论文

基于微波光链路对激光器相对强度噪声的测量

洪俊^{①②*}, 张松华^{①②}, 罗泽^①, 李祖林^{①②}, 姚胜兴^{①②}, 郭健^③

① 湖南工学院电气与信息工程学院, 衡阳 421002

② 湖南工学院信号与信息处理重点实验室, 衡阳 421002

③ 东南大学毫米波国家重点实验室, 南京 210096

* 通信作者. E-mail: junhong4699@gmail.com

收稿日期: 2014-11-13; 接受日期: 2014-12-16; 网络出版日期: 2015-02-12

国家自然科学基金 (批准号: 61401091)、衡阳市科技计划 (批准号: 2014KG62, 2014KG66) 和湖南省教育厅科技计划 (批准号: 11C0377, 13B158) 资助项目

摘要 首次提出基于微波光链路来对激光器的相对强度噪声进行测量, 并对其有效性进行了实验验证. 激光器作为微波光链路的重要模块, 其相对强度噪声对微波光链路的相位噪声影响较大, 当单频点微波信号通过微波光链路后, 其相位噪声会被该链路的噪声污染, 通过计算相位噪声的变化能有效评估激光器的相位噪声. 相比传统测量方法而言, 该方案能够避免光电器件近直流有色噪声对测量结果的干扰, 实现精确测量的目的.

关键词 微波光链路 激光器 相对强度噪声 单频 有色噪声

1 引言

激光器是光通信、微波光子系统的重要模块^[1~3], 其噪声对光电系统的性能影响较大, 一般而言, 激光器的噪声主要由相位噪声与相对强度噪声 (relative intensity noise, RIN) 组成^[4,5]. 对于强度调制—直接解调型微波光链路而言, 在短距离传输中, 激光器的相位噪声仅仅使得激光器的光谱加宽, 而相对强度噪声才是决定微波光链路 (microwave photonic link, MPL) 性能的关键因素. 对于光电系统设计而言, 准确测量激光器的相对强度噪声是非常重要的. 从光通信发展初期, 激光器相对强度噪声的测量就是一个研究热点^[6,7]. 在传统测量方法中, 将激光器直接连接光电探测器, 这样探测器就将其相对强度噪声直接转换成了近直流波动, 通过上述方式实现了 RIN 到电信号噪声的转换^[8~10]. 对于传统测量方法而言, 最大的缺陷在于很难区分探测器输出的噪声信号的成分. 探测器输出端的噪声成分不仅包括热噪声、散弹噪声与相对强度噪声等高斯白噪声, 而且包括闪烁噪声、随机漫步噪声等有色噪声, 如何从如此多的噪声中遴选出 RIN 是测量的关键. 传统的测量方法是在 RIN 噪声大于其他高斯白噪声的基础上来实现的, 但始终无法摆脱近直流有色噪声的限制, 势必造成近直流端 RIN 无法准确测量^[11].

为了克服传统测量方法的弊端, 本文提出了一种新的测量方法. 该方法将 RIN 噪声的测量放在高频段进行, 克服了光电器件近直流噪声对测量结果精确性的限制. 其基本原理在于: 当单频点微波信号通过含有待测激光器的微波光链路后, 由于受到微波光链路噪声的影响其相位噪声会相应增加, 基于输入输出单频点信号的相位噪声数据, 能得出微波光链路的相位噪声值, 最终求出激光器的 RIN 值.

引用格式: 洪俊, 张松华, 罗泽, 等. 基于微波光链路对激光器相对强度噪声的测量. 中国科学: 信息科学, 2015, 45: 685–692, doi: 10.1360/N112014-00231

图 1 RIN 测量的传统方案

Figure 1 Traditional method for RIN measurement

2 理论分析

2.1 传统测量方法

激光器 RIN 测量的传统方案如图 1 所示。

如图 1 所示, 除待测激光器 (Laser), 测量系统包括一个光电探测器 (photodetector, PD)、一个放大器 (amplifier) 与一台傅里叶分析仪 (FFT analyzer). 激光器的 RIN 通过 PD 后进行强度解调成电噪声信号, 经过放大后连接 FFT 分析仪进行谱分析. PD 输出的高斯型电噪声信号 (N_{add}) 主要包括热噪声 ($k_B T F$)、散弹噪声 ($2qI_{dc}Z_L$) 与激光器的相对强度变化形成的电噪声 ($\text{RIN}I_{dc}^2Z_L$), 其关系可表示如下^[12]:

$$N_{\text{add}} = k_B T \cdot F + 2qI_{dc}Z_L + \text{RIN}I_{dc}^2Z_L, \quad (1)$$

上述表达式中, I_{dc} 为探测器的直流电流; k_B 为 Boltzmann 常数; T 为环境温度, 为 290 K; F 为放大器的噪声系数; q 是单位电子电量; $\text{RIN}I_{dc}^2Z_L$ 为 RIN 对应的电噪声; Z_L 为匹配阻抗. 从上式不难看出, 热噪声与探测器的直流电流 I_{dc} 无关, 散弹噪声与之成正比, 而 RIN 对应的电噪声与 I_{dc} 的平方成正比, 也就是说, 只要探测器电流 I_{dc} 足够大, RIN 对应的电噪声将占 PD 输出信号的绝大部分, 其他噪声可忽略. 通过 FFT 直接得出 N_{add} 的大小, 测得 I_{dc} , 取得 Z_L 大小 (一般为 50 Ω 或是 75 Ω 匹配), 然后基于式 (1) 即可求出 RIN 值. 然而, 探测器、放大器的附加噪声并不只包括高斯噪声, 而且包含其他的有色噪声成分, 例如闪烁噪声就是一种典型的有色噪声, 其谱密度与傅里叶频率成反比, 故在近直流端对 RIN 测量的影响非常大, 接下来本文将对此进行分析。

2.2 包含闪烁噪声的微波光链路相噪模型

微波光链路由若干光与电器件组成, 整个链路的相噪取决于每个器件, 信号通过微波光链路传送时, 器件的相位噪声会寄生到信号中^[13,14]. 器件的相位噪声主要包括白相噪与闪烁相噪 (不考虑其他有色噪声). 白相噪源于器件的高斯白噪声对载波相位的寄生, 与输入载波功率成反比^[15], 可表示为

$$b_0 = \frac{FkT_0}{P_0}, \quad (2)$$

F 为器件的噪声系数; k 是 Boltzmann 常数; T_0 为工作温度; P_0 为输入信号功率. 整个链路的白相噪可表示为

$$b_{0,t} = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1^2} + \frac{F_3 - 1}{A_2^2 A_1^2} + \cdots \right) \frac{kT_0}{P_0}. \quad (3)$$

闪烁噪声是其谱密度与频率近似成反比的一种有色噪声, 一般说来, 在微波频段其功率已经非常低, 无需考虑, 而在低频段, 其值往往比较大. 综合考虑两类主要噪声, 器件的相位噪声可表示为

$$S_{\varphi}(f) = b_0 + b_{-1} \frac{1}{f}, \quad (4)$$

图 2 RIN 测量方案框架图

Figure 2 Configuration of the RIN measurement

b_0 为白相噪谱密度, b_{-1} 为闪烁相噪的谱密度因子. 微波光链路的闪烁相噪为整个链路各器件的闪烁相噪之和, 即

$$b_{-1,t} = \sum_{i=1}^n b_{-1,i}. \quad (5)$$

考虑到整个链路包含器件的白相噪与闪烁相噪, 基于式 (2)~ 式 (5), 整个微波光链路的相噪可表示为

$$S_{\varphi,t}(f) = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1^2} + \frac{F_3 - 1}{A_2^2 A_1^2} + \cdots \right) \frac{kT_0}{P_0} + \sum_{i=1}^n b_{-1,i} \frac{1}{f}. \quad (6)$$

由上式可知, 微波光链路的相噪由白相噪与闪烁相噪组成, 链路白相噪与载波输入功率成反比; 闪烁相噪与频率大小成反比, 在近载波边频端闪烁相噪对总相噪影响较大, 是制约近载频相噪的关键因素.

通过以上分析可以看出, 采用传统测量方案来测量激光器的 RIN 时, 探测器与放大器的闪烁噪声与其他近直流有色噪声必定影响测量结果的近直流部分精度. 显而易见, 将 RIN 的测量在高频段进行是解决近直流有色噪声干扰的最直接有效的方式.

2.3 基于微波光链路的 RIN 新型测量方法

对于基本的微波光链路, 当一单频点信号通过该链路时, 其相位噪声会相应地增加, 这主要是由于链路的附加噪声对载波信号进行调制而造成的. 附加噪声主要由热噪声、散弹噪声与激光器的相对强度噪声组成. 通过测量微波光链路输入输出载波信号的相噪可以精确地求出链路中激光器的 RIN. 具体实施方案如图 2 所示, 主要包括待测激光器、电光调制器、光耦合器、光电探测器、单频点信号源、光功率计以及相噪检测仪. 电光调制器实现单频点电信号对激光器输出光信号的强度调制; 光耦合器用于对光信号进行分流; 光功率计用于激光器输出与探测器输入光功率的检测; 相噪检测仪用于对输入输出电信号相噪的测量. 其中, 激光器、电光调制器以及光探测器组成了微波光链路. 分别检测通过该链路的输入输出单频点电信号的相位噪声, 通过计算就能够得到激光器的 RIN 噪声.

参照图 2, 测量步骤如下:

(1) 测量输入载波的相噪指标 $L(f_m)$.

单频点电信号源通过含待测激光器的微波光链路后相噪会相应地降低, 本发明需要对输入输出电信号源的相噪分别进行测量, 为后续步骤计算激光器的 RIN 噪声提供数据. 在该步骤中, 将单频点电

信号源通过同轴电缆与相噪分析仪连接, 测得电信号源的相位噪声 $L(f_m)$, 然后将该电信号源输入至微波光链路.

(2) 调节电光调制器直流偏置电压, 使之工作在正交偏置点.

电光调制器是微波光链路的核心器件, 为保证电信号源对激光的最高调制效率, 应使之工作在正交偏置点. 具体方法是将功率为 P_0 的光信号注入电光调制器 (其偏振态应与调制器保持一致), 调节电光调制器的直流偏置点, 保证输出光功率取得最大值 $P_{\max}$, 然后再调节直流偏置电压, 当输出光功率的取值为 $P_{\max}/2$ 时, 该工作点即为调制器的一个正交工作点.

(3) 通过光功率计读数求出激光器输出光功率与探测器输入光功率.

设光耦合器 1 与 2 的耦合系数分别为 α_1 与 α_2 ; 光功率计两通道 (通道 1 对应激光器, 通道 2 对应探测器) 读数分别为 P_1 与 P_2 ; 则激光器输出光功率 P_L 与探测器输入光功率 P_D 分别为

$$P_L = P_1/\alpha_1, \quad (7)$$

$$P_D = P_2(1 - \alpha_2)/\alpha_2. \quad (8)$$

(4) 由探测器的平均输入光功率求出平均光电流.

根据 $I_{dc} = P_D \rho$ 求出探测器的平均光电流, 其中 ρ 为探测器的响应度.

(5) 记录输出信号的相位噪声 $L'(f_m)$ 与功率 P_{out} .

将输出电信号通过同轴电缆与相噪分析仪连接, 通过相噪分析仪能够直接测量单频点电信号的相位噪声 $L'(f_m)$ 与功率 P_{out} , 为后续步骤的计算提供数据.

(6) 根据输入与输出单频信号的相位噪声求出激光器的 RIN.

对于微波光链路, 链路的噪声功率 N_{add} 主要包括激光器的热噪声 N_{th} 、激光器的 RIN 对应的电噪声 N_{RIN} 及散弹噪声 N_{shot} , 其表达式分别为

$$N_{th} = (1 + G_{RF})k_B T, \quad N_{RIN} = RIN I_{dc}^2 Z_L, \quad N_{shot} = 2qI_{dc}Z_L, \quad (9)$$

G_{RF} 为链路增益. 输入与输出电信号的相位噪声有如下关系:

$$L'(f_m) = \frac{P'_{SSB}}{P_{out}} = \frac{G_{RF}P_{SSB} + N_{add}}{G_{RF}P_{in}} = L(f_m) + \frac{k_B T + 2qI_{dc}Z_L + RIN I_{dc}^2 Z_L}{P_{out}}, \quad (10)$$

$L(f_m)$ 为输入电信号的单边带 (single side band, SSB) 相噪; P_{SSB} 与 P'_{SSB} 分别为输入输出信号在离载波 f_m 频偏处单位频率对应的功率; P_{out} 为输出信号功率; N_{add} 为系统对输入信号的附加噪声. 最终得出 RIN 的值为

$$RIN = \frac{[L'(f_m) - L(f_m)] \cdot P_{out} - (k_B T + 2qI_{dc}Z_L)}{I_{dc}^2 Z_L}. \quad (11)$$

3 实验验证

实验用微波光链路及其配套电路如图 3 所示, 整个结构图由微波光链路与其控制电路两部分组成. 微波光链路用来测量激光器的相对强度噪声; 控制电路采用负反馈技术用来稳定电光调制器的直流偏置点. 采用本方案对 Emcore 公司的 1772 型 DFB 激光器的 RIN 进行测量. 搭建测量系统, 在室温条件下对激光器的 RIN 进行测量, 激光器采用恒温控制. 采用 Covega 公司的 LN058 型马赫-增德尔干涉型电光调制器 (Mach-Zehnder Modulator)、Labwave 公司的 PD-30 型 PIN 管光电探测器、Agilent 公司型号为 HP8153A 的光功率计与该公司的型号 5052A 相噪检测仪.

图 3 实验用微波光链路结构

Figure 3 Configuration of the microwave photonic link for experiments

微波光链路控制电路部分. 由于 MZ 调制器的工作特性会随外界温度、振动等环境因素的影响而发生改变, 其工作点会相应地漂移, 因此, 必须对调制器的偏置角实现稳定性控制; 与此同时, 调制器不同的偏置点影响着整个微波光链路的性能, 故偏置控制电路的另一个作用在于实现对调制器不同偏置点的准确控制. 本实验通过调制器输出光信号的反馈来实现对调制器不同偏置点的稳定控制, 具体步骤如下.

首先, 确定需要的偏置点, 对 MZ 调制器偏置点初始化. 当一较大的单频微波信号输入单 MZ 调制器链路时, 由于链路的非线性, 其输出会产生谐波失真分量, 并且二次谐波分量与基波信号的比值和调制器偏置点有关, 故可以通过频谱仪获得两者的比值, 并确定调制器需要的工作偏置点, 以此作为控制电路的参考电压.

其次, 当半波电压的漂移导致工作点偏移最佳偏置点时, 调制器输出光功率会相应地改变, 因此在调制器输出端耦合出一小部分光信号, 并转换成电信号, 然后利用低通滤波器将高频信号滤除, 只保留光载波转换的直流电信号, 将此直流电信号放大后再输入到比较电路模块, 即光功率的变化量转换为电压变化量, 可以通过此变化量与基准电压联合控制偏置点的电压, 实现偏置点的稳定性控制.

最后, 考虑到激光器输出光功率的变化对偏置控制电路精确度的影响, 在激光器输出端利用光纤耦合器取出一小部分光功率, 并通过光电探测器转换为直流电信号, 然后将此电信号放大、输入到比较电路模块, 与调制器输出端信号比较即可实时准确地获得调制器偏置点的偏移量, 将此偏移量与参考电压相加, 便可将调制器控制在一个稳定的偏置点上.

当一载波通过微波光链路传输时, 其相位噪声将会受到该链路噪声的影响而增加. 图 4 给出了载波通过微波光链路前后的 1~100 kHz 范围内相位噪声数据, 图中上面的实线为输入载波的相噪数据, 下面的实线为通过微波光链路后的相噪数据. 由图可以看出, 输入信号通过微波光子链路后由于附加

图 4 输入输出载波的单边带相位噪声
Figure 4 SSB Phase noise of input and output carrier

表 1 实验实测数据

Table 1 Measured parameters in experiments

$I_{dc}(\text{mA})$	$P_{out}(\text{dBm})$	$P_D(\text{dBm})$	$P_{in}(\text{dBm})$	ρ
5.1	-25	8	5	0.8

图 5 (a) RIN 标称值与传统方法测量数据对比; (b) RIN 标称值与基于 MPL 方法测量数据对比
Figure 5 (a) Comparison of nominal and traditional measured data of RIN; (b) comparison of nominal and MPL based method measured data of RIN

噪声的影响, 相噪指标明显降低.

其他实测数据如表 1 所示.

基于式 (11), 代入上述实测数据, 便可得到 RIN 值. 图 5(a) 给出了标称值与传统方法所测的激光器 RIN 数据, 其中圆点代表厂家标称 RIN 数据, 实线是传统方法所测 RIN 数据, 由图不难看出, 采用传统方法所测数据在近直流 (1~3 MHz) 与出厂标称数据不符, 要高出标称数据 1~2 dB, 远直流端 (3~8 MHz) 符合度较高; 图 5(b) 给出了标称值与本文所提的基于 MPL 测量方法所测的激光器 RIN

数据, 其中圆点代表厂家标称 RIN 数据, 实线代表采用本方法所测 RIN 数据, 由图不难看出, 实验数据无论在近直流还是远直流端都能与标称数据很好吻合. 通过以上实验表明, 采用传统方法测量 RIN 噪声时, 近直流端测量效果受电子噪声局限较大, 而本文所提的测量方案能很好地突破该局限, 实现对 RIN 准确测量的目的.

4 结论

本文提出了一种新型的激光器相对强度噪声测量方法, 在传统方法的基础上提高了测量准确度与可靠性. 该测量方法的基本原理在于, 单频点电信号通过微波光子链路后相噪指标会相应地恶化, 通过相噪的改变量来计算链路中激光器的相对强度噪声. 该测量方法的基本结构包括单频点信号源、微波光子链路、光功率计与相噪检测仪, 其中微波光子链路主要由激光器、电光调制器、光耦合器、光电探测器组成. 本文给出了测量方法的理论依据和具体实施步骤与实验验证过程. 相对传统测量方法而言, 本发明的优点在于, 测量过程在电域的高频端进行, 避免了近直流端各种环境噪声的影响, 提高了测量精度.

参考文献

- 1 Hong J, Liu A, Guo J. Study on low-phase-noise optoelectronic oscillator and high-sensitivity phase noise measurement system. *J Optical So Am A*, 2013, 30: 1557–1562
- 2 Hong J, Yao S X, Li Z L, et al. Fiber-length-dependence phase noise of injection-locked optoelectronic oscillator. *Microw Opt Technol Lett*, 2013, 55: 2568–2571
- 3 Hong J, Guo J, Yao Y. Design for fiber-delay line based low-phase noise opto-electronic oscillator and high-sensitivity phase noise measurement system. *Sci Sin Infom*, 2014, 44: 1059–1068 [洪俊, 郭健, 姚远. 基于光纤延时线的低相噪光电振荡器与高灵敏度相噪测量系统的研制. *中国科学: 信息科学*, 2014, 44: 1059–1068]
- 4 McCumber D E. Intensity fluctuations on the output of cw laser oscillator. *Phys Rev*, 1966, 141: 306–322
- 5 Obarski G E, Splett J D. Transfer standard for the spectral density of relative intensity noise of optical fiber sources near 1550 nm. *J Opt Soc Am B-Opt Phys*, 2001, 18: 750–761
- 6 Pillai R, Garmire E, Menedy-Valdes P. Relative intensity noise of laser diode arrays. *IEEE Photon Technol Lett*, 1991, 3: 968–970
- 7 Wu K, Ouyang C, Wong J H, et al. Frequency response of the noise conversion from relative intensity noise to phase noise in the photodetection of an optical pulse train. *IEEE Photon Technol Lett*, 2011, 23: 468–470
- 8 Cox C H, Betts G E, Johnson L M. An analytic and experimental comparison of direct and external modulation in analog fiber-optic links. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1990, 38: 501–509
- 9 Nichols L T, Williams K J, Esman R D. Optimizing the ultrawide-band photonic link. *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 1997, 45: 1384–1389
- 10 Darcie T E, Zhang J Y, Driessen P F, et al. Class-B microwave-photonic link using optical frequency modulation and linear frequency discriminators. *J Lightw Technol*, 2007, 25: 157–164
- 11 Wu K, Wong J H, Shum P, et al. Nonlinear coupling of relative intensity noise from pump to a fiber ring laser mode-locked with carbon nanotubes. *Opt Express*, 2010, 18: 16663–16670
- 12 Vincent J U, Frank B, Jason D M, et al. Long-haul analog photonics. *IEEE J Lightw Technol*, 2011, 29: 1182–1205
- 13 Mukherjee J, Roblin P, Akhtar S. An analytic circuit-based model for white and flicker phase noise in LC oscillators. *IEEE Trans Circuits-I*, 2007, 54: 1584–1598
- 14 Zhang Z F, Lau J. Experimental study on MOSFET's flicker noise under switching conditions and modelling in RF applications. In: *Proceedings of IEEE Conference on Custom Integrated Circuits*, San Diego, 2001. 393–396
- 15 Rubiola E. *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillator*. New York: Cambridge University Press, 2009

Relative intensity noise measurement of a laser based on microwave photonic link

HONG Jun^{1,2*}, ZHANG SongHua^{1,2}, LUO Ze¹, LI ZuLin^{1,2}, YAO ShengXing^{1,2} & GUO Jian³

¹ School of Electrical and Information Engineering, Hunan Institute of Technology, Hengyang 421002, China;

² Key Laboratory of Signal & Information Processing, Hunan Institute of Technology, Hengyang 421002, China;

³ State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China

*E-mail: junhong4699@gmail.com

Abstract This paper proposes and presents the experimental verification of a new method for measuring the relative intensity noise (RIN) of a laser. As an important microwave-photonic link (MPL) module, the RIN of a laser contributes to the systematic noise of the intensity modulation and direct detection MPL, thus increasing the phase noise of the transmitted carrier. This physical phenomenon is used to measure the RIN of a laser. Compared with previous methods, the proposed technique is less strongly influenced by near-DC colored noise. Experimental results show that the MPL-based measurement method proposed in this paper is more accurate in the near-DC frequency band than traditional approaches.

Keywords microwave photonic link, laser, relative intensity noise, single frequency, colored noise

HONG Jun was born in Hengyang, Hunan, China, in 1981. He received the B.S. degree in applied physics from Xiangtan University, Xiangtan, China, in 2003, the M.S. degree in communication and information system from Ningbo University, Ningbo, China, in 2009, and the Ph.D. degree in electronic science and technology from the School of Electronic Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, China, in 2013. He is currently a

Researcher with the Hunan Institute of Technology, Hengyang, Hunan. His current research interests include optical communication and microwave photonics.

GUO Jian was born in Jiangdu, Jiangsu, China, in 1982. He received the B.S. degree in information engineering and M.S. degree in electric engineering from Southeast University, Nanjing, China, in 2005 and 2007, respectively, and the Ph.D. degree from the State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, China, in 2012. His research interests include

microwave and millimeter-wave circuit designs, antennas, and satellite communication system.