

文章编号: 1001-3806(2014)05-0579-07

耦合式光电振荡器的理论与实验研究

徐 伟, 金 韬*, 池 灏

(浙江大学 信息与电子工程学系, 杭州 310027)

摘要: 为了研究耦合式光电振荡器, 阐述了耦合式光电振荡器的模式选择理论, 给出了维持最佳锁模状态的相位匹配条件, 分析了影响射频信号相位噪声的因素, 进行了基于保偏机制的耦合式光电振荡器的实验研究。采用分别调节光环形腔和光电微波振荡环路中的保偏可变光纤延迟线可改变腔长的方法, 获得了腔长与振荡频率的关系。同时, 采用鉴频法测量了不同条件下 5GHz 射频信号的相位噪声, 研究了影响射频信号相位噪声的因素。结果表明, 耦合式光电振荡器的振荡模式取决于光环形腔的腔长, 射频信号相位噪声受到光信号偏振态、相位匹配、环路长度等因素的影响。实验中获得了偏移频率 10kHz 处相位噪声达到 $-136\text{dBc}/\text{Hz}$ 的 5GHz 射频信号, 是目前国内已知的相位噪声最低的耦合式光电振荡器。

关键词: 光电子学; 耦合式光电振荡器; 振荡模式; 相位匹配; 保偏; 相位噪声

中图分类号: TN751.1 **文献标志码:** A **doi:** 10.7510/jgjs.issn.1001-3806.2014.05.001

Theoretical and experimental research of coupled optoelectronic oscillators

XU Wei, JIN Tao, CHI Hao

(Department of Information Science and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to study coupled optoelectronic oscillators (COEO) further, the mode selection theory of COEO was expounded. The phase matching condition to maintain optimum mode-locked state was given. The affecting factors of phase noise of radio frequency signal were analyzed. The experiment of COEO based on polarization-maintaining mechanism was conducted. By adjusting the polarization-maintaining variable optical fiber delay lines in the optical ring cavity and the optoelectronic microwave oscillation loop to change the cavity length, the relationship between cavity length and oscillation frequency was obtained. Meanwhile, by using the frequency discrimination method, phase noise performances of 5GHz radio frequency (RF) signals under different operating conditions were measured and the effective factors were studied. The experimental results demonstrate that oscillation mode depends on the cavity length of optical ring cavity. Optical signal polarization, phase matching and loop length have influence on the phase noise of the RF signals. The coupled optoelectronic oscillator of 5GHz RF signal and phase noises of $-136\text{dBc}/\text{Hz}$ at 10kHz offset frequency is obtained, whose phase noise is the lowest in our country as far as we know.

Key words: optoelectronics; coupled optoelectronic oscillator; oscillation mode; phase match; polarization-maintaining; phase noise

引 言

与传统的微波振荡器相比, 光电振荡器产生的射频信号频谱宽, 频段范围从几赫兹到几百吉赫兹, 相位噪声性能获得极大的提高, 美国 OEWAIVE 公司生产的高端光电振荡器产品在偏移频率 10kHz 处

相位噪声达到 $-163\text{dBc}/\text{Hz}$ 。因此, 光电振荡器被广泛应用于航空航天、雷达通信、情报与信息战和传感器等领域^[1-2]。耦合式光电振荡器 (coupled optoelectronic oscillator, COEO) 可以产生低抖动、高重复频率的超短光脉冲, 在光纤通信系统应用中有独特和广阔的应用前景^[3-6]。COEO 的光环形腔具有很高的品质因素 (Q 值), 可以作为高 Q 微波器件, 产生低相位噪声的射频信号。为了提高 COEO 的稳定性, 获得低相位噪声的 COEO, 许多学者对其进行了理论与实验研究^[7-13]。2000 年, YAO 等人首次提出了基于半导体光放大器的 COEO 结构, 定性描述了

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61275027)

作者简介: 徐 伟 (1988-), 男, 硕士研究生, 现主要从事光通信和微波光子学的研究。

* 通讯联系人。E-mail: jint@zju.edu.cn

收稿日期: 2013-12-09; 收到修改稿日期: 2013-12-10

COEO 的模式对准理论^[7]。为了提高系统的长期稳定性,2005 年, YU 演示了基于原子跃迁参考频率的 COEO 稳定性方案^[9]。为了改善射频信号的相位噪声和光脉冲的时域抖动,2007 年, SALIK 等人在 COEO 结构中引入了掺铒光纤放大器、保偏光纤和色散位移光纤,获得了偏移频率 10kHz 处相位噪声 -150dBc/Hz 的射频信号和 2fs 抖动的光脉冲^[10]。2011 年, WILLIAMS 等人报道了基于光锁相环和倍频机制的 COEO,提高了其振荡频率的稳定性,减少了环境温度和机械振动等因素的影响,但这种结构的 COEO 结构复杂、成本较高,限制了它的推广应用^[11]。同年,他们演示了一种注入锁定式 COEO,同时研究了射频信号的频率稳定性与注入光频率稳定性的关系^[12]。2012 年, LOH 等人提出了基于新型大功率平板耦合光波导放大器的 COEO,这种结构不需要微波放大器,简化了系统结构,在只有 60m 腔长的延迟下获得了偏移频率 10kHz 处相位噪声 -143dBc/Hz 的射频信号^[13]。

YAO 在参考文献[7]中首次提出了 COEO 的模式对准理论。该理论指出,稳定振荡后的射频信号振荡模式由光环形腔和光电微波振荡环路共同决定,即只有光环形腔的振荡模式和光电微波振荡环路的振荡模式对准匹配时,系统才能起振。然而,作者在相关试验中发现,该理论并不能很好解释某些实验现象。本文将理论分析耦合式光电振荡器的工作原理,探讨振荡模式选择和相位匹配的条件,并进行实验验证。同时,设计并搭建了基于保偏机制的耦合式光电振荡器,研究了光信号的偏振态、相位匹配、环路长度等影响 COEO 射频信号相位噪声的因素。实验中获得了偏移频率 10kHz 处相位噪声 -136dBc/Hz 的 5GHz 射频信号,这是目前国内已知的相位噪声最低的 COEO。

1 原 理

COEO 是光振荡器和光电微波振荡器的耦合,其原理框图如图 1 所示。光环形腔中包含纵模的各种谐波分量,从环形腔中提取出光信号,经光电转换后,再经过电滤波器输出相应的谐波分量,然后经放大器放大,最后反馈给 LiNbO₃ 强度调制器,对光信号经行调制。

光环形腔的振荡模式由腔长和增益决定,纵模间隔为 $\Delta\omega_1 = \frac{2\pi c}{nL}$,其中 n 为光纤折射率, L 为腔长。

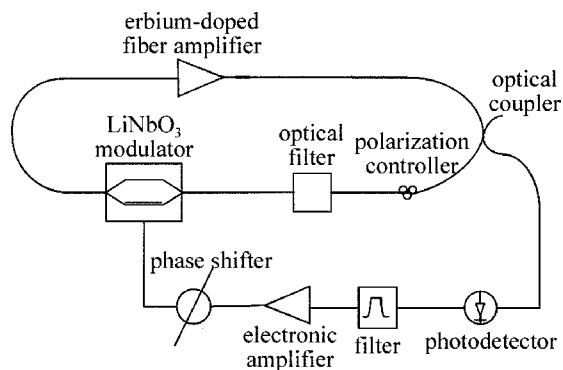


Fig. 1 Schematic diagram of COEO

假设从光环路提取的任意两个光信号分别为:

$$\varepsilon_1(t) = E_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1)$$

$$\varepsilon_2(t) = E_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2)$$

式中, E_1 和 E_2 分别是腔内光波场 $\varepsilon_1(t)$ 和 $\varepsilon_2(t)$ 的幅度, ω_1 和 ω_2 分别是对应的角频率, φ_1 和 φ_2 分别是对应的初相位。 ω_1 和 ω_2 之间满足:

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_m = N \times \Delta\omega_1 = N \times \frac{2\pi c}{nL} \quad (3)$$

式中, N 为正整数, ω_m 是调制频率。

由(3)式可知,射频信号振荡频率(即反馈给调制器的调制信号的调制频率 ω_m)与光环形腔的腔长 L 成反比,振荡频率变化 $\Delta\omega$ 和腔长变化 ΔL 之间满足:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_m} = -\frac{\Delta L}{L} \quad (4)$$

根据光电探测器平方律特性和光频外差探测原理,得到经光电转换后的光电流 $I(t)$ 为:

$$I(t) = \rho \left\{ \overline{E_1^2(t) \sin^2(\omega_1 t + \varphi_1)} + \overline{E_2^2(t) \sin^2(\omega_2 t + \varphi_2)} + \overline{E_1 E_2 \sin(\omega_m t + \varphi_2 - \varphi_1)} + \overline{E_1 E_2 \sin[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_2 + \varphi_1]} \right\} \quad (5)$$

式中, ρ 为光电探测器响应度,大括号内各项上的横线表示几个光频周期的时间平均。(5)式等号右边大括号内第 1 项和第 2 项是光谱响应项,均为直流分量,被有限带宽的中频滤波器滤除;第 4 项是和频项,其频率超过光电检测器的响应带宽;第 3 项是差频项,只要其频率包含在光电检测器的响应带宽内,就有相应的光电流输出。因此,最终的输出光电流 $I_0(t)$ 为:

$$I_0(t) = \rho E_1 E_2 \sin(\omega_m t + \varphi_2 - \varphi_1) \quad (6)$$

于是,反馈给调制器的调制电压 $V_0(t)$ 可表示

为:

$$V_0(t) = GR\rho E_1 E_2 \sin(\omega_m t + \varphi_2 - \varphi_1) = V_{RF} \sin(\omega_m t + \varphi) \quad (7)$$

式中,调制电压的幅度 $V_{RF} = GR\rho E_1 E_2$, $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, φ 是调制电压初始相位, R 是负载阻抗, G 是微波放大器增益。

最终, LiNbO_3 强度调制器的偏置电压 $V(t)$ 为:

$$V(t) = V_b + V_0(t) = V_b + V_{RF} \sin(\omega_m t + \varphi) \quad (8)$$

式中, V_b 为直流偏置电压。

光信号通过调制器后的光波电场 $E_{out}(t)$ 为:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) + \frac{1}{2} E_{in}(t) \times \exp\left[j \frac{\pi}{V_\pi} V(t)\right] = \frac{1}{2} E_{in}(t) + \frac{1}{2} E_{in}(t) \exp\left\{j \frac{\pi}{V_\pi} [V_b + V_{RF} \sin(\omega_m t + \varphi)]\right\} \quad (9)$$

式中, $E_{in}(t)$ 为进入调制器的光波电场, V_π 为半波电压。

LiNbO_3 强度调制器的透射率 $T(t)$ 定义为:

$$T(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \quad (10)$$

设 $\alpha = \frac{V_b}{V_\pi}$, $\beta = \frac{V_{RF}}{V_\pi}$, β 为调制深度, 将(9)式代入

(10)式,得到:

$$T(t) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos[\alpha\pi + \beta\pi \sin(\omega_m t + \varphi)] \right\} \quad (11)$$

为了简化运算,假设 $\varphi = 0$, 利用贝塞尔函数将(11)式展开,得到:

$$T(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} J_0(\beta\pi) \cos(\alpha\pi) + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\beta\pi) \cos(2k\omega_m t) \cos(\alpha\pi) + \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\beta\pi) \cos[(2k+1)\omega_m t] \sin(\alpha\pi) \quad (12)$$

由(12)式可见,透射率函数中出现高频项,即调制器输出光中存在高次谐波。若施加小信号调制,高次谐波项将得到有效抑制。因此,在小信号调制情况下,(11)式可以近似为:

$$T(t) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} J_0(\beta\pi) \cos(\alpha\pi) + J_1(\beta\pi) \cos(\omega_m t) \sin(\alpha\pi) \quad (13)$$

根据贝塞尔函数的性质可知:

$$J_0(\beta\pi) \approx 1 - \left(\frac{\beta\pi}{2}\right)^2 \quad (14)$$

$$J_1(\beta\pi) \approx \frac{\beta\pi}{2} \quad (15)$$

将(14)式和(15)式代入(13)式,得:

$$T(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{\beta\pi}{2}\right)^2 \right] \cos(\alpha\pi) + \left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \cos(\omega_m t) \sin(\alpha\pi) = T_0 + T_1 \cos(\omega_m t) \quad (16)$$

式中, $T_0 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{\beta\pi}{2}\right)^2 \right] \cos(\alpha\pi)$, $T_1 = \left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \times \sin(\alpha\pi)$ 。对于给定的偏置电压, α 和 β 是常数,透射率函数只是关于调制频率 ω_m 的函数。

未施加调制电压时,假设某一模式的腔内光波电场 $E(t)$ 为:

$$E(t) = E_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (17)$$

式中, E_0 是腔内光波场 $E(t)$ 的幅度, ω_0 和 φ_0 分别是其角频率和初相位。

施加调制电压后,受到调制的腔内光波电场为:

$$E(t) = E_0 [T_0 + T_1 \cos(\omega_m t)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = E_0 T_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{E_0 T_1}{2} \sin[(\omega_0 + \omega_m)t + \varphi_0] + \frac{E_0 T_1}{2} \sin[(\omega_0 - \omega_m)t + \varphi_0] \quad (18)$$

上式表明,振幅调制的结果是基频 ω_0 的光波产生了两个边带频率分别为 $\omega_0 + \omega_m$ 和 $\omega_0 - \omega_m$ 的纵模信号,频率间隔 ω_m (即调制频率)正好是腔长所决定的纵模间隔的整数倍。上述3个频率成分的纵模相互耦合,并建立固定的相位关系。同理,频率为 $\omega_0 + \omega_m$ 和 $\omega_0 - \omega_m$ 的纵模信号经过调制又激发新的边带,直到增益带宽内所有纵模起振。

为了获得更好的锁模效果,在光电微波振荡环路中引入可变光纤延迟线(variable delay line, VDL),调整光脉冲信号与射频信号之间的相位差,使光脉冲获得最大的透过率,达到最佳的锁模状态。假设光脉冲信号经耦合器、偏振控制器、滤波器和VDL到达调制器的时间为 Δt_1 ,光脉冲信号经耦合器进入光电微波环路到达调制器的时间为 Δt_2 。设到达调制器的光脉冲信号和射频信号分别为:

$$E(t) = E_0 \sin[\omega_0(t + \Delta t_1) + \Phi_1] \quad (19)$$

$$V(t) = V_{RF} \sin[\omega_m(t + \Delta t_2) + \Phi_2] \quad (20)$$

式中, Φ_1 和 Φ_2 分别是光脉冲信号和射频信号的初相位。为了方便讨论,在此不考虑强度关系,只考虑相位关系。当两者的相位差 $\Delta\Phi$ 满足:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= \omega_0(t + \Delta t_1) + \Phi_1 - \\ &\omega_m(t + \Delta t_2) - \Phi_2 = 2k\pi \end{aligned} \quad (21)$$

式中, k 为整数。此时,光脉信号和射频信号相位匹配,获得最好的锁模效果,光脉冲时域抖动和射频信号相位噪声性能达到最佳。

由上述分析可知,射频信号频率由光环形腔的腔长决定,自由光谱范围(free spectral range, FSR)由光环形腔的腔长决定。光电微波振荡环路作为时钟提取支路,对于振荡模式选择不起作用,其长度决定射频信号的反馈相位,从而影响光脉冲时域抖动和射频信号相位噪声。

2 实验

实验装置如图2所示,保偏结构的 COEO 由光环形腔和光电微波振荡环路组成。光环形腔的腔长大约 50m,光电微波振荡环路大约 10m。光环形腔包含保偏的掺铒光纤放大器(polarization maintaining erbium-doped fiber amplifier, PM-EDFA)、偏振控制器(polarization controller, PC)、保偏光耦合器(polarization maintaining optical coupler, PM-OC)、保偏隔离器(polarization maintaining isolator, PM-I)、保偏光环形器(polarization circulator, PM-C)、保偏光纤布喇格光栅(polarization maintaining fiber Bragg grating, PM-FBG)、保偏可调延迟线(polarization maintaining variable delay line, PM-VDL)和 LiNbO₃ 强度调制器。PM-EDFA 内部所有器件都是保偏的。偏振控制器调节进入 LiNbO₃ 强度调制器的光脉冲的偏振态。光脉冲通过 PM-EDFA 得到放大,饱和输出功率 25dBm。通过 80:20 的保偏耦合器,光脉冲进入光电微波振荡环路,经过 PM-VDL₂ 后不同模式光

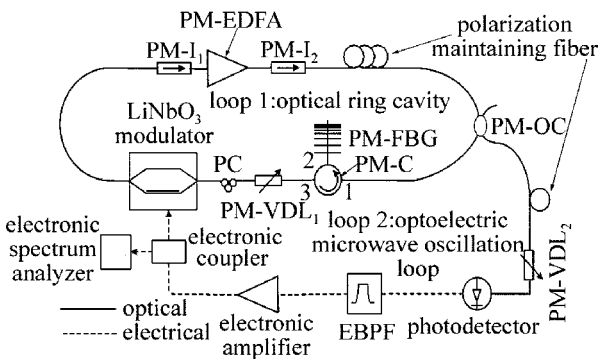


Fig. 2 Experimental setup of COEO

信号在光电检测器(photodetector, PD)中拍频,然后滤波放大后反馈给电光调制器。带通滤波器(electrical band-pass filter, EBPF)中心频率为 5GHz,带宽为 20MHz。电光强度调制器为美国 JDSU 公司产品,带宽大于 20GHz。PM-VDL 是美国 OEWAVE 公司产品,最大延迟量 330ps(10cm)。PM-FBG 中心波长为 1549.5nm,自由光谱范围为 9GHz。

3 结果与讨论

图3a和图3b分别是 PM-VDL₁ 的延迟量 $\tau_{d,1}$ 分别为 10ps 和 60ps,且 PM-VDL₂ 的延迟量 $\tau_{d,2}$ 为 100ps 时 COEO 输出的射频信号。50ps 的光延迟改变量使得振荡频率改变了 0.00093GHz,符合(4)式。

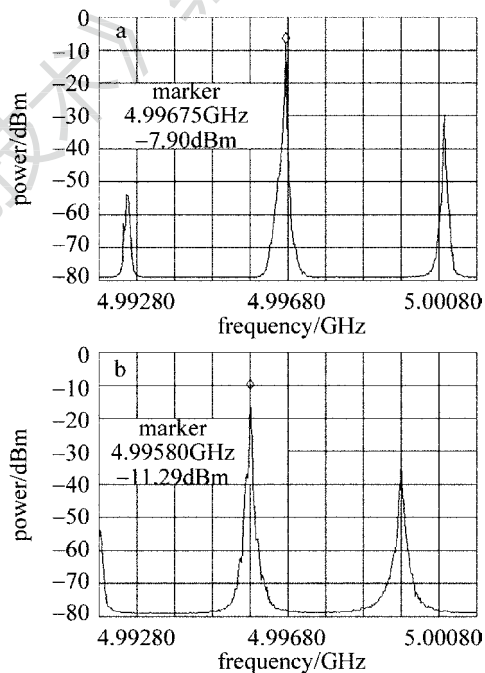


Fig. 3 Output RF signal of COEO

a— $\tau_{d,1} = 10\text{ps}, \tau_{d,2} = 100\text{ps}$ b— $\tau_{d,1} = 60\text{ps}, \tau_{d,2} = 100\text{ps}$

图4是光纤延迟量 $\tau_{d,1} = 10\text{ps}$ 和 $\tau_{d,2} = 120\text{ps}$ 时

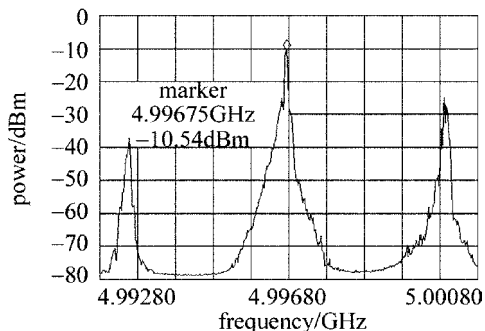


Fig. 4 Output RF signal of COEO with $\tau_{d,1} = 10\text{ps}$ and $\tau_{d,2} = 120\text{ps}$

COEO 输出的射频信号。与图 3a 比较可见,此时射频信号振荡频率并没有发生改变,但是其幅度值发生跳变,毛刺增多。

在实验中,单独调节 PM-VDL₁ 以改变腔长,此时射频信号的 FSR 发生改变,射频信号的振荡频率也发生改变。振荡频率变化 $\Delta\omega$ 和腔长变化 ΔL 之间满足(4)式。

单独调节 PM-VDL₂,发现射频信号的振荡频率和 FSR 不变,但观察到射频信号从带有大量毛刺、幅度不稳定、慢慢变化为频谱纯度高、幅度值稳定的演变过程。继续单独调节 PM-VDL₂,射频信号再次慢慢出现频谱纯度劣化、幅度值随机跳变的现象。继续单独回调 PM-VDL₂,射频信号出现和之前一样的过程。这是因为在调节 PM-VDL₂ 的过程中,射频信号反馈相位发生改变,使光脉冲和射频信号之间的相位不匹配,即不满足(21)式,光脉冲通过调制器时透射率不再是最大值,影响锁模效果。尽管由于腔内增益等条件的影响,这种情况不会使激光器完全失锁,但降低了输出光脉冲和射频信号的质量,使光脉冲的时域抖动和射频信号的相位噪声劣化。当射频信号频谱纯度高、幅度值稳定时,光脉冲和射频信号实现相位匹配。图 5 显示,当光脉冲和射频信号的相位匹配时,光脉冲通过调制器时的透射率取得最大值,此时 COEO 处于最佳锁模状态。

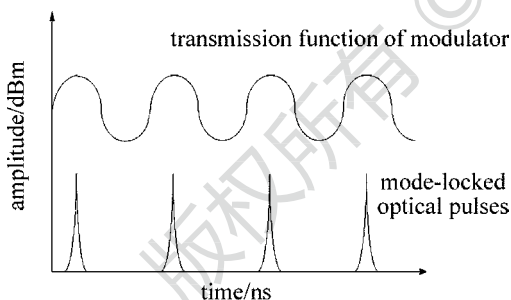


Fig. 5 Illustration of mode locking under the phase match condition between optical pulses and RF signal

普通的双环路光电振荡器通常有长短光纤构成的两个腔,只有两个腔相互对准匹配的振荡模式才能获得能量并且稳定振荡^[14]。实验结果显示,耦合式光电振荡器作为一种特殊的双环路光电振荡器,其振荡模式选择原理与之不同。

相位噪声是评价光信号和微波信号质量的一个关键指标。在光电振荡器系统中,其输出信号的相位噪声主要来源于光电探测器、微波放大器以及激光器等有源器件的热噪声、散射噪声、相对强度噪声。此外,电光调制器偏置点的抖动对射频信号相

位噪声的影响也是十分明显的^[15]。在光电振荡器中,光脉冲的时域抖动和射频信号的相位噪声都是系统短期稳定性的表征,两者本质一样^[16]。光脉冲的时域抖动取决于光环形腔中光信号的再生放大和射频信号的相位噪声。射频信号的相位噪声由光脉冲的 Q 值和光电微波振荡环路的延迟决定。相位是否匹配直接决定光环形腔的锁模效果,从而影响射频信号的相位噪声性能。光脉冲的宽度越大,其经过调制器时受到的损耗就越大, Q 值就越低,从而使射频信号的相位噪声性能劣化。光环形腔中光脉冲的幅度波动经过光电探测器拍频后转化为射频信号的相位噪声。光信号的偏振态会对光信息传输造成各种影响,比如光纤的偏振模色散 (polarization mode dispersion, PMD)、无源光器件的偏振相关损耗 (polarization dependent loss, PDL)、电光调制器的偏振相关调制 (polarization dependent modulation, PDM)、光放大器中的偏振相关增益 (polarization dependent gain, PDG) 等。使用保偏器件把耦合式光电振荡器的光环形腔设计成保偏的腔,可以维持光信号的偏振态,可以消除光纤的偏振模色散、器件的偏振相关损耗等,从而提高光信号传输的质量,提高了输出的射频信号相位噪声性能。在实验中,固定光环形腔中可变延迟线的延迟量,仔细调节光电微波振荡环路中可变延迟线的延迟量,使两路信号相位匹配,可以显著提高输出射频信号的质量。在光环形腔中,PM-FBG 作为光滤波器,可以压缩光脉冲宽度和抑制光脉冲的幅度波动,使射频信号的相位噪声得到优化。此外,光电微波振荡环路的长度越长,振荡信号能量衰减时间就越长,使得射频信号的 Q 值越大,相位噪声性能就越好。

图 6 为实验中不同条件下测量获得的 5GHz 射频信号单边带相位噪声图。由图 6 可知,在偏移频率 10kHz 处单边带相位噪声分别为 $-119\text{dBc}/\text{Hz}$, $-90\text{dBc}/\text{Hz}$, $-102\text{dBc}/\text{Hz}$, $-136\text{dBc}/\text{Hz}$ 。由图 6a 和图 6b 比较可得,相位失配时,在偏移频率 10kHz 处,射频信号的相位噪声退化了 29dB。因此,光信号和射频信号是否相位匹配对于射频信号的相位噪声影响显著。由图 6a 和图 6c 可知,基于保偏机制的 COEO 的相位噪声得到明显的改善,非保偏的 COEO 相位噪声退化了 17dB。因此,全保偏结构的设计对于 COEO 的实际应用具有明显的现实意义。由图 6a 和图 6d 可知,电微波振荡环路的长度直接影响射频信号的相位噪声性能,一定程度上,射频信

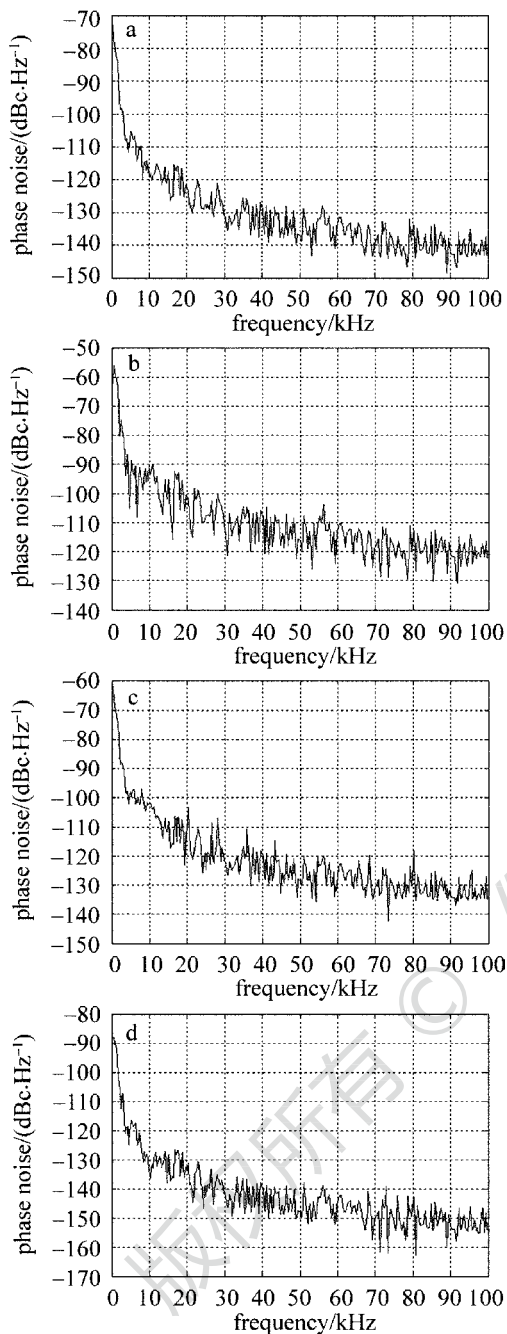


Fig. 6 Single-sideband phase noise of 5GHz RF signal
a—phase match, optoelectronic microwave oscillation loop length of 10m with polarization-maintaining optical ring cavity b—phase mismatch, optoelectronic microwave oscillation loop length of 10m with polarization-maintaining optical ring cavity c—phase match, optoelectronic microwave oscillation loop length of 10m with nonpolarization-maintaining optical ring cavity d—phase match, optoelectronic microwave oscillation loop length of 1000m with polarization-maintaining optical ring cavity
号的相位噪声大小与环路长度成反比。

4 结 论

理论分析和实验研究表明,基于保偏机制

的耦合式光电振荡器系统锁模效果良好,可以作为稳定的射频信号源。射频信号频率由光环形腔的腔长决定,射频信号反馈相位影响锁模效果。实验中获得了偏移频率 10kHz 处相位噪声 $-136\text{dBc}/\text{Hz}$ 的 5GHz 射频信号,这是目前已知的国内相位噪声最低的 COEO。实验结果表明:耦合式光电振荡器的射频信号相位噪声受到相位匹配条件、环路长度和光信号偏振态等因素的影响。偏振导致的偏振噪声直接影响光脉冲的时域抖动和射频信号的相位噪声。相位匹配直接决定光信号的锁模效果,进而影响射频信号的相位噪声。但是基于保偏机制的耦合式光电振荡器系统价格比较昂贵。接下来的工作将重点研究影响耦合式光电振荡器系统稳定性。

参 考 文 献

- [1] YAO X S, MALIKI L. Converting light into spectrally pure microwave oscillation [J]. *Optics Letters*, 1996, 12(7): 483-485.
- [2] YAO X S, MALIKI L. Optoelectronic microwave oscillator [J]. *Journal of the Optical Society of America*, 1996, B13(8): 1725-1735.
- [3] NAKAZAWA M, YOSHIDA E, KIMURA Y. Ultrastable harmonically and regeneratively modelocked polarization-maintain erbium fiber laser [J]. *Electronics Letters*, 1994, 30(19): 1603-1605.
- [4] NAKAZAWA M, YOSHIDA E, TAMURA K. 10GHz, 2ps regeneratively and harmonically FM mode-locked erbium fiber ring laser [J]. *Electronics Letters*, 1996, 32(14): 1285-1287.
- [5] NAKAZAWA M, YOSHIDA E, TAMURA K. Ideal phase-locked-loop (PLL) operation of a 10GHz erbium-doped fiber laser using regenerative mode-locking as an optical voltage controlled oscillator [J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(15): 1318-1320.
- [6] WANG Z Y, JIA D F, GE C F. Generation of supercontinuum by using regeneratively mode-locked fiber laser [J]. *Journal of Optoelectronics · Laser* 2006, 17(1): 9-13 (in Chinese).
- [7] YAO X S, DAVIS L, MALIKI L. Coupled optoelectronic oscillators for generating both RF signal and optical pulses [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2000, 18(1): 73-78.
- [8] ELIYAHU D, MALEKI L. Modulation response (S_{21}) of the coupled opto-electronic oscillator[C]//*Frequency Control Symposium and Exposition*. New York, USA: IEEE, 2005: 850-856.
- [9] YU N, SALIK E, TU M, *et al.* Frequency stabilization of the coupled opto-electronic oscillator[C]//*Frequency Control Symposium and Exposition*. New York, USA: IEEE, 2005: 857-860.
- [10] SALIK E, YU N, MALEKI L. An ultralow phase noise coupled optoelectronic oscillator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(6): 444-446.
- [11] WILLIAMS C, DAVILA-RODRIGUEZ J, DELFYETT P. Noise characterization of an injection-locked COEO with long-term stabilization[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2011, 29(19): 2906-2912.
- [12] WILLIAMS C, MANDRIDIS D, DAVILA-RODRIGUEZ J. Dependence of RF frequency on injected optical frequency of an injection locked coupled opto-electronic oscillator[C]//*Photonics*

- Conference (PHO). New York, USA; IEEE, 2011:477-478.
- [13] LOH W, YEGNANARAYANAN S, PLANT J, *et al.* RF-amplifier-free coupled optoelectronic oscillator (COEO) [C]//Lasers and Electro-Optics. New York, USA; IEEE, 2012:1-2.
- [14] ELIYAHU D, MALEKI L. Low phase noise and spurious level in multi-loop opto-electronic oscillators [C]//Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum. New York, USA; IEEE, 2003:405-410.
- [15] REN T T, XU Ch, ZHENG Sh L, *et al.* Effect of dither tone-based electro-optic modulator bias control on radio-frequency signal [J]. Laser Technology, 2013, 37(6):773-776 (in Chinese).
- [16] CHI J G, JIN T, CHI H, *et al.* Practical system for phase noise measurement of optoelectronic oscillators [J]. Journal of Optical Communication Technology, 2013, 4(4):47-50 (in Chinese).

版权所有 © 《激光技术》编辑部