



论 文

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

洪俊^{①②*}, 郭健^②, 姚远^③

① 湖南工学院电气与信息工程学院, 衡阳 421002

② 东南大学毫米波国家重点实验室, 南京 210096

③ 东北大学信息科学与工程学院, 沈阳 110819

* 通信作者. E-mail: junhong4699@gmail.com

收稿日期: 2013-07-29; 接受日期: 2013-11-06

湖南省教育厅科学研究青年项目 (批准号: 13B158) 资助

摘要 采用双环注入锁定的方案来实现 X 波段超低相噪、小杂散光电振荡器 (opto-electronic oscillator, OEO). 基于近似线性理论, 对注入锁定双环 OEO 建立了新的理论解析模型, 并基于该模型分析了注入信号功率对注入锁定双环 OEO 相噪、杂散的影响. 结果表明, 适当的注入功率是同时保证低相噪与小杂散的关键. 搭建基于光纤延时的载波抑制相噪测量系统, 采用高线性度光电探测器与低相噪微波放大器来提高系统的灵敏度, 并采用双通道互相关方案来进一步降低测量系统的噪底. 实现了 X 波段 OEO 的超低相噪 (-125 dBc/Hz@1 kHz, -145 dBc/Hz @10 kHz) 与测量系统的超高灵敏度 (-130 dBc/Hz@1 kHz, -168 dBc/Hz@10 kHz), 国内无相当指标报道, 接近国外文献报道过的最好指标.

关键词 注入锁定 相噪 光电振荡器 互相关 灵敏度

1 引言

通信光纤作为光延时线具有低损耗与大延时的特征, 将其作为光电振荡器 (opto-electronic oscillator, OEO) 的延时部分能够使振荡信号具有极低的相噪, 理论上讲, 近载频的相噪大小与开环链路提供的延时量的平方成反比^[1]. 基于公里级光纤延时 OEO 在获得低相位噪声的同时也会造成小的自由谱范围 (free spectral range, FSR), 使得振荡信号寄生大量杂散. 对于 C 波段 SMF-28 通信光纤, 1 公里光纤导致 200 kHz FSR, 如此小的 FSR 将会使得振荡信号寄生大量间隔为 200 kHz 的寄生杂散, 在 X 波段无法找寻如此高 Q 值的窄带滤波器对杂散进行抑制, 因此, 长光纤延时 OEO 在获得极低相噪的同时如何抑制杂散是问题的关键.

采用双环注入锁定方案是抑制长光纤环 OEO 杂散的有效途径^[2]. 基于“游标卡尺”效应, 使得短环 OEO(单模输出) 的振荡信号频率与长环 OEO(多模输出) 的某个振荡模式频率严格对准, 两者实现注入锁定, 最终在保持长环 OEO 低相噪的同时对其杂散实现有效抑制. 提高系统的噪信比是实现单环 OEO 低相噪的关键; 与此同时, 注入功率的大小是权衡相噪与杂散指标的关键因素. 因此, 对

引用格式: 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, doi: 10.1360/N112013-00107

于双环注入锁定 OEO 而言, 能否建立精确的理论解析模型, 定量地分析噪信比与注入功率对 OEO 相噪、杂散等各指标的影响是研究低相噪、小杂散 OEO 的关键。

国外已有一些文献对注入锁定 OEO 建立了较完善的数值模型, 但至今未有广泛认可的解析模型^[3,4]。本文基于经典的“近似线性”理论, 在已有研究基础上^[5~7]建立了新的理论解析模型, 对该模型进行了实验验证, 且基于该模型, 研究了注入锁定 OEO 的注入功率对其相噪与杂散的影响。

振荡器相位噪声的精确测量对于电子系统而言是非常重要的。各商用、特别是军用电子系统对振荡源相噪指标的苛刻要求促使各种超低相噪源相继问世^[8~11], 其相噪已低于目前商用相噪测量仪器的噪底。延时自差相噪测量系统由于在不需要参考源的前提下能实现对超低相噪源精确测量而受到广泛关注^[12]。传统测量系统一般采用电缆延时, 其小延时、高损耗严重制约系统的灵敏度, 所以采用光纤代替电缆进行延时, 标准 SMF-28 通信光纤在 1.55 μm 波长仅仅只有 0.2 dB/km 的损耗^[13]。

制约相噪测量系统灵敏度的另一个因素是器件的相噪, 光电探测器与微波放大器的闪烁相噪是测量系统近直流噪底的主要贡献部分^[14]。本论文旨在降低光电探测器与微波放大器的闪烁噪声, 提高测量系统的灵敏度, 在此基础上再使用互相关技术进一步提高系统的灵敏度, 最终实现了高灵敏度相噪测量系统并完成了对 X 波段低相噪 OEO 的准确测量。

下文首先介绍了双环注入锁定 OEO 的理论解析模型, 并进行实验验证, 进一步分析注入功率对相噪与杂散的影响。然后定性分析了微波光链路的相噪对测量系统噪底的影响, 搭建了基于光纤延时的互相关相噪测量系统, 校准后实现了对 10 GHz 低相噪 OEO 的准确测量。

2 双环注入锁定 OEO 建模与实验验证

2.1 双环注入锁定 OEO 理论解析模型

双环注入锁定 OEO 可分短注长环、长注短环、双环互注以及自注锁定式 OEO 四类, 它们拥有相似的工作原理与性能^[15~17], 本文选择短注长环式 OEO 作为研究对象, 对其进行理论建模、仿真与实验验证。该类型注入锁定 OEO 基本结构如图 1 所示, 由短环 OEO 与长环 OEO 两部分组成, 单环 OEO 的基本原理与工作特性参见文献 [2]。短环 OEO 产生单模的种子信号, 然后将其频点对准长环 OEO 的一个模式频点注入, 鉴于“游标卡尺”效应, 该频点信号在长环 OEO 中经过多次循环最终能够在“多模式竞争”中取胜, 抑制其他杂散模式, 实现单独振荡。该振荡模式信号不仅能够保持长环 OEO 超低的相噪特性, 而且能够对其寄生杂散实现有效抑制。

下面将在 Yao 等^[1]关于单环 OEO 的“近似线性”理论基础上推导双环注入锁定 OEO 的理论解析模型。对于短环 OEO, 如果仅考虑系统的高斯白噪声, 设起振噪声为 $V_0 e^{i\omega t}$, 经过多次循环, 形成稳定振荡后再通过耦合注入到长环 OEO 的信号可表示为

$$V_{m,\text{out}} = \frac{kG_m V_0 e^{i2\pi f t}}{1 - g_0 e^{-i2\pi f \tau_m}}, \quad (1)$$

其中, k 为幅度耦合系数, 其大小为注入信号与短环 OEO 振荡信号的幅度比值; G_m 是短环 OEO 中微波放大器的幅度增益; τ_m 是光纤延时量; g_0 是闭环增益, 其值一般取 1; f 是距载波的频程。该种子信号注入长环 OEO, 采用锁相电路使其载波频率与长环 OEO 的某个振荡模式严格对准, 长环 OEO 的振荡信号最终可表示为

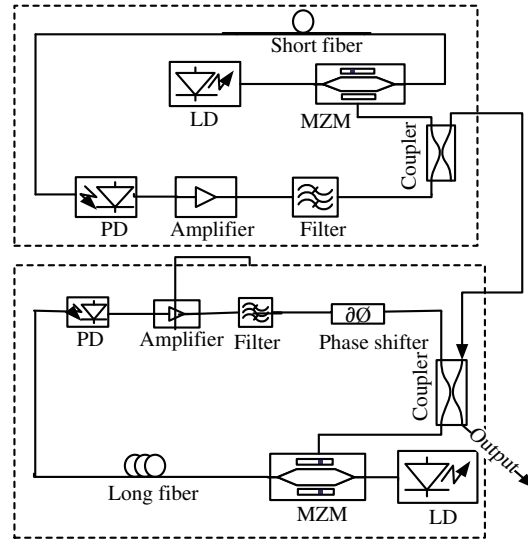


图 1 短注长环 OEO 基本结构

Figure 1 Basic configuration of shorter loop injection locking longer loop OEO

$$V_{s,\text{out}} = \frac{G_s(V_{m,\text{out}} + V_0 e^{i2\pi f t})}{1 - e^{-i2\pi f \tau_s}}, \quad (2)$$

其中, G_s 为长环 OEO 中微波放大器的幅度增益; τ_s 是长环延时量. 综合 (1) (2) 可得

$$V_{s,\text{out}} = \frac{kG_m G_s V_0 e^{i2\pi f t} + G_s V_0 e^{i2\pi f t} - G_s V_0 e^{i2\pi f (t-\tau_m)}}{(1 - e^{-i2\pi f \tau_s})(1 - e^{-i2\pi f \tau_m})}. \quad (3)$$

根据功率谱密度与幅度的关系

$$P_{s,\text{out}} = |V_{s,\text{out}}|^2 / 2R_L = V_{s,\text{out}} V_{s,\text{out}}^* / 2R_L. \quad (4)$$

将 (3) 式代入 (4) 可得噪声的谱密度为

$$P_{s,\text{out}} = \frac{G_s V_0^2 (\alpha^2 + 1 - 2\alpha \cos 2\pi f \tau_m) / 2R_L}{4(1 - \cos 2\pi f \tau_m)(1 - \cos 2\pi f \tau_s)}. \quad (5)$$

上式中, 定义 $\alpha = 1 + kG_m$ 为注入因子.

载波的振荡功率受限于系统的非线性, 文献 [1] 已经详细推导, 结果为

$$P_{s,\text{osc}} = \frac{4V_\pi^2}{\pi^2 R_L} \left(1 - \frac{1}{|G_o|} \right), \quad (6)$$

其中 G_o 是系统的开环增益; R_L 为负载阻抗, 一般为 50Ω ; V_π 为调制器的半波电压. 综合式 (5) 与 (6) 可得到长环 OEO 振荡信号的单边带 (single side band, SSB) 相噪为

$$L(f) = \frac{P_{s,\text{out}}}{P_{s,\text{osc}}} = \frac{(\alpha^2 + 1 - 2\alpha \cos 2\pi f \tau_m) \delta_s}{4(1 - \cos 2\pi f \tau_m)(1 - \cos 2\pi f \tau_s)}, \quad (7)$$

其中, δ_s 为长环 OEO 的系统噪信比 (起振噪声功率与谐振信号功率的比值).

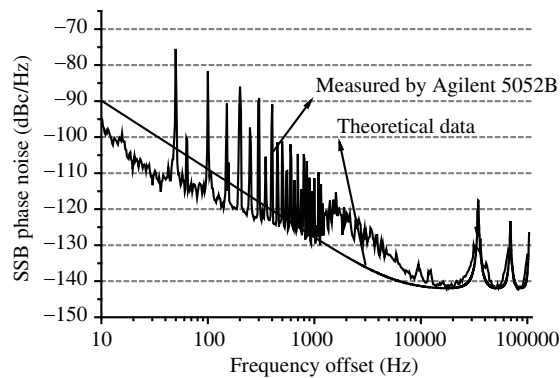


图 2 2 GHz 双环注入锁定 OEO 理论与实验数据

Figure 2 Theoretical and measured data of 2 GHz ILD-OEO

2.2 理论解析模型的实验验证

为了验证双环注入锁定 OEO 理论模型的正确性, 本节将进行 2 GHz 短注长环 OEO 的实验, 对比理论与实验数据的吻合性. 该验证性实验在 2 GHz 频率下进行, 主要考虑到两方面因素: 首先, 验证 OEO 相噪是否随载波频率的升高而明显变化 (接下来会进行 X 波段 OEO 实验); 其次, 便于精确测量, 2 GHz OEO 能够采用 Agilent 公司信号源分析仪 (5052B) 直接测量, 这是因为: 随着载波频率的升高测量系统的灵敏度会相应降低, 在 X 波段 5052B 的噪底一般要高于长光纤延时 OEO, 无法直接测量.

为验证公式 (7) 理论解析模型的正确性, 按照图 1 结构搭建实验平台. 采用 Ortel 公司型号为 1772 的分布反馈型半导体激光器; 鉴于激光器的高功率输出对应低的相对强度噪声的考虑, 实验中让激光器工作在饱和输出功率下, 后接一个可调光衰减器来改变注入调制器端的光功率; 采用 Convega 公司的型号为 LN058 的低半波电压马赫-增德尔型强度调制器; 采用 Optilab 公司的型号为 PD-30 高饱和功率 (大于 35 mW)、高速 (30 GHz) PIN 型探测器. 实验数据与公式 (7) 的理论数据如图 2 所示.

实验数据采用 Agilent 公司的 5052B 信号源分析仪测量所得. 由图所示, 实验与理论数据不论在相噪还是杂散指标上都能够较好地吻合, 验证了公式 (7) 理论模型的正确性. 实验采用长度约为 6 km 的 SMF-28 光纤, 其 FSR 大概为 34 kHz, 理论与实验结果一致. 在实验数据的近直流端出现许多间隔约为 50 Hz 的毛刺, 来源于工频干扰, 可以采用干电池对系统供电并进行电磁屏蔽来消除.

2.3 注入功率对相噪与杂散的影响

双环注入锁定 OEO 由长、短两个独立的 OEO 组成, 如何提高单环 OEO 的相噪关键在于降低系统的噪信比^[1,5~7]. 对于双环 OEO, 在保证其组成的两个单环 OEO 具有最佳的噪信比的前提下, 如何确定注入种子信号的功率是本节研究的重点.

对于短环注长环 OEO, 将该种子信号与长环 OEO 的某个振荡模式实现频率对准 (后文中将该模式称为主模), 如果注入种子信号功率太小, 主模在模式竞争中不能取得明显的优势, 最终输出信号与长环 OEO 单独振荡的信号相似: 低相噪、大杂散、多模输出; 如果注入种子信号功率太大, 虽然主模能够在竞争中取得优势, 很好低抑制杂散, 但是由于其在长环中循环次数太少, 相噪叠加次数少致使相消不完全, 最终输出信号与短环 OEO 单独振荡的信号相似: 高相噪、小杂散、单模输出.

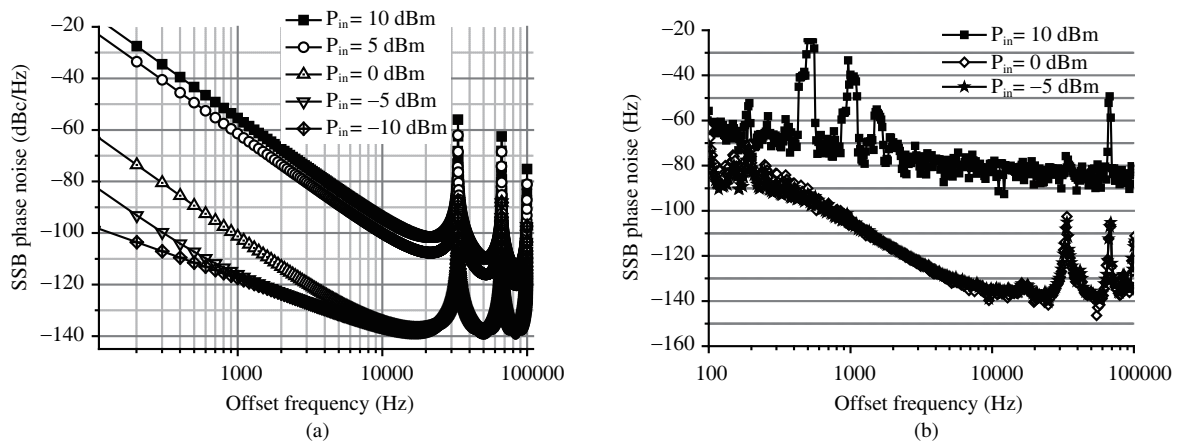


图 3 不同注入功率对应的单边带相噪数据

Figure 3 Phase noise data of OEO in different-level injection. (a) Theoretical phase noise data of OEO; (b) measured phase noise data of OEO

鉴于以上分析, 控制注入种子信号的功率大小是权衡相噪与杂散指标的关键.

图 3 给出了短注长环 2 GHz OEO 在不同注入功率下对应的相噪指标. 图 3(a) 是基于公式 (7) 的理论数据, 分别给出了注入功率为 -10 , -5 , 0 , 5 , 10 dBm 时对应的相噪数据. 由理论数据不难看出, 注入功率为 0 , -10 , -5 dBm 时相噪较低, 在 10 kHz 频偏下能够接近 -140 dBc/Hz; 注入功率为 5 , 10 dBm 时相噪较高, 在 10 kHz 频偏下高于 -110 dBc/Hz. 杂散与相噪相反, 随着注入功率的增加而减小. 图 3(b) 是短注长环 2 GHz OEO 的实验数据, 该实验在理论仿真中选取了注入功率为 -5 , 0 , 10 dBm 下对其相噪进行测量. 不难看出, 实验数据与理论较吻合, 在低注入条件下 (-5 , 0 dBm), 相噪较低, 在 10 kHz 频偏下接近 -140 dBc/Hz, 杂散大小接近 40 dB; 在高注入条件下 (10 dBm), 相噪较高, 在 10 kHz 频偏下接近 90 dBc/Hz, 杂散只有 20 dB.

总括而言, 基于公式 (7) 的理论模型能够较好地反映注入功率对双环 OEO 相噪与杂散指标, 注入功率的大小是权衡杂散与相噪指标的关键.

3 X 波段双环注入锁定 OEO 的相噪测量

对于光纤延时相噪测量系统而言, 微波光链路的相位噪声是限制测量系统灵敏度的关键. 本章采用高线性度探测器与低相噪微波放大器来降低微波光链路的相噪, 进而提高测量系统的灵敏度. 在此基础上, 本章还采用了基于光纤延时双通道互相关的方案来进一步提高相噪测量系统的灵敏度. 本章首先在理论上分析了微波光链路的相噪, 对光电探测器与微波放大器的相噪进行了测量; 然后搭建互相关测量系统, 校准后对 X 波段 OEO 进行测量.

3.1 微波光链路相噪

3.1.1 理论分析

微波光链路由若干光与电器件组成, 其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^[18,19]. 器件的相位噪声主要包括白噪声与闪烁噪声 (不考虑其他有色噪

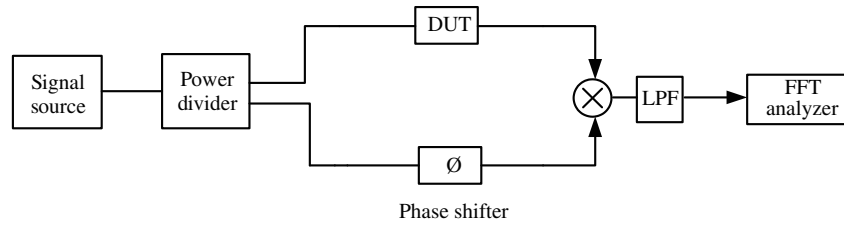


图 4 载波抑制法器件相噪测量系统的基本结构方框图

Figure 4 Schematic of the carrier-suppression device's phase noise measurement method

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^[14], 可表示为

$$b_0 = \frac{FkT_0}{P_0}, \quad (8)$$

其中 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

$$b_{0,t} = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1^2} + \frac{F_3 - 1}{A_2^2 A_1^2} + \cdots \right) \frac{kT_0}{P_0}. \quad (9)$$

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. 但是, 当载波通过非线性器件时, 低频段的闪烁噪声将通过器件的非线性寄生到载波中, 影响载波的相噪. 综合考虑到两类主要噪声, 器件的相位噪声可表示为

$$S_{\phi}(f) = b_0 + b_{-1} \frac{1}{f}, \quad (10)$$

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

$$b_{-1,t} = \sum_{i=1}^n b_{-1,i}. \quad (11)$$

考虑到整个链路包含器件的白相噪与闪烁相噪, 基于公式 (8)~(11), 整个微波光链路的相噪可表示为

$$S_{\phi,t}(f) = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_1^2} + \frac{F_3 - 1}{A_2^2 A_1^2} + \cdots \right) \frac{kT_0}{P_0} + \sum_{i=1}^n b_{-1,i} \frac{1}{f}. \quad (12)$$

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.

鉴于以上理论依据, 降低器件的闪烁相噪是降低微波光链路近载频相噪、进一步提高相噪测量系统灵敏度的可行方案.

3.1.2 实验与分析

本小节将对比传统器件与高线性光电探测器 (DSC40, discovery semiconductors) 和低相噪微波放大器 (HMC606, Hittite) 的相噪. 器件的相噪测量采用 Agilent 公司提供的典型的载波抑制法测量方案¹⁾, 其基本结构如图 4 所示. 测量原理为: 辅助载波被功分为两个支路, 一支路通过待测器件与另一支路经过 90° 移相后再进行混频鉴相, 低通滤波后使用 Agilent 35670A 动态信号分析仪进行 Fourier 分析, 参考源相噪相消、待测器件的相噪在基带信号中得到保持.

1) Agilent. <http://www.home.agilent.com/>.

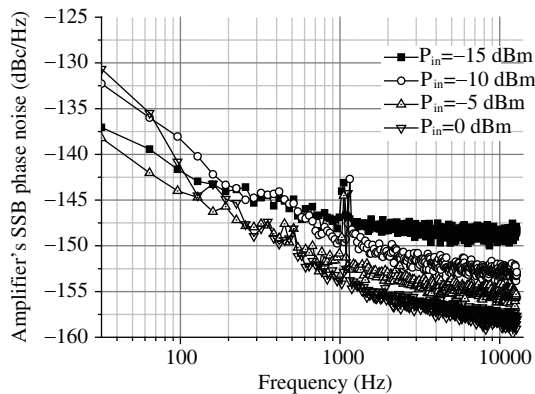


图 5 不同输入功率下低相噪放大器的单边带相噪

Figure 5 Low-phase noise amplifier's SSB phase noise at different input power

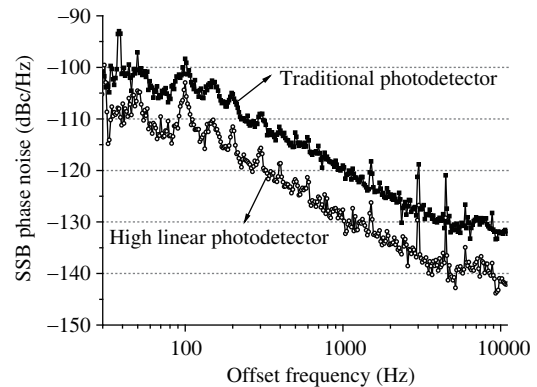


图 6 传统光电探测器与高线性光电探测器的相噪实测数据

Figure 6 Experimental data of SSB phase noise of high linear and traditional photodetectors

采用该系统对低相噪微波放大器的相噪进行测量, 测量结果如图 5 所示. 图 5 给出了载波在不同输入功率 (-15 , -10 , -5 , 0 dBm) 下低相噪微波放大器的实测相噪. 由图所示, 相噪曲线由两部分组成: 近直流端相噪的功率谱密度与频率成反比、与输入功率无关; 远端相噪较平坦, 与频率无关、与输入功率成反比. 实验数据与式 (12) 所体现的物理规律一致.

采用该系统对传统光电探测器与高线性探测器进行的相噪进行测量, 结果如图 6 所示. 需要说明的是, 光电探测器是典型的光电器件, 不能直接采用上述系统进行测量, 需要连接电光调制器构成微波光链路, 由于本实验采用铌酸锂强度调制器, 所以微波光链路的相噪即为探测器的相噪. 由图可以看出, 高线性光电探测器比传统探测器的相噪要低大概 10 dB. 说明提高探测器的非线性能够降低闪烁噪声的寄生效应, 减弱器件的噪声对载波相位的影响.

3.2 基于光纤延时双通道互相关相噪测量系统

基于光纤延时双通道互相关相噪测量系统的结构如图 7 所示. 该互相关测量系统由两个同样的通道构成, 其噪底是两通道互相关的结果. 对于单个通道, 待测源通过 3 dB 耦合器分成两路, 一路信号 90° 移相与另一路信号通过 6 km SMF-28 光纤延时后进行混频鉴相. 鉴相后载波得到抑制, 只剩下基带信号, 该信号通过直流放大后与另一通道的基带信号进行互相关, 最终进行 Fourier 分析, 校准后可以得到载波的相噪, 详细原理请参照文献 [13].

测量系统采用分布反馈型半导体激光器 (Ortel 1772)、MZ 型强度调制器 (Agere 2623); 考虑到低相噪放大器增益不够 (12 dB), 采用两级级联方式. 为验证测量系统的有效性, 采用 Agilent 5052B 信号源分析仪与本测量装置分别对矢量网络分析仪的内置源进行测量, 结果如图 8 所示. 由对比数据不难看出, 两系统的测量数据基本吻合, 证明了本测量系统的有效性.

使用该测量系统对 10 GHz 双环注入锁定 OEO 的相噪进行测量. 测量结果如图 9 所示, 振荡信号相噪在 10 kHz 频偏接近 -145 dBc/Hz, 与 2 GHz OEO 相噪相当, 证实了 OEO 的相噪不随载波频率的增加而明显变化. 图 9 还给出了双通道的噪底与互相关后测量系统的噪底, 由图不难看出, 双通道未经过互相关前的噪底明显高于 OEO 相噪, 因此无法对其进行测量; 经过 200 次互相关后, 系统噪底在 10 kHz 下降了将近 20 dB、在近直流端接近 10 dB, 低于 OEO 相噪, 能够完成对其进行准确测量.

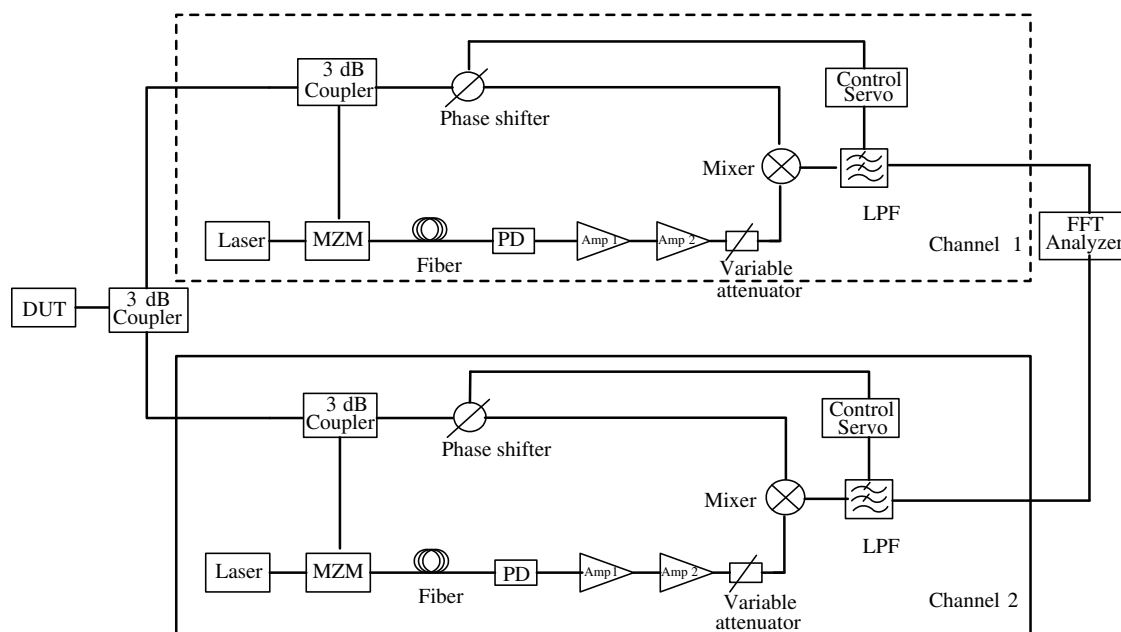


图 7 基于光纤延时双通道互相关相噪测量系统结构图

Figure 7 Schematic of fiber-delay based dual-channel cross-correlation photonic-delay measurement system

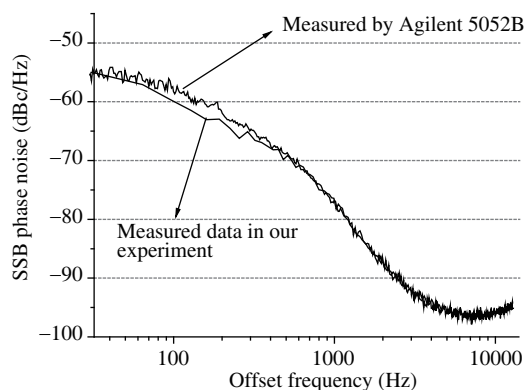


图 8 Agilent 5052B 与本系统测量对比数据

Figure 8 Measured data comparison of Agilent 5052B and our system

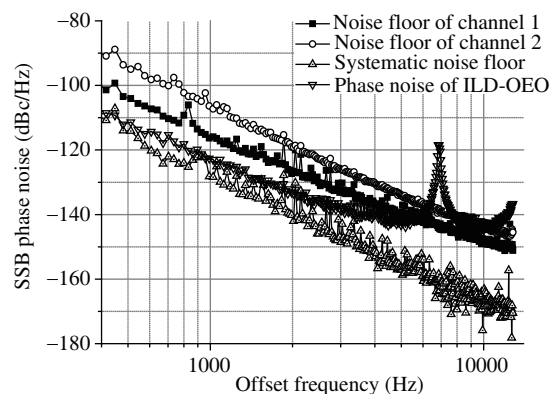


图 9 测量系统在 X 波段的噪底以及对双环注入锁定 10 GHz OEO 的相噪测量结果

Figure 9 Measured data of systematic noise floor at X band and phase noise of ILD-OEO at 10 GHz

4 结论

本文基于“近似线性”理论对于双环注入锁定 OEO 提出了理论解析模型,并通过了实验验证.基于该模型,分析了注入种子信号功率对 OEO 相噪与杂散的影响,说明了注入功率是权衡相噪与杂散指标的关键因素并在 X 波段实现了超低相噪 OEO.

在理论上建立了微波光链路的相噪模型, 分析了频率与输入功率对链路相噪的影响, 并结合实验进行了较详细的分析. 提出了采用高线性度光电探测器与低相噪微波放大器来提高测量系统的灵敏度, 并完成了测量系统的搭建与校准, 实现了对低相噪 OEO 的准确测量.

参考文献

- 1 Yao X S, Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator. *J Opt Soc Am B*, 1996, 13: 1725–1735
- 2 Zhou W M, Blasche G. Injection-locked dual opto-electronic oscillator with ultra-low phase noise and ultra-low spurious level. *IEEE Trans Microw Theory*, 2005, 53: 929–933
- 3 Levy E, Horowitz M, Okusaga O, et al. Study of dual-loop optoelectronic oscillators. In: *Proceedings of IEEE Frequency Control Symposium, Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, Besancon, 2009. 505–507
- 4 Menyuk C R, Levy E C, Zhou W M, et al. An analytical model of the dual-injection-locked opto-electronic oscillator (DIL-OEO). In: *Proceedings of IEEE Frequency Control Symposium, Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, Besancon, 2009. 870–874
- 5 Hong J, Yang C, Li X H, et al. The impact of the photodiode on the nonlinearity of microwave photonic links. *Microw Opt Techn Let*, 2011, 53: 2325–2327
- 6 Hong J, Yang C. Effects of the biasing voltage of modulator on the phase noise of opto-electronic oscillator. *Microw Opt Techn Let*, 2012, 54: 689–692
- 7 Hong J, Yang C, Zhang X, et al. Oscillation power of opto-electronic oscillator limited by nonlinearities of Mach-Zehnder modulator and microwave amplifier. In: *Proceedings of IEEE The International Topic Meeting on Microwave Photonics*, Singapore, 2011. 77–80
- 8 G J Dick, D Santiago. Microwave frequency discriminator with a cryogenic sapphire resonator for ultra-low phase noise. In: *Proceedings of IEEE Symposium on Frequency Control Proceedings*, Hershey, 1992. 176–182
- 9 Yao X Y, L Maleki. Multiloop optoelectronic oscillator. *IEEE J Quantum Elect*, 2000, 36: 79–84
- 10 Eliyahu D, Maleki L. Low phase noise and spurious level in multi-loop opto-electronic oscillators. In: *Proceedings of the 2003 IEEE International Frequency Control Symposium*, 2003. 405–410
- 11 Zhou W M, Blasche G. Injection-locked dual opto-electronic oscillator with ultra-low phase noise and ultra-low spurious level. *IEEE Trans Microw Theory*, 2005, 53: 929–933
- 12 Lance A, Wendell D S, Labaar F. Phase noise and AM noise measurements in the frequency domain. *J Infrared Millim W*, 1984, 11: 239–289
- 13 Rubiola E, Salik E, Huang S, et al. Photonic delay technique for phase noise measurement of microwave oscillators. In: *Proceedings of IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Conference*, Montreal, 2004
- 14 Rubiola E. *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillator*. New York: Cambridge University Press, 2009
- 15 Lee K H, Kim J Y, Choi W Y. Injection-locked hybrid optoelectronic oscillators for single-mode oscillation. *IEEE Photonic Tech L*, 2008, 20: 1645–1647
- 16 Okusaga O, Zhou W M, Levy E. Experimental and simulation study of dual injection-locked OEOs. In: *Proceedings of IEEE Frequency Control Symposium, Joint with the 22nd European Frequency and Time forum*, Besancon, 2009. 875–879
- 17 Sung H K, Lau E K, Zhao X X, et al. Optically injection-locked optoelectronic oscillators with low RF threshold gain. In: *Proceedings of Lasers and Electro-Optics*, Baltimore, 2007. 1–2
- 18 Mukherjee J, Roblin P, Akhtar S. An analytic circuit-based model for white and flicker phase noise in LC oscillators. *IEEE Trans Circ Syst-I*, 2007, 54: 1584–1598
- 19 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

Design for fiber-delay line based low-phase noise opto-electronic oscillator and high-sensitivity phase noise measurement system

HONG Jun^{1,2*}, GUO Jian² & YAO Yuan³

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

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

3 College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China

*E-mail: junhong4699@gmail.com

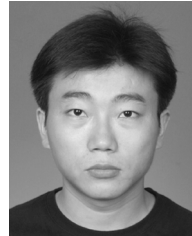
Abstract Injection-locking method is applied to X band low-phase noise and small-spur opto-electronic oscillator (OEO) in this paper. Based on the quasi-linear theory, a new analytical model is built, and the effect of injection power on the single side band (SSB) phase noise and spurs of OEO is also analyzed. Results suggest that only moderate injection power can make sure both of the low phase noise and small spurs. In order to measure super-low phase noise of oscillators, the cross-correlation measurement system based on the fiber delay line is built, where high linear photodetector and low-phase noise amplifier are used to improve systematic sensitivity. low-phase noise OEO (-125 dBc/Hz@1 kHz, -145 dBc/Hz @10 kHz) and high-sensitivity phase noise measurement system (-130 dBc/Hz@1 kHz, -168 dBc/Hz @10 kHz) in X-band is finished. Those high-level index has not been reported in China and is on the level with the best index reported in foreign literature.

Keywords injection locking, phase noise, opto-electronic oscillator, cross-correlation, sensitivity



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, and received the M.S. degree in communication and information system from Ningbo University, Ningbo, China, in 2009, respectively. He received the Ph.D. degree in electronic science and technology in 2013 at the

school of Electronic Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, China. He is currently a researcher with Hunan Institute of Technology, Hengyang, Hunan, China. His current research interests focus on 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 the M.S. degree in electric engineering from Southeast University, Nanjing, China, in 2005 and 2007, respectively. He received the Ph.D. degree at the State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, China in 2012. His

research interests including microwave and millimeter wave circuits design, antennas and satellite communication system.