w(k)$ 给出。

SNDR 的公式如下：

$$SNDR = 10 \log \frac{p_{\max}^2}{\sigma_e^2 + \sigma_n^2}$$

其中 p_{\max} = 是拟合的脉冲响应的最大值 $\max\{p(k)$ ；对所有 $k\}$ ， σ_e 是拟合误差 $e(k)$ 的标准方差， σ_n 是中间电压的 rms 方差。脉冲响应的最大值提供了信号幅度。由于 σ_e 是拟合与平均波形的方差，因此它考虑了谐波失真。中间电压的 rms 方差 σ_n 至少应运行 8 个连续的完全相同的符号才能测得，它考虑了随机噪声。

合理质量的发射机应拥有健康的 SNDR 裕量，当然 $SNDR \geq 31$ dB。

4.4 电平厚度

电平厚度是仅由于通道响应和均衡导致的 4 个符号电平的平均宽度，也就是说，其是由均衡后保持的 ISI 和 DCD 导致的。

通过平均眼图，可以去掉与测试码型或数据信号无关的信号损伤，如随机噪声、EMI (电磁干扰) 和串扰。现在我们把垂直直方图投射到轨道中最窄的部分，来计算每个电压轨道的标准方差 σ_i 。

$$\text{Level Thickness} = \frac{1}{4} \left(\sum_{i=0}^3 \frac{\sigma_i}{V_{PP}} \right) \times 100\%$$

其中 V_{PP} 是极端符号 0 和 3 之间的平均摆幅电压。

电平厚度是四条符号轨道的波峰因数的平均值，用来衡量均衡效果。

4.5 PAM4 眼高 EH6 和眼宽 EW6

眼高和眼宽是沿着横轴和竖轴相对于 BER 测得的均衡后的眼图张开程度。也就是说，EH6 是横贯 BER=10⁻⁶ 轮廓的垂直距离，也就是 BER=10⁻⁶ 时眼图张开的“高”，当然它的单位是伏特。类似的，EW6 是横贯 BER=10⁻⁶ 轮廓的水平距离，用 UI 或 ps 表示。

其概念是把发射机放在有损耗的感应 ISI 的通道和串扰、但拥有仪器质量的参考接收机的系统中。在相应组合的发射机 FFE、接收机 CTLE 和 / 或 DFE 使眼图张开后，我们在三个 PAM4 眼图上测量 EH6 和 EW6。

4.5.1 施加规定的 ISI 电平

为把发射机置于实际设置中，必须让信号传播通过拥有相应插入损耗的通道。图 9 显示了 IL(f) 或两个典型应用 SDD12 的实例。通过一致性测试电路板，其 IL(f) 已经校准并复核，或通过相应调整后的 FFE 滤波器，如泰克 LE320 FFE (线性前馈均衡器)，可以实现要求的插入损耗响应，就像发射机 FFE 可以反转通道的频响一样，这样 FFE 滤波器就可以使用同等的频响。

PAM4 发射机至少应该有 3 阶去加重 /FIR 均衡。在技术标准限制范围内，应尽量优化阶，以补偿测试通道的损耗和 ISI。

把滤波器 / 一致性测试电路板的输出连接到参考接收机示波器或 BER 分析仪上。参考接收机应包括时钟恢复及相应的带宽，如 10 MHz。把 CTLE 峰值设置成符号速率频率的一半， $\frac{1}{2}f_B$ (即信号的基础谐波)。增益是 1 ~ 9 dB 的整数值，如图 10 所示，把它设置成优化得到的眼图的值。

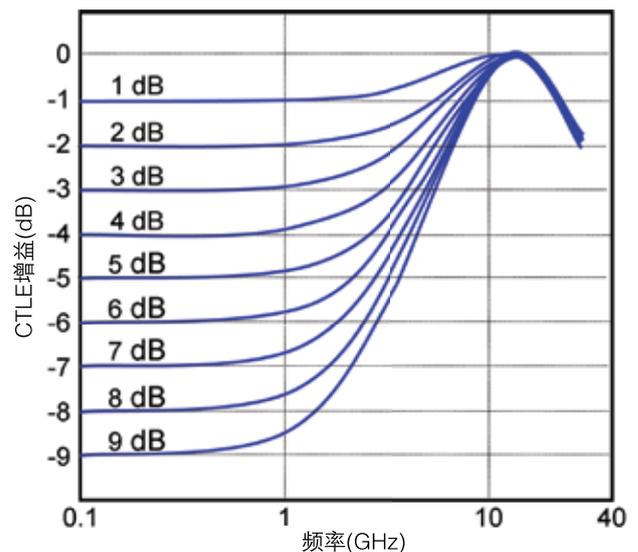
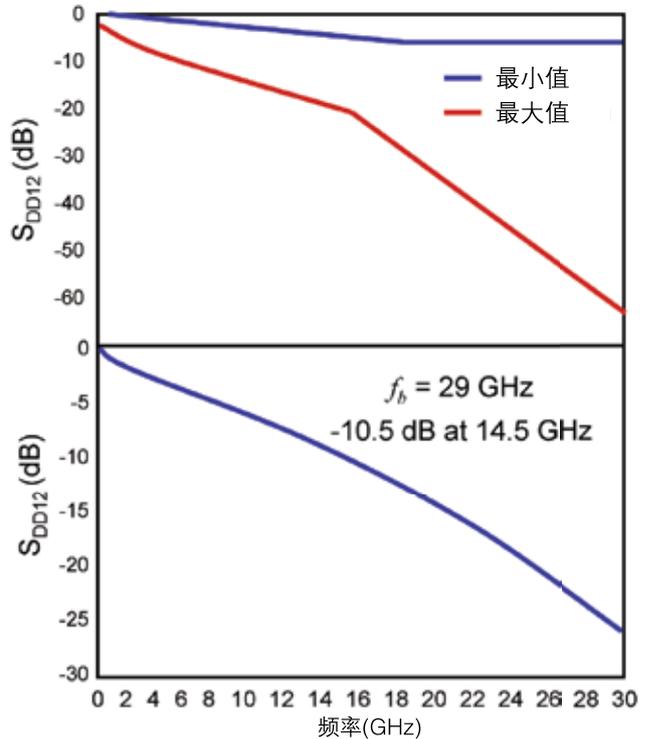


图 9. 一致性测试电路板 /ISI 压力装置的插入损耗响应 IL(f) 或 SDD12 实例。

图 10. CTLE 频响。

应用指南

4.5.2 施加串扰

为包括所有合理的串扰干扰源，应在每条系统通道双向激活的情况下测量 EH 和 EW。为防止不现实的数据相关干扰，串扰通道上的码型应不同于测试信号码型。如果每个干扰源不可能发送唯一的码型，那么应在它们之间引入足够的延迟，以便这些码型不会同步。

设置正确的串扰水平可能会非常麻烦。

一致性测试可能会指定要求水平的略微神秘的参数 ICN (积分串扰噪声)。ICN 既包括 NEXT (近端串扰)，又包括 FEXT (远端串扰)，通过把受扰通道与串扰通道的 S 参数测量数据与规定的干扰信号幅度结合在一起推导得出。ICN 的公式为：

$$ICN = \sigma_x \sqrt{\sigma_{NEXT}^2 + \sigma_{FEXT}^2}$$

其所有 NEXT 和 FEXT 计算值根据接收机频响加权获得。合理的 ICN 水平约为 3 mV。FEXT (对多干扰源 FEXT 也称为 MDFEXT) 应该比 NEXT 高约 3 倍，预计总计大约 1.3 mV rms NEXT 和 3.5 mV rms FEXT。后面的值 3.5 mV 与 3 mV ICN 值并不矛盾，因为 ICN 包括时钟恢复的滤波效应。

受扰通路上测得的所有 NEXT 和 FEXT 干扰源的累积 rms 串扰幅度应小于、但接近 3.9 mV。

4.5.3 测量 EH6 和 EW6

我们把 PAM4 的三个眼图称为下中上眼图。EH6 和 EW6 在三个眼图中的每个眼图上测量。由于每组中最小值 $\min(EW6_{low}, EW6_{mid}, EW6_{upp})$ 和 $\min(EH6_{low}, EH6_{mid}, EH6_{upp})$ 限制着发射机性能，因此我们把这些值作为基准。

我们收集足够的的数据，建立 $BER=10^{-6}$ 轮廓。由于有三个眼图，因此我们必须对逻辑判定电路的结构做出一些假设。最后，PAM4 接收机设计人员可能会实现三个独立的分片器，每个分片器都有自己的时延采样点。第一个 PAM4 应用将采用拥有公共时延采样点 t_{center} 的三个分片器，其定义为中间眼图的中心。

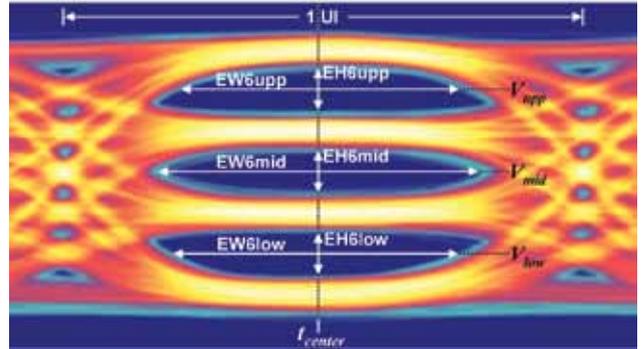


图 11. 从 $BER = 10^{-6}$ 轮廓、眼图中心定义和标称分片器阈值 V_{low} 、 V_{mid} 和 V_{upp} 中测量每个眼图的 EH6 和 EW6。

为确定 t_{center} ，我们找到中间眼图的最大 EW6，如图 11 所示。现在把横贯 $BER=10^{-6}$ 轮廓的线二等分，确定 EW6mid。这条竖线确定为 PAM4 眼图中心 t_{center} 。

每个眼图的垂直张开程度 EH6low、EH6mid、EH6upp 在相同的时延 t_{center} 下测得。眼图的垂直中心，我们称之为 V_{low} 、 V_{mid} 和 V_{upp} ，由 EH6low、EH6mid、EH6upp 的中心给出。 V_{low} 、 V_{mid} 和 V_{upp} 也作为三个标称电压分片器阈值。

注意 EW6mid 的中点可以任意选择规定的眼图中心，下方眼图和上方眼图相对于该中心可能不对称。因此三个标称眼图中心由 (t_{center}, V_{low}) 、 (t_{center}, V_{mid}) 和 (t_{center}, V_{upp}) 给出。

由于系统 BER 受到性能最低的信号限制，因此标准将规定可以接受的最小值：

$$EW6 = \min(EW6_{low}, EW6_{mid}, EW6_{upp}) \text{ 和}$$

$$EH6 = \min(EH6_{low}, EH6_{mid}, EH6_{upp}).$$

视不同应用，在任何接收机均衡后，令人满意的发射机应能够支持大约 $EW6 \geq 0.25 UI$ 及 $EH6 \geq 50 mV$ 。

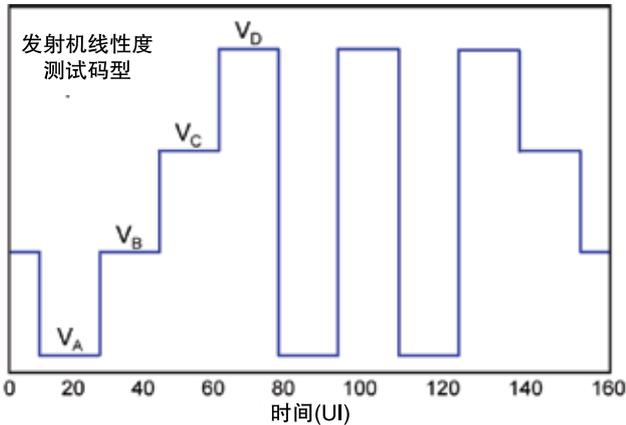


图 12. 发射机线性度测试码型；每个符号电平保持 16 个连续的完全相同的符号。

4.6 PAM4 眼图线性度

PAM4 的三个眼图的相对维度和方向带来了新的挑战。

这里出现了不同的参数，来量化每个眼图中心、电平、高度和宽度的变化。技术还没有融合，但很明显发射机的设计目标是保证每个眼图对 BER 的影响是同等的。

在本节中，我们介绍了不同的方法来分析三个眼图垂直分布中的非线性度。

4.6.1 电平隔离失配比 RLM

电平隔离失配率 RLM 表示信号的垂直线性度。

我们使用图 12 所示的线性度测试码型测量 RLM。这个码型的每个电平保留 16 UI。为保证电平稳定，而不管采用哪种预加重 / 去加重方式，应在开始 2 UI、跳变后 7 UI 上测量稳定的符号电平 V_A 、 V_B 、 V_C 和 V_D 。

当然，平均电压是四个电平的平均值：

$$V_{avg} = \frac{1}{4}(V_A + V_B + V_C + V_D).$$

有效的符号电平 ES1 和 ES2 是两个中心符号的平均电平：

$$ES_1 = \frac{V_B - V_{avg}}{V_A - V_{avg}}$$

$$ES_2 = \frac{V_C - V_{avg}}{V_D - V_{avg}}$$

最小信号电平 S_{min} 是最近的相邻符号之间的摆幅的一半：

$$S_{min} = \frac{1}{2} \min(V_D - V_C, V_C - V_B, V_B - V_A),$$

电平隔离失配率为：

$$R_{LM} = \frac{6 \cdot S_{min}}{V_D - V_A}.$$

线性发射机应得到 $ES_1 = ES_2 = 1/3$ 和 $R_{LM} = 1.0$ 。

幅度压缩导致三个眼图的垂直眼图张开程度 EH 变化。100 GbE PAM4 规范 100GBASE-KP4 要求 $R_{LM} \geq 0.92$ ，我们预计其以后将成为性能基准。

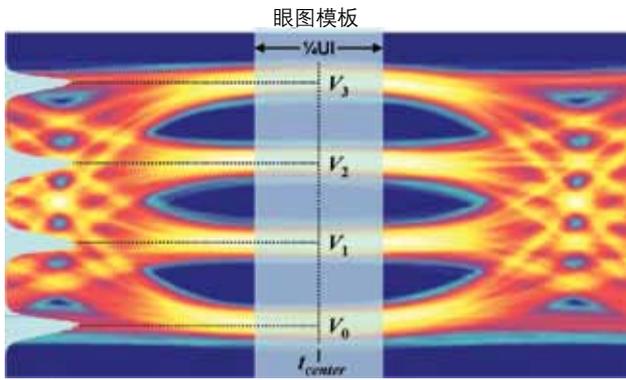


图 13. 使用水平眼图模板测量符号电平。

4.6.2 眼图线性度和垂直眼图闭合 VEC

测量平均符号电平的另一种方式是使用与 t_{center} 有关的水平眼图模板，如图 13 所示。模板宽度是 $1/4 UI$ ，除非其扩展到任意三个眼图中水平眼图张开程度 EW 之外。如果扩展到 EW 之外，那么模板宽度限于 (EW_{6low} , EW_{6mid} , EW_{6upp}) 最小值范围内。换句话说，水平眼图模板的宽度以 $1/4 UI$ 与最小 EW_6 的眼图范围中较小者为准，且必须相对于 t_{center} 对称。

在活动数据 V_0 、 V_1 、 V_2 、 V_3 上测得的中间符号电平由四个直方图的中间值给出，四个直方图通过把垂直数据投射在模板内部得到。视阶值， V_0 、 V_1 、 V_2 、 V_3 可能与稳定值 V_A 、 V_B 、 V_C 和 V_D 不同，后者用来测量上面第 4.6.1 节中的 R_{LM} ，但平均符号间电压摆幅应该类似。

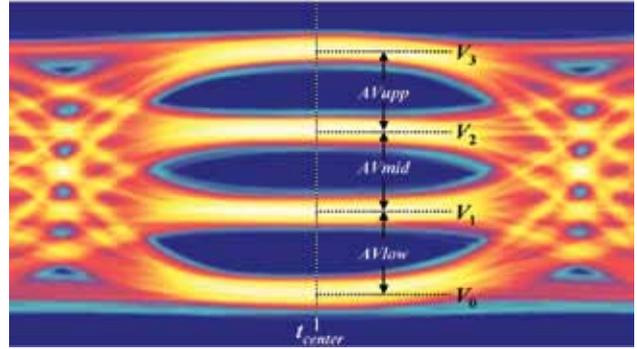


图 14. 使用水平模板确定符号电平及其隔离度。

眼图线性度是衡量垂直眼图线性度的指标，它与电平隔离失配率 R_{LM} 类似，但对比的是稳定的符号间电压电平与稳定的峰峰值 PAM4 电压摆幅，眼图线性度是带有活动数据码型的符号之间的最大中间电压摆幅与最小中间电压摆幅之比。

符号电平的隔离度公式为 $AV_{low} = V_1 - V_0$ ， $AV_{mid} = V_2 - V_1$ ， $AV_{upp} = V_3 - V_2$ 。眼图线性度是相邻符号间最大电压摆幅与最小电压摆幅之比：

$$\text{眼图线性度} = \frac{\max(AV_{low}, AV_{mid}, AV_{upp})}{\min(AV_{low}, AV_{mid}, AV_{upp})}$$

垂直眼图闭合用 dB 表示，公式如下：

$$VEC = 20 \log \left(\min \left(\frac{AV_{low}}{EH_{6low}}, \frac{AV_{mid}}{EH_{6mid}}, \frac{AV_{upp}}{EH_{6upp}} \right) \right)$$

眼图线性度应小于 1.5，VEC 应小于 5.8 dB。

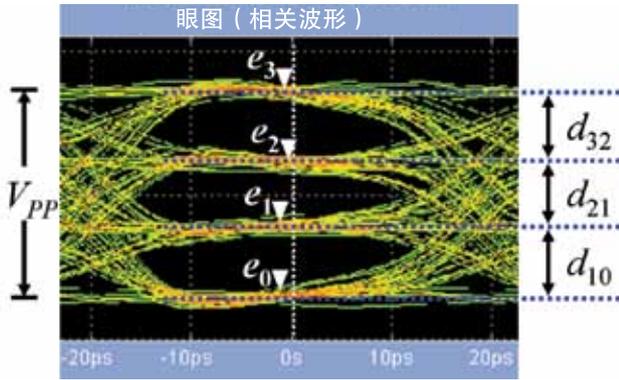


图 15. 测量电平和时间方差。

4.6.3 电平和时间方差

与电平隔离失配率 RLM 一样，电平方差测量四个符号电平的相对变化，但受限于通道响应和均衡方式。它包括发射机中的垂直电压非线性度以及怎样在均衡后保留的 ISI 和 DCD 中体现不确定性。类似的，时间方差测量发射机的定时非线性度、通道响应和均衡组合。

为测量电平和时间方差，首先通过平均眼图，去掉与测试码型或数据信号无关的信号损伤，如随机噪声和抖动、EMI (电磁干扰) 和串扰。然后确定符号轨道中最窄的点，这些是眼图中 ISI 最小的点，如图 15 所示。

我们称其相对于 PAM4 眼图中心的时延位置为 e_0 、 e_1 、 e_2 和 e_3 ，称其间的电压差为 d_{10} 、 d_{21} 、 d_{32} 。

电平方差是距最小 ISI 点处理想值的符号轨道电压方差 V_{PP} 除符号 0 和符号 3 之间摆幅电压的商的和：

$$\text{电平方差} = \left(\frac{|d_{10} - \frac{1}{3}V_{PP}|}{V_{PP}} + \frac{|d_{21} - \frac{1}{3}V_{PP}|}{V_{PP}} + \frac{|d_{32} - \frac{1}{3}V_{PP}|}{V_{PP}} \right) \times 100\%$$

优质发射机的电平方差不得超过几个百分点。

时间方差是最小 ISI 点相对于眼图中心的平均方差，用一个 UI (单位间隔) 的百分比表示：

$$\text{时间方差} = \frac{f_B}{4} \left(\sum_{i=0}^3 |e_i| \right) \times 100\%$$

其中 f_B 是波特率。系统可以容忍的时延量取决于符号判定电路。如果所有三个分片器共享单一的时延，那么时间方差应低于 10%。时延在光系统中的问题一般要高于电系统，我们已经在第 5 节中阐述了原因。

5. 评估 PAM4 光发射机

评估光 PAM4 收发机的具体技术还没有规范化。表 4 列出了在大多数应用中应能够保证足够的 PAM4 发射机性能的部分性能参数。

在分析光信号时，测量带宽要略高于符号速率。遗憾的是，部分规范规定这一要求为 $0.75 \times f_B$ ，因为早期示波器采用独立的光电转换器，其中采用平方律检波器。

与差分电发射机不同，光发射机拥有物理上不同的“开”和“关”状态。应为内部眼图结构和外部结构单独测量光发射机的许多标准特性分析参数，亦即：

- OMA_{inner}，内部眼图结构的光调制幅度由每个眼图高功率和低功率之差确定： $OMA_{01} = P_1 - P_0$ ， $OMA_{12} = P_2 - P_1$ ， $OMA_{23} = P_3 - P_2$ 。对 BER 影响最大的内部 OMA 称为 $OMA_{inner} = \min(OMA_{01}, OMA_{12}, OMA_{23})$ 。
- $OMA_{outer} = P_3 - P_0$ 。
- ER (消光比) 也可以分成内部值和外部值，但通常只会用于外部眼图 $ER = 10 \log(P_3/P_0)$ 。
- RIN (相对强度噪声) 是未调制的激光器在特定频率、关闭状态下每单位带宽的 rms 噪声与未调制的激光器在任意符号电平下的总功率之比。可能只会指定外部眼图结构的 RIN。

PAM4 光发射机性能参数 *	
总平均发射功率	13 dBm
外部 OMA	≤ 6 dBm
内部 OMA	≥ -2.77 dBm
消光比, ER	≥ 5.5 dB
相对强度噪声, RIN	< -142 dB/Hz
RINxOMA	TBD dB/Hz

表 4. 13–29 GBd 光 PAM4 收发机的性能参数。* 由于还没有发布光 PAM4 标准，因此请把这些值视为非正式指引。在进行一致性测试前请参阅正式发布的规范。

RIN × OMA (相对于光调制幅度的相对强度噪声) 是环境光线噪声与每单位带宽平均调制功率之比。泰克应用指南“在 DSA8300 采样示波器上执行 RIN 和 RIN × OMA 测量”全面介绍了怎样执行这一测量。

光发射机的线性度问题不同于差分电发射机。在某些调制方案中，从低功率状态转换到高功率状态要快于从高转换到低。结果三个 PAM4 光眼图一般会对不准。波特率越高，方差越大。高速率光接收机对每个眼图可能会要求独立的时延采样点： (t_{low}, P_{low}) ， (t_{mid}, P_{mid}) 和 (t_{upp}, P_{upp}) 。

第 4.6.3 节借助图 15 规定了时间方差：

$$\text{时间方差} = \frac{f_B}{4} \left(\sum_{i=0}^3 |e_i| \right) \times 100\%$$

时间方差要求取决于逻辑检测方案，但如果判定电路时延采样点对三个眼图全部相同，那么时间方差应低于 5–10%。

6. 评估 PAM4 接收机

衡量接收机性能需要确定其在可能遇到的最坏情况下的状况。接收机压力容限测试测量接收机对信号损伤的容限。

与 25+ Gb/s PAM2-NRZ 一样，电和光 PAM4 接收机都要进行容限测试。其概念是探测接收机在各种困难的环境中的弱点。电 PAM4 接收机要进行抖动测试和噪声容限测试，并进行单独的干扰测试和串扰容限测试。

在我们说接收机“能够容忍”压力信号时，我们是指该接收机在信号进行 FEC 前，能够在小于等于应用指定的 BER 下正常运行。

6.1 接收机评估测试码型的优点和缺点

测试码型是我们确定接收机性能的第一个工具。QPRBS13 和 QPRBS31 码型相互补充。QPRBS13 有 8192 个符号，对实时示波器和采样示波器都足够短，可以分析多个重复码型，执行最准确的测量。

另一方面，为激发每种可能的 ISI 损伤，测试码型应包括扩展到脉冲响应整个长度上由连续的完全相同的符号组成的每个队列。例如，如果脉冲响应扩展到 7 UI，那么 QPRBS13 测试码型将不会提供整套 ISI 损伤。QPRBS31 码型有超过 20 亿个由 32 位组成的唯一序列，足以适应扩展到最高 15 UI 的脉冲响应。从测试角度看，问题在于实时示波器和采样示波器在分析太长的码型而捕获和平均不了时准确度较差。

可以把两种主要测试码型视为评估接收机的互补性工具：QPRBS13 测量准确度较高，但 ISI 完整度差；QPRBS31 测量准确度较差，但提供了穷尽性的 ISI。

优化测试设备性能及测试码型压力的一种较好的方式是使用 QPRBS13 码型校准信号压力，而使用 QPRBS31 来测试接收机。

6.2 评估光 PAM4 接收机

在 2015 年 9 月出版时，光 PAM4 标准还没有为 PAM4 光接收机规定具体参数，也没有规定 PAM4 调制独有的测试。目前，它们列出了基于 25.8 Gb/s 的 PAM2-NRZ 光信令的测试战略。泰克应用指南“[100 Gb/s 通信系统物理层测试](#)”应用指南中介绍了这些测试。光 PAM4 技术滞后于电 PAM4 技术的原因很简单，就是需求的结果，而且与电系统相比，光系统使用 PAM2-NRZ 的速率要高得多。

为了确定光接收机的性能裕量，可以施加更高的压力，确定接收机在挑战性的条件下的 BER 性能。例如，降低内部和外部 OMA 和 ER，提高 RIN 和色散，使用时间方差更高的信号，测试接收机的 BER 裕量。

在下一节中，我们将讨论各种电压力接收机容限测试。除通道插入损耗导致的串扰和 ISI 外，这些测试可以转换到光域中。例如，您可以在光信号中增加 SJ（正弦曲线抖动），对时钟恢复进行压力测试，如下面第 6.3 节中描述的电抖动和噪声容限测试所述。

应用指南

电 PAM4 接收机抖动和噪声容限指标		
波特率	13.6 GBd (100GBASE-KP4)	19–29 GBd*
测试码型	加扰空闲	QPRBS13 或 QPRBS31
低频率	SJ 5 UI @ $f_{SJ} = 16$ kHz	5 UI, 对 $CR-BW/100 < f_{SJ}$
高频率	SJ 0.5 UI @ $160 f_{SJ} =$ kHz	0.05 UI, 对 $CR-BW \leq f_{SJ}$
最坏情况通道		10.25 dB @ Nyquist
增加 UUGJ, 降低 V_{pp} , 得到 EW6 EH6 VEC		0.25 U 150 mV 5–6 dB
BER	$\leq 10^{-6}$	$\leq 10^{-6}$

表 5. SerDes 抖动和噪声容限指标。* 因为 19–29 GBd 标准还没有发布，因此请把这些值视为非正式估算值。在进行一致性测试前请参阅正式发布的规范。

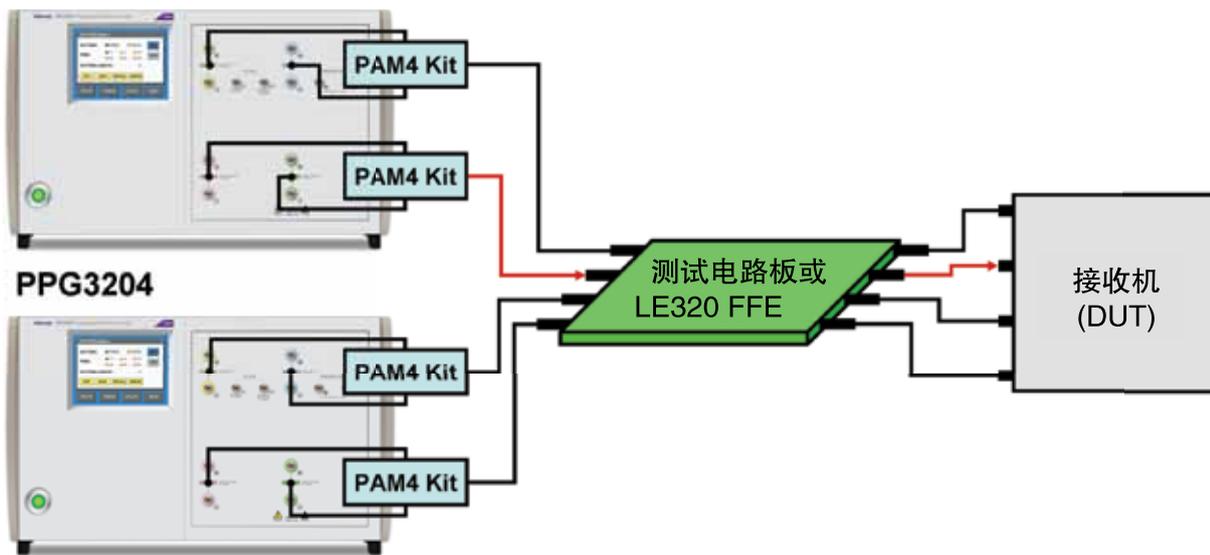


图 16. 电压力接收机容限测试设置。

6.3 PAM4 电接收机抖动和噪声容限

表 5 列出了 PAM4 接收机应能够容忍的抖动和噪声压力。

图 16 是接收机容限测试的设置图。PAM4 测试码型和压力由配备 PSPL5380 PAM4 套件的 PatternPro

PPG3202 码型发生器生成。为了满足表 5 的要求，必须校准压力。可以使用配有 PAM4JARB PAM4 分析应用的 DSA8300 采样示波器和 / 或带有 PAM4DEC 基准接收机和灰度解码器的 PED3202 误码率测试仪执行校准。

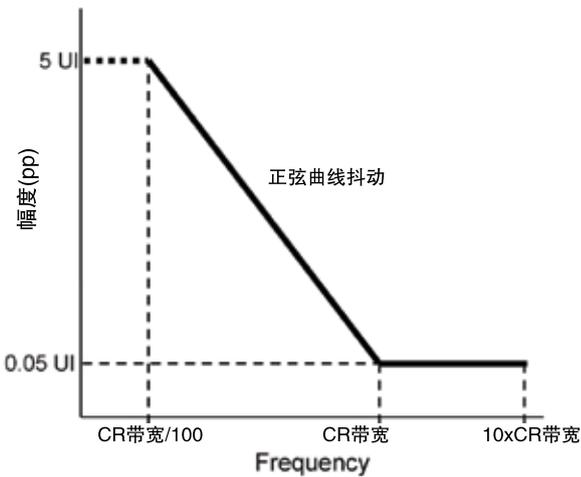


图 17. 正弦曲线抖动模板：接收机应能容忍低于时钟恢复带宽的高幅度 SJ 及高于时钟恢复带宽的低幅度 SJ。

6.3.1 评估时钟恢复

使用嵌入式时钟和时钟数据恢复可以从判定电路中有有效滤除低频抖动。SerDes 时钟恢复电路的一项基本测试是在幅度频率 SJ 模板内测量 SJ (正弦曲线抖动) 容限。接收机必须容忍 SJ 频率低于时钟恢复带宽时的高幅度 SJ，以及 SJ 频率高于时钟恢复带宽时的低幅度 SJ，如图 17 所示。

如果接收机未能通过 SJ 模板测试，那么应确定其工作的 SJ 幅度和频率范围，以及不能获得所需信息来诊断时钟恢复电路问题的 SJ 幅度和频率范围。

6.3.2 评估 CTLE 和 DFE

我们使用任何标准发射机通道组合的最大 ISI，来测试接收机的 CTLE 和 / 或 DFE。

我们通过最坏情况测试电路板或等效 FFE 滤波器来发送信号，如泰克 LE320 FFE。与频率相关的插入损耗 $IL(f)$ 及差分 S 参数的幅度 SDD12 可以计算出响应。不同应用要求不同的 $IL(f)$ 容限。某些标准规定了 $IL(f)$ ，其中在内奎斯特频率上有简单的损耗要求。在更高的数据速率下，标准更可能用一套常数 a_i 来指明 $IL(f)$ ，其中 $IL(f) = a_0 + a_1\sqrt{f} + a_2f + a_3f^2 + a_4f^3$ (dB)。

在第 4 节发射机测试中，图 9 显示了 29 GBd PAM4 应用中的两个实例。

为评估接收机均衡，应优化发射机和接收机上的所有均衡器件。

在测试接收机均衡时，我们必需审慎地选择测试码型。我们使用多次重复的 QPRBS13，并使用 QPRBS31 进行确认测试，这种全面评估在大多数应该足够了，但如果裕量太小，比如 $BER \sim 10^{-7} - 10^{-6}$ ，那么我们应保证投入更多的时间，使用多次重复的 QPRBS31 更仔细地进行分析。

6.3.3 评估接收机的抖动和噪声容限

为辨别四个符号电平，PAM4 接收机必须容忍相对较差的信噪比和小的符号到符号电压摆幅。估算接收机灵敏度的最简便的方式是降低电压摆幅，直到 BER 接近 $10^{-5} - 10^{-6}$ 。更加完善的方法是通过以下操作，来使三个 PAM4 眼图闭合：

1. 通过测试电路板或 FFE 滤波器施加 ISI；
2. 施加 UBHPJ (不相关有界高概率抖动，如 SJ 或串扰)；
3. 施加 UUGJ (无界不相关高斯抖动，本质上是 RJ)；
4. 降低峰峰值电压摆幅 V_{pp} 。

直到 EH6 和 EW6 满足目标值，如 $EH6 = 50$ mV 和 $EW6 = 0.25 UI$ 。

得到的 VEC (垂直眼图闭合，参见上面第 4.6.2 节中的介绍) 应接近 5.5 dB。如果没有位于 5–6 dB 范围内，那么调节 V_{pp} 、UBHPJ 和 UUGJ，直到其位于范围内。

由于 EH6、EW6 和 VEC 都是从三个 PAM4 眼图的最坏眼图中导出的，因此接收机可能会对发射机线性度或电平隔离失配 R_{LM} 特别灵敏。为了测试接收机在单独的 PAM4 眼图上的性能，确定其对信号线性度的灵敏度，应测量 BER 相对于 R_{LM} 的关系。

可以接受的接收机应能够在 FEC 之前在 $BER \leq 10^{-6}$ 或 10^{-5} 的综合压力下正常运行，具体视标准而定。

应用指南

电 PAM4 接收机干扰和串扰容限指标				
波特率	13.6 GBd (100GBASE-KP4)		19–29 GBd*	
测试码型	加扰空闲		QPRBS13 或 QPRBS31	
低通 B-T 滤波器 3 dB 带宽	17 GHz		$1.5 \times f_B$	
电压摆幅, V_{pp}	≤ 800 mV		≤ 800 mV	
电平隔离失配, R_{LM}	0.92		0.92	
前置光标峰值	≥ 1.54		≥ 1.54	
后置光标峰值	≥ 4		≥ 4	
插入损耗 (dB), 参数	测试 1	测试 2	测试 1	测试 2
IL(f) =	$-1.5 \leq a_0 \leq 1$	$-1.5 \leq a_0 \leq 2$	$-1 \leq a_0 \leq 1.5$	$-1 \leq a_0 \leq 2$
$a_0 +$	$0 \leq a_1 \leq 1.6$	$0 \leq a_1 \leq 3.8$	$0 \leq a_1 \leq 9.5$	$0 \leq a_1 \leq 15$
$a_1 \sqrt{f} +$	$0 \leq a_2 \leq 1.6$	$0 \leq a_2 \leq 4.2$	$0 \leq a_2 \leq 31$	$0 \leq a_2 \leq 41$
$a_2 f +$	$a_3 = 0$	$a_3 = 0$	$a_3 = 0$	$a_3 = 0$
$a_3 f^2 +$	$0 \leq a_4 \leq 0.03$	$0 \leq a_4 \leq 0.065$	$0 \leq a_4 \leq 14$	$0 \leq a_4 \leq 20$
$a_4 f^3$	≤ 14.4 dB	≥ 33 dB	≤ 10 dB	≥ 20 dB
Loss at Nyquist				
通道工作裕量, COM 参数:	0.92		0.92	
R_{LM}	31 dB		31 dB	
发射机 SNR	16 UI		5 UI	
DFE 阶	测量 CRJ_{rms}		测得的 CRJ_{rms}	
σ_{RJ}	测得的 CDJ_{pp}		测得的 CDJ_{pp} 的 $1/2$	
DJ_{DD}	< 3 dB		< 3 dB	
COM				
BER	$\leq 10^{-6}$		$\leq 10^{-6}$ 或 10^{-5}	

表 6. SerDes 干扰和串扰容限指标。* 由于还没有发布 19–29 GBd 标准，请把这些指标视为非正式估算值。取值范围指明了参数会因应用而变化。在进行一致性测试前，请参阅正式发布的规范。

6.4 PAM4 电接收机干扰和串扰容限

由于接收机的干扰和串扰容限可能会在不同情况下变化，因此最好执行单独的测试来覆盖可能不同的最坏情况。对高干扰/串扰、低 ISI/插入损耗及低干扰/串扰、

高 ISI/插入损耗，新兴标准将要求不同的一致性测试。表 6 列出了创建两种测试场景的参数。

在所有情况下，视具体标准，可以接受的接收机在 FEC 前必须能够在 $BER \leq 10^{-6}$ 或 10^{-5} 下正常运行。

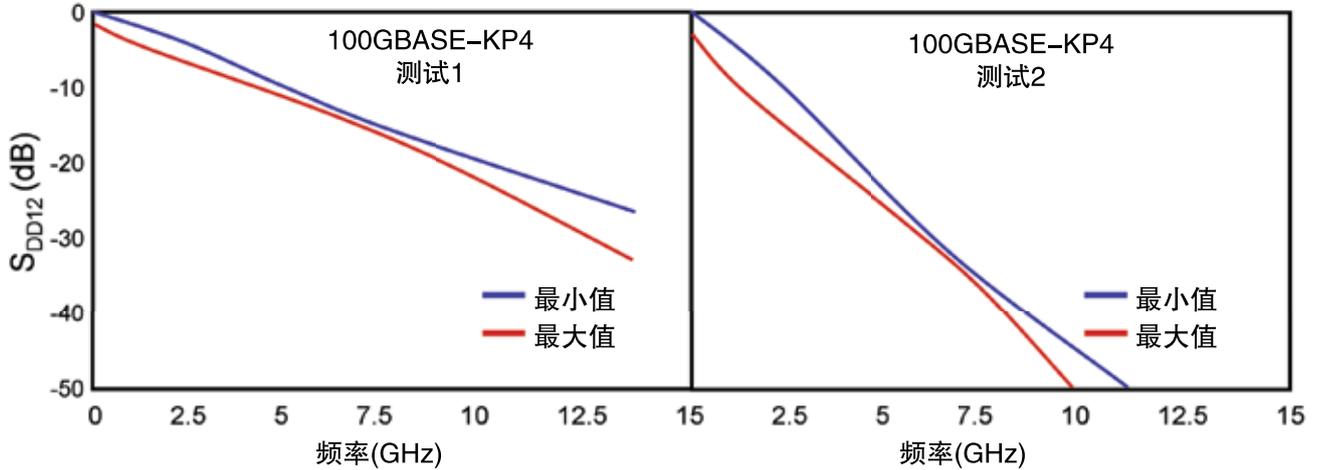


图 18. 通道响应实例， $IL(f) = S_{DD12}$ ，100 GbE 100GBASE-KP4 测试 1 和测试 2。

注意表 6 中规定的测试 1 和测试 2 都有单独的通道响应 $IL(f)$ 和相同的 COM (通道工作裕量) 要求。测试 1 是低损耗 / 高干扰测试，测试 2 是高损耗 / 低干扰测试。图 18 是 100 GbE 的 13.6 GBd PAM4 100GBASE-KP4 的两种 $IL(f)$ 要求实例。

在明确规定低损耗和高损耗 $IL(f)$ 配置时，通过对两种测试要求 $COM < 3$ dB，可以以默示方式指明高干扰和低干扰条件。COM 或通道工作裕量是类似信噪比的参数，是多条通道组合以及每个信号损伤源的信号幅度与总噪声幅度之比，包括信号通道及所有串扰源通道。

通过把通道 S 参数与发送信号和串扰信号的模型结合起来，可以推导出 COM，包括发射机去加重和接收机 CTLE、随机性抖动和确定性抖动及电压噪声。由于 COM 是从通道 S 参数中推导而来的，因此它包括 ISI 和串扰。测试 1 和测试 2 使用的信号的 COM 都小于但接近 3 dB。为了使 COM 对这两种测试基本保持不变，低损耗测试 1 要求更多的串扰、ICN (积分串

扰噪声，参见上面第 4.5.2 节)。类似的，高损耗测试 2 拥有较低的 ICN。

为执行测试，应使用示波器校准压力信号，包括标准四阶 Bessel-Thomson 低通滤波器。降低信号电压摆幅，使其不仅让眼图在垂直方向闭合，另外还要满足 COM 要求。设置压力信号的符号电平，给出最坏情况电平隔离失配 $R_{LM} = 0.92$ ，如上面第 4.6.1 节所述。

在 COM 计算中，我们使用表 6 中规定的 R_{LM} 、发射机 SNR 和 DFE 阶。对 RJ 和双 Dirac DJ，我们使用 $\sigma_{RJ} = CRJ_{rms}$ 和 $DJ_{DD} = CDJ_{pp}$ ，其中 CRJ_{rms} 和 CDJ_{pp} 是第 4.1 节描述的测试信号的实测值。

优秀的高速 PAM4 接收机应同时容忍测试 1 信号和测试 2 信号，其中 BER 低于最小值 10^{-6} 或 10^{-5} ，具体视标准而定。一旦根据测试电路板或 LE320 FFE 滤波器设置了 COM 和两种 $IL(f)$ 条件，那么通过提高干扰源幅度，降低信号峰峰值电压，降低 RLM 等等，可以测量接收机的 BER 性能。



图 19. DPO70000SX 70 GHz 带宽实时示波器。

7. NRZ-PAM4 拐点

在从 25 Gb/s 进化到 50 Gb/s 时，高速串行数据传输技术已经跨过了一个拐点。在标准 PCB(印刷电路板) 上为 PAM2-NRZ 信号调制实现多千兆位电数据速率的技术进步不再能经济地实现可靠传送数据所需的信号完整性。情况非常简单：12.5 GHz 时的背板损耗—PAM2-NRZ 25 Gb/s 和 PAM4 25 GBd(即 50 Gb/s) 的内奎斯特速率—约为 40 dB，而在 25 GHz 时，背板损耗攀升到大约 70 dB，远远超过任何合理的接收机技术的能力。此外，在我们从 12.5 GHz 进化到 25 GHz 时，串扰会不成比例地恶化。由于没有任何一种 PCB 介质能够把损耗降低两倍，因此唯一的解决方案是使数据速率翻番，而不是改变符号速率，也就是从 PAM2-NRZ 切换到 PAM4。其缺点是信噪比下降，信令复杂度提高。

由于 PAM4 有四个符号电平，我们必须开发考虑了新信号特点的技术，如三个眼图的相对方向和比例。在 2015 年 9 月本文撰写时，业内正在开发高速串行

PAM4 技术。我们用标准机构常用的符号报告了目前正在使用的测试。在未来几个月中，测试和符号都会快速演变。

泰克将通过仪器和应用支持，为您设计、测试、制造这一全新技术提供所需的全部工具和专业测量知识。我们在 OIF 和 IEEE 400G 标准机构中拥有代表席位，本地客户代表拥有深入的高速串行技术经验，随时可以为您提供帮助。

我们为分析和生成 PAM4 信号提供了多种方法，可以满足您的应用需求：

- **DPO70000SX** 70 GHz 带宽实时示波器拥有业内最低的噪声，拥有仿真电参考接收机和信号分析仪要求的时钟恢复、接收机均衡和滤波。它为您提供了进行发射机测量及校准上述接收机压力容限测试所需的全部工具。在配备我们的 PAM4JARB PAM4 分析软件时，它可以自动执行许多测量。



图 20. DSA8300 等效时间采样示波器。

■ DSA8300 等效时间采样示波器同时分析电信号和光信号。在正确配备时，它作为完美的参考接收机，可以执行要求的所发射机测量和压力接收机容限测试校准。PAM4 分析软件包 [80SJNB Advanced](#) 要求 DSA8300 选项 ADVTRIG。采集精确的电波形要求 [82A04B](#) 相位参考模块和 [80E09B](#) 60 GHz 电采样模块来测试电信号。对光信号，可以使用相应的采样示波器模块：[80C14](#) 适用于高达 16 GBd 的单模 / 多模光纤，[80C15](#) 适用于高达 32 GBd 的单模 / 多模光纤，[80C10C](#) 适用于 25 GBd ~ 60+ GBd 的单模光纤。

这两种示波器平台都有各自的优势：实时 DPO70000SX 提供了高带宽和低噪声，拥有内置时钟恢复及高级调试功能；等效时间 DSA8300 则由于适合光输入或电输入的模块化机箱，而为各种需求提供了理想的解决方案。



图 21. 泰克 PAM4 BERT 系统。

- 泰克 PAM4 BERT 系统由多台单独的发射机和接收机组组成。带有 [PSPL5380](#) PAM4 套件的 [PPG3202](#) 生成灰度编码的 PAM4 压力测试码型。[PED3202](#) BERT 误码检测器带有 PAM4DEC 基准接收机、时钟恢复和灰度解码器以及 PAM4 BERT 控制和分析功能，为分析发射机质量及校准压力接收机容限测试提供了一套完整的 BER 轮廓分析工具。



泰克官方微信

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：cn.tek.com

泰克中国客户服务中心全国热线：400-820-5835

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) 5795 0700
传真：(86 10) 6235 1236

泰克上海办事处

上海市徐汇区宜山路900号
科技大楼C座7楼/9楼
邮编：200233
电话：(86 21) 3397 0800
传真：(86 21) 6289 7267

泰克深圳办事处

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
传真：(86 755) 8246 1539

泰克成都办事处

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) 6530 4900
传真：(86 28) 8527 0053

泰克西安办事处

西安市二环南路西段88号
老三届世纪星大厦26层C座
邮编：710065
电话：(86 29) 8723 1794
传真：(86 29) 8721 8549

泰克武汉办事处

武汉市洪山区珞喻路726号
华美达大酒店702室
邮编：430074
电话：(86 27) 8781 2760

泰克香港办事处

香港九龙尖沙咀弥敦道132号
美丽华大厦808-809室
电话：(852) 2585 6688
传真：(852) 2598 6260

cn.tek.com

有关信息

泰克维护着完善的、且不断扩大的资料库，其中包括各种应用指南、技术简介和其它资源，帮助工程师开发尖端技术。详情请访问：cn.tek.com

© 泰克公司 2016 年版权所有，侵权必究。泰克产品受到已经签发及正在申请的美国专利和外国专利保护。本文中的信息代替所有以前出版的材料中的信息。本文中的技术数据和价格如有变更，恕不另行通告。TEKTRONIX 和 TEK 是泰克公司的注册商标。本文中提到的所有其它商号均为各自公司的服务标志、商标或注册商标。

