

国际电信联盟

ITU-T

国际电信联盟
电信标准化部门

G.8263/Y.1363

修正2
(05/2014)

G系列：传输系统和媒质、数字系统和网络

经传送网的分组网概况 – 同步、质量和可用性目标

Y系列：全球信息基础设施、互联网协议问题和下一代网络

互联网协议问题 – 传送

分组设备时钟的定时特性

修正2

ITU-T G.8263/Y.1363 建议书 – 修订2

ITU-T G系列建议书
传输系统和媒质、数字系统和网络

国际电话连接和电路	G.100-G.199
所有模拟载波传输系统共有的一般特性	G.200-G.299
金属线路上国际载波电话系统的各项特性	G.300-G.399
在无线电接力或卫星链路上传输并与金属线路互连的国际载波电话系统的一般特性	G.400-G.449
无线电话与线路电话的协调	G.450-G.499
传输媒质的特性	G.600-G.699
数字终端设备	G.700-G.799
数字网	G.800-G.899
数字段和数字线路系统	G.900-G.999
多媒体服务质量和性能 – 一般和与用户相关的概况	G.1000-G.1999
传输媒质的特性	G.6000-G.6999
经传送网的数据 – 一般概况	G.7000-G.7999
经传送网的分组网概况	G.8000-G.8999
经传送网的以太网概况	G.8000-G.8099
经传送网的 MPLS 概况	G.8100-G.8199
同步、质量和可用性目标	G.8200-G.8299
业务管理	G.8600-G.8699
接入网	G.9000-G.9999

欲了解更详细信息，请查阅ITU-T建议书目录。

分组设备时钟的定时特性

修订2

摘要

ITU-T G.8263/Y.1363 (2012) 建议书的修订 2 给附录 I 增加了文字“分组延时变化噪声容限 – 测试方法”，以前该处被标记为‘将进一步研究’。此外，该修订还替换了第 7.1 节中的一个句子并在该节增加了一个注释。

历史沿革

版本	建议书	批准日期	研究组	唯一ID*
1.0	ITU-T G.8263/Y.1363	2012-02-13	15	11.1002/1000/11524
1.1	ITU-T G.8263/Y.1363 (2012) 修订 1	2013-08-29	15	11.1002/1000/12014
1.2	ITU-T G.8263/Y.1363 (2012) 修订 2	2014-05-14	15	11.1002/1000/12191

* 为了访问该建议书，在你的浏览器的地址部分输入URL <http://handle.itu.int/>，后面接着是建议书的唯一ID，例如，<http://handle.itu.int/11.1002/1000/11830-en>。

前言

国际电信联盟（ITU）是从事电信、信息和通信技术（ICT）领域工作的联合国专门机构。ITU-T（国际电信联盟电信标准化部门）是国际电信联盟的常设机构，负责研究技术、操作和资费问题，并且为在世界范围内实现电信标准化，发表有关上述研究项目的建议书。

每四年一届的世界电信标准化全会（WTSA）确定 ITU-T 各研究组的研究课题，再由各研究组制定有关这些课题的建议书。

WTSA第1号决议规定了批准建议书须遵循的程序。

属 ITU-T 研究范围的某些信息技术领域的必要标准，是与国际标准化组织（ISO）和国际电工技术委员会（IEC）合作制定的。

注

本建议书为简要而使用的“主管部门”一词，既指电信主管部门，又指经认可的运营机构。

遵守本建议书的规定是以自愿为基础的，但建议书可能包含某些强制性条款（以确保例如互操作性或适用性等），只有满足所有强制性条款的规定，才能达到遵守建议书的目的。“应该”或“必须”等其它一些强制性用语及其否定形式被用于表达特定要求。使用此类用语不表示要求任何一方遵守本建议书。

知识产权

国际电联提请注意：本建议书的应用或实施可能涉及使用已申报的知识产权。国际电联对无论是其成员还是建议书制定程序之外的其它机构提出的有关已申报的知识产权的证据、有效性或适用性不表示意见。

至本建议书批准之日止，国际电联尚未收到实施本建议书可能需要的受专利保护的知识产权的通知。但需要提醒实施者注意的是，这可能不是最新信息，因此大力提倡他们查询电信标准化局（TSB）的专利数据库，网址为 <http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>。

© 国际电联 2016

版权所有。未经国际电联事先书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

分组设备时钟的定时特性

修订2

1) 第7.1节, PEC-S-F

替换了以下文字:

PEC-S-F必须忍耐[ITU-T G.8261.1]第8节规定限值处（在点C的PDV网络限值）的噪声。

采用:

PEC-S-F必须忍耐ITU-T G.8261.1]第8.1.1节规定限值处（在点C的PDV网络限值）的噪声。

在注3之后增加了一个新的注释注4。

注4 – 按照[ITU-T G.8261.1]第8.1.2节的描述, 许多网络可能会显示出与[ITU-T G.8261.1]第8.1.1节规定的适用于HRM-1的网络限值相比较低的分组延时变化。按照[ITU-T G.8261.1]第8.1.1节的描述, 本建议书规定了一类适用于HRM-1的分组从时钟。某些运营商可能会在其网络限值符合[ITU-T G.8261.1]第8.1.2节的情况下决定采用不同类型的从时钟; 备选的该类从时钟有待进一步研究。

2) 附录I

用以下文字替换了整个附录I。

附录 I

分组延时变化噪声容限 – 测试方法

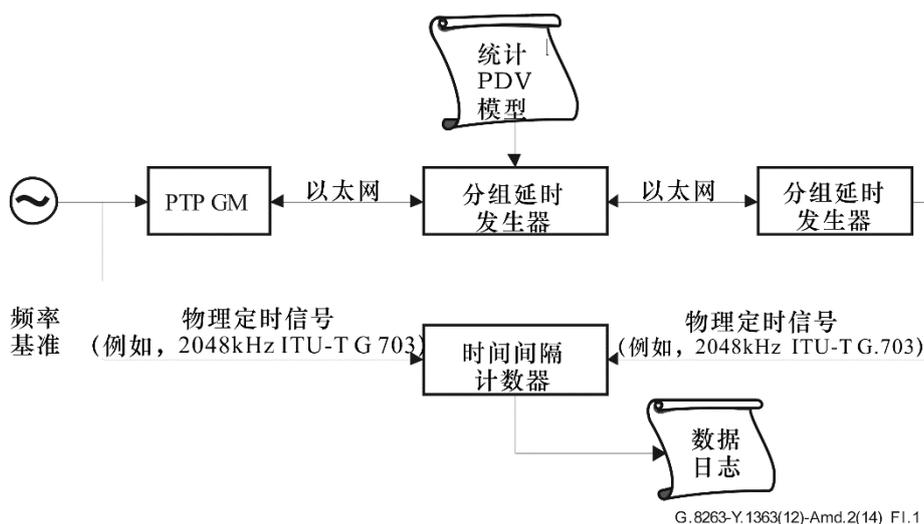
(本附录不是该建议书的组成部分)

当正在研究适合的用于检验与[ITU-T G.8261.1]中掩模（按照[ITU-T G.8261.1]图3中参考点D的定义, [ITU-T G.8261.1]的情况3）的一致性的测试信号时, 下面I.2节中描述的测试方法能够用于产生适合的分组延时变化测试样式。因此, 可适用的掩模即为[ITU-T G.8261.1]表1和图4所示的掩模; 没有其它适合的掩模。

这些方法只适用于[ITU-T G.8261.1]的HRM-1, 适用于HRM-2的方法有待进一步研究。也可能有其它的产生适合的测试信号的方法, 而这些测试信号用于检验与[ITU-T G.8261.1]中关于HRM-1的掩模的一致性; 这有待进一步研究。

I.1 用于PDV噪声容限测试的检测装置

用于PDV噪声容限测试的通用检测装置如图I.1所示。



图I.1 – PDV噪声容限检测装置

整个试验由频率基准时钟例如铯主基准时钟（PRC）提供定时，该时钟生成输入基准，作为PTP超级主时钟，PTP GM产生的Sync报文要经过分组延时发生器的延迟，相对应地，也要使用相同的分组延时发生器延迟分组从时钟产生的Delay_Request报文。

采用一个统计模型产生延序列，选取模型的参数以便产生一个其特性类似于[ITU-T G.8261.1]定义的网络限制准则的延时分布（即，对于HRM-1：在每个200s的观测期内，1%的分组经历的延时在150 μs以内）。可能会有多种产生适合的PDV样式的方法，下面的I.2节描述了其中一些方法作为资料。

通常，建议Sync和Delay_Request报文的两个延序列在特性上相似，采用相同的统计模型产生，但不完全相同。这可避免在序列同时使用相似数值情况下的相关影响。

分组从时钟产生一个物理输出定时信号（例如，2048 kHz ITU-T G.703信号），该信号通过时间间隔计数器与来自频率基准的定时信号进行比较，然后数据日志与[ITU-T G.8261.1]图4中定义的输出掩模进行比较以便检验从时钟的一致性。

测试程序要在恒定的温度条件下（在±1 K以内）进行：在有噪声的热环境下的任何压力测试有待进一步研究。

当测量PDV容限时，应在分组主时钟与分组从时钟之间建立通信之前开始应用PDV测试样式，该操作顺序将确保所有的“事件”分组均会受到PDV测试样式的影响。

注1 – 当将该PDV测试样式应用于分组从时钟时，在验证由分组从时钟产生的输出信号在可接受的限度内之前，需要一个稳定期。该稳定期的持续时间有待进一步研究。

注2 – 通常，PDV容限测试的目的是分组从时钟没有来自以前测量结果的分组主时钟的先验知识。在实际的检测装置中，可能要采取措施以确保分组从时钟没有该先验知识。例如，在测量之间，分组从时钟可能需要重启乃至循环上电。然而，应注意到在循环上电的情况下，所需要的稳定期很可能要增加。

注3 – 当进行该PDV测试时，应按建议的设备预热时间。

I.2 测试方法

本节描述了产生适合的PDV测试样式的三种方法，该PDV测试样式用于检验与掩模（该掩模规定了[ITU-T G.8261.1]中关于HRM-1的PDV网络限值）的一致性：

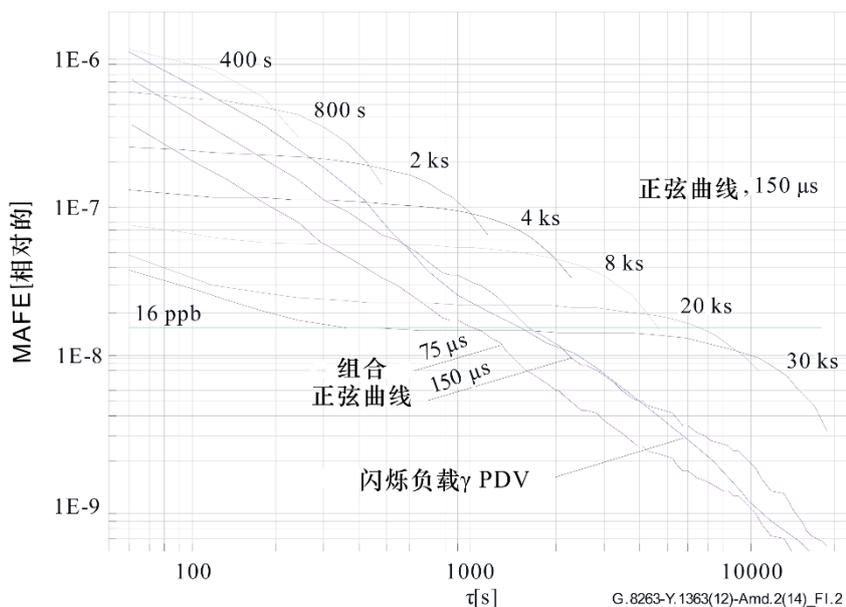
- 基于闪烁噪声的PDV样式
- 基于组合正弦波形的PDV样式
- 基于单一正弦波形的PDV样式。

各小节给出了关于使用每种方法的基本原理的说明。下面的表I.1概括了每种方法的优缺点。

表I.1 – PDV噪声容限测试方法比较

方法	优点	缺点
闪烁噪声	具有有限持续时间的简单测试 模拟分组网的一些典型特征	没有考虑复杂/极端的网络情况，例如，具有最低延时传送
组合正弦波形	具有有限持续时间的简单测试 模拟分组网的一些典型特征 包括最低延时传送，模拟流量负载的适度变化	没有考虑极端的网络情况，例如，最坏情况时间帧中由网络限值规定的低噪声延时最低传送最大变动。
单一正弦波形 (可选的)	与最坏情况相对应的压力测试，包括负载的极端变化（例如，所有的网络节点达到输出端口容量的100%），重要的最低延时传送在某些情况下可能允许确定从时钟的带宽	使用低频时，较长的测试时间没有模拟实际网络的典型特征

图I.2概括了使用1%最小值选择和60 s选择窗口的延时测试样式的MAFE曲线，较高tau值处的曲线表示的PDV样式需要更高的时钟稳定性，以便保持在时钟输出界限之内。



注 – 适用的网络限值用毫秒表示。

图I.2 – 测试样式的MAFE曲线

注 – 实现允许的最大容限的PDV样式是采用这些方法人工生成的，它们也许不能代表可能在实际部署中存在或出现的PDV，或者作为分组定时主发送分组经过分组网的结果而产生的PDV。所描述的生成PDV样式的一些方法，尤其是第三种方法（单正弦波形），可能会妨碍高级滤波技术的全部好处。因此，为了成功地容忍这些人工的PDV样式，可能需要更窄的时钟带宽和非常稳定的本地振荡器。

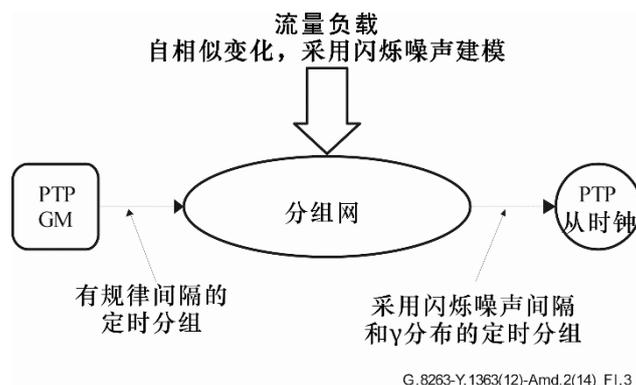
I.2.1 基于闪烁噪声的PDV样式

本节描述的生成PDV样式的方法包括作为PDV统计模型的闪烁噪声组合，该噪声具有由 γ 分布给出的概率密度函数。

目的和适用性

本方法是基于适用于网络体验突发流量的简化统计模型，以前对互联网流量的研究（[x]，[y]）已经表明流量分布在多个不同的数值范围内都是突发的，这种自相似的性质能够采用闪烁噪声调制流量负载来表示，其次，可以表明分组交换机或者路由器的排队操作会给经过交换机或路由器的延时概率密度函数施加 γ 分布。

最后得到的统计模型如图I.3所示：



图I.3 – 用于定时分组的PDV统计模型

它没有包括可能在分组网中出现的潜在瞬变过程，例如最低延时阶段或者最低延时变化。此外，可能不能准确地模拟具有很大的非突发流量的网络（例如，CBR流量）。

因此该方法被认为适合作为表现分组从时钟的噪声容限特性的最小化测试，建议开展另外的测试以确保分组从时钟将会忍耐更加复杂的具有瞬变过程的网络状况。

参数和例子

PDV样式的参数，包括闪烁样式的标准偏差以及 γ 函数的alpha和beta参数，均与网络的物理特性有关，例如网络上的总负载，每个交换机输出端口的单独负载和网络中交换机的数量。

确定PDV序列的程序如下：

- 1) 产生一个表示0%到100%之间负载数值的闪烁序列。
- 2) 将闪烁序列中的单个负载数值映射到由 α 、 β 和 ρ 确定的 γ PDV分布。

负载数值闪烁序列的产生

负载数值的闪烁序列采用Barnes、Jarvis和Greenhall技术产生，该技术的描述见[b-Barnes & Greenhall]，[b-Barnes & Jarvis]和[b-Corsini & Saletti]给出了补充细节和总结。在该技术中，将独立、同分布的随机样本序列输入到一组级联的超前/延迟滤波器，该滤波器的频率响应近似于与 f 的平方根成反比的传递函数，即：

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (\text{I-1})$$

其中， f 为傅里叶频率， $H(f)$ 为频率响应。如果将功率谱密度（PSD）恒定为 A 的白噪声输入到该滤波器，则输出的功率谱密度为：

$$S_{out}(f) = |H(f)|^2 A = \frac{A}{f} \quad (\text{I-2})$$

方程(I-2)给出的PSD表示闪烁噪声，即与 $1/f$ 成正比。

超前/延迟滤波器组有时被称为Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器，在该组中每个超前/延迟滤波器有时被称为Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器的一级。每级在低频和具有近似固定不变的增益，低频增益大于高频增益，低频和低频区之间有 -20 dB/十倍频程的过渡。这会导致Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器的频率响应像一系列“台阶”，即由 -20 dB/十倍频程斜坡连接

的水平线。选取该级的极点和零点之间的间隔，使得增益与频率的平方根成反比，级数以及极点与零点之间的间隔决定滤波器工作的频率范围，即该滤波器是在离散域实现的（见下文），并且工作在一个有限的频率范围上。最后，该滤波器传递函数乘以一个常数，选取该常数的数值以便获得期望的电平（即，在方程(I-1)中，频率响应的幅度在 $f = 1$ Hz时为1）。

Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器在离散时间上实现，如下所示（见[b-Barnes & Jarvis]）。令 M 等于级数， $Y_n^{(k)}$ 为第 k 级在第 n 个时间步长的状态，则该滤波器的离散时间状态方程为：

$$\begin{aligned}
 Y_n^{(1)} &= \phi^{(1)}Y_{n-1}^{(1)} + P_n \\
 Y_n^{(2)} &= \phi^{(2)}Y_{n-1}^{(2)} + Y_n^{(1)} - \theta^{(2)}Y_{n-1}^{(1)} \\
 &\vdots \\
 Y_n^{(k)} &= \phi^{(k)}Y_{n-1}^{(k)} + Y_n^{(k-1)} - \theta^{(k)}Y_{n-1}^{(k-1)} \\
 &\vdots \\
 Y_n^{(M)} &= \phi^{(M)}Y_{n-1}^{(M)} + Y_n^{(M-1)} - \theta^{(M)}Y_{n-1}^{(M-1)}
 \end{aligned} \tag{I-3}$$

将滤波器状态初始化到零，即：

$$Y_0^{(k)} = 0, \quad k = 1, 2, \dots, M \tag{I-4}$$

滤波器系数由下式给出：

$$\begin{aligned}
 R &= 2.5 \\
 \phi^{(1)} &= 0.13 \\
 \omega^{(1)} &= \frac{1 - \phi^{(1)}}{\sqrt{\phi^{(1)}}} \\
 \text{且当 } k &= 1, 2, \dots, M : \\
 \omega^{(k)} &= \frac{\omega^{(1)}}{R^{k-1}} \\
 \theta^{(k)} &= 1 + \frac{\omega^{(k)} \left[\omega^{(k)} - \sqrt{(\omega^{(k)})^2 + 4} \right]}{2} \\
 \mu^{(k)} &= \frac{\omega^{(k)}}{R} \\
 \phi^{(k)} &= 1 + \frac{\mu^{(k)} \left[\mu^{(k)} - \sqrt{(\mu^{(k)})^2 + 4} \right]}{2}
 \end{aligned} \tag{I-5}$$

最后一级的输出 $Y_k^{(M)}$ 为闪烁噪声过程。 P_n 为零均值、离散时间白噪声过程。该过程的标准偏差决定闪烁噪声过程的电平。量 R 决定连续的极点和零点之间的间隔。可以发现选择 $R = 2.5$ 和 $M = 8$ 能够产生5个时间十倍频程的闪烁噪声；这已经通过采用这些数值的 R 和 M （和 $\phi^{(1)} = 0.13$ ）、计算TDEV统计值、验证TDEV具有闪烁噪声相关性（即它在整个观测期间近似于恒定不变）来模拟闪烁噪声得到了验证。

上文指出过程 P_n 是白色的，即连续样本是统计独立的，在许多应用中， P_n 也是高斯的；然而，在这里将 P_n 取作其概率分布在 $[0,1]$ 范围内均匀分布会比较方便，期望负载数值也在该范围内（即0% – 100%）。然而，在 $[0,1]$ 范围内选取 P_n 不能保证Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器的输出（即 $Y_n^{(M)}$ ）也会在该范围内。但是，按下面的方法缩放 $Y_n^{(M)}$ 也能获得 $[0,1]$ 范围内的负载数值。假设Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器已经用于生成 N 个闪烁噪声样本 $Y_n^{(M)}$ ， $n = 1, 2, 3, \dots, N$ ，令 $Y_{\max}^{(M)}$ 和 $Y_{\min}^{(M)}$ 分别为这些样本的最大值和最小值，则与第 n^{th} 个样本相对应的负载数值 $X_n^{(M)}$ 为：

$$X_k^M = \frac{Y_k^M - Y_{\min}^M}{Y_{\max}^M - Y_{\min}^M} = 100 \cdot \frac{Y_k^M - Y_{\min}^M}{Y_{\max}^M - Y_{\min}^M} \% \quad (I-6)$$

注意到，对于这种缩放Barnes/Jarvis/Greenhall滤波器输出数值的方法，将会正好有一个负载数值为0%，一个负载数值为100%，各个连续的负载将会不同于以前的数值。

最后，采取随机数值发生器产生在 $[0,1]$ 范围内均匀分布的样本，随机数发生器的周期长度必须至少与期望的相位样本数一样，以确保样本显示出独立随机过程的特性。

在TDEV计算中可以看出零倾斜度的数据集的闪烁特性，如图I.4所示，该图采用这里及下文所描述的方法生成PDV样式的TDEV。

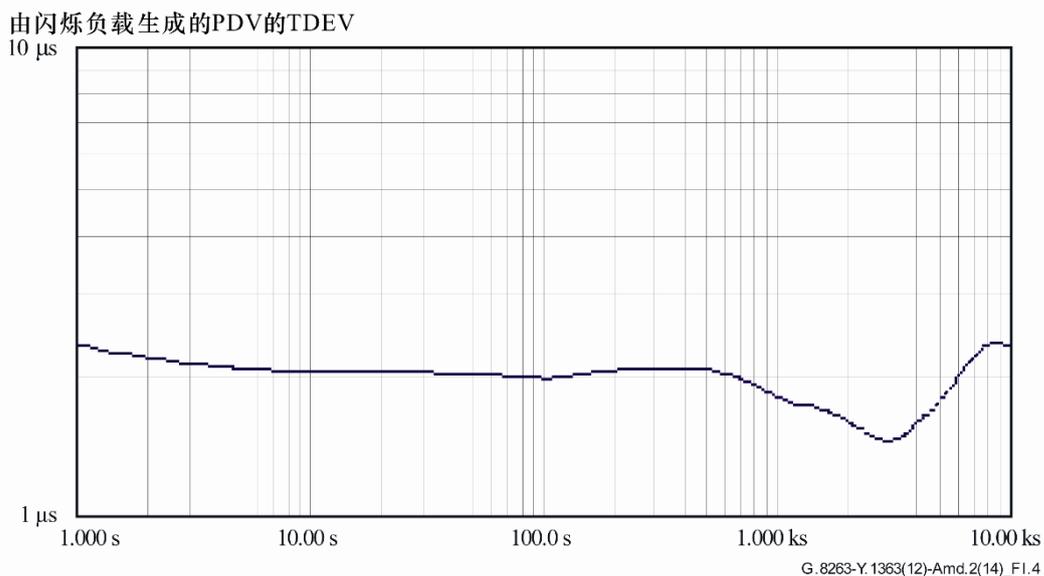


图 I.4 – 闪烁负载产生的PDV的TDEV

γ分布产生

γ分布由两个参数定义：alpha (α)和beta (β)。第三个参数用rho (ρ)表示，是表示偏移所必需的，这是因为在其纯理论的形式中，γ分布的最小值为零，而任何实际情况下最小的网络分组延时是一个大于零的数。基于这些参数的γ分布的概率密度函数如下：

$$p_X(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \beta^\alpha (x - \rho)^{\alpha-1} e^{-\beta(x-\rho)}, \quad x \geq \rho \quad (\text{I-7})$$

其中， X 是 γ 随机变量， x 是该分布的自变量。

将一组测量数据拟合为 γ 分布包括调用确定 α 、 β 和 ρ 这三个参数的过程，第一步是在确定了 ρ 之后，通过减去 ρ 将该数据集移位到典型的 γ 位置，换言之，将 ρ 赋值为零，在已完成了这个移位之后，于是就会有各种各样的从该数据计算 α 和 β 的方法，像这样的一种方法是矩量法，另一种是最大似然估计。

在这里将描述矩量法程序。第一步是计算该分布的一次矩 m_1 和二次矩 m_2 ，即估计随机变量的期望值 $E(X)$ ，以及该随机变量平方的期望值 $E(X^2)$ ，这些矩 m_1 和 m_2 能通过使用方程(I-8)和(I-9)来估计。

$$m_1 = (X_1 + \dots + X_n) / n \quad (\text{I-8})$$

$$m_2 = (X_1^2 + \dots + X_n^2) / n \quad (\text{I-9})$$

这些矩与 α 及 β 之间的关系见方程(I-10)和(I-11)。

$$\alpha\beta = m_1 \quad (\text{I-10})$$

$$\beta^2\alpha(\alpha + 1) = m_2 \quad (\text{I-11})$$

求解 α 和 β 得到方程(I-12)和(I-13)。

$$\alpha = m_1^2 / (m_2 - m_1^2) \quad (\text{I-12})$$

$$\beta = (m_2 - m_1^2) / m_1 \quad (\text{I-13})$$

为了确定负载与这三个 γ 分布参数之间的关系，来自ITU-T G.8261.1 HRM-1网络的测量数据，其负载从0%增加到100%、以1%为步长。然后将这些步骤中每一步的PDV数据拟合为 α 、 β 和 ρ 参数。

为了建模，要从该数据中减去整体的最小值（这种情况下为57.32 μs ），然后在从每一段减去 ρ （最小值）之后，采用 γ 分布拟合来计算 α 和 β 。于是该方法将会得到 α 、 β 和 ρ 这三个参数的闭合形式的解。出于该目的，将100%点作为特定情况保留，作为在100%负载时出现的最低级（最低值移到最小值以上95 μs ，高出最小值一个百分点114 μs ），从1%到99%的点用于曲线拟合，高级多项式（6阶）用于拟合三个点集（ α 、 β 和 ρ 序列），于是方程的形式为：

$$y = Ax^6 + Bx^5 + Cx^4 + Dx^3 + Ex^2 + Fx + G \quad (\text{I-14})$$

其中， x 是以%计的负载数值（即， x 的范围从0到100）。

初始的 α 、 β 和 ρ 数据连同曲线拟合如图I.5、I.6和I.7所示。

XY一般曲线 [文件=alpha_fit.txt]

1. [蓝色]: 初始的alpha数据

2. [红色]: Alpha曲线拟合

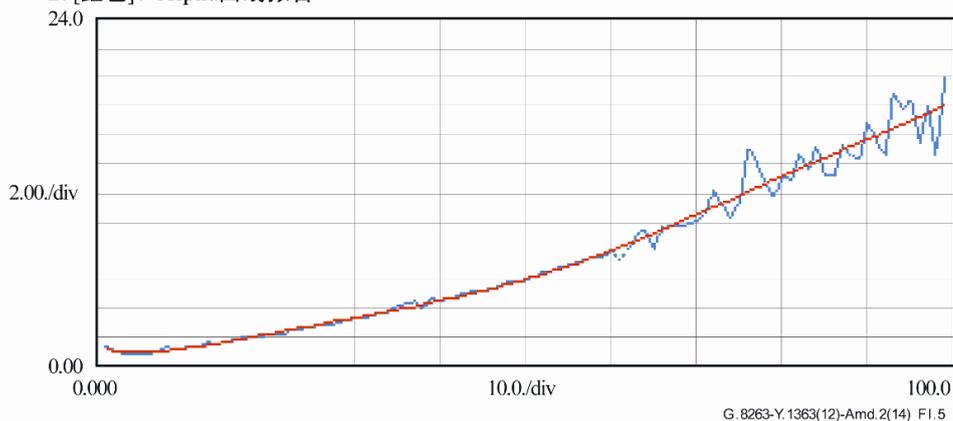
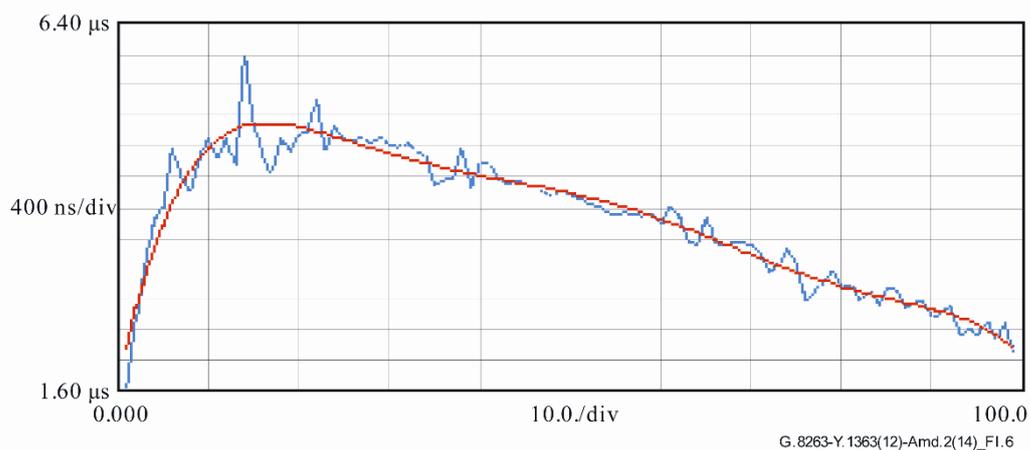


图 I.5 – Alpha数据

Xy一般曲线 ;[文件=beta_fit.txt]

1. [蓝色]: 初始的beta数据

2. [红色]: Beta曲线拟合

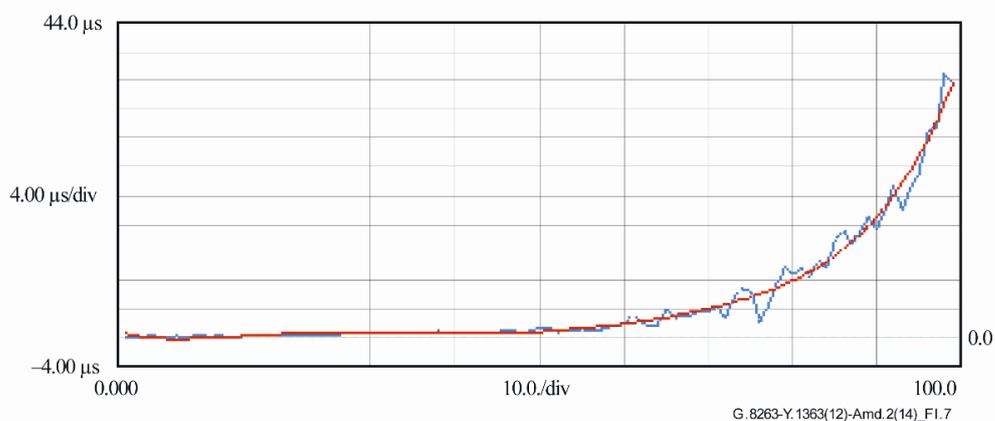


图I.6 – Beta数据

Xy一般曲线 ;[文件=rho_fit.txt]

1. [蓝色]: 初始的rho数据

2. [红色]: Rho曲线拟合



图I.7 – Rho数据

得到的多项式参数如下所示（注意到对于高阶多项式方程系数，保持较多位数的数字很重要，见表I.2）。

表I.2 – 得到的多项式参数

	α	β	ρ
<i>A</i>	3.0302171048327E-10	-3.7527709385196E-16	1.0843935243576E-15
<i>B</i>	-9.7822643361772E-08	1.2590219237780E-13	-2.8578719666972E-13
<i>C</i>	1.1854660981753E-05	-1.6595170368502E-11	2.9508400604002E-11
<i>D</i>	-6.6624332958641E-04	1.0886566230108E-09	-1.4410536532614E-09
<i>E</i>	1.8713517871851E-02	-3.7186572402355E-08	3.3119857891960E-08
<i>F</i>	-1.4120879264166E-01	5.9390899042069E-07	-2.9200865252098E-07
<i>G</i>	1.3306420437613E+00	1.6110589771449E-06	8.1781119355525E-07

取一个特定的例子，当负载= 60%时，将数值60应用于该方程；且

$$\alpha = 8.0255194029732E+00$$

$$\beta = 3.8429770506754E-06$$

$$\rho = 2.0554033188099E-06$$

该方程适用于直到99的负载数值，对于大于99的负载数值，使用100%的负载数值：

$$\alpha = 2.0132036140218E+01$$

$$\beta = 2.96693980102245E-06$$

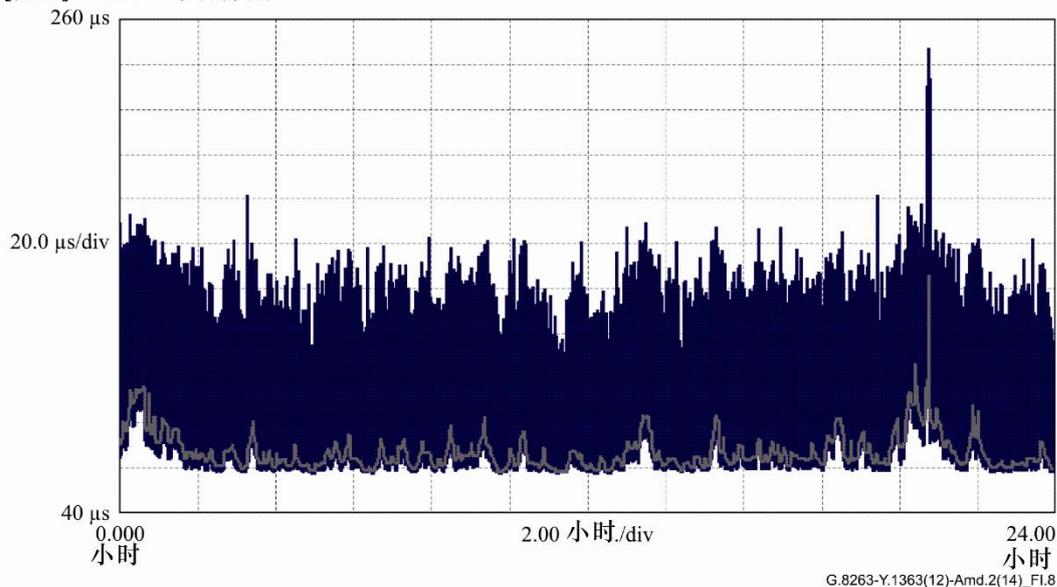
$$\rho = 5.59439990063761E-05$$

然后将这三个适用于 α 、 β 和 ρ 的方程连同用于99%以上负载的特定情况的 α 、 β 和 ρ 数值应用于负载介于0%和100%之间的闪烁序列。最初从数据中减去的最小PDV数值57.32 μ s加回到该数据。

闪烁负载 γ PDV序列

360个数值的闪烁序列，每个数值对应于四分钟的持续时间，并且每个数值用于生成一个相应的采用上述关系的 γ 分布，产生一个24小时序列。最后得到的PDV序列连同在200秒窗口上获得的一个百分点曲线如图I.8所示。最大值为146.35 μ s，比最低值57.32 μ s高出89.03 μ s。

以时间单位计的相位偏差; Fs=64.00 Hz; Fo=10.000000 MHz; 2013/11/25; 00:00:00; [file=flicker_gamma_epn_fwd.ait]
 1. [蓝色]: 闪烁负载PDV; 样本: 5529600; 2013/11/25; 17:10:19
 2. [灰色]: PDV一个百分点



图I.8 – PDV一个百分点

I.2.2 基于组合正弦波形的PDV样式

本节中描述的生成PDV样式的方法包括组合正弦波形，即总计正弦曲线测试样式，并将最后得到的样式归一化为[ITU-T G.8261.1]中规定的网络限值，第I.2.3节步骤1和2中描述了正弦曲线测试样式，每个正弦曲线由一个145 μs正弦函数加上1-ms的噪声样式组成，此时该组合信号满足150 μs的网络限值。

目的和适用性

单频正弦曲线样式是能够从ITU-T G.8261网络限值获得的最差样式，由于这样的样式不会存在于实际的网络中，所以创建了另外的基于合计正弦波的测试样式。即使该样式仍是人工的，没有包含会遇到的所有的PDV统计数字，但它与很多的实际网络行为类似。创建这种样式的另一个原因是在连续运行不同正弦曲线样式的情况下，包含多频成分的单一样式比一个测试序列运行更快。

参数和例子

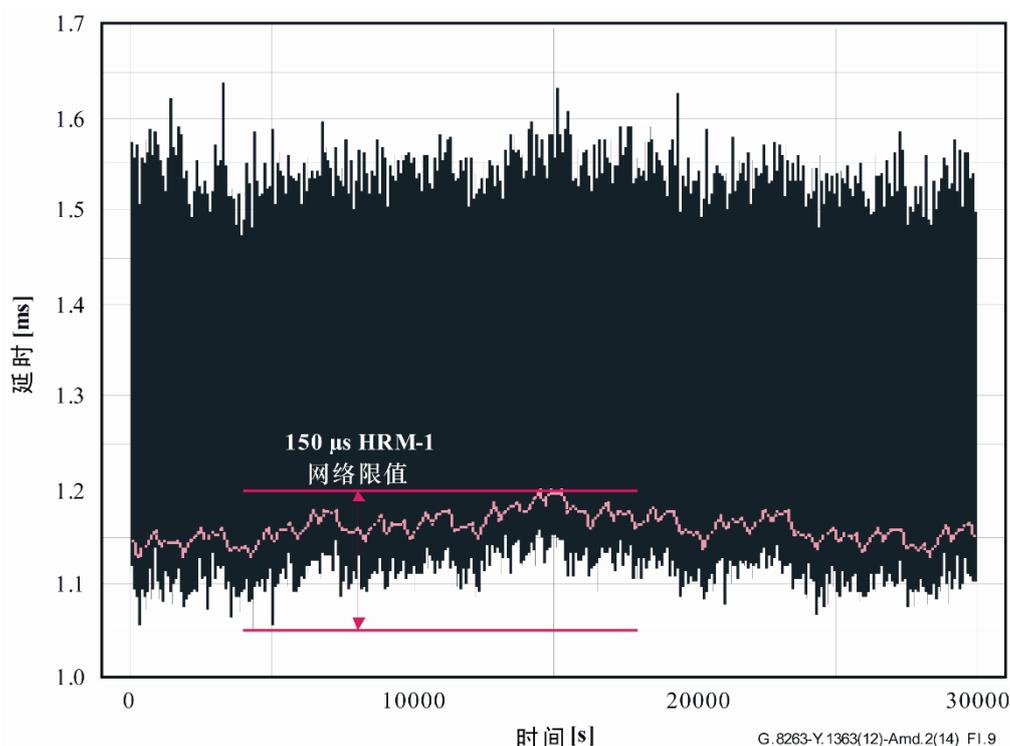
在实际的网络中，存在一种明显的每日样式，为了模拟这种样式，具有最长周期的正弦波分量被设置成它们在同一时刻达到最大值的状态，这三个最长的周期为30 ks、20 ks和8 ks，它们被调整到在15 ks处到达峰值。会将其它的周期4 ks、2 ks、800 s、400 s、200 s、100 s和 50 s轻微地移相，使得相同的相位不会在多个分量中同时出现。相位汇总见表I.3。

表I.3 – 合计的正弦波分量的相位

周期	30 ks	20 ks	8 ks	4 ks	2 ks	800 s	400 s	200 s	100 s	50 s
正弦 相位0°位于	7.5 ks	10 ks	5 ks, 13 ks	1.5 ks	1 ks	600 s	0 s	0 s	50 s	25 s

在将样式加在一起之后，该数值要除以一个归一化因子，使得在总共200s的窗口内至少有1%的分组在[ITU-T G.8261.1]规定的网络限值之内。

下面的图I.9提供了采用类似的方法生成PDV样式的例子。



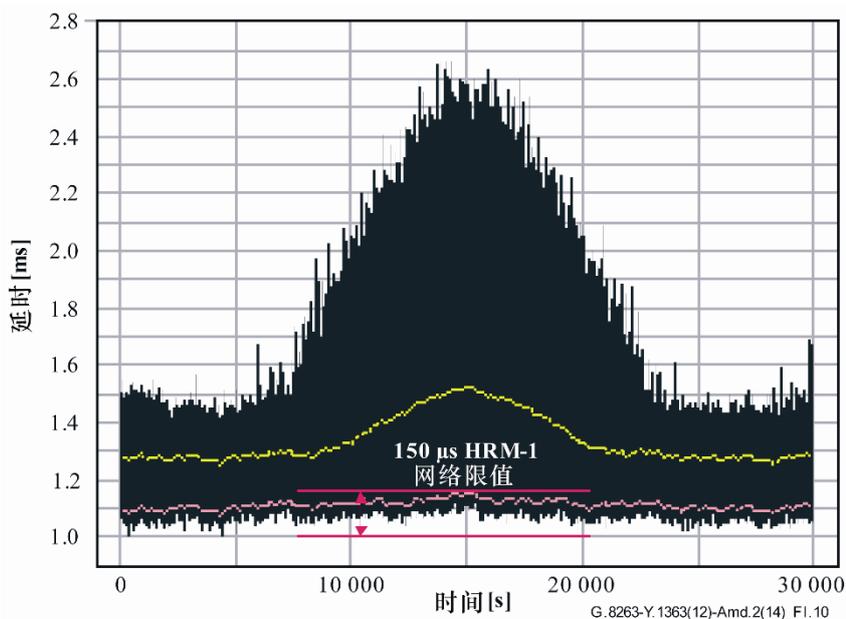
注 – 紫色曲线表示1%曲线。

图I.9 – 基于组合正弦波形的PDV样式

改进用于测试时钟分组选择能力的样式

正弦曲线测试样式显示，没有分组过滤的时钟比采取了分组过滤的时钟能够获得相同乃至稍微更优的性能，这是因为所有分组的平均延时比最小延时分组的平均值具有相同乃至更平稳的样式。

该样式可以用显示出更大幅度样式的数值代替超出2%包络的那一部分数值来得到增强，如图I.10所示。每个200s窗口内最快的2%分组可能不会被取代。这样，没有分组过滤的时钟将比采用过滤的时钟产生更差的时钟输出。可以使用各种各样的样式。然而，在200s窗口内计算得到的平均延时曲线的峰峰幅度可能最大为300 μs。



注 – 较低的曲线表示1%包络，上面的曲线表示平均延时。

图 I.10 – 基于组合正弦曲线的增强型PDV样式的例子

I.2.3 基于单一正弦波的PDV样式

本节中描述的生成PDV样式的方法包括考虑用单一正弦波调制基于幂律分布的随机延时样本的最低延时。可相继施加多个频率以测试分组从时钟的特性和容限。用于描述物理层时钟噪声容限特性的传统方法适合PDV噪声。

目的和适用性

该方法不是试图模拟典型的网络情况，然而，该方法可能在研究分组时钟的详细情况方面有用，通过改变正弦曲线的周期，可以获得关于分组时钟滤波器带宽的信息，另一方面，通过改变幅度，可以获得关于该时钟线性和非线性状态门限的信息，然而注意到关于这个参数，[ITU-T G.8263]未作要求。

参数和例子

为了使用正弦波调制PDV样本的最低延时，建议采取下面描述的过程。

步骤1:

产生正弦曲线样式，该样式与应用于最低延时的低频分量相对应。该正弦曲线样式 $w(t)$ 由2个参数定义：

- A : 表示正弦波形的峰峰值
- T : 表示正弦波形的周期

正弦曲线样式由下式给出：

$$w(t) = \frac{A}{2} \left(1 + \sin \frac{2\pi t}{T} \right) \quad (\text{I-15})$$

参数 A 和 T 从表I.4中选取。

步骤2:

基于以下的概率密度函数，将PDV噪声叠加到初始正弦曲线上：

$$p(x) = \frac{1+\gamma}{Y} \left(1 - \frac{x}{Y}\right)^\gamma \quad (\text{I-16})$$

其中， Y 为噪声的幅度， γ 是成形参数，相应的累积概率分布函数为：

$$P(x) = \int_0^x p(u) du = 1 - \left(1 - \frac{x}{Y}\right)^{1+\gamma} \quad (\text{I-17})$$

下面的说明描述了针对HRM-1网络限值测试时钟容限的习惯性做法，然而，不建议使用适合于一致性测试的样式，因为可以预期这样的最差延时样式不会在实际的HRM-1网络中出现。

为了确保每个窗口内延时小于150 μs 的样本数量接近于该窗口内样本总数的1%（即与1%之间的任何差异只是由于统计的变化），步骤1分布的幅度 Y 或成形参数 γ 均可能会随着时间而变化，如果 Y 随时间变化，则它由下式给出：

$$Y(t) = \frac{150 \mu\text{s} - w(t)}{1 - (0.99)^{1/(1+\gamma)}} \quad (\text{I-18})$$

其中， $w(t)$ 由方程(I-15)给出，以 μs 计的 A 以及 γ 从表I.4中选取，如果 γ 随着时间变化，则它由下式给出：

$$\gamma(t) = \frac{\ln(0.99)}{\ln\left(1 - \frac{150 \mu\text{s} - w(t)}{Y}\right)} - 1 \quad (\text{I-19})$$

其中， Y 从表I.4中选取，注意到如果使用方程(I-18)，则对于某些时间数值 $Y(t)$ 可能会超出表I.4的范围，这取决于 γ 的数值。

此外，量 Y 和 γ 可能会随着时间保持不变，在这种情况下，这两个数值均从表I.4中选取。

注1 – 如果使用固定的 Y 和 γ ，则应选取它们的数值使得每个窗口内延时低于150 μs 的PDV样本数接近于该窗口内样本总数的1%，当不实施步骤3（该步骤是可选的）时，这一点尤为重要。方程(I-15)和(I-16)给出的概率分布可以从某一个概率分布得到，该概率分布是0到1之间的均匀分布，通过指数为 γ 的幂律变换（即， $x = u^\gamma$ ）的，接着是因子为 Y 的缩放，然后是约为 $x = Y/2$ 的反射。

步骤3：

该步骤是可选的；然而，如果执行它，应按照如下程序。对于HRM-1 PDV网络限值，为了确保每个200s窗口有1%的样本延时低于150 μs ，要对最后得到的PDV样式包括正弦波形的延时样本进行重新排列，该步骤适用于跳变的（即非重叠的）窗口。

注2 – 这一步是可选的，因为当FPP较小时，正弦曲线调制的PDV测试样式对于从时钟未必更有挑战性。对于这种测试样式，从时钟最容易忍耐的测试样式的部分是正弦曲线的波峰和波谷，即正弦曲线变化率最小的地方，从一个窗口到下一个窗口，最低值不会改变很多。然而，波峰也是FPP最小的地方。

如果窗口内多于1%的样本的延时低于150 μs ，则从延时小于150 μs 的那些样本中随机地选择 N 个样本，将这些样本搬移到数值大于150 μs 的样本处，从150 μs 到由第1步和第2步得到

的最大延时范围内的均匀分布中随机地为各个样本选择新的数值，样本数 N 是仍保留1%或更多的样本延时小于150 μs 的最大数量。

如果窗口内少于1%的样本的延时低于150 μs ，则从延时大于150 μs 的那些样本中随机地选择 N 个样本，将这些样本搬移到数值小于150 μs 的样本处，从正弦曲线调制最小延时数值到150 μs 范围内的均匀分布中随机地为各个样本选择新的数值，样本数 N 是导致1%或更多的样本延时小于150 μs 的最少数目。

包括正弦波形在内的多个最终的PDV模式采用变化周期 T 生成，并相继应用于PEC-S从时钟。

下面的表I.4提供了当给 [ITU-T G.8261.1]的HRM-1施加应力PEC-S时，要予以考虑的参数 Y 、 γ 、 A 和 T 的可能范围的概述。注意到如果使用方程 (I-18)，则选取 A 、 T 和 γ ，计算 Y ；如果使用方程，则选取 A 、 T 和 Y ，计算 γ 。

表 I.4 – HRM-1 的最大可容忍正弦输入PDV的下限

初始的PDV噪声参数		正弦波参数	
Y (μs)	γ	A (μs)	T (s)
[500, 10 000]	(-1, +4) (Note 1)	[0-150)	[200, 86 400]
注 1 – γ 必须严格大于-1，如果 $\gamma = -1$ ，则方程(I-16)的概率密度函数恒等于0，如果 $\gamma < -1$ ，则该概率密度函数为负数。			
注 2 – A 的范围不包含边界点150 μs 。			

下面的图I.11提供了在 Y 和 γ 随时间固定不变的情况下、采用该方法生成PDV样式的一个例子：

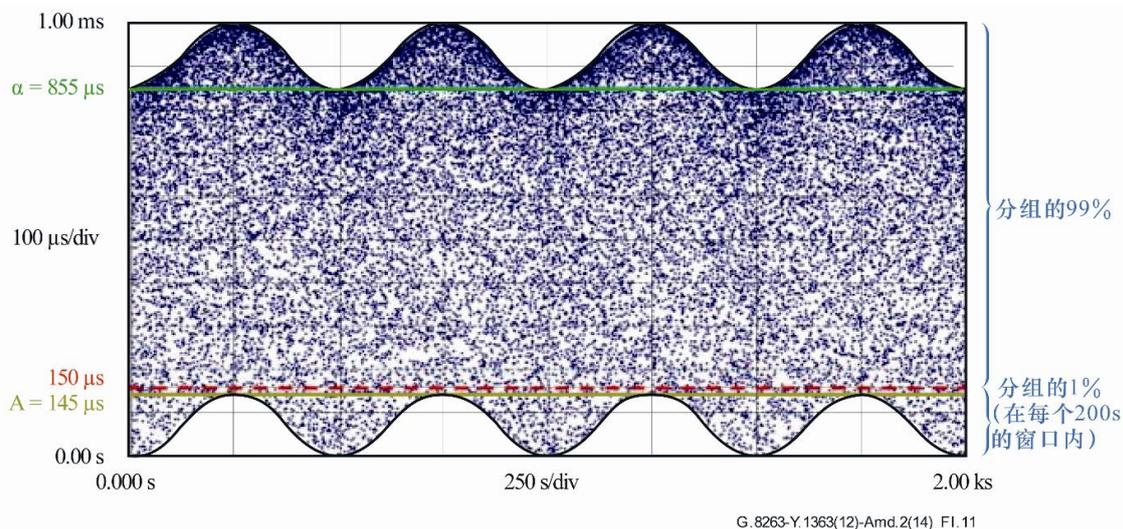


图 I.11 – 基于单一正弦波形的PDV样式的例子
($Y = 855 \mu\text{s}$, $\gamma = -0.5$, $A = 145 \mu\text{s}$, $T = 500 \text{ s}$)

3) 参考资料

在附录的结尾增加了以下参考资料。

参考资料

- [b-Barnes & Greenhall] Barnes, J.A. and Greenhall, C.A. (1987), *Large Sample Simulation of Flicker Noise*, Proceedings of the 19th Annual Precision Time and Time Interval (PTTI), Corrections and addenda given in Proceedings of the 24th Annual Precision Time and Time Interval (PTTI) 1992.
- [b-Barnes & Jarvis] Barnes, J.A. and Jarvis, Jr. S. (1971), *Efficient Numerical and Analog Modeling of Flicker Noise Processes*, NBS Technical Note 604.
- [b-Corsini & Saletti] Corsini, G. and Saletti, R. (1988), *A $1/f^{\nu}$ power spectrum noise generator*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, No. 4, December, pp. 615-619.
- [b-Leland et al.] Leland, W.E., Taqqu, M.S., Willinger, W. and Wilson, D.V. (1994), *On the self-similar nature of Ethernet traffic*, IEEE /ACM Transactions on Networking, Vol. 2, No. 1.
- [b-Sahinoglu & Tekinay] Sahinoglu, Z. and Tekinay, S. (1999), *"On multimedia networks: self-similar traffic and network performance"*, IEEE Communications Magazine, Vol. 37, No. 1.

ITU-T Y 系列建议书

全球信息基础设施、互联网的协议问题和下一代网络

全球信息基础设施	
概要	Y.100–Y.199
业务、应用和中间件	Y.200–Y.299
网络方面	Y.300–Y.399
接口和协议	Y.400–Y.499
编号、寻址和命名	Y.500–Y.599
运营、管理和维护	Y.600–Y.699
安全	Y.700–Y.799
性能	Y.800–Y.899
互联网的协议问题	
概要	Y.1000–Y.1099
业务和应用	Y.1100–Y.1199
体系、接入、网络能力和资源管理	Y.1200–Y.1299
传输	Y.1300–Y.1399
互通	Y.1400–Y.1499
服务质量和网络性能	Y.1500–Y.1599
信令	Y.1600–Y.1699
运营、管理和维护	Y.1700–Y.1799
计费	Y.1800–Y.1899
运行于NGN的IPTV	Y.1900–Y.1999
下一代网络	
框架和功能体系模型	Y.2000–Y.2099
服务质量和性能	Y.2100–Y.2199
业务方面：业务能力和业务体系	Y.2200–Y.2249
业务方面：NGN中业务和网络的互操作性	Y.2250–Y.2299
编号、命名和寻址	Y.2300–Y.2399
网络管理	Y.2400–Y.2499
网络控制体系和协议	Y.2500–Y.2599
智能泛在网络	Y.2600–Y.2699
安全	Y.2700–Y.2799
通用移动性	Y.2800–Y.2899
电信级开放环境	Y.2900–Y.2999
未来网络	Y.3000–Y.3499
云计算	Y.3500–Y.3999

欲了解更详细信息，请查阅 ITU-T 建议书目录。

ITU-T 系列建议书

A系列	ITU-T工作的组织
D系列	一般资费原则
E系列	综合网络运行、电话业务、业务运行和人为因素
F系列	非话电信业务
G系列	传输系统和媒质、数字系统和网络
H系列	视听及多媒体系统
I系列	综合业务数字网
J系列	有线网络和电视、声音节目及其他多媒体信号的传输
K系列	干扰的防护
L系列	电缆和外部设备其他组件的结构、安装和保护
M系列	电信管理，包括TMN和网络维护
N系列	维护：国际声音节目和电视传输电路
O系列	测量设备的技术规范
P系列	电话传输质量、电话设施及本地线路网络
Q系列	交换和信令
R系列	电报传输
S系列	电报业务终端设备
T系列	远程信息处理业务的终端设备
U系列	电报交换
V系列	电话网上的数据通信
X系列	数据网、开放系统通信和安全性
Y系列	全球信息基础设施、互联网协议问题和下一代网络
Z系列	电信系统使用的语言和一般性软件情况