

国际电信联盟

ITU-T

国际电信联盟
电信标准化部门

G.650.2

(08/2015)

G系列：传输系统和媒质，数字系统和网络

传输媒质和光系统的特性 – 光导纤维缆

单模光纤和光缆的与统计和非线性相关属性的定义 和测试方法

ITU-T G.650.2建议书

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
传输媒质和光系统的特性	G.600-G.699
概述	G.600-G.609
对称电缆线对	G.610-G.619
陆上同轴电缆线对	G.620-G.629
海底电缆	G.630-G.639
自由空间光系统	G.640-G.649
光导纤维缆	G.650-G.659
光部件和子系统的特性	G.660-G.679
光系统的特性	G.680-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
经传送网的数据包概况	G.8000-G.8999
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。

ITU-T G.650.2建议书

单模光纤和光缆的与统计和非线性相关属性的 定义和测试方法

摘要

本建议书包含了有关单模光纤和光缆的统计及非线性参数的定义。还包括了表述这些参数的基准测试法和替代测试方法。

本建议书的这个版本已经去掉了极化状态（SOP）方法（第一替代测试方法）。

沿革

版本	建议书	批准日期	研究组	唯一的识别码*
1.0	ITU-T G.650	1993-03-12	XV	11.1002/1000/879
2.0	ITU-T G.650	1997-04-08	15	11.1002/1000/4017
3.0	ITU-T G.650	2000-10-06	15	11.1002/1000/5182
4.0	ITU-T G.650.1	2002-06-29	15	11.1002/1000/6072
4.0	ITU-T G.650.2	2002-06-29	15	11.1002/1000/6073
4.1	ITU-T G.650.1 (2002)修订.1	2003-03-16	15	11.1002/1000/6259
4.1	ITU-T G.650.2 (2002)修订.1	2003-03-16	15	11.1002/1000/6260
5.0	ITU-T G.650.1	2004-06-13	15	11.1002/1000/7319
5.0	ITU-T G.650.2	2005-01-13	15	11.1002/1000/7468
6.0	ITU-T G.650.2	2007-07-29	15	11.1002/1000/9152
6.0	ITU-T G.650.1	2010-07-29	15	11.1002/1000/10868
6.1	ITU-T G.650.1 (2010)修订.1	2012-10-29	15	11.1002/1000/11767
6.2	ITU-T G.650.1 (2010)更正.1	2013-08-29	15	11.1002/1000/11981
7.0	ITU-T G.650.2	2015-08-13	15	11.1002/1000/12528

* 访问本建议书，请在您的Web浏览器地址栏中输入网址 <http://handle.itu.int/>，其次本建议书唯一的识别码，例如 <http://handle.itu.int/11.1002/1000/11830-en>。

前言

国际电信联盟（ITU）是从事电。信息通信技术（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ITU-T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，<http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>。

© 国际电联 2017

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。

目录

	页
1 范围	1
2 参考文献	1
3 术语和定义	1
3.1 极化模式色散 (PMD)	1
3.2 测试方法的类型	7
4 缩写词和首字母缩略语	7
5 惯例	8
6 测试方法	8
6.1 对极化模式色散的测试方法	9
6.2 对非线性属性的测试方法	35
附录I – 从干涉图确定PMD时延	36
I.1 用于TINTY的均方根计算	36
I.2 用于GINTY的均方根计算	38
附录II – 非线性属性	40
II.1 背景	40
II.2 有效面积 (A_{eff})	40
II.3 修正因子 k	41
II.4 非线性系数 (n_2/A_{eff})	43
II.5 受激布里渊散射	43
II.6 其他效应	53
附录III – 有效面积 (A_{eff}) 的测试方法	54
III.1 远场扫描 (FFS) 技术	54
III.2 可变孔径 (VA) 技术	56
III.3 近场扫描 (NFS) 技术	60
附录IV – 极化模式色散统计信息	63
IV.1 引言	63
IV.2 数据收集	64
IV.3 PMD_Q 的计算 (蒙特卡洛算法)	64
IV.4 DGD_{max} 的计算 (蒙特卡洛算法)	64
参考资料	66

ITU-T G.650.2建议书

单模光纤和光缆的与统计和非线性相关属性的 定义和测试方法

1 范围

本建议书包括了主要适用于对[\[b-ITU-T G.652\]](#)、[\[b-ITU-T G.653\]](#)、[\[b-ITU-T G.654\]](#)、[\[b-ITU-T G.655\]](#)、[\[b-ITU-T G.656\]](#)和[\[b-ITU-T G.657\]](#)建议书中描述的单模光纤和光缆的统计及非线性属性进行工厂测量的定义和测试方法。这些定义和测试方法通常不适合于[\[b-ITU-T G.651.1\]](#)建议书中所描述的多模光纤。当指明时，其中一些测试方法也可以用于表征诸如[\[b-ITU-T G.671\]](#)建议书中所描述的那些离散光器件。[\[b-ITU-T G.650.1\]](#)包括了线性特定属性的定义和测试方法。

由极化模式色散（PMD）造成的损伤的弥补方法可以在[\[b-ITU-T G.666\]](#)中找到。

2 参考文献

无。

3 术语和定义

本建议书规定下列术语（更多背景信息见[\[b-IEC/TR 61282-9\]](#)）：

3.1 极化模式色散（PMD）

3.1.1 PMD现象：两个正交极化模式之间的差分群延迟（DGD）时间，它将引起数字系统中的脉冲展宽和模拟系统中的失真。

注1 – 在理想的圆形对称光纤中，两个极化模式以相同的速度传播。但是，真实光纤不可能是完美的圆形，并且可能承受局部的压力；因此，传播中的光将分裂成两个以不同速度前进的局部极化模。这些非对称特性沿光纤和随时间随机变化，导致了PMD的统计特性。从统计中可以推断出一个DGD的“最大”值。

注2 – 对指定的任意使用的光纤，在指定的时间和光频率，总存在两个极化状态，称作主极化态（PSP，详见3.1.2节），这样，当只有一个PSP受到激励时，PMD引起的脉冲展宽消失。相反，当两个PSP受到相同激励时，产生由于PMD引起的最大脉冲展宽，并且与两个PSP相应的群时延的差相关。

3.1.2 主极化态（PSP）：当一根光纤工作于准单色情况下大于截止波长时，输出PSP是两个正交输出极化状态，当光频率略微变化时，其输出极化不变化。对应的正交输入极化状态为输入PSP。

注1 – 局部双折射沿光纤变化，并且PSP取决于光纤的长度（与高双折射相反）。

注2 – PSP是依从于时间和光频率的随机复矢量。然而，按照定义，存在一个小的频率范围，即PSP带宽，实际上在此范围内可以认为它们是恒定的。

注3 – 如果一个信号的带宽比PSP带宽更宽，则二阶PMD效应将起作用。它们可能意味着输出场的去极化，加上另外的色度色散效应。

3.1.3 差分群时延 (DGD; [$\Delta\tau(\nu)$ 单位为ps]) : PSP群时延的时间差。

两个PSP之间的DGD与波长相关，并且因随机模式耦合以及因光传输路径上由于环境条件和其他原因造成的随机应力而随时间随机变化。一倍的变化对常规传输光纤是很典型的。随着PMD增加，DGD数值的变化增加，而特征周期减少。对常规随机模式耦合光纤，DGD分布具有各态遍历性，这意味着这个分布对时间和波长在足够长的时期或足够宽的范围内保持不变。这就允许假设在一个有限的波长范围上的测量可作为其他波长范围或相同的波长范围在长时期内不同时间段的代表。对模式耦合光纤，通常为麦克斯韦尔分布。

瞬时DGD值限制了数字系统的传输能力。DGD的波长导数在模拟系统中限制了信噪比 (SNR)。因此，DGD的统计分布 (相对于时间和/或波长) 在预测真实系统性能中起着重要作用。

在诸如极化保持光纤 (PMF) 这样一些专用光纤和一些器件中，发现模式耦合可忽略。在这些设备中，DGD很少随波长变化。

DGD以皮秒计量。

3.1.4 PMD值: PMD_{AVG} 定义为DGD值 $\Delta\tau(\nu)$ 在给定光频率范围 ν_1 到 ν_2 内的线性平均 $\langle\Delta\tau\rangle$,

$$PMD_{AVG} = \langle\Delta\tau\rangle = \frac{\int_{\nu_1}^{\nu_2} \Delta\tau(\nu) d\nu}{\nu_2 - \nu_1} \quad (3-1)$$

PMD_{RMS} 定义为DGD值 $\Delta\tau(\nu)$ 在给定光频率范围 ν_1 到 ν_2 内的均方根 (RMS) $\langle\Delta\tau^2\rangle^{1/2}$,

$$PMD_{RMS} = \langle\Delta\tau^2\rangle^{1/2} = \left(\frac{\int_{\nu_1}^{\nu_2} \Delta\tau(\nu)^2 d\nu}{\nu_2 - \nu_1} \right)^{1/2} \quad (3-2)$$

注1 – 若要公式 3-1和3-2成立， ν_1 到 ν_2 的范围应该足够宽，例如在相应的波长范围内为100 nm量级。

如果足够确信这些DGD值在给定光频率范围内的分布可用麦克斯韦尔分布近似，那么 PMD_{avg} 在数学上可与 PMD_{RMS} 相关。

$$\langle\Delta\tau\rangle = \left(\frac{8}{3\pi} \right)^{1/2} \langle\Delta\tau^2\rangle^{1/2} \quad (3-3)$$

对光纤和光缆，PMD基准测试法 (RTM) 报告了线性平均。

注2 – 用对温度、时间或机械干扰的平均替代对频率的平均通常是可以接受的。在这种情况下，期望值算子是对所有条件的。一组有限波长在给定时刻的期望值等于任何频率范围上的长期期望值。公式3-1和3-2在本文中都被视为是一种平均。

注3 – 只有当DGD是麦克斯韦尔分布时，才可使用公式3-3，例如，当光纤为随机模式耦合时。公式3-3的普遍使用可通过统计分析得到验证。如果有提升的双折射点源（相对于光纤的其余部分），例如一个小半径的弯曲，或者其他减少模式耦合的现象，例如绷紧的光纤半径持续减少，麦克斯韦尔分布可能不成立。在这些情况下，DGD的分布将开始类似一个有三度自由度的非中心 χ^2 平方分布的平方根。对这些情况，PMD_{RMS}值一般将会相对大于公式3-3中表示的PMD_{AVG}。

3.1.5 PMD系数：对测量长度归一化的PMD值：

存在两个归一化公式，一个用于随机模式耦合，涉及普通传输光纤，另一个用于可忽略的模式耦合，涉及特种光纤，例如极化保持光纤。

3.1.5.1 随机模式耦合：对于随机模式耦合，PMD系数为PMD值（PMD_{avg}或PMD_{RMS}）除以长度的平方根（ $L^{1/2}$ ），并且通常采用以皮秒每平方根千米作为单位。

3.1.5.2 可忽略的模式耦合：对于可忽略的模式耦合，PMD系数为PMD值（PMD_{avg}或PMD_{RMS}）除以（ L ），并且以皮秒每千米或飞秒每米作为单位。

3.1.6 数学定义

PMD可以用斯托克斯或琼斯向量进行描述。输出琼斯向量随角光频率 $\omega = 2\pi\nu = 2\pi c/\lambda$ 的发展是系统损伤的根源。以下所有的参数、向量、矩阵均是角光频率的函数。

对于以下考虑事项，假设信号是完全极化的，并且极化相关损耗（PDL）可以忽略。

具有复元素 j_x 和 j_y 的琼斯向量 \hat{j} 定义为：

$$\hat{j} = \begin{bmatrix} \cos \theta \exp(-i\mu/2) \\ \sin \theta \exp(i\mu/2) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

其中：

θ 是琼斯向量的线性方位。

μ 是琼斯向量分量之间的相位差。

i 是 $\sqrt{-1}$ ，虚数单位。

在笛卡尔坐标系中，通常编号为1、2、3的归一化斯托克斯向量 \bar{s} 定义为：

$$\bar{s} = \begin{bmatrix} |j_x|^2 - |j_y|^2 \\ 2 \operatorname{Re}\{j_x j_y^*\} \\ -2 \operatorname{Im}\{j_x j_y^*\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \cos \mu \\ \sin 2\theta \sin \mu \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

其中：

$|j_x|^2 = j_x^* j_x$ 是 j_x 模的平方

j_y^* 是 j_y 的复共轭。

注1 – (公式3-5) 中 s_3 的负号不会导致斯托克斯向量按照右手法则的旋转, 它不会影响DGD测量值。

笛卡尔坐标 s_1 、 s_2 和 s_3 可以与球坐标 ψ 和 χ 相关联, 关系如下:

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \chi \\ \sin \psi \cos \chi \\ \sin \chi \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

相反地,

$$\tan \psi = \frac{s_2}{s_1} \quad (3-7)$$

$$\sin \chi = s_3 \quad (3-8)$$

其中:

ψ 是经度

χ 是纬度

注2 – 有时候将 χ 定义为 $\pi/2 - \chi$ 。在这种情况下, $\sin \chi$ 必须用 $\cos \chi$ 取代。

从公式3-5到3-8, 用球坐标 ψ 和 χ 表示的斯托克斯向量可以按 θ 和 μ 的函数来进行计算:

$$\tan \psi = \tan 2\theta \cos \mu \quad (3-9)$$

$$\sin \chi = \sin 2\theta \sin \mu \quad (3-10)$$

对一个给定频率 ω_0 , 输入斯托克斯向量 \vec{s}_0 和输出向量之间的关系可以描述为一个三维的实旋转矩阵 \mathbf{R} , 具有旋转角 γ_{ROT} 和旋转向量 \vec{y} 。

$$\vec{s} = \mathbf{R}\vec{s}_0, \quad \text{其中, } \mathbf{R} = \vec{y}\vec{y}^T(1 - \cos \gamma_{\text{ROT}}) + \mathbf{I} \cos \gamma_{\text{ROT}} + [\vec{y} \times] \sin \gamma_{\text{ROT}} \quad (3-11)$$

旋转向量 \vec{y} 是一个列向量, 因而 \vec{y}^T 是一个行向量, 且

$$\vec{y}\vec{y}^T = \begin{bmatrix} y_1^2 & y_1 y_2 & y_1 y_3 \\ y_1 y_2 & y_2^2 & y_2 y_3 \\ y_1 y_3 & y_2 y_3 & y_3^2 \end{bmatrix} \quad \text{是一个矩阵, } \mathbf{I} \text{ 是相同的矩阵, 且}$$

$$[\vec{y} \times] = \begin{bmatrix} 0 & -y_3 & y_2 \\ y_3 & 0 & -y_1 \\ -y_2 & y_1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{是向量积算子。}$$

在此频率下, 输出琼斯向量和输入向量 \hat{j}_0 的关系由矩阵 \mathbf{T} 给定为:

$$\vec{j} = \mathbf{T}\vec{j}_0 \quad \text{其中, } \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_T - iy_1 \sin \gamma_T & -\sin \gamma_T (y_3 + iy_2) \\ \sin \gamma_T (y_3 - iy_2) & \cos \gamma_T + iy_1 \sin \gamma_T \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

$\gamma_{\text{ROT}} = 2\gamma_T$, 下标值是旋转向量的分量

极化色散向量 (PDV) $\vec{\Omega}$ 用来描述输出向量随频率的变化。在斯托克斯表示法中, 它被定义为:

$$\left. \frac{d\vec{s}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \left. \frac{dR(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} R^T(\omega_0) \vec{s}(\omega_0) = \vec{\Omega} \times \vec{s}(\omega_0) \quad (3-13)$$

在琼斯表示法中, 定义如下, 这里下标值是PDV的分量:

$$\left. \frac{d\vec{j}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \left. \frac{dT(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} T \times (\omega_0) \vec{j}(\omega_0) = -\frac{i}{2} \begin{bmatrix} \Omega_1 & \Omega_2 - i\Omega_3 \\ \Omega_2 + i\Omega_3 & -\Omega_1 \end{bmatrix} \vec{j}(\omega_0) \quad (3-14)$$

公式3-14可用作对输出琼斯向量在 ω_0 附近演变的一阶泰勒展开的基础。

PDV与PSP、 \vec{p} 和DGD、 $\Delta\tau$ 以及旋转向量和角度的关系为:

$$\vec{\Omega} = 2 \frac{d\gamma_T}{d\omega} \vec{y} + \sin 2\gamma_T \frac{d\vec{y}}{d\omega} + 2 \sin^2 \gamma_T \left(\vec{y} \times \frac{d\vec{y}}{d\omega} \right) = \Delta\tau \vec{p} \quad (3-15)$$

公式3-14可以写做:

$$\left. \frac{d\vec{j}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} = \left. \frac{dT(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} T \times (\omega_0) \vec{j}(\omega_0) = -\frac{i}{2} \Delta\tau V_p \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} V_p \times \vec{j}(\omega_0) \quad (3-16)$$

其中:

$$V_p = \begin{bmatrix} \cos \theta_p \exp(-i\mu_p/2) & -\sin \theta_p \exp(-i\mu_p/2) \\ \sin \theta_p \exp(i\mu_p/2) & \cos \theta_p \exp(i\mu_p/2) \end{bmatrix}$$

V_p^* 是 V_p 的共轭转置矩阵, 且

$$\text{PSP 为 } \vec{p} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_p \\ \sin 2\theta_p \cos \mu_p \\ \sin 2\theta_p \sin \mu_p \end{bmatrix}$$

假设PSP不随频率变化 (在一个狭窄的频率区间, ω_0 和 $\omega_0 + \Delta\omega$), 公式3-14在 ω_0 附近有一个解:

$$\hat{j}(\varpi) = V_p \begin{bmatrix} \exp[-i\varpi\Delta\tau/2] & 0 \\ 0 & \exp[i\varpi\Delta\tau/2] \end{bmatrix} V_p \times \vec{j}(\omega_0) = J(\varpi) \vec{j}(\omega_0) \quad (3-17)$$

其中, ϖ 是相对于 ω_0 的偏差。

在斯托克斯表示法中, 公式3-17对应于在邦加球 (PS) 上绕PSP旋转 $\varpi\Delta\tau$ 。

公式3-17被写为一个异值分解。中央矩阵的对角元素是特征值。矩阵 V_p 的纵列是琼斯向量形式的特征向量。第一列变换到与公式3-5中形式相同的PSP, 称之为 \vec{j}_p 。这个矩阵也可用公式3-12的形式表示, 用 $\varpi\Delta\tau/2$ 替换 γ_T , 用PSP的分量替代旋转向量的分量。

可以对公式3-17进行坐标变换，这样在新坐标系统内的PSP矩阵是单位矩阵。结果的x和y分量可以与一个单色光源的频域场卷积，然后它可以表示为时域里的一个幂函数。例如，一个RMS宽度等于 σ （以皮秒计）的高斯瞬间脉冲和一根具有色度色散D（以皮秒每纳米计）的光纤。得出的输出幂函数是一个分裂脉冲P(t)：

$$P(t) = \frac{1}{S\sqrt{2\pi}} \left\{ \exp\left[-\frac{(t-(\tau_G - \Delta\tau/2))^2}{2S^2}\right]u + \exp\left[-\frac{(t-(\tau_G + \Delta\tau/2))^2}{2S^2}\right](1-u) \right\} \quad (3-18)$$

其中， τ_G 是 $u = 0.5$ 的群时延

$$S^2 = \sigma^2 + \left(\frac{\tau'}{2\sigma}\right)^2 \quad \text{and} \quad \tau' = -D \frac{\lambda_0}{\omega_0}$$

$$\text{在原坐标中 } u = [\vec{j}_p \times T(\omega_0)\vec{j}_0] \times [\vec{j}_p \times T(\omega_0)\vec{j}_0]$$

与 $u = 0$ 时脉冲中心的差是相对于 $u = 1$ 时脉冲中心的偏离 $\Delta\tau$ 。这就是DGD的含义。当输出琼斯向量与 \vec{j}_p 或其正交对应量（另一个特征向量）匹配时即可得到这些u值。

这个脉冲的RMS宽度为：

$$\text{RMS}_p = [S^2 + \Delta\tau^2 u(1-u)]^{1/2} \quad (3-19)$$

在采用RTM琼斯矩阵本征分析（JME）的测量中，T矩阵的估算是频率 ω_0 和略大一些的 $\omega_0 + \Delta\omega$ 进行计算的。频率转换矩阵近似为：

$$J(\Delta\omega) = T(\omega_0 + \Delta\omega)T^{-1}(\omega_0) \quad (3-20)$$

从公式3-17可以明了，特征值除以 $\Delta\omega$ 之比的辐角就是DGD。

术语“一阶”最初是与公式3-14有关的一阶泰勒展开相关联的。也可以与实际情况相关联，即它提供了琼斯向量从一个频率到下一个更高频率的连续相位线性图。

二阶PMD可以认为是 $J(\omega)$ 的描述，它提供了对上面频率和下面频率的连续映射。这可以用一个更通用的表示 $\gamma(\omega)$ 替代 $\omega\Delta\tau/2$ 来完成， $\gamma(\omega)$ 被描述为一个泰勒展开式：

$$\gamma(\omega) = \omega\gamma_\omega + \omega^2\gamma'_\omega/2 \quad (3-21)$$

类似地，PSP的角度参数可以写作：

$$\theta_p(\omega) = \theta_{p0} + \omega\theta_{p\omega} \quad \text{和} \quad \mu_p(\omega) = \mu_{p0} + \omega\mu_{p\omega} \quad (3-22)$$

利用诸如用于反向频率的公式3-20、公式3-17的异值分解，以及一些代数/三角公式，可以从测量数据中估计出公式3-21和3-22的参数。

二阶PDV， $\vec{\Omega}_\omega$ ，定义为PDV的频率导数：

$$\vec{\Omega}_\omega = \frac{d\vec{\Omega}}{d\omega} = \frac{d\Delta\tau}{d\omega} \vec{p} + \Delta\tau \frac{d\vec{p}}{d\omega} \quad (3-23)$$

当存在随机模式耦合时，这个向量的量级及其期望值与PMD值的关系为：

$$\langle \bar{\Omega}_\omega \cdot \bar{\Omega}_\omega \rangle = \left\langle \left(\frac{d\Delta\tau}{d\omega} \right)^2 \right\rangle + \left\langle \Delta\tau^2 \frac{d\bar{p}}{d\omega} \cdot \frac{d\bar{p}}{d\omega} \right\rangle = \frac{1}{3} \langle \Delta\tau^2 \rangle^2 \quad (3-24)$$

包括DGD导数的第一项与包括PSP导数的第二项之比是1/8。第一项与色度色散交互作用，第二项则有一个去极化效应。

频率转移矩阵的展开表达式与输入脉冲的卷积不在本节范围之内，但显而易见，结果将不易描述，并且取决于在光源频率下的详细参数。但是，如果对期望值有兴趣，公式3-24明确了这些值可以通过PMD_{RMS}值进行计算，而且不需要那些确切的测量。

3.1.7 PMD_Q：对于由M个单独的电缆段组成的级联链路，PMD链路设计值PMD_Q定义为该链路PMD系数X_M以概率Q超过的数值：

$$P(X_M > \text{PMD}_Q) = Q \quad (3-25)$$

PMD_Q是代表PMD数值分布统计极值的一个参数，由级联的M个随机选择的具有单独PMD系数值的电缆段产生。链路PMD系数采用求积分平均公式来计算，该统计极值以规定为1 - Q的置信度给出，且Q很小。当Q = 10⁻⁴时，M个级联电缆的实际PMD系数将小于或等于PMD_Q的置信度为99.99%。

3.2 测试方法的类型

3.2.1 基准测试法 (RTM)：一种对指定等级的光纤或光缆的特性按照其定义严格进行测量的测试方法，其结果准确、具有可重复性，并且与实际使用相关。

3.2.2 替代测试法 (ATM)：一种对指定等级的光纤或光缆的给定特性以符合该特性定义的方式进行测量的测试方法，其结果具有可重复性，并与基准测试法和实际使用相关。

4 缩写词和首字母缩略语

本建议书采用下列缩写和首字母缩略语：

a.c.	交流
ASE	放大受激辐射
ATM	替代测试法
DGD	差分群时延
d.c.	直流
DoP	极化度
DSF	色散偏位移单模光纤
EDFA	掺铒光纤放大器
FCFT	快速余弦傅里叶变换
FFP	远场图形

FFS	远场扫描
FUT	被测光纤
FWHM	半幅全宽
GINTY	干涉仪测量法的通用分析
JME	琼斯矩阵本征分析
LED	发光二极管
MFD	模场直径
NFP	近场模式
NFS	近场扫描
OPGW	光学地线
PMD	极化模式色散
PMDQ	链路PMD的统计参数
PMF	极化保持光纤
PS	邦加球
PSA	邦加球分析
PSP	主极化态
RMS	均方根
RTM	基准测试法
SBS	受激布里渊散射
SMF	单模光纤
SNR	信噪化
SOP	极化状态
TINTY	干涉仪测量法的传统分析
VA	可变孔径
VOA	可变光衰减器
WDM	波分复用

5 惯例

I/O-SOP 输入极化器设置的极化状态和一对正交的分析器设置。

6 测试方法

通常在此给出每个参数的基准测试法（RTM）和替代测试法（ATM），因为RTM和ATM对常规产品验收目的都可适用。但是，当采用ATM时，如果产生任何分歧，建议采用RTM作为提供权威测试结果的方法。

注 – 给出的装置和步骤只涵盖测试方法必不可少的基本功能。假设详细的仪器应用将包括所有保证稳定性、消除噪声、信噪比（SNR）等的必要措施。

6.1 对极化模式色散的测试方法

所有的测试方法都报告PMD值。应该按照3.1.5中的定义完成到PMD系数的转换。所有的步骤均限于大于或等于光纤有效处于单模状态的波长。

6.1.1 基准测试法：斯托克斯参数评估技术

6.1.1.1 概述

本测试方法描述了测量单模光纤PMD的步骤。确定的是极化输出状态随波长的变化。这个变化可以通过琼斯矩阵本征分析（JME）或邦加球（PS）上SOP向量的旋转来描述。它即可以用于短光纤，也可以用于长光纤，而与极化度（DoP）模式耦合无关。在一些环境下，为了达到满意的精度，可能有必要重复测量。

当测量运动中的光纤时，[例如，光学地线（OPGW）中的光纤]，干涉仪法是RTM解决争议职能的较好选择。

6.1.1.2 测试装置

参见图1中典型测量系统关键部件的配置图。

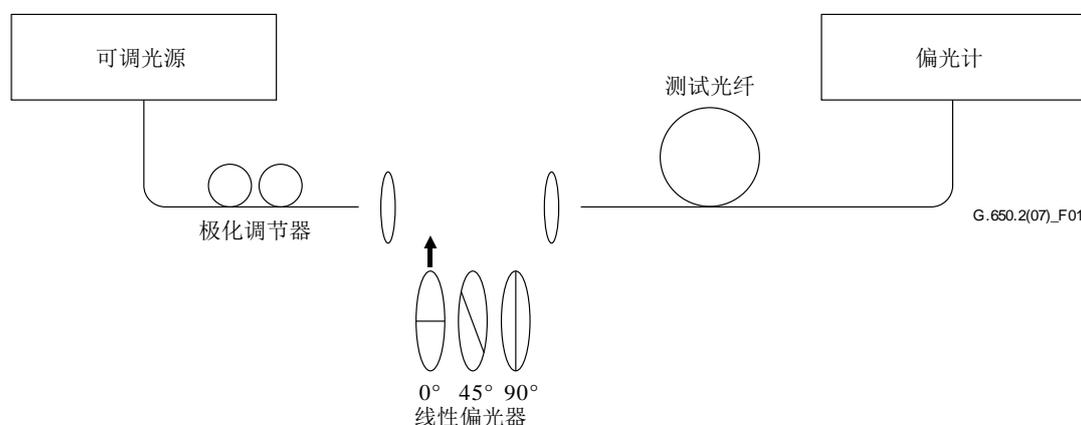


图1 – 设备（典型）配置图

6.1.1.2.1 光源

采用一个在将要测量的波长范围内可调的单谱线激光器或窄带光源。其频谱分布应该足够窄，使从被测光纤射出的光在所有测试情况下都保持极化。虽然在DOP低达25%时以降低的精度也可进行测量，但仍倾向于90%或更高的DOP。对给定的DGD值 $\Delta\tau$ ，可能造成的最低DoP由下式给出：

$$DOP = 100e^{-\frac{1}{4\ln 2} \left(\frac{\pi c \Delta\tau \Delta\lambda_{FWHM}}{\lambda_0^2} \right)^2} \quad (6-1)$$

假设中心在 λ_0 的高斯谱宽 $\Delta\lambda_{\text{FWHM}}$ ，其中，FWHM表示半幅全宽，DOP以百分比表示。

6.1.1.2.2 极化调节器

极化调节器紧随在激光器后面，调整它来给偏光器提供近乎圆极化的光，这样偏光器决不会与其输入光极化相交叉。按下面步骤调整极化。将可调激光器波长设置到要测量范围的中心。将三个偏光器的每一个逐个插入到光束中，然后在偏光器的输出进行三次相应的功率测量。通过极化调节器调节光源极化，使三个功率相互之差大约在3 dB范围之内。在开放光束方案的配置中，可以用波片进行极化调整。

6.1.1.2.3 偏光器

安排三个相对角度大约为 45° 的线性偏光器轮流插入光束中。应该知道实际的相对角。

6.1.1.2.4 输入光学系统

可采用光学透镜系统或单模（SMF）尾纤来激发被测光纤。

6.1.1.2.5 尾纤

如果采用尾纤，应该避免反射造成的干扰影响。可采用折射指数匹配材料或角度切割。尾纤应该为单模。

6.1.1.2.6 光透镜系统

如果采用光透镜系统，应该采用一些恰当的方法来稳定支持光纤的输入端，例如真空卡盘。

6.1.1.2.7 包层模消除器

从被测光纤中去除所有包层模功率。大多数情况下，光纤涂层将完成这一功能；否则，采用去除包层模功率的设备。

6.1.1.2.8 输出光学系统

将从被测光纤中射出的所有功率耦合到偏光计中。直接加到检测系统的光透镜系统、与SMF尾纤的熔接或折射指数匹配的光纤到光纤耦合都是可以采用的方式。

6.1.1.2.9 偏光计

采用偏光计来测量三个偏光器中每一个插入时分别对应的三个极化输出状态。偏光计的波长范围应该涵盖光源产生的波长。

6.1.1.3 测量步骤

测试样品应该为已知长度的单模光纤，可以是成缆的，也可以是未成缆的。整个测试过程中，测样和尾纤应该在恒温条件下固定。可以通过观察PS显示上被测光纤的极化输出状态来观测测试装置的温度稳定性。在对应于一对相邻琼斯矩阵测量的时间段内，相对于波长增加产生的改变，输出极化的改变应该非常小。

注 – 尽管测试样品通常是光纤，但此测试也可对离散器件进行。在这种情况下，PMD系数不是相关的。

在测量未成缆光纤时，尽量减少实施引入的模式耦合是很重要的，这样做是为了支持成缆光纤PMD_Q的主要要求。这样，光纤应该以某种方式得到支持（通常在一个最小缠绕半径为150 mm的卷轴上），光纤张力基本为零（通常小于5 g力），且没有拉紧状态下的跨越。取决于线轴的直径，这些实施措施要求可能限制了测量的长度，并且可能破坏了测量。多层缠绕是可行的，但是应该与较短长度的单层结果相比较来确认其是否合适。

不建议在运输线轴上进行对未成缆光纤的测量。已经证明这样进行的PMD结果对高PMD光纤是明显小于在光缆形式下得到的结果，而对低PMD光纤则明显大于光缆形式下得到的结果。

通过极化调节器将光源耦合到偏光器。

将偏光器的输出耦合到被测光纤的输入。

将被测光纤的输出耦合到偏光计的输入。

选择测量进行的波长间隔 $\Delta\lambda$ 。最大允许的 $\Delta\lambda$ 值（ λ_0 附近）根据要求设定为：

$$\Delta\tau_{\max} \Delta\lambda \leq \frac{\lambda_0^2}{2c} \quad (6-2)$$

其中， $\Delta\tau_{\max}$ 是测量波长范围内的最大期望DGD。例如，最大DGD和波长间隔的乘积在1 550 nm时应该保持小于4 ps.nm，在1 300 nm小于2.8 ps.nm。这个要求保证了从一个测试波长到下一个时，极化输出状态围绕PS的主状态轴旋转小于180°。如果无法大致估计 $\Delta\tau_{\max}$ ，在波长范围上进行一系列抽样测试，每次测量采用一对间隔紧密适合于频谱宽度和光源最小调整步幅的波长。将这种方法测量得到的最大DGD乘以一个保险系数3，用此值替代表达式6-2中的 $\Delta\tau_{\max}$ ，并计算在实际测量中采用的 $\Delta\lambda$ 值。如果担心用于测量的波长间隔太大，可以用较小的波长间隔重复测量。如果DGD对应波长的曲线形状和平均DGD基本未改变，则原波长间隔为满意的。

收集测量数据。在所选波长上插入每个偏光器并从偏光计记录相应的斯托克斯参数。

6.1.1.4 结果的计算与解释

有两种分析6.1.1.3中测量出的斯托克斯参数的方法[JME和PS分析 (PSA)]。两种分析方法都从一个光频率推导出下一个频率输出斯托克斯向量的旋转。DGD正比于旋转角，并且反比于频率差。PDL可忽略时，两种方法对于一阶PMD在数学上都相等。

一个给定波长的斯托克斯参数是归一化斯托克斯输出向量，在对相对输入线性SOP角度为0°、45°和90°时分别表示为 \vec{H} 、 \vec{Q} 和 \vec{V} 。

在6.1.3节中，用波长来描述测量。光的角频率 $\omega = 2\pi c/\lambda$ (THz)是对计算最有用的公制计量。下面的计算是针对指定为 ω_0 和 $\omega_0 + \Delta\omega$ 的一对相邻频率。这对频率产生一个DGD值。采用同样的计算对一个频率范围上每个上升频率对的DGD值进行计算。

所有DGD值的平均即报告为PMD值。

6.1.1.4.1 琼斯矩阵本征分析

对一个给定频率，通过假定 $0 \leq \theta \leq \pi$ ，利用公式3-4将测量到的单位输出斯托克斯向量转换为琼斯向量。这些向量的复数分量 x 和 y 给定为： h_x 、 h_y 、 q_x 、 q_y 、 v_x 和 v_y 。利用这些分量计算下列比值：

$$k_1 = h_x / h_y \quad k_2 = v_x / v_y \quad k_3 = q_x / q_y \quad k_4 = \frac{k_3 - k_2}{k_1 - k_3} \quad (6-3)$$

由于是比值的计算，所以 $0 \leq \theta \leq \pi$ 的假设是无关系的。

对频率，琼斯转换矩阵 T 计算如下：

$$T = \begin{bmatrix} k_1 k_4 & k_2 \\ k_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (6-4)$$

实际的转换矩阵是公式6-4的矩阵乘以一个未知复常数，这个复常数反比于计算出的矩阵行列式的平方根。但是，计算的其他部分不需要这个常数。

对一对频率，琼斯频率转换矩阵 J 计算如下：

$$J(\omega_0) = T(\omega_0 + \Delta\omega) T^{-1}(\omega_0) \quad (6-5)$$

计算 $J(\omega_0)$ 的两个本征值 $\rho_1(\omega_0)$ 和 $\rho_2(\omega_0)$ 。DGD, $\Delta\tau(\omega_0)$ 计算如下：

$$\Delta\tau(\omega_0) = \frac{|\arg(\rho_1(\omega_0) / \rho_2(\omega_0))|}{\Delta\omega} \quad (6-6)$$

其中：

$$\arg(me^{i\theta}) = \theta, \quad m \text{ 和 } \theta \text{ 都是实数, 并且 } |\theta| < \pi.$$

数据可以如图2所示显示为波长的函数，或如图3所示的柱形图。

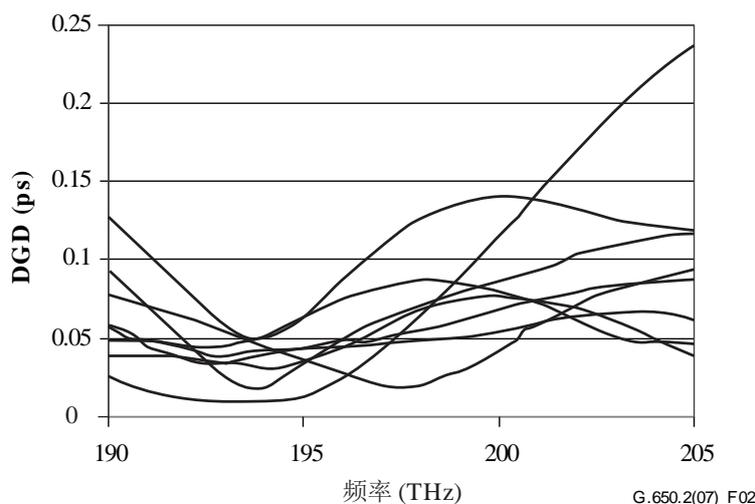


图2 - DGD数据与频率的关系

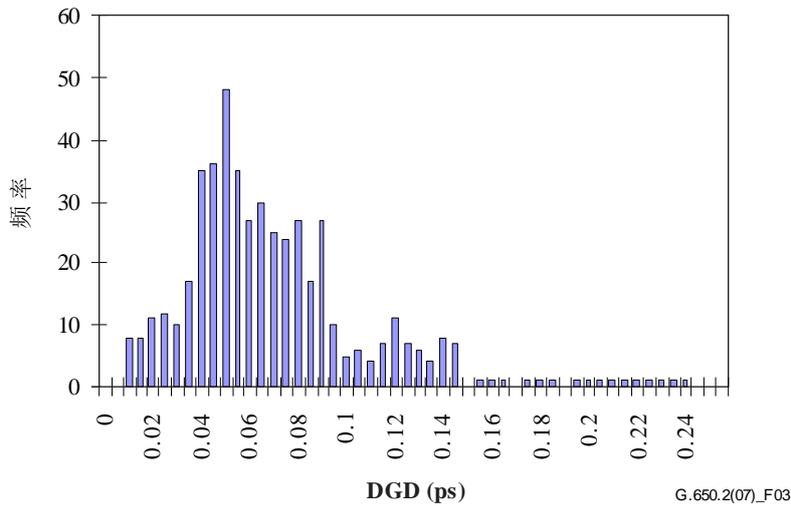


图3 – DGD数据的柱形图表示

6.1.1.4.2 邦加球分析 (PSA)

此分析基于一个反正弦函数，以确定归一化斯托克斯向量在PS上的旋转。

从测量出的归一化斯托克斯向量 \vec{H} 、 \vec{V} 和 \vec{Q} 计算：

$$\vec{h} = \vec{H}, \vec{q} = \frac{\vec{H} \times \vec{Q}}{|\vec{H} \times \vec{Q}|} \times \vec{H}, \vec{v} = \frac{\vec{q} \times \vec{V}}{|\vec{q} \times \vec{V}|} \times \vec{q} \quad (6-7)$$

这使分析独立于输入SOP，因此无需知道它们的数值。

对斯托克斯向量 \vec{h} 、 \vec{v} 和 \vec{q} ，在每个波长形成向量积 $\vec{c} = \vec{h} \times \vec{q}$ 和 $\vec{c}' = \vec{q} \times \vec{v}$ 。对每个频率增量，计算有限差，

$$\begin{aligned} \Delta \vec{h} &= \vec{h}(\omega_0 + \Delta\omega) - \vec{h}(\omega_0) & \Delta \vec{q} &= \vec{q}(\omega_0 + \Delta\omega) - \vec{q}(\omega_0) & \Delta \vec{v} &= \vec{v}(\omega_0 + \Delta\omega) - \vec{v}(\omega_0) \\ \Delta \vec{c} &= \vec{c}(\omega_0 + \Delta\omega) - \vec{c}(\omega_0) & \Delta \vec{c}' &= \vec{c}'(\omega_0 + \Delta\omega) - \vec{c}'(\omega_0) \end{aligned} \quad (6-8)$$

通过公式6-9找出一个特定频率增量的DGD值 $\Delta\tau$ ：

$$\Delta\tau = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \left[\arcsin\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} (\Delta \vec{h}^2 + \Delta \vec{q}^2 + \Delta \vec{c}^2)}\right) + \arcsin\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} (\Delta \vec{q}^2 + \Delta \vec{v}^2 + \Delta \vec{c}'^2)}\right) \right] \quad (6-9)$$

注 – $\Delta \vec{h}^2 = \Delta \vec{h} \cdot \Delta \vec{h}$.

6.1.1.5 结果的表述

应该表述以下详细内容：

- a) 被测样品的确认。
- b) 测试长度。

- c) 测量进行的波长范围、波长步幅以及取样点的数量。
- d) 光纤或光缆测样的物理构造。
- e) 模式耦合类型（可忽略、半随机或随机）。
- f) 分析方法（JME或PS）。
- g) PMD，单位皮秒。如果已知模式耦合程度，PMD系数可以用皮秒每千米（可忽略模式耦合），或皮秒每平方根千米（随机模式耦合）给出。
- h) 当采用测样重复测量确定平均PMD时，记录测量的次数。

6.1.2 第一替代测试法：极化状态（SOP）法

该方法已经被证明是不完善的，因此被去掉了。因此，该方法基本上只在可忽略模式耦合下有效，而在随机模式耦合下无效。关于PMD理论的更多信息见[b-IEC/TR 61282-9]。

6.1.3 第二替代测试法：干涉仪法

6.1.3.1 概述

本测试法描述了测量单模光纤和光缆PMD的步骤。

测量值表述了典型宽带光源宽阔测量波长范围内的 PMD_{RMS} ，例如在1 310 nm或1 550nm窗口或其他任何涉及的窗口的诸如发光二极管（LED）、超级LED组合或放大受激辐射（ASE）光源，这取决于用户要求。

在被测光纤（FUT）一端以宽带极化光源激发，在另一端形成电磁场。从包含此电磁场的自相关和交叉相关函数的干涉图来确定PMD。

本方法的主要优点是测量时间非常快，设备易于在外场使用。动态和稳定性由已经很好确定的傅立叶变换光谱方法来提供。

光纤在测量波长范围内应该为单模。

INTY方法采用两种分析，这种两种分析需要略有不同的测量。

- 干涉仪测量法的传统分析（TINTY），采用一组因其成功应用而指定的条件及基本配置；和
- 干涉仪测量法的通用分析（GINTY），对操作条件无限制，但采用了与TINTY相比经过修改了的配置。

6.1.3.2 测量装置

图4中显示了一个一般配置，是INTY实验实施的基础。这个配置存在变化的形式，显示如下。干涉仪可以是气路型或是光纤型，可以是迈克尔逊或马赫增德尔型，可以置于光源处或是在检测器处。图5、6和7举出了例子。

注 – 当采用光纤型干涉仪，应该对光纤色度色散特别关注，它可能会增加测量的不确定性。

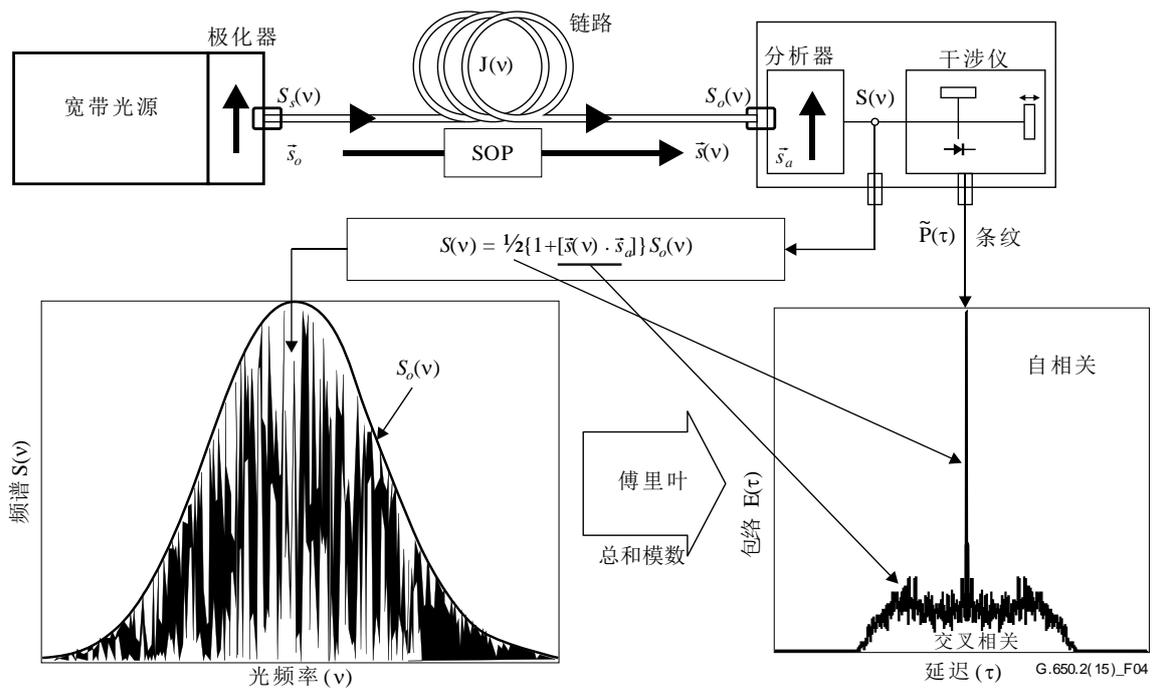


图4 – 采用干涉仪技术的一般设置

图4和本建议书以后通篇采用的参数：

ν 光频($\lambda\nu = c$)

τ 干涉仪两臂之间的往返时延差

$S_s(\nu)$ 光频谱，在FUT输入 \equiv 光源电场频谱 $\vec{E}_s(\nu)$ 的谱密度

$S_o(\nu)$ 光频谱，在FUT输出（分析仪输入）

$S(\nu)$ 光频谱，在分析仪输出（干涉仪输入）

\vec{s}_0 输入SOP（在FUT输入；单位斯托克斯向量）

$\vec{s}(\nu)$ 输出SOP（在FUT输出）

\vec{s}_a 分析仪传输轴

$\vec{s}(\nu) \cdot \vec{s}_a$ 在分析仪传输轴上给出 $\vec{s}(\nu)$ 投影的斯托克斯参数。正是这个参数包含了 PMD 信息

$P(\tau)$ 干涉仪输出处的光功率，为时延 τ 的函数

$\tilde{P}(\tau)$ $P(\tau)$ 中与 τ 相关的部分（“交流”部分）

P_0 $P(\tau)$ 的常数部分（“直流”部分）

$E(\tau)$ 条纹包络

$E_x(\tau)$ 交叉相关包络

$E_0(\tau)$ 自相关包络

干涉仪输出处的光功率 $P(\tau)$ 等于a.c.和d.c.部分之和。两部分在 $\tau = 0$ 时相等，所以可以计算a.c.部分。对一个理想的干涉仪，a.c.部分是一个偶函数，其右半部分等于从分析仪发射的光频谱 $S(\nu)$ 的余弦傅立叶变换。对非理想干涉仪，根据实施的详细情况，可以采用一些修正。

对TINTY，干涉仪的包络 $E(\tau)$ 是a.c.部分的绝对值。对GINTY，在6.1.3.4.2中描述了获得交叉相关和自相关包络的附加计算。这些计算包含了两个测量干涉图，它们是从设定为两个正交SOP的分析仪得出的。

图5、6和7显示了其他设置。

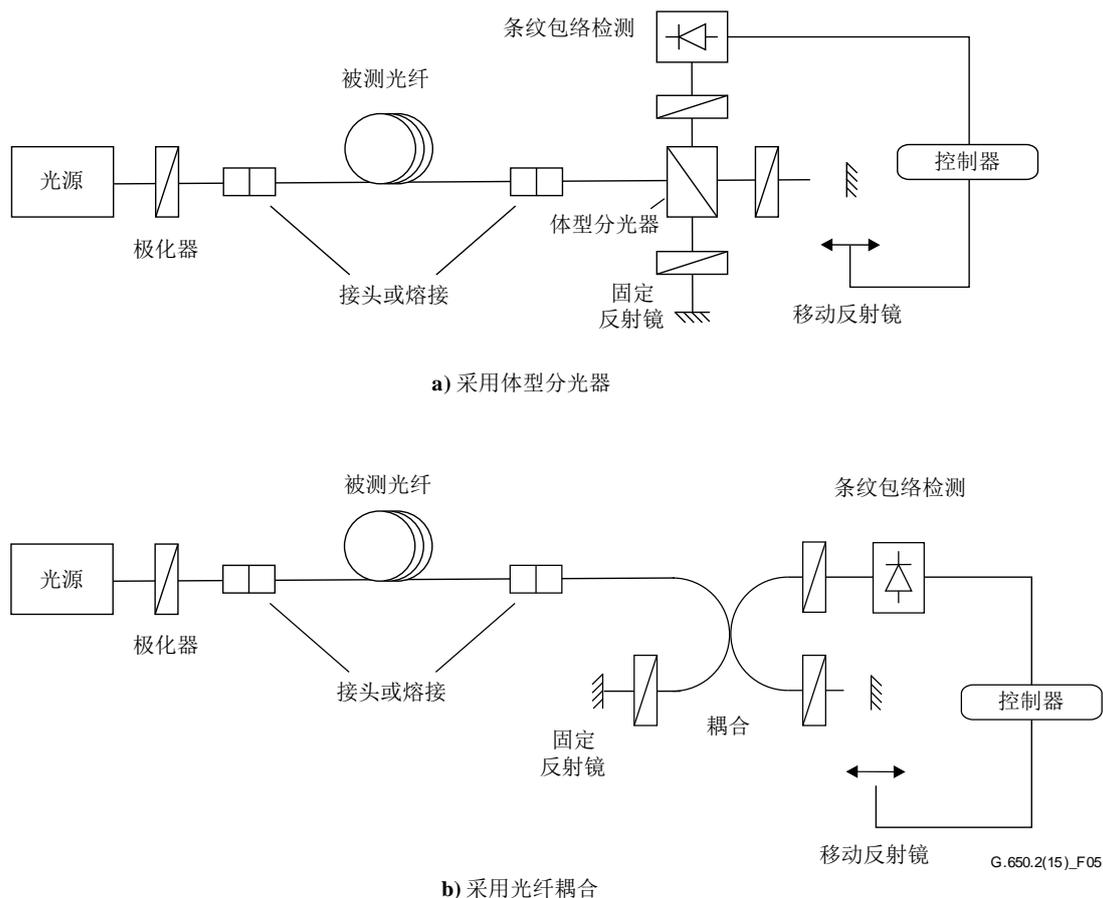


图5 – 采用迈克尔逊干涉仪的干涉仪测量法

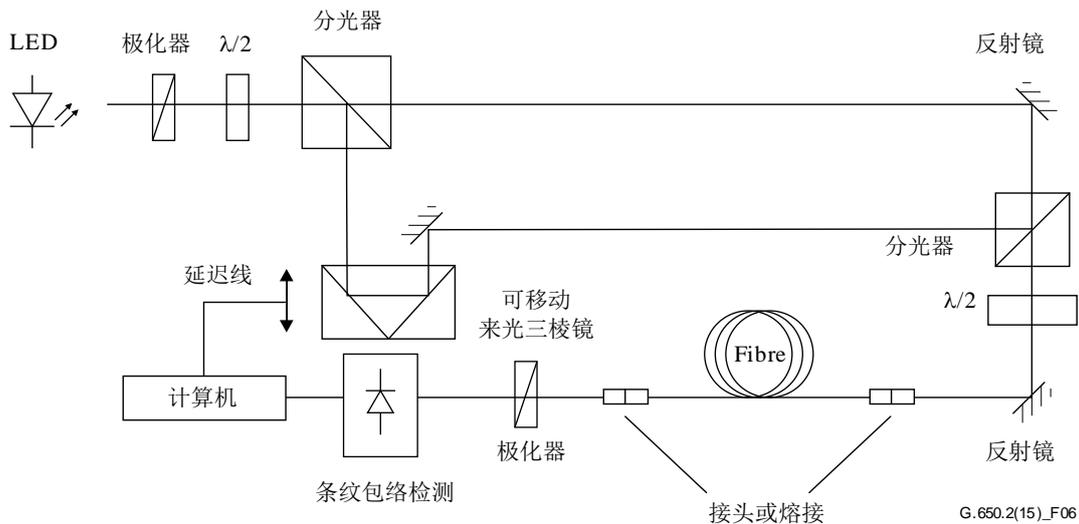


图6 – 采用空气路径马赫增德尔型干涉仪的干涉仪测量法

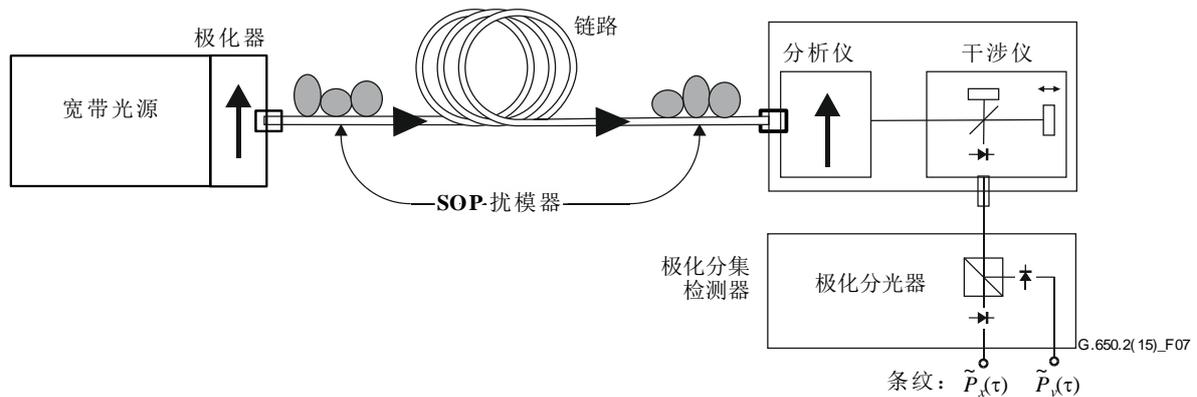


图7 – 采用I/O-SOP扰模和极化分集检测器的GINTY

6.1.3.2.1 光源

应该采用极化宽谱光源，例如LED、一组超级LED或ASE光源后面接一个极化器。光源的中心波长应该在O波段和/或C波段或任何涉及的波段内。一个典型光源线宽值大约为60 nm或更大的FWHM。TINTY要求光源的频谱应该近似为高斯形，没有波纹，它将影响射出光的自相关函数。GINTY没有任何要求。必须要知道光源线宽（在LED领域也称为谱宽） $\Delta\lambda$ ，以计算相干时间 t_c ，它由公式6-10确定：

$$t_c = \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda c} \tag{6-10}$$

其中：

- λ_0 是光源中心波长；
- $\Delta\lambda$ 是光源线宽；
- c 是真空中光的速度。

6.1.3.2.2 分析仪

分析仪应该在光源的所有波长范围上对光进行极化。对GINTY，分析仪必须能够旋转到与初始设置正交的设置。

6.1.3.2.3 极化扰模器（可选）

在图9中，极化扰模器使FUT输入和输出可以选择任何SOP。极化分光器使两个正交分析仪检测的配置可以同时检测。极化扰模器对输入选择各种SOP和对输出选择各种分析仪配置的功能也可以通过其他方法来实现。

6.1.3.2.4 干涉仪分光器

干涉仪分光器用来将入射的极化光分为在干涉仪臂中传输的两个分量。分光器可以是如图7-b中所示的光纤耦合器或图7-a中所示的体型分光器。

6.1.3.2.5 检测器

从FUT射出的光被耦合到一个SNR适合于测量的光检测器。检测系统可以包括由斩波器/锁相放大器进行的同步检测或类似的方法。

6.1.3.2.6 计算机

对干涉图案的分析，应该采用带有适当软件的计算机。

6.1.3.3 测样

FUT测样应该是已知长度的SMF，可以是成缆的，也可以是未成缆的。整个测试过程中，测样和尾纤应该在恒温条件下固定。应该采用标准环境条件。对已安装的光纤和光缆，可以采用主要应用条件。

当测量未成缆光纤时，尽量减少实施引入的模式耦合是很重要的，这样做是为了支持成缆光纤PMD_Q的主要要求。这样，应该以某种方式支持光纤（通常在一个最小缠绕半径为150 mm的卷轴上），光纤张力基本为零（通常小于0.05 N 或5 g 力），且没有拉紧状态下的跨越。这些实施措施要求可能限制了测量的长度，取决于线轴的直径，并且可能破坏了测量。多层缠绕是可行的，但是应该与较短长度的单层结果相比较来确认其是否合适。

不建议在运输线轴上进行对未成缆光纤的测量。已经证明这样进行的PMD结果对高PMD光纤是明显小于在光缆形式下得到的结果，而对低PMD光纤则明显大于光缆形式下得到的结果。

注 – 尽管测试样品通常是光纤，此测试也可对离散器件进行。在这种情况下，PMD系数不是相关的。但是，对TINTY，PMD分辨率将总是受自相关峰值的限制（通常在100-fs范围）。GINTY不受这些限制的影响，而且可以达到只受仪表实施不确定性限制的PMD分辨率（通常在10-fs范围或更小）。

6.1.3.4 步骤

FUT的一端与极化光源的极化输出相耦合。另一端与输出光学系统相耦合。这可以通过标准光纤接头、熔接或光纤对准系统来完成。如果使用后者，应该采用折射指数匹配油来防止反射。

应该将光源的光功率输出调整到所采用检测系统特有的一个参考值。为了得到足够的条纹对比，两个臂的光功率应该近乎相等。

6.1.3.4.1 TINTY步骤

通过移动干涉仪臂的镜片来进行第一次捕获并记录光强度。从干涉图中减去 $\tau = 0$ 时得到的数值，得到 $\tilde{P}(\tau)$ 。 $\tilde{P}(\tau)$ 的绝对值就是条纹包络 $E(\tau)$ 。

从一个选定极化状态得到的条纹图中，PMD时延可以如以下描述的来计算。图8显示了一个低和高极化模式耦合条纹图的典型例子。

在模式耦合不够或低PDM的情况下，建议对不同SOP重复测量或在测量中调制SOP以得到一个对所有SOP平均的结果。

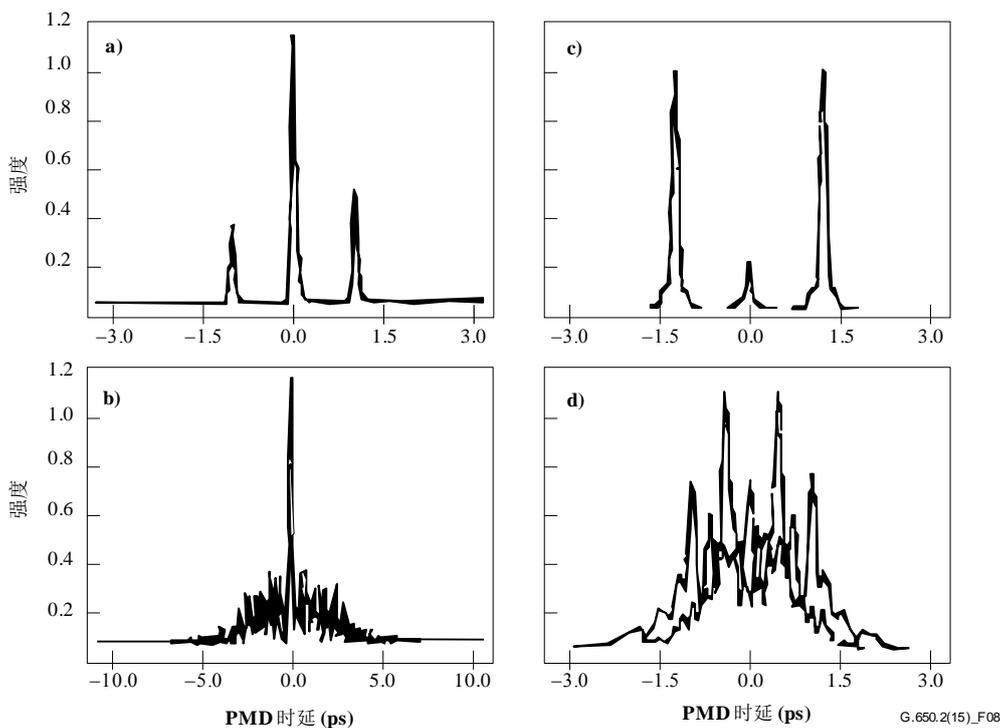


图8 – 对可忽略（上）和随机（下）极化模式耦合采用自相关型仪表（a、b）和交叉相关型仪表（c、d）获得的条纹图举例

从TINTY得到的条纹包络是交叉相关和自相关函数的组合。必须采用一个算法来尝试将来自交叉相关函数的部分分开。

6.1.3.4.2 GINTY步骤

一个特殊输入极化器配置和一个正交分析仪对配置的组合被称为I/O SOP。完成对两个干涉图的扫描，然后从每个图中减去“直流部分”来得到正交产生的条纹 $\tilde{P}_x(\tau)$ 和 $\tilde{P}_y(\tau)$ 。

交叉相关和自相关条纹包络 $E_x(\tau)$ 和 $E_0(\tau)$ 的计算为：

$$E_x(\tau) = |\tilde{P}_x(\tau) - \tilde{P}_y(\tau)| \quad E_0(\tau) = |\tilde{P}_x(\tau) + \tilde{P}_y(\tau)| \quad (6-11)$$

出于以后计算和显示的目的，对这些函数平方。图9、10和11显示了一些平方的交叉相关结果例子。请注意，采用TINTY所见的自相关峰值未出现。

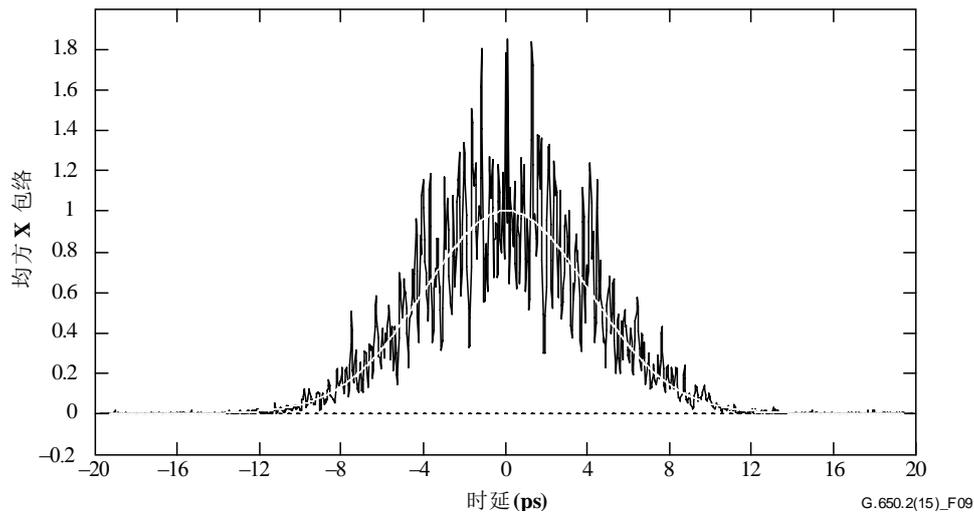


图9 – 对随机模式耦合采用GINTY和I/O-SOP 扰模得到的条纹图举例

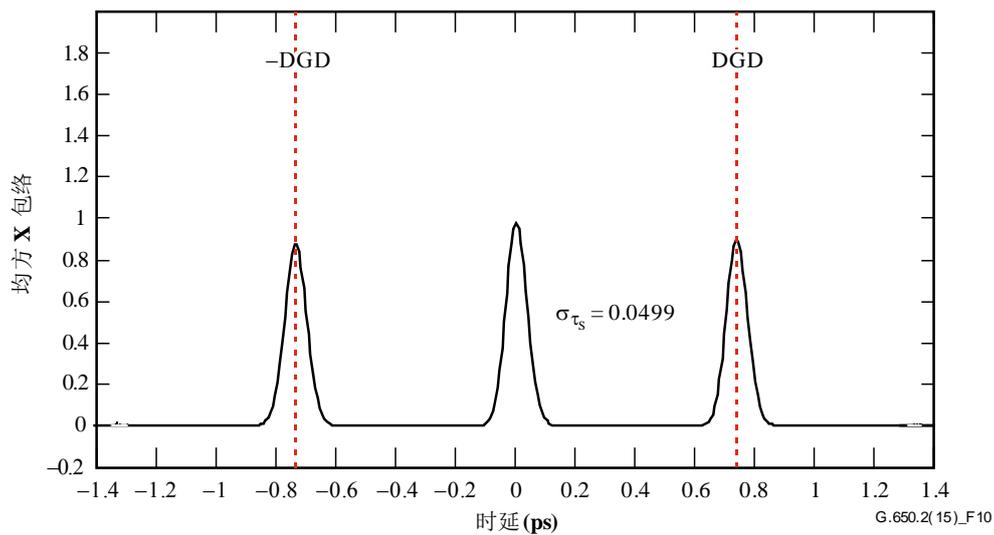


图10 – 对可忽略模式耦合采用GINTY和I/O-SOP 扰模得到的条纹图举例

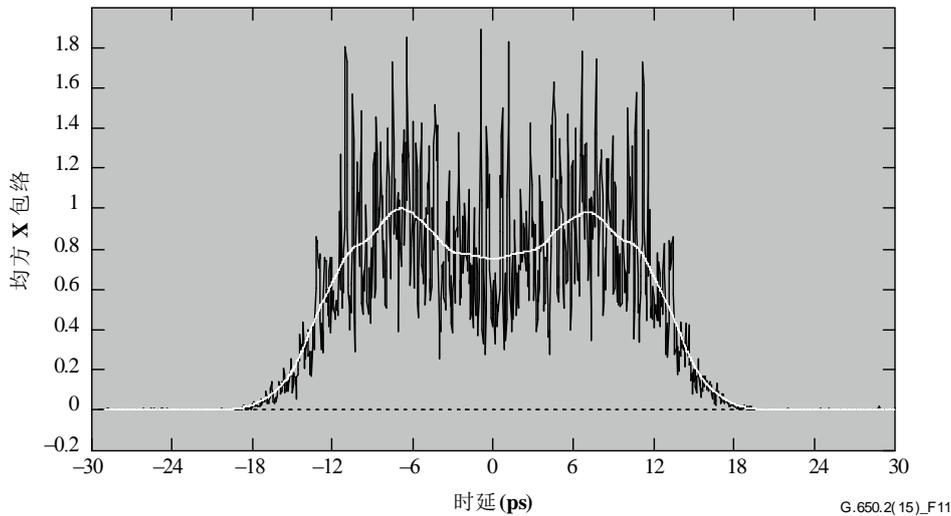


图11 – 对混合模式耦合采用GINTY和I/O-SOP
扰模得到的条纹图举例

下面是对极化扰模的选项。当测量多个I/O SOP时，对于以后计算，增加下标*i*对它们进行区分，其中*i* = 1, 2, 3 ...。

6.1.3.4.2.1 9状态穆勒组

采用9个特定I/O SOP得到的9个平方包络之和严格等于均匀扰模均方包络。这9个I/O SOP是：构成一个直角三面体的三个分析仪轴，对它们每一个也有构成直角三面体的三个输入SOP。

6.1.3.4.2.2 随机扰模

逐次扫描扰模：对每次扫描进行扰模器自动/人工设置。

连续扰模：当对平方包络求和后，可以在扫描时进行扰模。设定自动扰模器作为时间的函数来连续覆盖球面。

快速、单次扫描扰模：如果扰模足够快，单次扫描中就可以观察到扰模很好的平方包络。但是，这需要特殊措施来避免交流部分和干涉图以前直流部分之间的串扰。

6.1.3.5 计算

两种计算都报告 PMD_{RMS} 。当干涉图是一个理想高斯形状时，对理想随机模式耦合，可以用公式3-3转换为 PMD_{AVG} 。

6.1.3.5.1 TINTY计算

对可忽略模式耦合的情况，从中心分离的单个清晰的峰值就是DGD值，也是PMD值。

以下计算适合于与长光纤/光缆或链路相关的随机模式耦合体制。描述了对中央峰值折算后的条纹包络展开。

PMD_{RMS}值是通过检测信号（条纹包络）交叉相关函数的二阶矩阵（RMS宽度）来确定的。

$$\text{PMD}_{\text{RMS}} = \left(\sqrt{\frac{3}{4}} \right) \sigma_{\varepsilon} \quad (6-12)$$

其中：

σ_{ε} 是交叉包络的RMS宽度。

I.1节中描述了从测量条纹包络计算 σ_{ε} 的详细算法。

对下面给出的一定假设，公式6-12可以与公式3-2关联为：

$$\langle \Delta\tau^2 \rangle = \frac{3}{4} \langle \sigma_{\varepsilon}^2 \rangle \quad (6-13)$$

公式6-13是从提出下面假设的理论中得出的：

- 理想随机模式耦合；
 - 注1 – 理想随机耦合意味着 $L/h \rightarrow \infty$ ，以及一个均匀分布的双折射轴。 L 是设备的长度， h 是极化耦合长度。对一个由 N 个级联双折射段构成的长度为 h 的装置，这对应于 $N \rightarrow \infty$ ，具有均匀分布轴。
 - 注2 – 对无（或可忽略）模式耦合的分析是可能的。

- 一个纯高斯光源，无波动；
- $\text{PMD} \gg \sigma_0$

其中：

σ_0 是自相关包络的RMS宽度；

- 各态历经条件。
 - 注3 – 假定为高斯光源，结果必定是某种DGD值加权平均的形式。这个加权在TINTY中没有指定，而在GINTY中指定了。由于这个原因，预期这种方法将对给定的波长范围和时间给出一个与采用矩形加权方法之一（例如RTM）不同的结果。各态历经条件的假设并不导致期望值关系的有效性。在实际中，其他方法不同实施的取样波长范围也将变化，意味着由每种实施将会得到不同的结果。

6.1.3.5.2 GINTY计算

GINTY允许去除TINTY的公式5-16要求的一些假设。特别是：

- 不要求理想随机模式耦合的假设；
- 不要求高斯光源的假设；
- 不要求PMD大于自相关函数宽度的假设。

均方交叉相关和自相关包络 $\overline{E_x^2}(\tau)$ 和 $\overline{E_0^2}(\tau)$ 形成为：

$$\bar{E}_x^2(\tau) = \frac{1}{N} \sum_i E_{xi}^2(\tau) \quad \bar{E}_0^2(\tau) = \frac{1}{N} \sum_i E_{0i}^2(\tau) \quad (6-14)$$

其中， N 是I/O SOP的数量。

分别计算两个取样均方包络 σ_0 和 σ_x 的RMS宽度。I.2节中给出了一个这种计算的计算方法举例。这些宽度的数学定义为：

$$\sigma_x^2 = \frac{\int \tau^2(\tau) \langle E_x^2(\tau) \rangle d\tau}{\int \langle E_x^2(\tau) \rangle d\tau} \quad \sigma_0^2 = \frac{\int \tau^2(\tau) \langle E_0^2(\tau) \rangle d\tau}{\int \langle E_0^2(\tau) \rangle d\tau} \quad (6-15)$$

在以上公式中的期望值算子与I/O-SOP的均匀和随机取样有关。

报告的PMD_{RMS}值为：

$$\text{PMD}_{\text{RMS}} = \left[\frac{3}{2} (\sigma_x^2 - \sigma_0^2) \right]^{1/2} \quad (6-16)$$

公式5-20与公式3-2相关为：

$$\frac{\int \Delta\tau^2(\nu) S_0^2(\nu) d\nu}{\int S_0^2(\nu) d\nu} = \frac{3}{2} (\sigma_x^2 - \sigma_0^2) \quad (6-17)$$

采用公式6-15中的RMS宽度术语的理想定义，公式6-17正是用于测量时表现出的任何DGD曲线和任何光源频谱特性。公式6-17的左侧是一个频谱加权（平方幂）的RMS计算。

应用各态历经条件假设：

$$\langle \Delta\tau^2 \rangle = \left\langle \frac{\int \Delta\tau^2(\nu) S_0^2(\nu) d\nu}{\int S_0^2(\nu) d\nu} \right\rangle \quad (6-18)$$

6.1.3.6 结果的表述

应该表述以下详细内容：

- a) 日期。
- b) 光纤标识。
- c) 光纤类型。
- d) 光纤长度。
- e) 测试配置安排，包括光源类型、波长、线宽（FWHM）。
- f) 注入方法。
- g) 条纹检测技术类型。
- h) 扫描范围条纹图的绘制（只有在模式耦合类型不是随机耦合的情况）。

- i) 光纤布署与环境条件（半径、张力、温度等）。
- j) 模式耦合类型（随机、混合或可忽略）。
- k) 分析方法（TINTY或GINTY）。
- l) PMD_{RMS} ，单位，皮秒或 PMD_{AVG} （明确哪一个），单位，皮秒，以及PMD系数。如果已知模式耦合程度，系数可以皮秒每千米或皮秒每平方根千米为单位给出。

6.1.4 第三种替代测试方法：固定分析仪技术

6.1.4.1 概述

本测试方法描述了一个测量单模光纤PMD的步骤。它将产生一个单一的测量值，表述通常为数百纳米测量波长范围内的PMD。本方法既可以应用于短光纤，也可以应用于长光纤，从可忽略到随机极化模式耦合。在一些环境下，可能需要采用这种方法进行重复测量以达到满意的精度。这个方法限于大于或等于光纤有效处于单模的波长。

6.1.4.2 测试装置

参见图12中典型测量系统中关键部件的配置图。

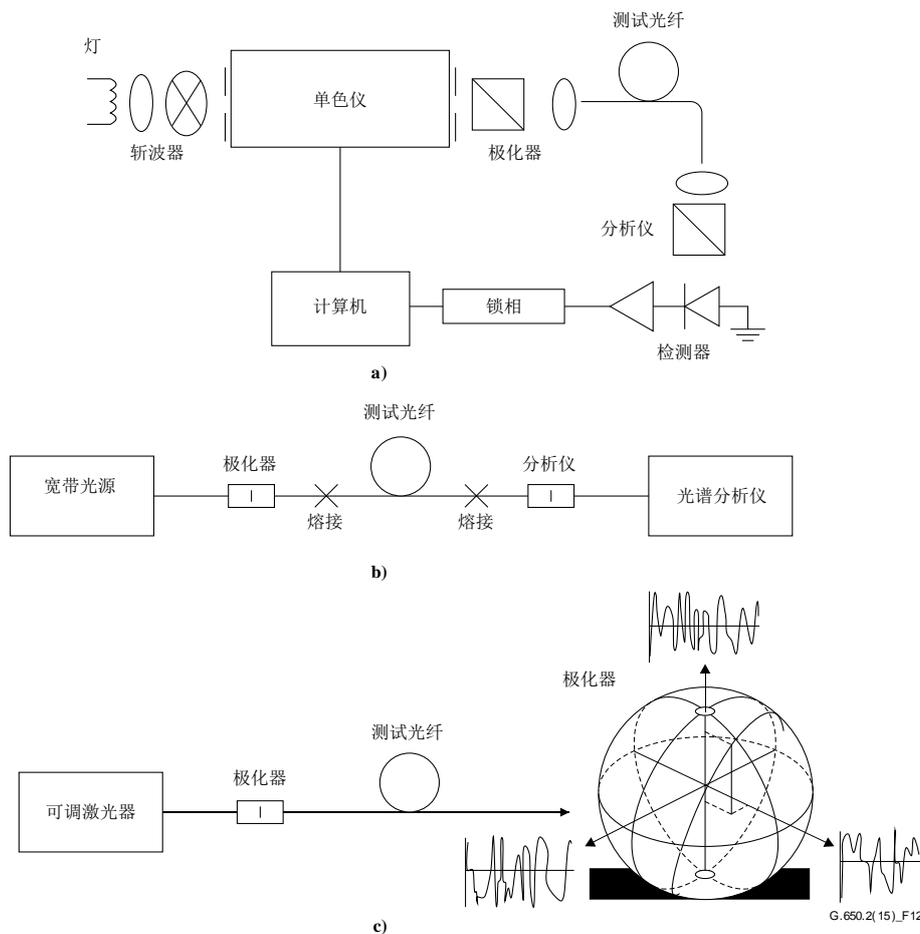


图12 – 设备示意图（典型）

6.1.4.2.1 光源

采用在要测量波长激发辐射的光源，例如一个宽带灯、发光二极管或可调激光器。它应该在一个足够完成测量的长时期内保持强度和频谱分布的稳定。

6.1.4.2.2 单色仪

如图12-a中所示，通过采用单色仪对光源进行滤波来得到一组特定的测试波长，或如图12-b中所示，采用一个光频谱分析仪作为检测器。当光源为可调激光器时就不需要这个滤波（见图12-c）。频谱分布必须足够窄，以避免在被测光纤PMD影响下造成的信号较大去极化（见6.1.4.4.1.4和6.1.4.4.2.8）。

6.1.4.2.3 输入光学系统

可以用光透镜系统或SMF尾纤来激励被测光纤。耦合进光纤的功率在测试期间应该是稳定的。如果采用尾纤，应该避免由于反射造成的干涉影响。可以采用折射指数匹配材料或角度切割。尾纤应该是单模。

如果采用光透镜系统，应该采用一些恰当的方法来稳定支持光纤的输入端，例如真空卡盘。

6.1.4.2.4 包层模消除器

从被测光纤中去除所有包层模功率。大多数情况下，光纤涂层将实现这一功能；否则，应该采用一个去除包层模功率的设备。

6.1.4.2.5 输出光学系统

所有从被测光纤中射出的功率必须要耦合到检测系统的有效区（参见图12）。直接加到检测系统的光透镜系统、与SMF尾纤的熔接头或折射指数匹配的光纤到光纤耦合都是可以采用方式的例子。

6.1.4.2.6 信号检测

采用线性的且对测量进行所遇到的强度范围和测量次数保证稳定的光检测器来对信号进行检测。典型系统包括由斩波器/锁相放大器、光功率计、光频谱分析仪或偏光计进行的同步检测。为了利用光源的整个频谱范围，检测系统的波长范围必须能包括光源产生的波长。

6.1.4.2.7 极化器和分析仪

只要注入的光束不是已经极化的（通常有3 dB消光比就足够），光纤输入端就需要极化器（图12）。极化器的角度取向并不严格，但在整个测量中应该保持固定。对弱模式耦合，对极化器取向进行一些调整可能会有助于使图13-a中的振荡幅度最大。这也可以通过在熔接或接头处对光纤进行旋转来实现。

当采用偏光计进行信号检测时（图12-c），就不需要分析仪。

6.1.4.3 测量步骤

测试样品应该为已知长度的单模光纤，可以是成缆的，也可以是未成缆的。整个测试过程中，测样和尾纤应该在恒温条件下固定。

注 – 尽管测试样品通常是光纤，此测试也可对离散器件进行。在这种情况下，PMD系数不是相关的。

将输出分析仪置于适当位置，通过测量在一个固定波长的光纤输出功率，可以观察测试装置的温度稳定性。在一个典型完整测量相应的时间内，输出功率变化相对于波长增加产生的变化应该要小。

在测量未成缆光纤时，尽量减少实施引入的模式耦合是很重要的，这样做是为了支持成缆光纤PMD_Q的主要要求。这样，光纤应该以某种方式得到支持（通常在一个最小缠绕半径为150 mm的卷轴上），光纤张力基本为零（通常小于5 g力），并且没有拉紧状态下的跨越。这些实施措施要求可能限制了测量的长度，取决于线轴的直径，并且可能破坏了测量。多层缠绕是可行的，但是应该与较短长度的单层结果相比较来确认其是否合适。

不建议在运输线轴上对未成缆光纤进行测量。已经证明这样进行的PMD结果对高PMD光纤明显小于在光缆形式下得到的结果，而对低PMD光纤则明显大于光缆形式下得到的结果。

将光纤输入端耦合到光源。将来自被测光纤的输出光耦合到检测系统。

通过对单色仪、光频谱分析仪或可调激光器的适当调整，将每个指定的测试波长 λ 轮流注入到光纤。波长的选择取决于指定的波长扫描范围，以及分析方法（参见6.1.4.4.1和6.1.4.4.2）。

记录每个波长相应的输出信号。这个步骤应该在不改变注入和检测器的条件下完成。将接收到的功率称为 $P_A(\lambda)$ ，这里A表示有分析仪。

从光束中移去分析仪，然后重复单色仪的扫描。称这个得到的功率为 $P_{TOT}(\lambda)$ 。后一个功率可用来消除测量系统部件以及被测光纤衰耗与频谱的关联。图13中显示了这个比的典型图：

$$R(\lambda) = \frac{P_A(\lambda)}{P_{TOT}(\lambda)} \quad (6-19)$$

一个替代步骤是将分析仪置于原处，但是相对于上面所用的方向旋转90°。称这种情况下得到的功率为 $P_{ROT}(\lambda)$ ，于是：

$$R(\lambda) = \frac{P_A(\lambda)}{P_A(\lambda) + P_{ROT}(\lambda)} \quad (6-20)$$

如果采用偏光计作为检测元件，归一化的斯托克斯参数是对应于波长进行测量的。这三个频谱函数与所得功率无关，并且采用与 $R(\lambda)$ 所用相同的方法进行分析（参见6.1.4.4.1和6.1.4.4.2）。每个归一化的斯托克斯参数将得到一个 $\langle \Delta\tau \rangle$ 值。

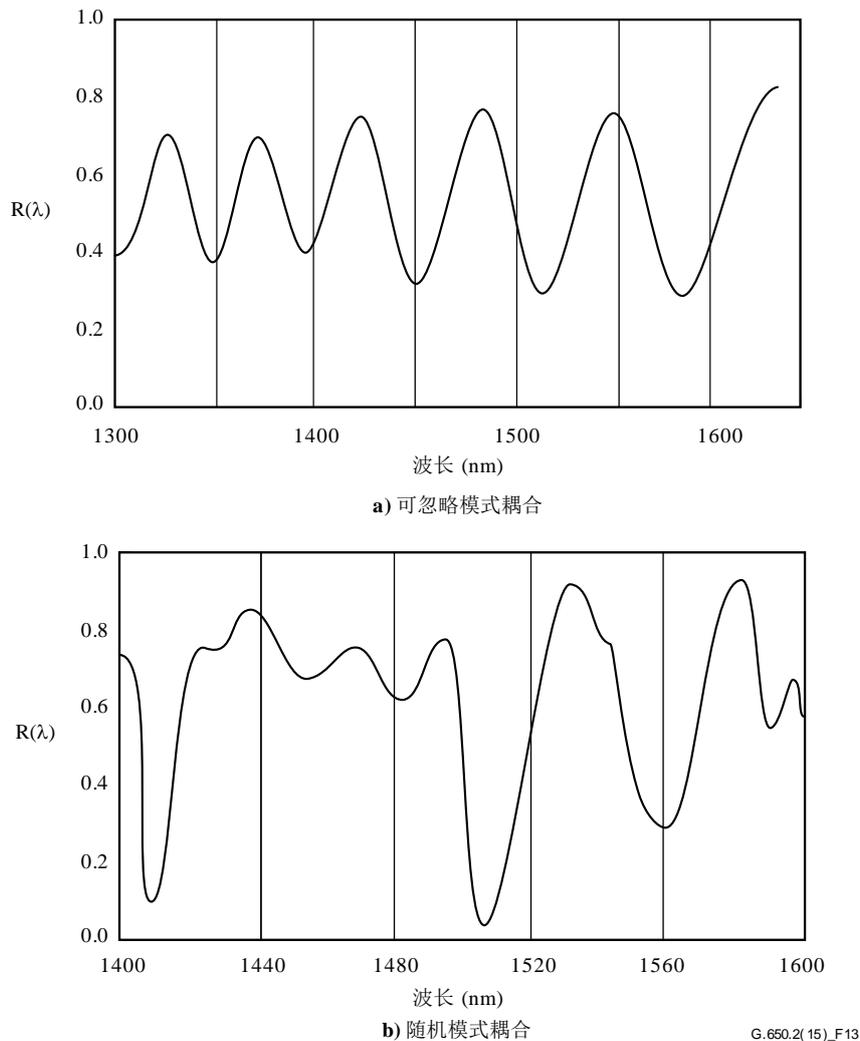


图13 – 测量PMD中得到的典型数据

6.1.4.4 结果的计算或解释

应该采用以下两种方法（6.1.4.4.1和6.1.4.4.2）之一来从测量结果计算PMD。

6.1.4.4.1 极值计算

6.1.4.4.1.1 PMD

$R(\lambda)$ 应该在均匀分布的波长间隔下得到。 E 为在窗口 $\lambda_1 < \lambda < \lambda_2$ 内的极值数量。另外，还可以选择 λ_1 和 λ_2 来符合极值，这时， E 是极值数量（包括在 λ_1 和 λ_2 的极值）减1。

$$\langle \Delta\tau \rangle = \frac{k E \lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_2 - \lambda_1)c} \quad (6-21)$$

其中， c 是真空中光速， k 是模式耦合因子，当可忽略耦合的情况下等于1.0（见3.1.5.2），在随机模式耦合的限度内为0.82（见3.1.5.3）。

如果采用偏光计作为检测元件，从三个归一化斯托克斯参数响应推算出来的平均值作为 $\langle\Delta\tau\rangle$ 的最终值。结果值解释为对波长范围 $\lambda_1 < \lambda < \lambda_2$ 的平均。

6.1.4.4.1.2 精确度

通过使 $(\lambda_2 - \lambda_1)$ 足够大来保证 $E \gg 1$ ，从而得到最佳精确度。这对有随机模式耦合的情况是特别重要的（图13-b），而对其他情况则不那么重要（图13-a）。 E 的典型值在7到40范围内。当 E 在这个范围的低端， E 和PMD不确定性的百分比都将变大。在这个范围的高端，仪表的展宽可能会造成一些无法辨认的相邻峰值。

理想情况下，扫描窗口应该以光纤的使用波长为中心，窗口应该足够宽，以保证在对应于所关心的最大PMD值时 E 约大于10（这里问题是通过/失败）。

6.1.4.4.1.3 峰值确定

在存在噪声或随机模式耦合时，对 $R(\lambda)$ 中极值的确定可能更困难。这可以通过图13-b中的例子看到。在确定极值时，带有下列特点的算法是有用的：

- 1) 采用多项式来拟合 $R(\lambda)$ 的几个相邻点，以提供一条平滑的曲线。
- 2) 极值被定义为平滑曲线上对波长的导数改变符号的那一点。

如果需要，可以在峰值确定算法中添加附加抗干扰措施。

6.1.4.4.1.4 频谱分辨率

为保证光频谱的所有特性能被充分地解析，频谱分辨率 $\Delta\lambda$ 应该满足：

$$\Delta\lambda / \lambda < (8\nu\Delta\tau)^{-1} \quad (6-22)$$

其中， ν 是光频率。 $\Delta\lambda$ 是仪表频谱宽度和波长步幅大小之中的较大者。 λ 在1 550nm附近时，公式6-22简化了以纳米为单位的 $\Delta\lambda$ 应该小于 $\Delta\tau$ （ps）倒数的条件。

6.1.4.4.2 傅立叶分析法

6.1.4.4.2.1 概述

在这种方法中，采用通常以光频域 ν 表示的 $R(\lambda)$ 的傅立叶分析来求出PMD。傅立叶变换将这个光频域数据转换到时域。傅立叶变换产生光到达时间 $\delta\tau$ 分布的直接信息。按照下面描述对这个数据进行后处理，来求出被测光纤的期望PMD $\langle\Delta\tau\rangle$ 。这个方法被应用于具有可忽略或随机模式耦合的光纤（分别参见6.1.4.4.2.4和6.1.4.4.2.5）。

6.1.4.4.2.2 数据预处理和傅立叶变换

要采用这个方法，傅立叶变换通常要求光频率中的等间隔，因此要在能使光频域中形成相等间隔的 λ 值处收集 $R(\lambda)$ 数据（如6.1.4.3中所描述）。另外，还可以对以相等 λ 间隔得到的数据进行拟合（例如，采用三次样条拟合），并用插值来产生这些点，或采用更为先进的频谱分析估算法。在每种情况中，适当地选用公式6-19或6-20来计算每个所用 λ 值处的比值 $R(\lambda)$ 。

可以对比值数据 $R(\lambda)$ 进行零填充或数据插值以及去除DC水平。也可采用对数据进行窗口计算来作为傅立叶变换前的预处理步骤。现在进行傅立叶变换，生成对每个 $\delta\tau$ 值的幅度数据分布 $P(\delta\tau)$ 。

6.1.4.4.2.3 变换数据拟合

在零 $\delta\tau$ 的傅立叶变换数据没有太多意义，因为，例如除非小心去除，否则 $R(\lambda)$ 中的DC分量可能会部分地由于分析仪插入损耗而引起。当直流电平不去除，通常多达两个数据点在进一步计算中会被跳过（不使用）。定义一个变量 j ，使包括在计算中零 $\delta\tau$ 以上的“第一个有效仓”对应于 $j=0$ 。

为了在随后的计算中去除测量噪声，将 $P(\delta\tau)$ 与一个门限电平 T_1 比较，它通常设置为检测系统RMS噪声水平的200%。现在有必要确定光纤是可忽略模式耦合还是随机模式耦合。

如果发现 $P(\delta\tau)$ 的前 X 个有效点都在 T_1 以下，这表示 $P(\delta\tau)$ 一定具有可忽略耦合光纤离散尖峰性质的特性。除非在傅立叶分析中采用零填充，否则 $X=3$ 。在这种情况下，可以由3倍数量的原来数据点除以零填充之后数组的总长度来确定 X 的值。采用6.1.4.4.2.4节来计算PMD。如果不是这种情况，继续采用6.1.4.4.2.5或6.1.4.4.2.6节来计算PMD。

6.1.4.4.2.4 可忽略模式耦合光纤PMD的计算

对可忽略模式耦合光纤（例如，高双折射光纤）或双折射器件， $R(\lambda)$ 类似于一个啁啾正弦波（图13-a）。傅立叶变换将给出一个包含离散尖峰的 $P(\delta\tau)$ 输出，位置对应于相对脉冲到达时间 $\delta\tau$ ，其质心即为PMD值 $\langle\Delta\tau\rangle$ 。

要定义尖峰质心 $\langle\Delta\tau\rangle$ ，通常设定第二个预先确定门限电平 T_2 为检测系统RMS噪声电平的200%，那些 $P(\delta\tau)$ 超过 T_2 的点被用在公式6-23中：

$$\langle\Delta\tau\rangle = \frac{\sum_{e=0}^{M'} [P_e(\delta\tau)\delta\tau_e]}{\sum_{e=0}^{M'} [P_e(\delta\tau)]} \quad (6-23)$$

其中， $M'+1$ 是尖峰内 P 超过 T_2 的数据点的数量。公式5-15中的 $\langle\Delta\tau\rangle$ 通常是以皮秒表示。如果被测装置是长度为 L 的光纤，则PMD系数可以用公式3-4计算。如果没有检测到尖峰（即 $M'=0$ ），则PMD为零。可以报告其他参数，诸如均方根尖峰宽度和/或尖峰的峰值。

如果被测装置包括一个或多个双折射元件，将产生一个以上的尖峰。对 n 个级联的光纤/器件，将得到 $2^{(n-1)}$ 个尖峰。

6.1.4.4.2.5 随机模式耦合光纤PMD的计算

在随机模式耦合的情况下， $R(\lambda)$ 变为一个类似于图13-b的复杂波形，确切的特性取决于光纤或光缆内耦合过程的实际统计。傅立叶变换数据现在变为描述光纤中光脉冲到达时间 $\delta\tau$ 概率分布自相关的分布 $P(\delta\tau)$ 。

从 $j = 0$ 开始计数，确定 P 超过 T_1 的第一个点，和其后至少有 X 个落到 T_1 以下的数据点跟随着的 P 。这个点表示分布 $P(\delta\tau)$ 中最后（即，“终端”）的重要点，对随机模式耦合光纤，测量噪声对它不会造成显著的影响。这个点的 $\delta\tau$ 值表示为 $\delta\tau_{last}$ ，在 $\delta\tau_{last}$ 处的 j 值表示为 M'' 。这根光纤就是随机模式耦合的。这个分布二阶矩阵 σ_R 的平方根确定了光纤 PMD $\langle\Delta\tau\rangle$ ，并由下式给出：

$$\langle\Delta\tau\rangle = \sigma_R = \left\{ \frac{\sum_{j=0}^{M''} [P_j(\delta\tau)\delta\tau_j^2]}{\sum_{j=0}^{M''} [P_j(\delta\tau)]} \right\}^{1/2} \quad (6-24)$$

公式6-24给出的 $\langle\Delta\tau\rangle$ 值通常用皮秒表示，并且采用3.1.5.1节归一化到皮秒每平方根千米。图14显示了在25公里具有随机模式耦合的光纤中得到的傅立叶变换输出的例子。

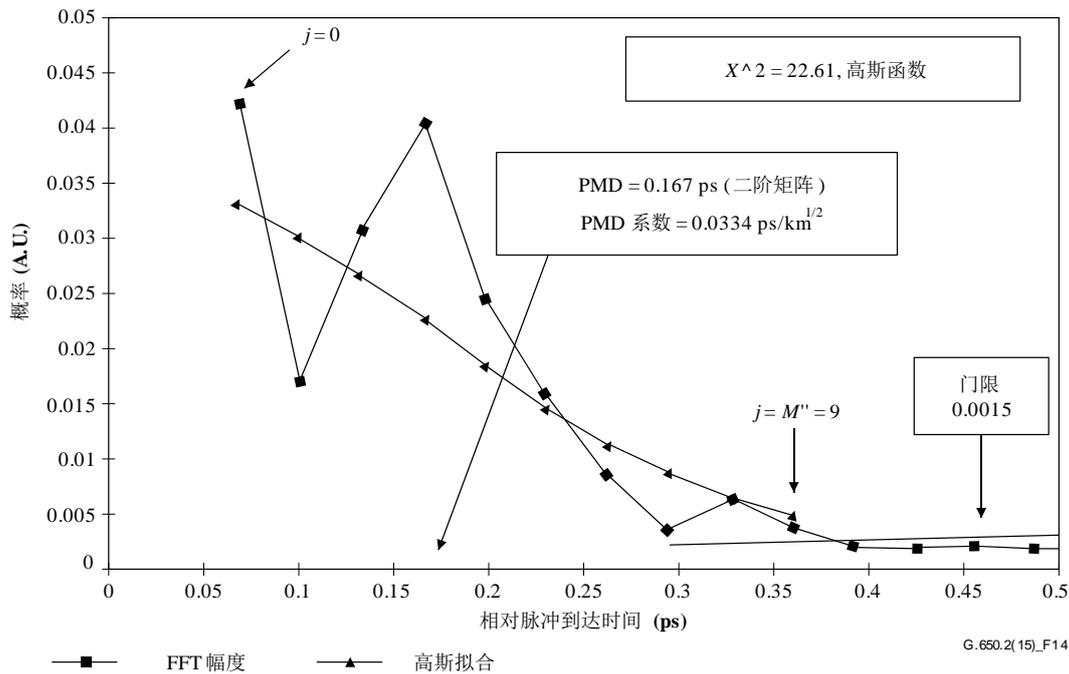


图14 – 采用傅立叶分析的PMD

6.1.4.4.2.6 混合耦合光纤系统的PMD计算

可能会有可忽略耦合光纤或器件与随机耦合光纤级联形成被测系统的情况。在这种情况下，质心确定（6.1.4.4.2.4）和二阶矩阵求导（6.1.4.4.2.5）可能都会需要。请注意，在计算出的 $\delta\tau_{last}$ 之外只可能确定 $P(\delta\tau)$ 中的尖峰。

6.1.4.4.2.7 频谱范围

对随机耦合光纤，必须采用足够的频谱范围来形成具有足够精度的频谱总体（平均）。采用可能的最宽频谱范围（例如，至少200 nm）可以将统计的不确定性降至最低。因此必须要在测量前指定要求的精度及频谱范围。最大可用范围在短波长端（ λ_1 ）受光纤截至波长（1270 nm或以下）的限制，在长波长端（ λ_2 ）（例如，1700 nm）受检测器灵敏度滚降的限制。

此外，非常低的 $\delta\tau$ 值将在 $R(\lambda)$ 中产生非常慢的周期，而频谱范围 λ_1 到 λ_2 必须覆盖至少两个完整的循环。覆盖的频谱范围确定了在 $P(\delta\tau)$ 中可分辨的最小 $\delta\tau$ 值 $\delta\tau_{\min}$ ：

$$\delta\tau_{\min} = \frac{2\lambda_1\lambda_2}{(\lambda_2 - \lambda_1)c} \quad (6-25)$$

其中，引入因子2，是考虑到 P 在等于和接近零的两个数据点通常被忽略（参见6.1.4.4.2.3）这样一个事实。例如，对 $\lambda_1 = 1\,270\text{ nm}$ ， $\lambda_2 = 1\,700\text{ nm}$ ，则 $\delta\tau_{\min} = 0.033\text{ ps}$ 。

具有对比值数据 $R(\lambda)$ 类似于图15-a的可忽略耦合高PMD光纤，可以放松对以上描述的频谱平均的要求，而且为了检测到PMD随波长的变化，频谱范围可以降低[例如， $(\lambda_2 - \lambda_1) \sim 30\text{ nm}$]。

6.1.4.4.2.8 波长步幅和频谱分辨率

要保证充分分辨 $R(\lambda)$ 中的所有特性（频率），以光频域（ $\Delta\nu$ ）表示的单色仪步幅必须小于测量到的最大 $\delta\tau$ 时所对应的振荡频率的1/2（奈奎斯特条件）：

$$\delta\tau_{\max} = 1/(2 \cdot \Delta\nu) \quad (6-26)$$

假如从傅立叶变换看出，显著的能量明显出现在 $\delta\tau_{\max}$ 附近[即， $R(\lambda)$ 表现出“重叠”]，则有必要减小步幅 $\Delta\nu$ （如果可能），并重复测量。

以光频率单位表示的单色仪频谱线宽（分辨率）通常等于或小于采用的最小 $\Delta\nu$ 值（对应于要测量的最大 $\delta\tau$ 值）。

例如， $\delta\tau_{\max} = 1.34\text{ ps}$ ，在 $1\,550\text{ nm}$ 处 3 nm （ $\Delta\nu = 374\text{ GHz}$ ）的单色仪线宽是很典型的。

6.1.4.4.3 余弦傅立叶分析

此分析是基于这样一个观察，即分析仪发射频谱的余弦傅立叶变换是干涉图的条纹图形。由分析仪的两个正交设置产生的条纹图形之间的差别就是交叉相关函数。对一个进入分析仪的无限频谱，自相关函数将具有零宽度。实际中，光频域中的有限光源频谱（有限线宽）起着窗口函数的作用，在时域产生一个非零的自相关函数宽度。

在6.1.3节的GINTYT分析中的平方交叉相关和自相关函数的分析显示出，这些函数的平方均方根宽度之差正比于DGD值频谱加权均方根（按照平方幂）的平方。（参见公式6-18。）

结果与谱线形状无关，这意味着充分考虑了窗口函数的细节。它还与模式耦合的程度无关，意味着没有必要改变算法去对待不同的情况。

结果受被测频谱宽度和光频率增量的限制。随着PMD的增加，必须缩小频率增量。在一些限制情况下，采用GINTY将更实用。

此分析报告了 PMD_{RMS} 矩阵。如果发现随机模式耦合，可以采用公式3-3将结果变换到 PMD_{AVG} 。

6.1.4.4.3.1 概述

要求对分析仪在两个正交设置情况下发射出的光功率进行测量。与公式6-20相关的比值R被修改为：

$$R(\nu) = \frac{P_A(\nu) - P_B(\nu)}{P_A(\nu) + P_B(\nu)} \quad (6-27)$$

其中， $\nu = c/\lambda$ 是光频率，单位为太赫兹。

如果采用一个偏光计，三个归一化斯托克斯向量等效于三个等效于公式6-27所表示的独立归一化比值。每个斯托克斯向量分量是正交分析仪设置之间的功率差。三个分量不同在其基础设置也是正交的。

将数据乘以在边缘平滑地达到零的窗口函数 $W(\nu)$ 。 $R(\nu)W(\nu)$ 和 $W(\nu)$ 都被置入在较低端且未测量频率为零填充的数组中。对每个数组进行快速余弦傅立叶变换(FCFT)，从而得到时域条纹包络 $r(t)$ 、 $w(t)$ 和 $w(t)$ 。对它们进行平方，分别得到平方交叉相关和自相关包络 E_x^2 和 E_0^2 。当来自不同的输入极化器设置和基础分析仪设置组合(或不同的斯托克斯输出向量分量)的多重比函数(N)可用时，采用例如I/O SOP扰模，均方包络形成成为：

$$\bar{E}_x^2 = \frac{1}{N} \sum_i E_{xi}^2 \quad \bar{E}_0^2 = \frac{1}{N} \sum_i E_{0i}^2 \quad (6-28)$$

应用I.2节中的均方根算法，计算这两个函数的均方根宽度 σ_x 和 σ_0 。PMD_{RMS}值计算为：

$$\text{PMD}_{\text{RMS}} = \left[\frac{3}{2} (\sigma_x^2 - \sigma_0^2) \right]^{1/2} \quad (6-29)$$

它与DGD均方根的频谱加权(按照窗口值平方)相关为：

$$\langle \text{PMD}_{\text{RMS}} \rangle = \frac{\int \Delta\tau^2(\nu) W^2(\nu) d\nu}{\int W^2(\nu) d\nu} \quad (6-30)$$

期望的数值算子与随机I/O SOP有关。

6.1.4.4.3.2 详述

本节解释了与测量频率窗口、频率增量 $\Delta\nu$ 、频率位移以及FCFT结果有关的一些细节。在[b-Press 1992]中可以找到FCFT算法的例子。

必须能够得到均匀频率增量情况下的数据。包括零填充值在内的数据点的数量必须是 $1 + 2^k$ ，k为整数。

如果 n_m 数据不是在均匀频率增量的数据点测量的，可以将它们拟合到一个多项式中获得插值，例如插值条样。一个具有 $n_m - 3$ 个均匀段落的三次条样可以非常理想地对所有数据进行拟合，并可获得插值。

假设测量的数据限制在 $v_{\min M}$ 和 $v_{\max M}$ 之内，并且最小光频率远大于零，可以应用频率位移来减少需要处理的数组的大小。计算数组中所用的频率边界可以通过选择任意的 n 来这样选定：

$$v_{\max} \frac{n-1}{n} = v_{\min} \leq v_{\min M}, v_{\max} = v_{\max M} \quad (6-31)$$

n 为正整数。

用零来填充小于测量频率的频率值。

进行FCFT之后，数组将包括从0到 $t_{\max} = \Delta t 2^k$ 时刻的时域条纹图，这里时间增量 Δt 给定为：

$$\Delta t = \frac{n}{2v_{\max}} = \frac{1}{2(v_{\max} - v_{\min})} \quad (6-32)$$

从干涉图得到的条纹图同样扩展到正时间值和负时间值。在一个给定负时间的数值等于在正时间的数值。函数对零是平滑和对称的。由于时间零已知，所以这就可以使均方根的计算简化。

选择频率移位时，应该牢记均方根宽度的计算需要一些比可测量的最小 PMD_{RMS} 小的时域值。

频率增量 Δv 还与取样点数量、频率位移以及要测量的最大 PMD_{RMS} 有关。它与限制条件一起在下面给出：

$$\Delta v = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{2^k} \leq \frac{1}{24PMD_{RMS-max}} \quad (6-33)$$

公式6-33中的限制条件与公式6-22一致。滤波后的光源频谱宽度应该为此数值的一半。当实际扫描以相等波长增量进行时，范围低端的波长增量应该与公式6-33中的限制条件一致。

窗口函数 $W(v)$ 从技术上可以是任何函数，包括平方函数。选定的函数应该是使 σ_0 值最小的一个。起这个作用的函数在边缘以连续的方式接近零，并且还应该具有在边缘接近零的一阶导数。这样可以将使 σ_0 增加的振荡降至最小。

6.1.4.4.3.3 举例

表1显示了一个计算数据表格的例子。波长极值和 k 是位于中心的。对几个可能频率位移值 n 中的每一个计算其他参数。 PMD_{\min} 按 $3\Delta t$ 计算。也给出了在波长限制低端以 $\Delta\lambda$ 表示的有效位移。很明显这里有折衷，取决于要测量的 PMD_{RMS} 值范围。通常，波长范围越宽，频率增量越小，则越好。

表1/G.650.2—余弦转换计算

$c:$ 299792.5 nm/ps $k:$ 11 $npt:$ 2 048 (注)						
波长 (nm)				频率 (THz)		
最大		1 700		230.609 6		
最小		1 300		176.348 5		
频率偏移						
n	计算频率 (THz)	时间变化量 (ps)	频率变化量 (THz)	最小 PMD (ps)	最大 PMD (ps)	波长增量 (nm)
1	0	0.002 168	0.112 602	0.006 504	0.370 034	0.635 076
2	115.304 807 7	0.004 336	0.225 205	0.013 009	0.185 017	1.270 772
3	153.739 743 6	0.006 504	0.337 807	0.019 513	0.123 345	1.907 090
4	172.957 211 5	0.008 673	0.450 409	0.026 018	0.092 508	2.544 031
5	184.487 692 3	0.010 841	0.563 012	0.032 522	0.074 007	3.181 596
6	192.174 679 5	0.013 009	0.675 614	0.039 027	0.061 672	3.819 785
7	197.665 384 6	0.015 177	0.788 216	0.045 531	0.052 862	4.458 599
8	201.783 413 5	0.017 345	0.900 819	0.052 036	0.046 254	5.098 039
注 - npt 是要进行余弦变换的点数，等于。测试中的点数通常小于这个数，没有用实际数据填充的空白填零。						

以下显示了从 $PMD_{RMS} = 0.2$ ps 的光纤中可能得到的结果。图17显示了通过采用带有 23 nm 标准偏差高斯窗口函数的单次扫描得到的平均交叉相关和平均自相关包络。这个结果来自对一根理想随机模式耦合光纤的模拟。对这个模拟的测试结果是 0.185 ps。

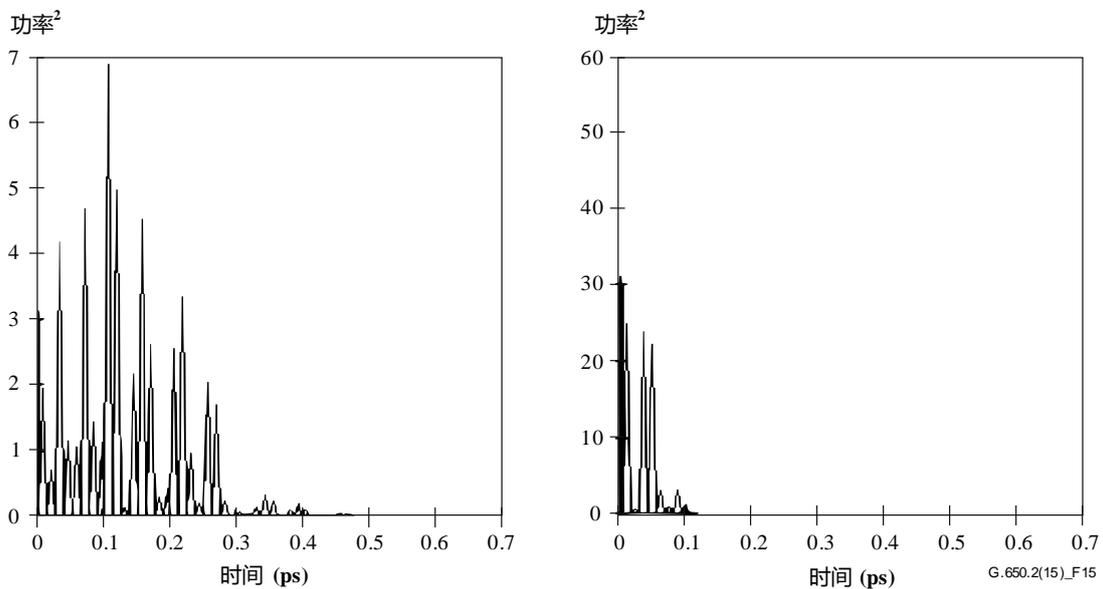


图15 – 交叉相关和自相关函数

6.1.4.5 结果的表述

应该表述以下详细内容：

- a) 被测光纤或光缆的标识。
- b) 测试长度。
- c) PMD（典型以皮秒为单位）。如果已知模式耦合程度，PMD系数可以皮秒每千米（可忽略模式耦合）或皮秒每平方根千米（随机模式耦合）为单位给出。
- d) 进行测量的波长范围以及波长或频率步幅。
- e) 光纤或光缆测样的物理结构。
- f) 模式耦合类型，例如，确定、半随机或随机。
- g) 当对测样重复测量得到平均PMD时，记录进行测量的次数。

6.2 对非线性属性的测试方法

研究中。

附录I

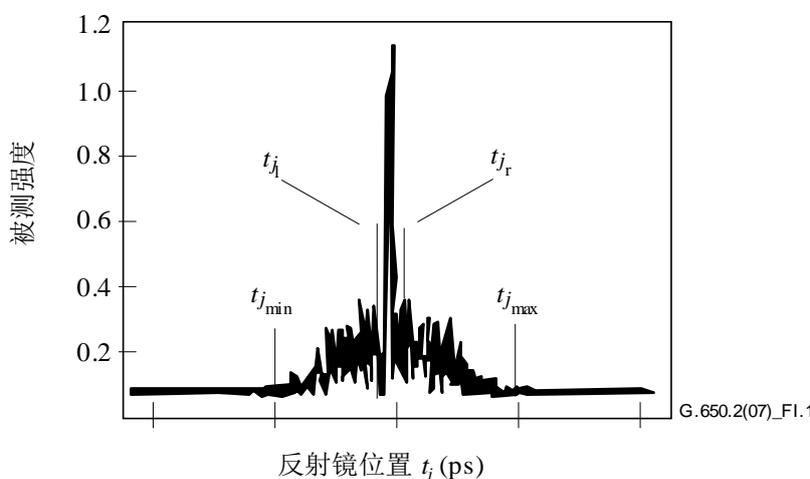
从干涉图确定PMD时延

(本附录不构成该建议书的组成部分)

本附录介绍了两种从条纹包络确定均方根宽度的方法。这些方法主要用于测量PMD的干涉图测量法。I.1节是用于存在自相关峰值的包络，并适合于TINTY分析。I.2节用于没有此峰值的包络，适合于GINTY分析。

I.1 用于TINTY的均方根计算

图I.1显示了一个自相关峰值在中央的条纹包络。



图I.1 – 用于干涉图测量法分析的参数

令 \tilde{I}_j 表示在递增位置 t_j 测出的条纹包络强度， $j = 1 \dots N$ ， $[t_j]$ 单位为皮秒。

步骤1 – 计算零强度 \tilde{I}_0 和噪声幅度 Na

定义： $N_5 = \text{整数}(5N/100)$

$$\tilde{I}_0 = \frac{\sum_{j=1}^{N_5} (\tilde{I}_j + \tilde{I}_{N-j})}{2N_5} \quad (\text{I-1})$$

$$X_2 = \frac{\sum_{j=1}^{N_5} (\tilde{I}_j^2 + \tilde{I}_{N-j}^2)}{2N_5} \quad (\text{I-2})$$

$$Na = \sqrt{X_2 - \tilde{I}_0^2} \quad (\text{I-3})$$

步骤2 – 规定位移的强度 I_j

$$I_j := \tilde{I}_j - \tilde{I}_0 \text{ 当 } \tilde{I}_j - \tilde{I}_0 > 4Na \quad (\text{I-4})$$

$$I_j := 0 \text{ 当 } \tilde{I}_j - \tilde{I}_0 \leq 4Na \quad (\text{I-5})$$

步骤3 – 计算干涉图的中心 C

$$C = \frac{\sum_{j=1}^N t_j I_j}{\sum_{j=1}^N I_j} \quad (\text{I-6})$$

步骤4 – 去除中心自相关峰值

定义: $j_l :=$ 满足 $C - t_j > \tau_c$ 的最大下标 j (I-7)

$j_r :=$ 满足 $t_j - C > \tau_c$ 的最小下标 j (I-8)

其中, τ_c 是光源的相干时间。

注1 – 对交叉相关干涉图, 应该采用下列定义:

$$j_r := j_l + 1 \quad (\text{I-9})$$

步骤5 – 计算干涉图的二阶矩 S

$$S = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{j_l} (t_j - C)^2 I_j}{\sum_{j=1}^{j_l} I_j}} + \sqrt{\frac{\sum_{j=j_r}^N (t_j - C)^2 I_j}{\sum_{j=j_r}^N I_j}} \right\} \quad (\text{I-10})$$

步骤6 – 截取干涉图

将 j_{\min} 设置为满足 $C - t_j > 2S$ 的最大下标 j (I-11)

将 j_{\max} 设置为满足 $t_j - C > 2S$ 的最小下标 j (I-12)

步骤7 – 计算截取的干涉图的二阶矩 σ_ε

$$\sigma_\varepsilon = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{\frac{\sum_{j=j_{\min}}^{j_l} (t_j - C)^2 I_j}{\sum_{j=j_{\min}}^{j_l} I_j}} + \sqrt{\frac{\sum_{j=j_r}^{j_{\max}} (t_j - C)^2 I_j}{\sum_{j=j_r}^{j_{\max}} I_j}} \right\} \quad (\text{I-13})$$

步骤8 – 计算高斯函数 $\exp(-(t-C)^2/2\sigma^2)$ 的 σ 得到:

$$\sigma_\varepsilon = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{\frac{\int_{t_{jmin}}^{t_{jj}} (t-C)^2 \exp[-(t-C)^2/2\sigma^2] dt}{\int_{t_{jmin}}^{t_{jj}} \exp[-(t-C)^2/2\sigma^2] dt}} + \sqrt{\frac{\int_{t_{jr}}^{t_{jmax}} (t-C)^2 \exp[-(t-C)^2/2\sigma^2] dt}{\int_{t_{jr}}^{t_{jmax}} \exp[-(t-C)^2/2\sigma^2] dt}} \right\} \quad (I-14)$$

步骤9 – 确定 $\text{PMD}_{\text{RMS}} \langle \Delta\tau^2 \rangle^{1/2}$

$$\text{PMD}_{\text{RMS}} = \langle \Delta\tau^2 \rangle^{1/2} = \sqrt{\frac{3}{4}} \sigma \quad (I-15)$$

注2 – 对恰当测量得到的干涉图，它可以表示为 $\frac{\sigma_\varepsilon}{\sigma} \approx \sqrt{\frac{3}{4}}$

I.2 用于GINTY的均方根计算

以下算法可以对采用方法D (GINTY) 的复合平方交叉相关或自相关包络得出可抗干扰的均方根宽度。

此算法为迭代法。对一个给定的迭代，全部数据阵列被分为两组：包括信号的中心部分M和包括噪声的尾部部分T。每个迭代形成这些分组的不同精度。当各个计算出的RMS宽度停止变化和当分组精度稳定时，结果收敛。对一个迭代，每个分组中的数据点的数量表示为 N_M 和 N_T 。

令 \tilde{I}_j 表示在递增位置 t_j (ps) 处包络的测量强度， t_j (ps) 单位为 (ps)， $j = 1 \dots N$ 。

分组T的初始精度为整个数组的最初和最后5%。

步骤1 – 计算零 \tilde{I}_0

$$\tilde{I}_0 = \sum_{j \in T} \tilde{I}_j / N_T \quad (I-16)$$

步骤2 – 确定位移强度 I_j

$$I_j = \tilde{I}_j - \tilde{I}_0 \quad \text{所有的 } N \quad (I-17)$$

步骤3 – 计算干涉图的中心C

$$C = \frac{\sum_{j \in M} t_j I_j}{\sum_{j \in M} I_j} \quad (I-18)$$

步骤4 – 计算平方包络的均方根宽度 σ

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{j \in M} (t_j - C)^2 I_j}{\sum_{j \in M} I_j} \quad (\text{I-19})$$

步骤5 – 重新定义分组

定义M为 $C - 4\sigma \leq t_j \leq C + 4\sigma$ 点的分组

定义T为其他的点。

步骤6 – 重复步骤1到5直到结果收敛

$$\frac{\sigma_{\varepsilon}}{\sigma} \approx \sqrt{\frac{3}{4}}$$

附录II

非线性属性

(本附录不构成该建议书的组成部分)

II.1 背景

随着增加光信号功率来达到高比特速率下更长的跨段距离，开始出现信号和硅光纤传输媒介之间的非线性相互作用。因此，光纤的非线性特性已经在大容量系统和无再生的长路由中成为需要考虑的重要问题。这些非线性特性通常可归类为散射效应（受激布里渊散射和受激拉曼散射）或与克尔效应有关的效应，即折射指数对光强度的依赖性（自相位调制、交叉相位调制、调制不稳定性、光孤子的形成及四波混频）。有多个参数会影响这些非线性效应的严重程度，包括光纤的色散特性、光纤的有效面积、多通道系统中通道的数量和间隔、系统无再生的总长度、光纤特性的纵向均匀程度以及信号强度和光源线宽。

II.2 有效面积 (A_{eff})

有效面积是一个与光纤非线性密切相关的参数，它将影响光纤系统的传输质量，特别是在长途光放大系统中。

有效面积 A_{eff} 规定如下：

$$A_{\text{eff}} = \frac{2\pi \left[\int_0^{\infty} I(r) r dr \right]^2}{\int_0^{\infty} I(r)^2 r dr} \quad (\text{II-1})$$

其中， $I(r)$ 是半径为 r 的光纤基模的场密度分布。在光纤整个横截面上进行公式II-1的积分。例如，如果做高斯近似，则：

$$I(r) = \exp(-2r^2/w^2) \quad (\text{II-2})$$

其中， $2w$ 是模场直径（MFD），于是公式II-1可以被解析积分并给出：

$$A_{\text{eff}} = \pi w^2 \quad (\text{II-3})$$

高斯近似对接近 LP_{11} 截止波长的ITU-T G.652 和ITU-T G.654 阶跃型光纤是准确的，但对非常长波长时的ITU-T G.652和ITU-T G.654光纤，以及ITU-T G.653 色散移位光纤，不能从公式II-3准确估算出 A_{eff} 。

A_{eff} 和 w 之间一个更通用，但是经验化的关系为[b-Namihira 1994]：

$$A_{\text{eff}} = k\pi w^2 \quad (\text{II-4})$$

其中， k 是一个修正因子。

II.3 修正因子 k

实验中，模场直径（MFD）是通过可变孔径测试法进行测量的。从输出光功率 $P(r)$ 的远场图形（FFP），然后可采用反向汉克尔变换来计算近场图形（NFP）。然后利用公式II-1从NFP得出 A_{eff} 。

公式II-4中的修正因子 k 取决于波长和光纤参数，例如折射指数分布、MFD和零色散波长。

图II.1显示了ITU-T G.652建议书和ITU-T G.653建议书光纤在1200-1600 nm波长区间的MFD和 A_{eff} 对测量波长依从关系的例子。图II.2给出了ITU-T G.652建议书、ITU-T G.653建议书和ITU-T G.654建议书光纤在同一波长区间的MFD、 A_{eff} 及修正因子 k 对计算和测量波长依从关系的例子。

这些例子中修正因子 k 的范围归纳于表II.1中。

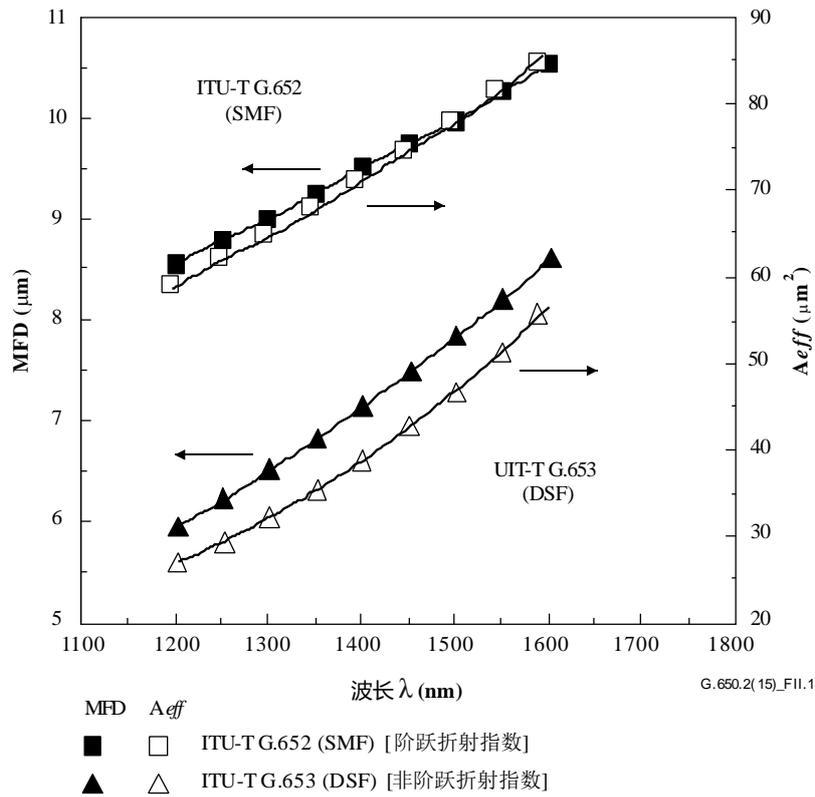
对为海底光缆应用和WDM应用研发的其他光纤设计， A_{eff} 对 w 的关系可能会变化，应当用公式II-1来确定。

图II.3显示了ITU-T G.653建议书（DSF）和ITU-T G.655建议书（NZ-DSF）光纤在1520-1580 nm波长区间的WDM应用中， A_{eff} 对波长的依从关系。

对ITU-T G.653建议书光纤，平均 k 值和标准偏差大约为 $0.953 \pm .005$ ，对ITU-T G.655建议书光纤，则为 $1.09 \pm .070$ 。

表II.1 – 在图II.2中例子的基础上对ITU-T G.652、ITU-T G.653和ITU-T G.654光纤的 A_{eff} 和MFD（= 2W）修正因子的归纳

波长 λ 光纤类型	~1310 nm	~1550 nm
ITU-T G.652	0.970~0.980（注）	0.960~0.970
ITU-T G.654	...	0.975~0.985（注）
ITU-T G.653	0.940~0.950	0.950~0.960（注）
注 — 最佳波长区间。		



图II.1 – ITU-T G.652和ITU-T G.653光纤的 A_{eff} 和MFD (= 2W)对测量波长依从关系的举例

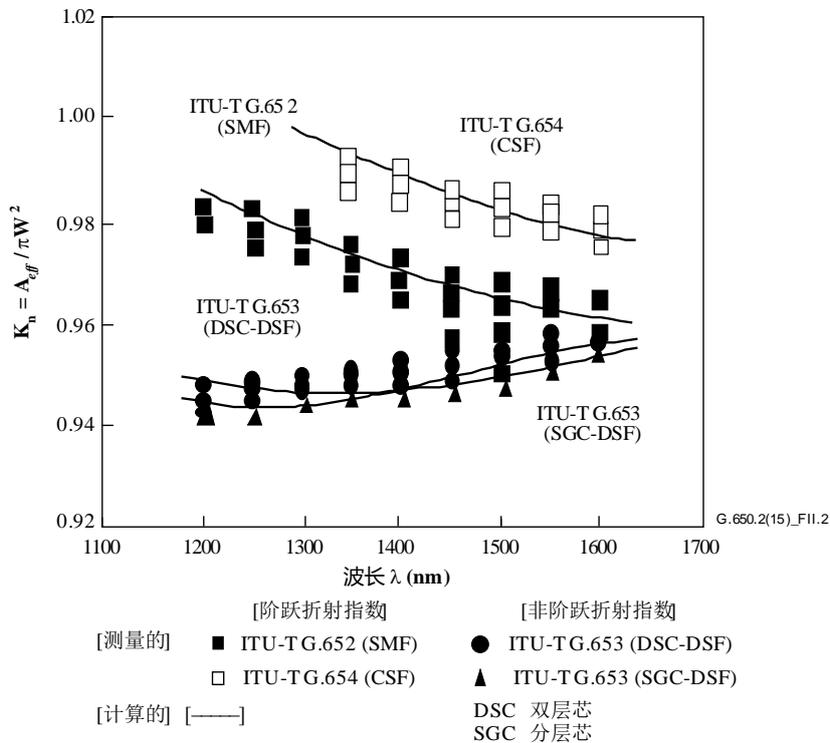
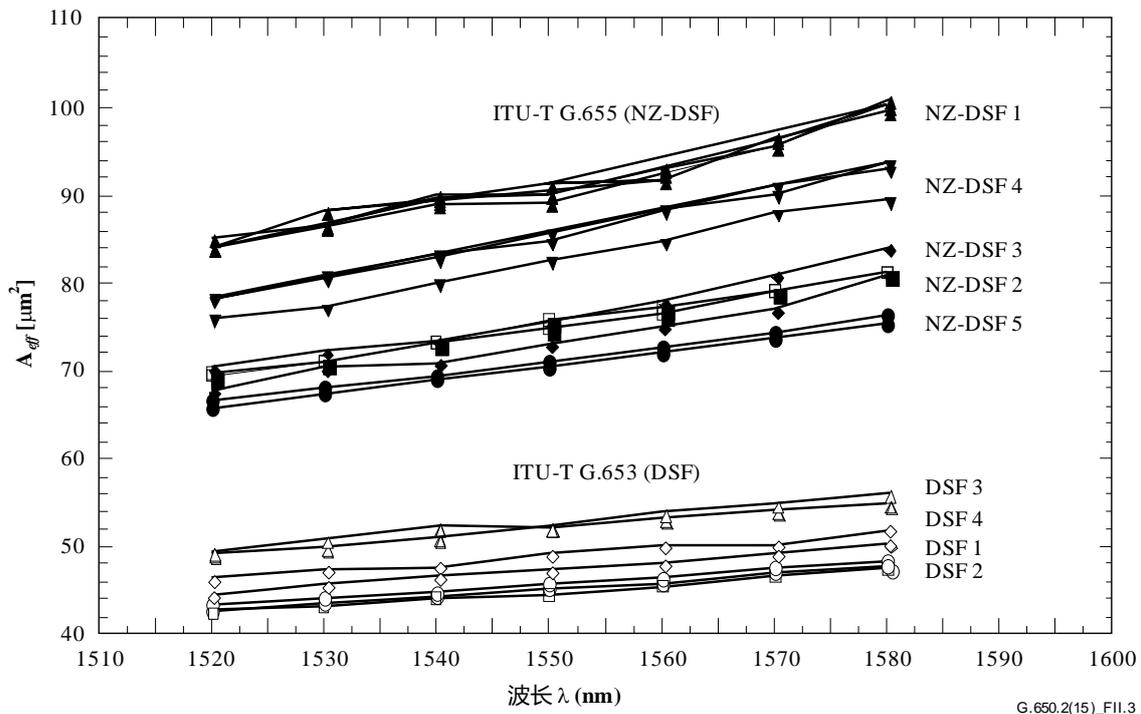


图 II.2 – ITU-T G.652、ITU-T G.653和ITU-T G.654光纤修正因子k对计算和测量波长依从关系的举例



图II.3 – ITU-T G.653和ITU-T G.655光纤 A_{eff} 对测量 λ 依从关系的举例

II.4 非线性系数 (n_2/A_{eff})

对特别强的场，光纤折射指数取决于光纤内的光强度，并且可以表示为：

$$n = n_0 + n_2 I \quad (\text{II-5})$$

其中， n 为折射指数， n_0 是折射指数的线性部分， n_2 是非线性折射指数， I 是光纤内的光强度。

非线性系数定义为 n_2/A_{eff} 。当采用高功率密度系统时，这个系数在评估非线性造成的系统性能劣化中起着重要作用。

测量非线性系数的方法处于研究中。

II.5 受激布里渊散射

在一个采用具有窄线宽光源的光通信系统中，当超过受激布里渊散射（SBS）额定功率时，大量的光功率可能会从前向传输信号转移到后向传输信号。在SBS中，前向传输光被声子散射。相位匹配（或动量守恒）指出，散射光倾向于向反方向前进。在1550nm，散射光被向下位移或布里渊位移大约11 GHz。

II.5.1 定义和测量概述

由于出现“大量”反向散射时的输入功率电平不是唯一的，提供了几种可能的SBS额定功率的定义，这在以前已经得到认可，见例子 [b-Smith 1972] 和 [b-Kobyakov 2002]，其中不同的术语和定义已经用于量化SBS现象（SBS门限、SBS临界功率等），然而这些术语和定义的共同概念是SBS变得重要时的输入功率处于反向散射功率开始迅速增长的状态。由于反向散射功率按指数增长，处于该状态的输入功率的范围相当窄[b-Kobyakov 2002]，因此所有的定义均会给出相似（但不相同）的结果。

给出了两种SBS额定功率定义：一种是说明反向散射功率的增长率，另一种是将反向散射功率电平与输入功率电平相关联。这些定义的区别在于方便使用和显示、抗噪声和外界反射性能、与该领域理论研究的一致性。

II.5.1.1 定义

A: 反射功率（与输入功率）的增长率最高或者加速最快情况下的输入功率。

选项1 – 反射功率的二阶导数(mW/mW)²最大时的输入功率

选项2 – 发射功率的二阶导数(mW/mW)²最大时的输入功率。

选项3 – 反射功率一阶导数(dBm/dBm)最大时的输入功率

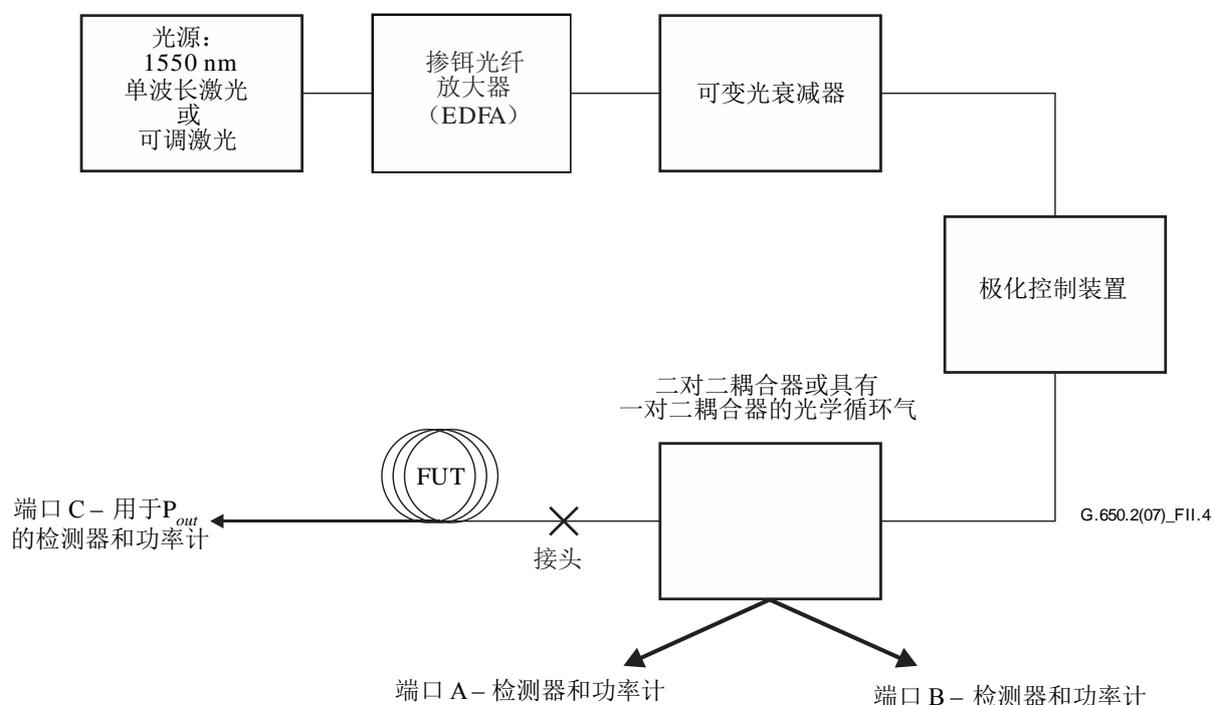
B: 反射功率等于输入功率的4%时的输入功率。

II.5.1.2 测量概述

通过改变进入被测光纤的输入功率来开展测量，通常达到一个相当高的功率电平并且以dBm表示的均匀的功率增量，在输入端采用合适的光学器件，就能够测量相同输入功率下的反射功率，也能测量发射功率。在所有的情况下，必须消除来自光纤远端的反射以防止二阶SBS相互作用。

II.5.2 装置

图II.4所示的是能够测量输入、反射和发射功率的典型测量装置，下文提出了一些要求，对于只测量发射功率，一些组件不是必需的。



图II.4 – 典型的SBS额定功率测量装置

II.5.2.1 光源

光源应为窄带激光或者可调谐激光，波长在1 550 nm区域内，具有以下特征：

- 足够的功率以产生适当的经过掺铒光纤放大器（EDFA）的SNR。
- 在整个测量期间光频率稳定在20 kHz以内。
- 频谱宽度（FWHM）小于200 kHz，没有明显的延迟线。
- DoP大于 99%。
- 测试期间稳定的极化状态（SOP），这可以通过监视端口A来检验。

II.5.2.2 掺铒光纤放大器（EDFA）

取决于被测试光纤的长度及其对SBS的敏感度，以及数据分析将采用的SBS额定功率定义，要求EDFA高功率（15 dBm或以上）。EDFA能够促进ASE，而ASE不但能够降低SBS影响，而且能够导致去极化。源激光和EDFA组合的SNR与源激光功率成反比，但该关系还是取决于所使用的特定EDFA的详细情况，从光谱分析仪的输出端可以计算不同源功率电平的SNR。光源功率应该足够地大使SNR超过17 dB。这可以通过控制EDFA泵功率或者采用带通滤波器来实现。

源功率和EDFA的组合在测量期间应稳定在0.05 dBm以内。

EDFA通常包含隔离器，如果不包含，则必须增加隔离器。必须注意不能因与大量的SBS反向散射隔离不充分而导致EDFA性能下降。

II.5.2.3 可变光衰减器（VOA）

采取VOA控制进入FUT的光功率。VOA应能够达到大约20 dB的范围，具有0.1dB的增量。测量参考长度去除了对VOA绝对校准或线性度的需要。

II.5.2.4 极化控制装置

可选的极化控制装置可以让进入FUT的功率是优化的，还可实现对源极化状态在测量期间变化的监视。功率优化是由其它光学元件中可能存在少量的与极化相关的损耗引起的。端口A上监测到的功率变化表示源的极化状态已经发生了改变。

II.5.2.5 二对二耦合器或者具有一对二耦合器的循环器

该装置应让总的输出功率的大部分进入FUT，一部分例如5% 或1%进入端口A。该装置还可实现在端口B测量反射功率。如果采用定义A进行数据分析，则不需要该装置的绝对校准，但是对于某些试验应该考虑绝对校准。

完成校准时，应按照常数来调整实际测得的功率数值(dBm)，使得调整后的功率表示正好在耦合器之后经过尾纤的功率。

如果使用具有一对二光耦合器的循环器，则光反射进入EDFA的问题就会较少。

对于这两种实现方式，必须检验从FUT末端到端口B路径的线性度在0.04 dB 每 dB以内。超过该数值的非线性会给测量能力安置上限。

II.5.2.6 耦合器/循环器之后的尾纤和接头

耦合器之后的尾纤应足够地长以便允许重复的接头。接头自身应是一个熔接接头或者成角度切割的连接器以消除反射。

II.5.2.7 端接在端口C的光纤

在以下两种情况下将光纤端插入位于端口C的功率计：

- a) 当测量参考长度时；
- b) 当测量通过全长的发射功率时 (P_{out})。

测量通过光纤全长的发射功率只在采用定义A选项2时才需要。某些试验可能会涉及该项测量甚至在采用其它定义的时候。当测量发射功率时，推荐的切割角度约为 8° 以防止反射，而反射能够影响端口B上的测量结果。

当不需要测量全长发射功率时，将FUT远端绕在一个足够小直径心轴或者紧密插针阵列上，以确保光在到达光纤末端之前充分地从光纤剥离。

由于端反射能够影响采用任何一种定义的SBS额定功率测量，建议在获取SBS数据之前检查瑞利反向散射电平（极低输入功率时的反射功率），长度大于20 km的ITU-T G.652光纤一般具有低于输入功率电平大约33 dB的瑞利反向散射。如果测得了高于预期的瑞利反向散射的电平，则必须改进在光纤远端的光学终端。

通过截取接头之后长度大约2 m的一段来测量进入全长光纤的实际功率，然后再次扫描功率的范围，对于空中/玻璃接口，会有一些量的光被反射（菲涅尔反射），这取决于光纤末端的切割角度。为了将菲涅尔反射导致的光损失的量控制到一个常数0.14 dB，建议切割角度远小于 1° 。

II.5.2.8 功率检测器

按照[b-IEC 61315]，位于端口A、B和C的功率检测器应进行校准。采用定义A的结果的绝对精度与位于端口A和B的检测器的绝对精度无关。

除了绝对精度以外，应对仪表特别是位于端口B和C的那些仪表的线性度进行检验，以确保在预定的使用范围内线性度在0.04 dB每dB以内。

II.5.2.9 概述

整个系统的各种连接应为熔接接头或者成角度切割的连接器以避免反射。

系统的外壳应是不透明的以避免可能的高功率光泄漏。该系统应包含故障无碍机制或者告警以防止超过10 dBm (10 mW) 光散发到从耦合器到FUT路径上的大气中（全长测量或参考测量）。这可以通过在端口A采用功率检测来实现。

II.5.3 步骤

该步骤适用于成缆的或未成缆的光纤。有证据表明部署的方式可能会影响测量的结果。所有的测量应在标准室温（ 20°C ）下进行。

II.5.3.1 反射功率测量步骤

- 将VOA设为最小输出功率。
- 将光纤输入端熔化连接到系统，采用一个小直径心轴或插针阵列端接光纤的远端以消除端反射。
- 扫描VOA，从端口B获取反射功率仪表指示，端口A的功率仪表指示可用于检验扫描过程中输入功率的一致性。将VOA调回到最小功率。
- 可选地，移去远端的终端设备，准备一个8°的端面。再次完成VOA扫描以获取通过端口C的发射功率，将VOA调回到最小功率。
- 将被测光纤截断到距离光源处接头约2m，准备一个平坦的端面以确保最大的菲涅尔反射，将这一端连接至端口C。
- 再次扫描VOA获取测得的通过端口C的输入功率，将VOA调回到最小功率。
- 功率数值通常采用dBm作为单位，针对与耦合器或循环器有关的校准因子进行调整。

II.5.3.2 只用于发射功率的步骤

- 将VOA设为最小输出功率。
- 将光纤输入端熔化连接到系统，采用折射指数匹配连接器将光纤的远端端接至端口C，从而使得与SBS过程的远端反射波相互作用最小化。
- 扫描VOA，从端口C获取发射功率仪表指示，端口A的功率仪表指示可用于检验扫描过程中输入功率的一致性。将VOA调回到最小功率。
- 将被测光纤截断到距离光源处接头约2m，准备一个平坦的端面以确保最大的菲涅尔反射，将这一端连接至端口C。
- 再次扫描VOA，获取测得的通过端口C的输入功率。将VOA调回到最小功率。
- 功率值通常采用dBm为单位。

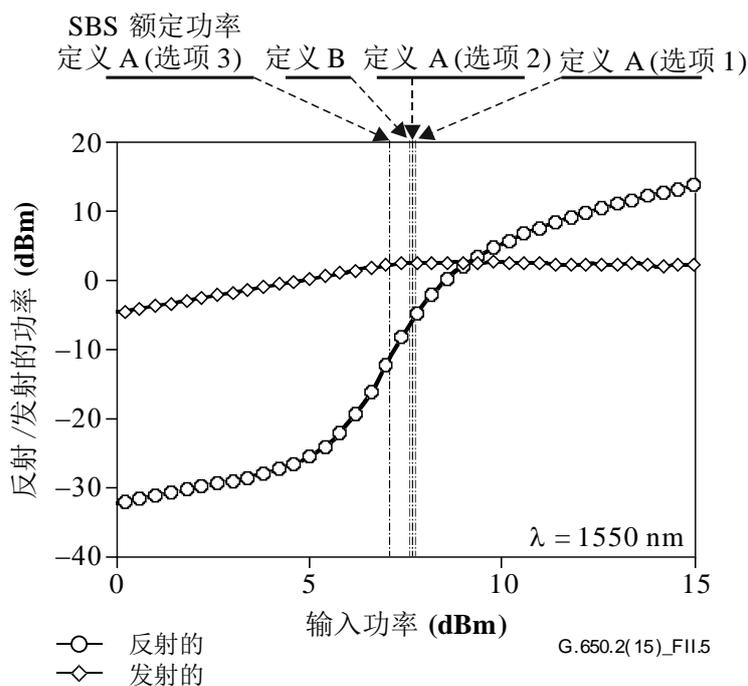
II.5.4 计算和结果的解释

数据分析取决于所选择的SBS额定功率定义。对于定义A，必须通过拟合高阶多项式对数据进行平滑，定义B不需要拟合，但能够通过低阶的多项式拟合（可以接受线性内插）提高精确度。部署的方式能够影响测量的结果。两种情况下，在确定了SBS额定功率之后，加上0.14 dB用于考虑与光纤末端有关的菲涅尔反射。

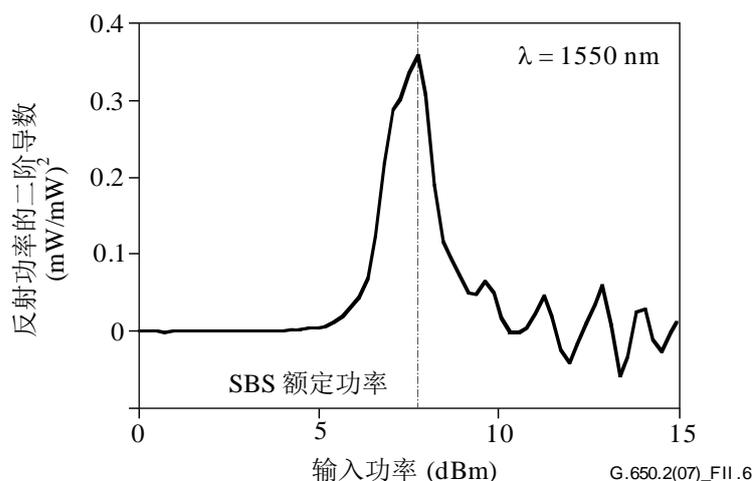
II.5.4.1 采用定义A的数据分析

方法A要求的光滑可以通过截短数据并使用高阶多项式（六阶或更高阶），或者通过采用样条拟合（四次或更高次）来实现。对于选项1和2，通常采用dBm作为单位进行拟合，然后使用微积分将结果转换为毫瓦功率二阶导数。采用高阶多项式拟合需要截去在输入功率区域之外的数据，而反射功率在输入功率区域之外迅速增加。样条拟合需要取在该区域之外的大量数据。

图II.5所示的是在不同输入功率电平情况下反射和发射功率的典型数据（按照输入功率每间隔0.1 dB取数据）。符号和实线分别表示的是测量的和拟合的结果。标记标明的输入功率是在反射功率的二阶导数为最大值时（选项1），发射功率的二阶导数是最小值时（选项2），反射功率的一阶导数是最大值时（选项3）。由定义B获得的SBS额定功率也在图中显示以供比较。图II.6显示的是具有用点划线表示的最大加速功率的反射功率的二阶导数（选项1），图II.7显示的是具有用点划线表示的最小加速功率的发射功率的二阶导数（选项2），图II.8显示的是具有用点划线表示的最大功率增长率的反射功率的一阶导数（选项3），在这种情况下，四次样条拟合的节间隔为0.66 dB。



图II.5 – 反射和发射功率的例子



图II.6 – 反射功率（单位为毫瓦）二阶导数的例子
（定义A的选项1）

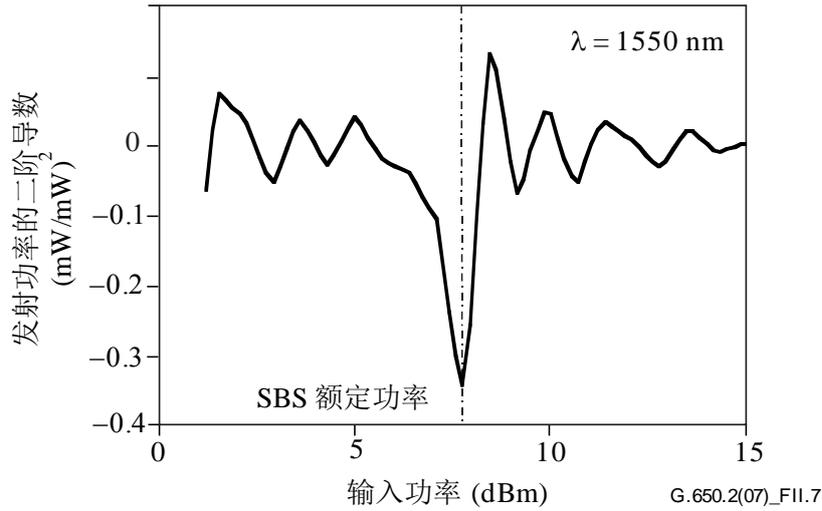
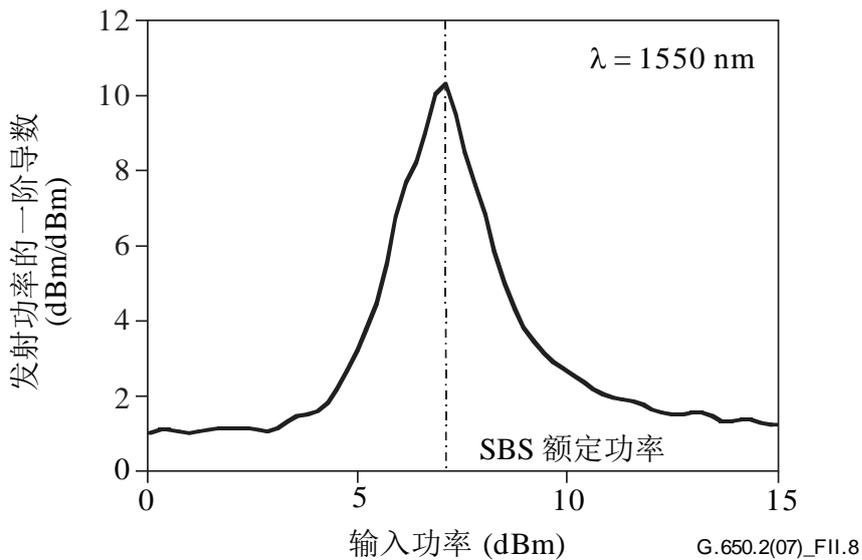


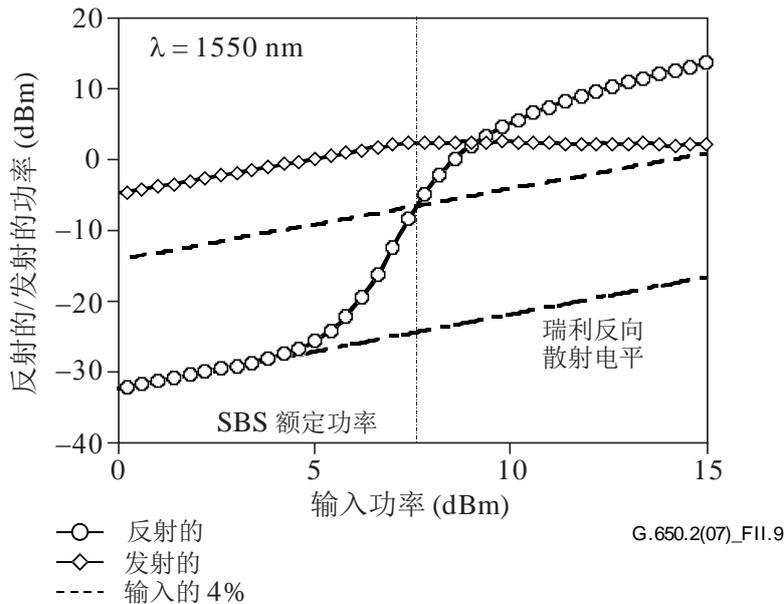
图 II.7 – 发射功率（单位为毫瓦）二阶导数的例子
（定义A的选项2）



图II.8 – 反射功率（单位为dBm）一阶导数的例子
（定义A的选项3）

II.5.4.2 采用定义B的数据分析

图II.9所示的是定义B的应用。反射功率数据曲线与为输入功率4%的反射功率所绘的直线的交叉点给出了SBS额定功率。图II.5给出了由定义B得出的SBS额定功率与定义A得出的SBS额定功率的比较。



图II.9 – 输入功率的4%的例子（定义B）

II.5.4.3 测量的不确定性和SBS额定功率的计算

正确实施的测量能够实现SBS额定功率的重复精度大约在 ± 0.1 dB范围内。不同定义之间会存在大约0.5 dB的差异。非SBS相关的反射，由于不正确的光纤端接，能够引起反向散射电平升高，从而导致错误的结果。不同的定义之间存在着折衷，给实现的某些细节赋予不同的优先级：

- 定义A需要拟合高阶多项式以用于微分，实行该拟合所选择的算法能够产生不同的结果（约为测量的重复精度）。使用该定义时测量噪声对结果的影响比使用定义B时更加显著。最佳的结果，尤其对于选项1和2，是在输入功率电平足够经历高功率状态下反射电平的滚降（标度为dB/dB）时获得的。
- 定义B需要用于捕捉反射光分光器或循环器绝对校准。该定义对噪声较不敏感，原因是可以采用更为简单的拟合模型来内插SBS额定功率。由于反射功率在SBS额定功率附近大约为直线的特性，所以估值能够由额定值组成，即便是输入功率不足以超过额定值情况下的数据集。

II.5.4.4 dBm导数到毫瓦导数的转换

变换采用定义A选项1和2。在将dBm/dBm数据拟合到一个多项式之后，定义 x 为输入功率， $f(x)$ 为发射的或者反射的功率（dBm）。定义 y 为输入功率，单位为毫瓦， $g(y)$ 为响应，单位为毫瓦。

$$\frac{dg(y)}{dy} = \frac{df(x)}{dx} \exp\left[\frac{\ln 10}{10}(f(x)-x)\right] \quad (\text{II-6})$$

$$\frac{d^2g(y)}{dy^2} = \left\{ \frac{df(x)}{dx} \left[\frac{df(x)}{dx} - 1 \right] + \frac{10}{\ln 10} \frac{d^2f(x)}{dx^2} \right\} \exp\left\{ \frac{\ln 10}{10} [f(x)-2x] \right\} \quad (\text{II-7})$$

dBm与毫瓦功率的关系为:

$$dBm = 10\log_{10}(mW) \quad (\text{II-8})$$

II.5.4.5 长度归一化

SBS额定功率随着长度而变化, 对于某些应用, 针对测得的或使用的特定长度, 必须报告该数值。

为了比较不同长度的光纤, 建议将测得的数值归一化到一个标准的长度 (L_{STD})。对于接入网, 推荐的数值为20 km。

长度归一化可以采取两种方式: 一种基于经典公式II-9, 一种更为精确但也更为复杂(公式II-13), 与经典公式相关联存在着轻微(0.1 dB 到0.2 dB)的偏差。

II.5.4.5.1 经典公式

经典的SBS额定功率已被表述为公式II-9 [b-Smith, 1972], 由于使解释数学变得更为容易, 该经典公式已被许多研究者采用。

$$P_{\text{CR}} = 21 \frac{KA_{\text{eff}}}{g_{\text{B}}^{\text{eff}} L_{\text{eff}}} \left(1 + \frac{\Delta\nu}{\Delta\nu_{\text{B}}} \right) \quad (\text{W}) \quad (\text{II-9})$$

其中:

$g_{\text{B}}^{\text{eff}}$ 是有效的布里渊增益系数

K 是反映极化状态的、在1和2之间的一个常数

A_{eff} 是有效面积

L_{eff} 是有效长度

$\Delta\nu$ 是光源线宽

$\Delta\nu_{\text{B}}$ 是布里渊线宽(~ 20 MHz)

$$L_{\text{eff}} = \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} \quad (\text{II-10})$$

$$\alpha = \frac{\ln 10}{10} a \quad (\text{II-11})$$

其中:

L 是测得的长度, 单位为千米

a 是衰减系数, 单位为分贝每千米

$\text{SBS}_T(L)$ 定义为在长度 L (单位为千米) 时测得的SBS额定功率(dBm), $\text{SBS}_T(L_{\text{STD}})$ 定义为标准长度 L_{STD} 时的归一化数值, 则由公式II-9可得:

$$\text{SBS}_T(L_{\text{STD}}) = \text{SBS}_T(L) + 10\log_{10} \left[\frac{1 - \exp(-\alpha L)}{1 - \exp(-\alpha L_{\text{STD}})} \right] \quad (\text{II-12})$$

其中 α 的定义见公式II-11。

II.5.4.5.2 更为精确的公式

这部分摘自[b-Kobyakov 2002]，采用两级求解的非线性方程，该公式以公式II-13为基础：

$$P_{th}(L) = \frac{\alpha A_{eff}^{ac}}{g_B} \gamma_B(L) \quad (W) \quad (II-13)$$

其中：

A_{eff}^{ac} 是声光有效面积

α 的定义见公式II-11

$\gamma_B(L)$ 是取决于长度的无量纲参数

$$g_B = \frac{\tilde{g}_B(\nu)}{K(1 + \Delta\nu/\Delta\nu_B)}$$

其中：

$K, \Delta\nu$, 和 $\Delta\nu_B$ 的定义见公式 II-9

$\tilde{g}_B(\nu)$ 是布里渊增益系数，单位为米每瓦

比率 $\gamma_B(L)/P_{th}(L)$ 是一个与长度无关的常数

采用以下非线性方程和测得的SBS额定功率 P_{th} 求解无量纲参数 $\gamma_B(L)$ ：

$$\frac{\exp\{-\gamma_B(L)[1 - \exp(-\alpha L)]\}}{\left[\frac{1}{\gamma_B(L)} + \exp(-\alpha L)\right]} \gamma_B^{3/2}(L) \sqrt{1 - \exp(-\alpha L)} = C' \frac{\gamma_B(L)}{P_{th}(L)} \quad (II-14)$$

其中：

$$C' = \sqrt{\pi k T} \frac{\nu_s}{\nu_a} \Delta\nu_B \cong 2.612 \times 10^{-9} \quad (II-15)$$

k 是波耳兹曼常数 ($1.380\ 658 \times 10^{-23}$)

T 是温度 (298°K 在室温下)

ν_s 是信号频率 (对于 1 550 nm 波长为 193.4 THz)

ν_a 是斯托克斯波和信号(10.8 GHz)之间的频率差

给定比率 $\gamma_B(L)/P_{th}(L)$ ，再次运用公式II-14，用 L_{STD} 求出 $\gamma_B(L_{STD})$ 。由该固定比率可立即得出 $P_{th}(L_{STD})$ 的数值[然后为了报告必须将它转换为dBm]。

C' 的数值可以通过加上或减去一个数量级的由公式II-15得出的数值而变化，采用这种方式改变 C' 的数值，会使计算得到的SBS额定功率值产生约 ± 0.01 dB的变化。

II.5.4.6 衰减归一化

SBS额定功率值随衰减而变化，对于某些应用，针对测得的或使用的特定衰减，必须报告该数值。

为了比较不同衰减的光纤，建议将测得的数值归一化到一个标准的衰减。关于标准衰减，推荐的数值为0.2 dB/km。

$SBS_T(\alpha)$ 定义为衰减 a （单位为分贝每千米）时的SBS额定功率(dBm)， $SBS_T(\alpha_{STD})$ 定义为标准衰减 α_{STD} 时的归一化数值，则由公式II-9可得：

$$SBS_T(\alpha_{STD}) = SBS_T(\alpha) + 10 \log_{10} \left[\frac{\alpha_{STD}}{\alpha} \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{1 - \exp(-\alpha_{STD} L)} \right] \quad (\text{II-16})$$

其中 α 的定义见公式II-11。

II.5.5 文档资料

报告以下信息：

- 波长和光源线宽。
- 定义（A, B）。
- 对于定义A，实现选项，数学拟合的详细内容
- SBS额定功率值。
- 关于长度归一化的数值，使用的归一化长度和归一化公式。
- 关于衰减归一化数值，归一化的衰减。

II.6 其他效应

对其他光非线性效应（四波混频、调制不稳定性、自相位调制、交叉相位调制、光孤子和受激拉曼散射）的描述请参见[\[b-ITU-T G.663\]](#)附录II。

附录III

有效面积 (A_{eff}) 的测试方法

(本附录不构成该建议书的组成部分)

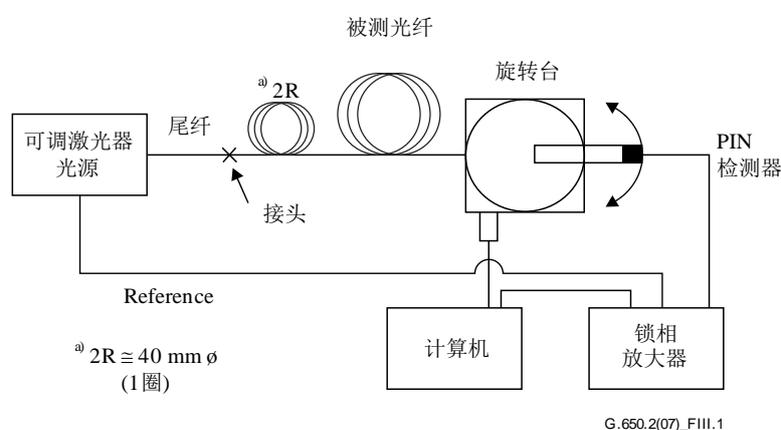
III.1 远场扫描 (FFS) 技术

III.1.1 概述

用远场扫描 (FFS) 技术确定单模光纤的有效面积 (A_{eff})。

III.1.2 测试装置

图III.1显示了远场扫描 (FFS) 测试装置的配置图。



G.650.2(07)_FIII.1

图III.1 – 远场扫描 (FFS) 配置的典型安排

- III.1.2.1 光源 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.1)
- III.1.2.2 调制 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.2)
- III.1.2.3 注入条件 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.3)
- III.1.2.4 包层模消除器 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.4/G.650.1)
- III.1.3.5 测样 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.5)
- III.1.2.6 扫描装置 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.6)
- III.1.2.7 检测器 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.7)
- III.1.2.8 放大器 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.8)
- III.1.2.9 数据获取 (同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.9)

III.1.3 测量步骤

光纤的注入端应该与注入光束对准，光纤的输出端应该与适当的输出设备对准。

通过公式III-1计算有效面积（ A_{eff} ）。

III.1.3.1 设备校准

要校准设备，应该通过扫描一个已经适当准确知道其尺寸的测样的长度来测量放大光学设施的放大倍数。应该记录这个放大倍数。

III.1.3.2 计算

III.1.3.2.1 用于计算有效面积（ A_{eff} ）的公式和图

1) 叠合远场辐射功率数据

设 $P(\theta_i)$ 为测量功率，它是角位置 θ_i （弧度）的函数。对 $0 \leq \theta_i \leq \theta_{\text{max}}$ ，叠合功率曲线 $P_f(\theta_i)$ 为：

$$P_f(\theta_i) = \frac{P(\theta_i) + P(-\theta_{-i})}{2} \quad (\text{III-1})$$

2) 计算近场强度图形

采用一个适当的数字综合方法来计算公式III-1的积分。公式III-2就是一个例子。任何其他综合方法应该至少是同样准确的。

对一定范围的半径 r_j 值计算近场值，该半径范围从零到一个大得足以使最大半径处计算出的强度小于最大强度的0.01%。

$$I(r_j) = \left\{ \sum_{i=0}^n \sqrt{P_f(\theta_i)} J_0 \left[\frac{2\pi r_j \sin(\theta_i)}{\lambda} \right] \sin(2\theta_i) \Delta\theta \right\}^2 \quad (\text{III-2})$$

其中， $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_0$ ， J_0 为0阶贝塞尔函数。

注 – 为了由测得的功率值计算远场幅度，在公式III-2中取功率 $P_f(\theta_i)$ 的平方根，对于一些很大数值的 θ_i ，很可能该幅度在越过零点之后，必须取负根。避免这一困难的方法之一是选择足够小的 θ_{max} 以确保对于所有更低的角度测得的功率均大于测量不确定性。

3) 计算公式III-2的积分

采用适当的数字综合法计算公式III-2的积分。公式III-3是一个例子。任何其他综合法应该至少是同样准确的。

$$T = \left[\sum_{j=0}^m I(r_j) r_j \Delta r \right]^2 \quad (\text{III-3})$$

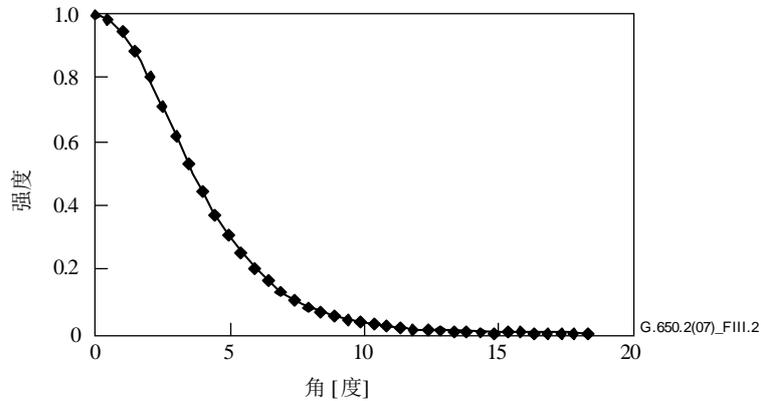
$$B = \sum_{j=0}^m I^2(r_j) r_j \Delta r \quad (\text{III-4})$$

其中， $\Delta r = r_1 - r_0$ ， m 为由公式III-2计算得到的位置的数量。

4) 完成计算

$$A_{\text{eff}} = \frac{2\pi T}{B} \quad (\text{III-5})$$

图III.2显示了一个测量的远场功率数据的例子。



图III.2 – 测量的FFP数据的例子

III.1.4 结果的表述

应该表述以下详细内容：

- 测试配置安排、测量系统的动态范围、处理算法和所用孔径装置（包括数值孔径）的描述。
- 注入条件。
- 光源的波长和频谱线宽FWHM。
- 光纤标识和长度。
- 包层模消除器类型。
- 检测器的类型和尺寸。
- 测样的温度和环境条件（必要时）。
- 精度和重复性的表示。
- 有效面积（ A_{eff} ）。
- $A_{\text{eff}}(\lambda)$ 绘图（如果要求）。

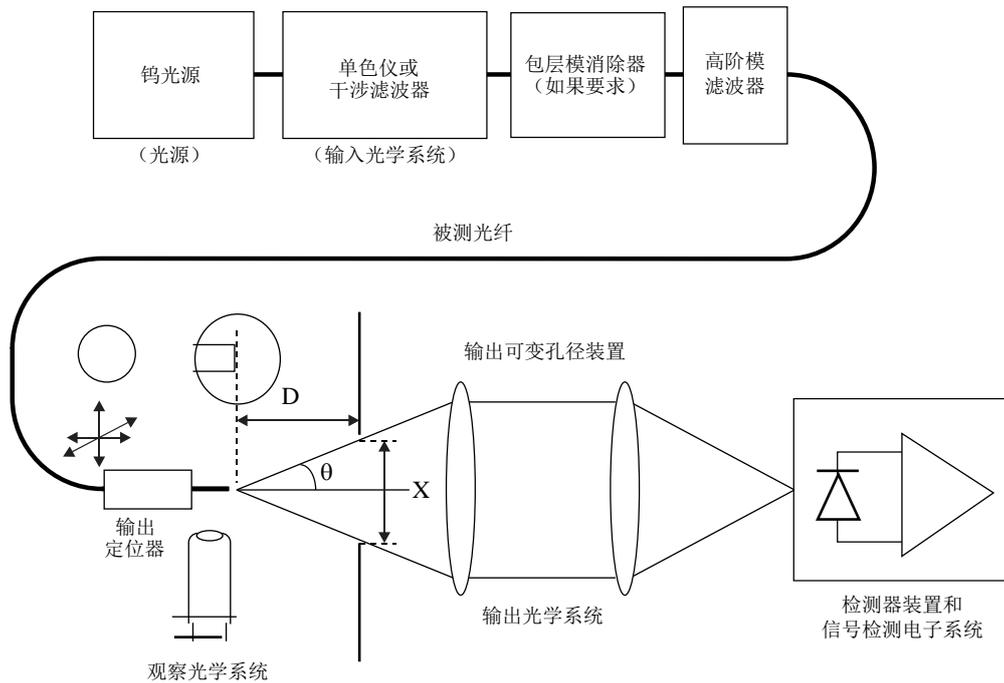
III.2 可变孔径（VA）技术

III.2.1 概述

采用远场中的可变孔径（VA）测量法确定SMF光纤的有效面积（ A_{eff} ）。

III.2.2 测试装置

图III.3中显示了VA技术测试装置的配置图。



G.650.2(07)_FIII.3

图III.3 – 可变孔径（VA）技术装置典型安排

III.2.2.1 光源（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.1）

III.2.2.2 调制（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.2）

III.2.2.3 注入条件（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.3）

III.2.2.4 包层模消除器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.4）

III.2.2.5 测样（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.5）

III.2.2.6 孔径装置

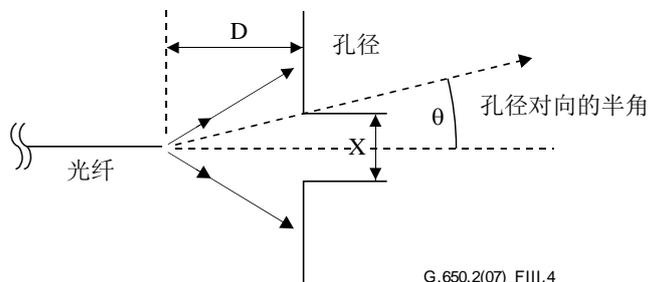
应该采用一个包含至少12个组件的机械装置，使数值孔径的半角范围从0.02扩展到0.25（0.4用于[b-ITU-T G.653]所包括的光纤）。收集通过孔径传输的光，并汇聚到检测器上。

注 – 收集光学系统的数值孔径必须足够大，不至于影响测试结果。

III.2.2.7 输出可变孔径装置

应该将一个由多种尺寸的圆形传输孔径构成的装置（例如一个孔径轮）放置在距光纤端面至少为 $100 w^2 / \lambda$ 的距离 D ，并用它来改变从光纤输出图形收集的功率。通常采用12到20的孔径，并置于距光纤端面大约20–50 mm处。测试装置的最大数值孔径应该等于0.40。应该采取按照图形对孔径中心定位的措施，以减少对光纤端面角度的敏感性。

作为设备配置的一部分（如图III.4中所示），仔细测量并记录光纤输出端位置和孔径平面之间的纵向距离D以及每个孔径的直径 X_i 。确定孔径轮上每个孔径所对向的半角并记录这些 θ_i （按照增加孔径尺寸的顺序， $i = 1 \dots n$ ）值用于以后的计算。这些数值与测试波长无关。



图III.4 – 孔径装置的配置

III.2.2.8 检测器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.7）

III.2.2.9 放大器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.8）

III.2.2.10 数据获取（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.9）

III.2.3 测量步骤

光纤的注入端应该与注入光束对准，光纤的输出端应该与适当的输出设备对准。

通过公式III-6到III-10计算有效面积（ A_{eff} ）。

III.2.3.1 设备校准

为了校准设备，应该通过扫描一个已经适当准确知道其尺寸的测样的长度来测量放大光学装置的放大倍数。应该记录这个放大倍数。

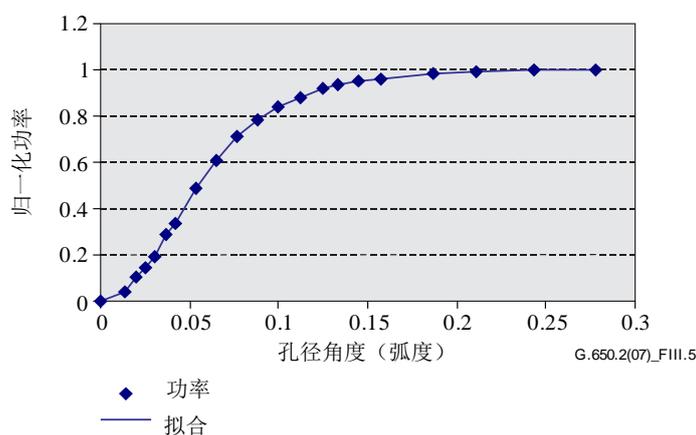
III.2.3.2 计算

III.2.3.2.1 用于有效面积（ A_{eff} ）计算的公式和图

可变孔径（VA）技术测量通过如图III.3中所示的一个给定孔径的总归一化功率 $f(\theta)$ ，该孔径以远场角 θ 对着光纤。这些功率值等于对归一化远场功率分布 $F^2(\theta)$ 的积分。这可用公式III-6来表述。

$$f(\theta) = \int_0^{\theta} F^2(\theta) \sin(\theta) d\theta \quad (\text{III-6})$$

图III.5中显示了一个通过孔径传输的归一化功率作为角 θ 函数的曲线图。



图III.5 – 测量出的VA数据的曲线图

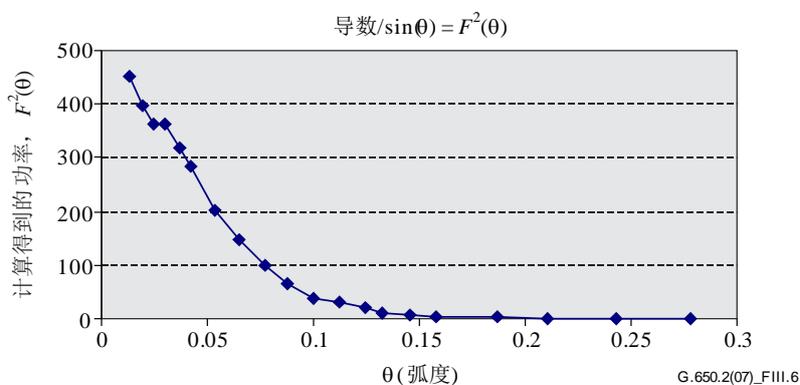
公式III-7给出的远场孔径数据与一个光滑函数拟合，例如四次函数：

$$f(\theta) = A\theta^4 + B\theta^3 + C\theta^2 + D\theta^1 + E \quad (\text{III-7})$$

从作为半径r的函数的近场功率分布I(r) 求出有效面积 A_{eff} 。要对此计算，必须先要对积分功率数据 $f(\theta)$ 求导，来给出远场功率分布 $F^2(\theta)$ ，

$$F^2(\theta) = \frac{df(\theta)}{d(\theta)} \cdot \frac{1}{\sin \theta} \quad (\text{III-8})$$

图III.6显示了一个这样计算出来的FFP分布的曲线图。

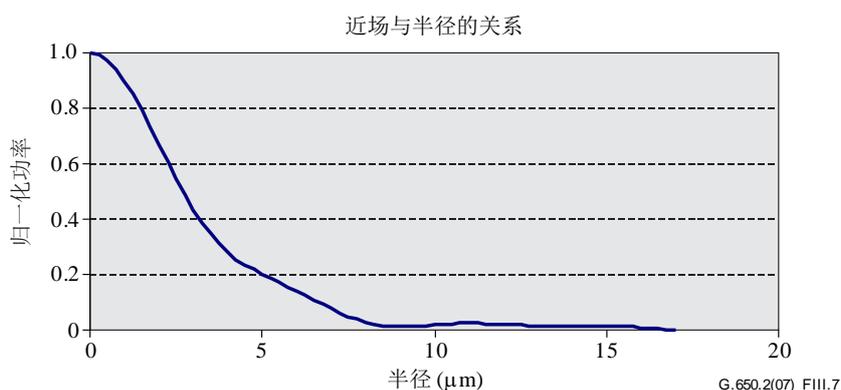


图III.6 – FFP分布曲线图

然后可以从远场功率分布 $F^2(\theta)$ 计算作为半径r的函数的近场功率分布I(r)，采用反向汉克尔变换如下：

$$I(r) = \left[\int_0^{\infty} \sqrt{F^2(\theta)} J_0\left(\frac{2\pi r \sin(\theta)}{\lambda}\right) \sin(2\theta) d\theta \right]^2 \quad (\text{III-9})$$

图III.7显示了一个计算出来的作为半径r函数的近场分布曲线图。



图III.7 – NFP分布曲线图

然后利用公式III-10从近场分布 $I(r)$ 计算出有效面积 A_{eff} 。

$$A_{eff} = 2\pi \cdot \frac{\left[\int_0^{\infty} I(r) \cdot r dr \right]^2}{\int_0^{\infty} I(r)^2 \cdot r dr} \quad (\text{III-10})$$

III.2.4 结果的表述

应该表述以下详细内容：

- a) 测试配置安排、测量系统的动态范围、处理算法和采用的孔径装置（包括数值孔径）的描述。
- b) 注入条件。
- c) 光源的波长和频谱线宽FWHM。
- d) 光纤标识和长度。
- e) 包层模消除器的类型。
- f) 检测器的类型和尺寸。
- g) 测样的温度和环境条件（当必要时）。
- h) 精度和重复性的表述。
- i) 有效面积（ A_{eff} ）。
- j) $A_{eff}(\lambda)$ 曲线图（如果要求）。

III.3 近场扫描（NFS）技术

III.3.1 概述

通过近场扫描（NFS）测量技术确定单模光纤的有效面积（ A_{eff} ）。

III.3.2 测量装置

III.3.2.1 光源（同5.1.1.2.1/G.650.1）

III.3.2.2 调制（同5.1.1.2.2/G.650.1）

III.3.2.3 注入条件（同5.1.1.2.3/G.650.1）

III.3.2.4 包层模消除器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.4）

III.3.2.5 测样（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.5）

III.3.2.6 扫描装置（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.6）

III.3.2.7 检测器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.7）

III.3.2.8 放大器（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.8）

III.3.2.9 数据获取（同[b-ITU-T G.650.1]的5.1.1.2.9）

III.3.3 测量步骤

光纤的注入端面应该与注入光束对准，光纤的输出端面应该与适当的输出设备对准。

通过公式III-11到III-15计算有效面积（ A_{eff} ）。

III.3.3.1 设备校准

为了校准设备，应该通过扫描一个已经适当准确知道其尺寸的测样的长度来测量放大光学装置的放大倍数。应该记录这个放大倍数。

III.3.3.2 计算

III.3.3.2.1 用于有效面积（ A_{eff} ）计算的公式和图

1) 计算质心

对一个给定的具有最大区域的NFP截面，当位置值由 r 给定，强度值给定为 $I(r_i)$ ，质心位置 r_c 给定为：

$$r_c = \frac{\sum r_i I(r_i)}{\sum I(r_i)} \quad (\text{III-11})$$

2) 叠合强度分布

对位置 r_c 周围的位置和强度数据进行排序，使上面位置的下标大于零，下面位置的下标小于零。最大下标给定为 n 。叠合的强度分布为：

$$I_f(r_i) = [I(r_i) + I(r_{-i})] / 2 \quad (\text{III-12})$$

3) 利用公式III-12计算积分

采用适当的数字综合法来计算公式III-12中的积分。以下为一个例子。任何其他综合方法应该至少是同样精确的。

$$T = \left[\sum_0^m I(r_j) r_j \Delta r \right]^2 \quad (\text{III-13})$$

$$B = \sum_0^m I^2(r_j) r_j \Delta r \quad (\text{III-14})$$

其中, $\Delta r = r_1 - r_0$

4) 完成计算

$$A_{\text{eff}} = \frac{2\pi T}{B} \quad (\text{III-15})$$

图III.7中显示了一个计算出来的NFP的例子。

III.3.4 结果的表述

应该表述以下详细内容:

- a) 测试装置安排、测量系统的动态范围、处理算法和采用的孔径装置（包括数值孔径）的描述。
- b) 注入条件。
- c) 光源的波长和频谱线宽FWHM。
- d) 光纤标识和长度。
- e) 包层模消除器的类型。
- f) 检测器的类型和尺寸。
- g) 测样的温度和环境条件（当必要时）。
- h) 精度和重复性的表述。
- i) 有效面积（ A_{eff} ）。
- j) $A_{\text{eff}}(\lambda)$ 曲线图（如果要求）。

附录IV

极化模式色散统计信息

(本附录不构成该建议书的组成部分)

本附录提供用来归纳用于PMD的一些统计计算。[b-IEC/TR 61282-3]对计算和理论提供了更完整的文档。

注 – 允许采用其他计算方法，并在IEC 61282-3中进行了规定。这里给出了蒙特卡洛算法，因为它最容易描述并且使用最少的假设。

IV.1 引言

对给定的光纤，PMD是一个定义为在一个波长范围上的平均测量DGD的统计属性。由于DGD值对波长和时间是随机的，对大约±15%所报告的PMD值可达到的重复性存在一个理论下限。这个特性意味着，按照一个比处理能力更苛刻的规范选择单根光纤或光缆是不恰当的。这种选择往往对类似衰耗这样确定的属性是合适的，但通常对PMD是不合适的。这意味着，一个对整个过程分布的规范是最合理的。

涉及PMD功能的第二点考虑是，在给定时间和波长的系统损伤受DGD值控制的，而DGD在统计上围绕PMD值变化。如果给定一个特定的成缆光纤的PMD值，可以计算DGD超过一个给定值的概率。但是很清楚，这些公式对最大特定值的应用将产生对实际系统性能一个非常不准确的见解。但是，对PMD的统计规范可以构成对所有DGD值作为整体的一个统计边界。这个以概率概念定义的边界形成了一个在系统设计中使用的数值，它在DGD值中大约低20%，在概率中幅度比没有统计规范时得到的数值少2个数量级。

从第一个考虑，可以期望对在光缆上测量到的PMD值分布定义一个单一的统计度量。因此，这个度量必须综合过程平均和过程可变性概念。在一些概率水平的置信上限就是这样的一个度量。

已知可以通过计算单根光缆的PMD系数的积分平均来估算一组级联光纤的PMD系数。为了从应用的角度给置信上限度量更多的意义，计算了一个有20根光缆级联链路的上端边界。这个光缆段的数量小于大多数链路中所用的，但从为级联链路设计DGD分布的角度看，它已经大得足够有意义了。将0.01%的概率值也定为标准，部分是基于以DGD超过一个边界的概率得到等值，这个边界要求要非常低。置信上限被命名为PMD_Q，或者链路设计值和这个规范的类型被称作方法1。

对DGD的概率限制设为 6.5×10^{-8} ，这是基于对各种系统的考虑，包括链路中可能存在的其他产生PMD的器件。[b-IEC/TR 61282-3]描述了一种确定最大值（以概率定义的）的方法，因此如果分布通过了方法1的要求，横贯只包含光缆的链路的DGD将以小于 6.5×10^{-8} 的概率超过最大的DGD。DGD_{max}值是对较大范围的分布形状而设立的。这个确定光缆PMD分布的DGD_{max}方法被称作方法2。[b-IEC/TR 61282-3]中给出了将方法2的参数和其他光器件的参数合并的方法。

方法1是一个基于被测量值的度量，因此在商业贸易中作为标准化要求使用更为直接了当。方法2是用于系统设计的一种推断关联的方法，因此作为用于系统设计的信息包括进来。

IV.2 数据收集

利用作为给定光缆构造和制造时期代表的PMD来完成计算。通常至少需要100个数值。测样一般从取自不同的光缆产品和光缆里不同位置的光纤。

对给定结构，只要未成缆光纤和光缆的数值之间显示出稳定的关系，通过对未成缆光纤的测量可添加光缆的影响。这种添加的方法之一是从每种未成缆光纤生成几个可能的光缆数值。应该随机选择这些不同的数值来表达通常的关系和例如从测量可重复性得出的可变性。因为变化的范围包括了重复性误差，这种估算光缆PMD值分布的方法会导致对PMD_Q的过分估计。

被测样品的长度似乎会对方法2的推算有影响。已经对此进行了研究并得出以下结论。方法2的影响对任何短于400 km的链路都正确，只要：

- 安装的光缆段短于10 km；或
- 测量的长度短于10 km。

IV.3 PMD_Q的计算（蒙特卡洛算法）

用 x_i 表示测量的PMD系数值， i 的范围从1到 N ， N 为测量的次数。这些数值被用来产生100,000个级联链路PMD系数值，每个都是采用对20个单独光缆数值的积分平均来计算，这些光缆数值是从众多测样中随机挑选的。

注 – 当 $N = 100$ 时，有 5.3×10^{20} 个可能的链路值。

对每个链路值的计算，选择1到 N 之间的20个随机数。选择这些值，并为它们指定下标 k 。链路PMD系数 y 计算为：

$$y = \left(\frac{1}{20} \sum_{k=1}^{20} x_k^2 \right)^{1/2} \quad (\text{IV-1})$$

随着计算，将100,000个 y 值收集到高密度柱状图中。当这些计算完成后，从柱状图计算累积概率函数并确定与99.99%水平相关联的PMD值。将这些值报告为PMD_Q。如果计算的PMD_Q小于特定值[0.5 ps/km^{1/2}]，这个分布通过方法1。

IV.4 DGD_{max}的计算（蒙特卡洛算法）

此计算基于对PMD_Q的计算。在这个计算中，预先定义一个DGD_{max}值（25 ps），并计算超过这个值的概率 P_F 。如果计算出的概率小于指定值（ 6.5×10^{-8} ），此分布通过方法2。

在开始蒙特卡洛算法前，计算PMD系数极限 P_{\max} ：

$$P_{\max} = \frac{\text{DGD}_{\max}}{\sqrt{L_{\text{ref}}}} = \frac{25}{20} = 1.25$$

对20个光缆链路级联值的每个连续对 y_j 和 y_{j+1} ，产生40根光缆的级联值 z_j ：

$$z_j = \left(\frac{y_j^2 + y_{j+1}^2}{2} \right)^{1/2} \quad (\text{IV-2})$$

注 – 这将产生50,000个 z_j 值，是一个足够的数。

超过第 j 个40个链路级联 DGD_{\max} 的概率 p_j 的计算为：

$$p_j = 1 - \int_0^{P_{\max}/z_j} 2 \left(\frac{4}{\pi} \right)^{3/2} \frac{t^2}{\Gamma(3/2)} \exp \left[-\frac{4}{\pi} t^2 \right] dt \quad (\text{IV-3})$$

微软Excel™定义了一个可计算 p_j 的函数，GAMMADIST (x, alpha, beta, cumulative)。对这个函数的调用应该为：

$$PJ = 1 - \text{GAMMADIST}(4 \times P_{\max} \times P_{\max} / (\pi \times ZI \times ZI), 1.5, 1, \text{TRUE}) \quad (\text{IV-4})$$

超过 DGD_{\max} 的概率 P_F 给定为：

$$P_F = \frac{1}{50\,000} \sum_j p_j \quad (\text{IV-5})$$

如果 P_F 小于特定值，此分布通过方法2。

参考资料

- [[b-ITU-T G.650.1](#)] ITU-T G.650.1建议书(2010), 单模光纤和光缆的线性确定属性的定义和测试方法。
- [[b-ITU-T G.651.1](#)] ITU-T G.651.1建议书(2007), 用于光接入网的50/125 μm 多模渐变折射率光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.652](#)] ITU-T G.652建议书(2009), 单模光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.653](#)] ITU-T G.653建议书(2010), 色散移位、单模光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.654](#)] ITU-T G.654建议书(2012), 截止移位的单模光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.655](#)] ITU-T G.655建议书(2009), 非零色散移位、单模光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.656](#)] ITU-T G.656建议书(2010), 宽带光传输非零色散的光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.657](#)] ITU-T G.657建议书(2012), 用于接入网的弯曲损耗不敏感的光纤和光缆的特性。
- [[b-ITU-T G.663](#)] ITU-T G.663建议书(2011), 光放大器设备和子系统的应用有关概况。
- [[b-ITU-T G.666](#)] ITU-T G.666建议书(2011), 极化模式色散补偿器和补偿极化模式色散的接收机的特性。
- [[b-ITU-T G.671](#)] ITU-T G.671建议书(2012), 光组件和系统的传输特性。
- [b-IEC/TR 61282-3] IEC/TR 61282-3 (2006), *Fibre optic communication system design guides – Part 3: Calculation of link polarization mode dispersion.*
- [b-IEC/TR 61282-9] IEC/TR 61282-9 (2006), *Fibre optic communication system design guides – Part 9: Guidance on polarization mode dispersion measurements and theory.*
- [b-IEC 61315] IEC 61315 (2005), *Calibration of fibre-optic power meters.*
- [b-Kobyakov 2002] Kobyakov, A., Mehwendale, M., Vasilyev, M., Tsuda, S., Evans, A.F. (2002), Stimulated Brillouin scattering in Raman-pumped fibers: A theoretical approach, *Journal of Lightwave Technology*, **20**, pp. 1635–43.
- [b-Namihira 1994] Namihira, Y. (1994), Relationship between nonlinear effective area and mode field diameter for dispersion shifted fibres, *Electronics Letters*, **30**, pp. 262-264.
- [b-Press 1992] Press, W.H, Flannery, B.P, Teukolsky, S.A, Vetterling, W.T. (1992), *Numerical recipes in C: The art of scientific computing*, 2nd edition, Cambridge University Press.
- [b-Smith, 1972] Smith, R.G. (1972), Optical power handling capacity of low loss optical fibers as determined by stimulated Raman and Brillouin scattering, *Applied Optics*, **11**, pp. 2489–94.

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	视听和多媒体系统
I系列	综合业务数字网
J系列	有线网和电视、声音节目和其他多媒体信号的传输
K系列	干扰的防护
L系列	环境和信息通信技术、气候变化、电子垃圾、能量效率；线缆的构成、安装和保护及外部设备的其他组件
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	测量设备技术规程
P系列	终端和主观及客观的评价方法
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	数据网和开放系统通信及安全
Y系列	全球信息基础设施、互联网的协议问题和下一代网络
Z系列	用于电信系统的语言和一般软件问题