

调制器低偏置方案优化光电振荡器相位噪声

洪俊 杨春 崇毓华 李向华

(东南大学电子科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要 提出了采用调制器低偏置方案来降低光电振荡器(OEO)的相位噪声方案并得到了实验验证。调制器的大光功率注入与低偏置点设置能够降低噪信比,进而降低输出信号的相位噪声。实验证明,当 60 mW 光功率注入时,在低偏置点能得到相噪的最低值,该值比正交偏置点对应的相噪值下降了 2.8 dB。

关键词 光通信;光电振荡器;相位噪声;低偏置;噪信比

中图分类号 TN 929.1 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0806002

Optimization of Phase Noise of Opto-Electronic Oscillator Through Low-Biasing Technology for Modulator

Hong Jun Yang Chun Chong Yuhua Li Xianghua

(School of Electronic Science and Engineering, Southeast University,
Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract A novel method for reducing the phase noise of the opto-electronic oscillator (OEO) is proposed and experimentally demonstrated. As for a given single-loop OEO, its phase noise characteristics are determined by the noise-to-signal ratio (NSR) which can be reduced by optimizing the direct current (DC) bias voltage of the modulator. Results show that, when the injected optical power equals to 60 mW, the minimum single sideband (SSB) phase noise at the low bias point is gotten which decreases by 2.8 dB than that at the quadrature bias point of the electro-optic modulator.

Key words optical communications; opto-electronic oscillator; phase noise; low-biasing; noise-to-signal ratio

OCIS codes 060.4080; 250.0250; 230.4910

1 引 言

高频谱纯度微波信号的产生需要储能时间长且低损耗的高 Q 值谐振腔,传统的高质量微波信号源几乎都采用了微波储能元件(例如介质腔)或声储能元件(例如石英振荡器)构成谐振腔。但这些元件的频带有限,仅适于数吉赫兹以下频带,并且其 fQ (频率品质因子积)近似为常数。当信号频率大于 10 GHz 后,介质腔和压电谐振腔的品质因子迅速下降,导致振荡器的相位噪声性能迅速下降。目前,腔体稳定介质腔振荡器的相位噪声水平最高,在频偏 10 kHz 处的相位噪声最低可达 -170 dBc/Hz(美国

国家标准和技术研究院)。介质腔振荡器最适宜的工作频率为 8 GHz,更高频率的信号可以通过倍频的方法产生,但倍频带来相噪性能的显著下降^[1~3]。

光电振荡器(OEO)于 1994 年被 X. S. Yao^[4]提出,它能够实现高纯度的微波、毫米波信号源且应用广泛^[5~10]。相对于其他振荡器而言,其最大的特点在于其谐振 Q 值不随信号频率的增加而降低^[11,12]。基于该优点,OEO 势必成为下一代低相噪高频信号源的最佳候选者。能否建立精确的理论模型成为了制约 OEO 应用的关键因素。X. S. Yao 于 1994 提出了 OEO 近似线性模型,E. C. Levy 等^[13,14]于 2009~

收稿日期: 2011-01-04; 收到修改稿日期: 2011-03-15

基金项目: 国防重点项目资助课题。

作者简介: 洪俊(1981—),男,博士研究生,主要从事微波光子学与光通信等方面的研究。E-mail: hongjun@seu.edu.cn

导师简介: 杨春(1971—),男,教授,博士生导师,主要从事微波光子学、光应用以及太赫兹等方面的研究。

E-mail: yangchun_seu@163.com(通信联系人)

2010 年间提出了 OEO 的时域模型。上述两种模型均未考虑到电光调制器的低偏置情况。

本文建立了新的 OEO 模型,该模型能精确描述调制器的不同偏置角对 OEO 相噪的影响。基于该模型,提出了采用调制器低偏置角方案来优化 OEO 相噪方案。理论与实验结果均证明,采用低偏置角方案能明显地优化 OEO 相噪,且无需引入其他器件。

2 理 论

单环 OEO 结构如图 1 所示,该系统主要包括一个激光器(LD)、一个可调光衰减器(VOA)、一个马赫-曾德尔电光调制器(MZM)、40 m 单模光纤(SMF)、一个光电探测器(PD)、一个微波放大器(AMP)、一个可调微波衰减器、一个微波窄带滤波器及一个微波耦合器组成。

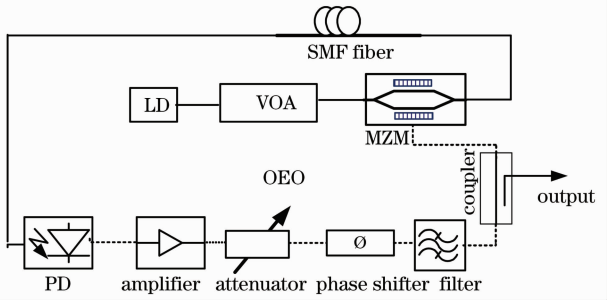


图 1 单环 OEO 结构

Fig. 1 Schematic diagram of the single-loop OEO

通过调节 VOA 来控制注入调制器的光功率大小,微波信号通过调制器对注入光进行强度调制,调制光信号经过光纤延时后传播到光电探测器端实现光电转换,输出微波信号通过放大、滤波、耦合后注入调制器,然后再循环该过程。

调制器输出光信号为

$$P_m = \frac{1}{2} \alpha P_o \left[1 + \zeta \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_m \right) \right], \quad (1)$$

式中 α 为调制器插损系数; V_π 为半波电压, V_m 为调制器输入端直流(DC)偏置电压与交流电压之和; P_o 为输入光功率; ζ 为消光比系数。设输入信号为单频点信号 $V(t) = V_{MW} \sin \omega t$, 直流偏置移相角为 $\phi_b = \frac{\pi V_b}{V_\pi}$, 交流信号移相角幅值为 $\phi_{MW} = \frac{\pi V_{MW}}{V_\pi}$, 消光比系数为 1。通过光延时后,已调光信号通过 PD

转换为电信号,其表达式为

$$I_{ph} = \frac{1}{2} \rho \alpha p_o \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} V_m \right) \right], \quad (2)$$

式中 I_{ph} 为光电流; ρ 为 PD 的响应度。将(2)式通过贝塞尔展开得

$$I_{ph} = \frac{1}{2} \rho \alpha p_o \left[1 + J_0(\phi_{MW}) \cos \phi_b \right] - \rho \alpha p_o \sin \phi_b \cdot \sum_0^{+\infty} J_{2n+1}(\phi_{MW}) \sin[(2n+1)\omega t] + \rho \alpha p_o \cos \phi_b \sum_1^{+\infty} J_{2n}(\phi_{MW}) \cos(2n\omega t), \quad (3)$$

在小信号近似条件下,可以用公式 $J_n(\phi_{MW}) \approx (\phi_{MW})^n / (2^n n!)$ 来简化(3)式。不难看出,光电流由直流项、偶次项与奇次项组成。直流项光电流可表示为

$$I_{DC} = I_o (1 + \cos \phi_b), \quad (4)$$

信号项为

$$I_s = 2 I_o \sin \phi_b J_1(\phi_{MW}) \sin \omega t, \quad (5)$$

系统的起振噪声主要由热噪声、散弹噪声以及激光器的相对强度噪声组成,可表示如下

$$\rho_N = k_B TF + 2q I_{DC} R + f_{RIN} I_{DC}^2 R, \quad (6)$$

式中 ρ_N 为系统的噪声谱密度; k_B 为波尔兹曼常数; T 为华氏温度; F 为微波放大器的噪声系数; q 为单个电子电量; $f_{RIN} I_{DC}^2 R$ 为激光器的相对强度噪声; R 为输出阻抗,一般为 50 Ω 。

由文献[1]可得系统输出信号的单边带相噪为

$$L(f_m) = \frac{\delta}{(2 - \delta/\tau) - 2 \sqrt{1 - \delta/\tau \cos(2\pi f_m \tau)}}, \quad (7)$$

式中 τ 为单个环路的延时量; f_m 为离载波的偏频量; δ 即所谓的噪信比,即 $\delta = \frac{\rho_N G_s^2}{P_{osc}}$ 。 G_s 为环路中微波放大器的电压增益; P_{osc} 为起振模式功率,其值为

$$P_{osc} = \frac{4V_\pi^2}{\pi^2 R} \left(1 - \frac{1}{G_s} \right),$$

式中 G_s 为开环增益^[1]。因为 $\delta/\tau \ll 1$, 所以(7)式可简化为

$$L(f_m) = \frac{\delta}{2 - 2 \cos(2\pi f_m \tau)}, \quad (8)$$

由(8)式不难看出,当环路延时量确定后,输出信号相噪与 δ 成正比,所以降低 δ 能有效地降低相噪。综合上述公式,可得出 δ 的最终表达式为

$$\delta = \frac{G_s^3}{(G_s - 1)} \cdot \frac{\{k_B TF + 2q I_o R (1 + \cos \phi_b) + f_{RIN} \cdot R [I_o (1 + \cos \phi_b)]^2\}}{I_o^2 R \sin^2 \phi_b}, \quad (9)$$

单边带(SSB)相噪为

$$L(f_m) = \frac{G_s^3}{(G_s - 1)} \cdot \frac{\{k_B TF + 2qI_0 R(1 + \cos \phi_b) + f_{\text{RIN}} \cdot R[I_0(1 + \cos \phi_b)]^2\}}{I_0^2 R \sin^2 \phi_b \cdot [2 - 2\cos(2\pi f_m \tau)]} \quad (10)$$

当 $G_s = 1.5$ 时 $G_s^3/(G_s - 1)$ 取得最小值。通过调节微波放大器后置可调衰减器来固定开环增益,使得 $G_s = 1.5$ 后,系统的信噪比由 ϕ_b 与 I_0 共同决定。令归一化直流偏置角 $k = \phi_b/\pi$, 调制器半波电压为 1.8 V 。 k 与 δ 的关系如图 2 所示,大的光功率注入对应低的噪信比;在同一光功率下, δ 随着 DC 偏置角的增加先降低,然后再提高,最小值 δ 对应低偏置角且随着光功率的增加偏置角越来越接近 π 。

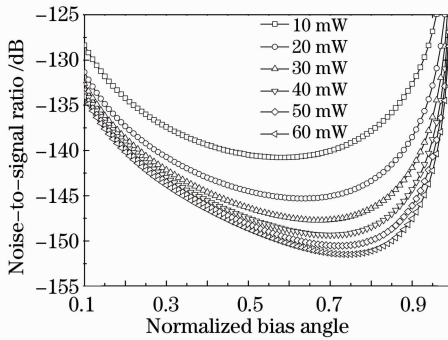


图 2 归一化偏置角与噪信比的关系

Fig. 2 Noise-to-signal ratio δ as a function of the normalized bias angle k

3 实验与分析

实验采用图 1 所示方案。激光器采用 1550 nm 的分布反馈(DFB)激光器(Ortel 1772),让它工作在高输出状态,其输出功率为 70 mW ,这是因为,高输出对应着低 f_{RIN} ;后置 VOA 能够对输入调制器的光功率进行调节,采用此方案能在不改变 f_{RIN} 值的前提下改变输入光功率;电光调制器采用低 V_π 的 MZM (Convega LN058);光电探测器采用大功率注入、高速 PIN 型探测器(Optilab PD-30);微波放大器增益为 50 dB ,噪声系数为 1.8 dB ;带通滤波器中心频率为 10 GHz , -3 dB 带宽为 18 MHz ;采用 40 m 光延时以保证系统的单模起振^[8]。

图 3 给出了在小功率、高偏置点与大功率、低偏置点下的 SSB 相噪测试数据。不难看出,在大功率注入、低偏置的情况下,相噪指标要明显的优于小功率注入、高偏置点下的相噪指标。系统的开环增益 G_s 由微波光链路与微波放大器的增益 G_A 的乘积决定;系统的起振噪声功率为 $\rho_N G_A^2$ 。当 G_s 恒定为 1.5 时,增大注入光功率意味着减少微波放大器增益,所

以起振噪声功率得到降低、系统的相噪指标得到优化。虽然增大注入光功率也会相应地增加 ρ_N ,但 G_A 的减少量对起振噪声功率的变化更为显著。低偏置角能够抑制光载波,从而降低 ρ_N 、减少起振噪声功率,达到优化相噪指标的目的。但是低偏置点也意味着稍低(相对正交工作点)的电光转换效率,降低微波光链路的增益、增加了 G_A ,从而增加了系统相噪,当 ρ_N 的降低量大于 G_A 的增长量时,系统的相噪指标能够通过低偏置点得到优化。

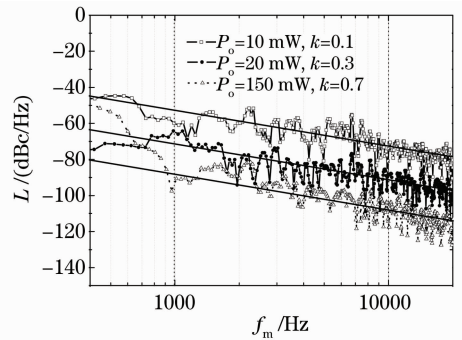


图 3 在不同光功率注入与归一化偏置角情况下单边带相噪与频偏的关系

Fig. 3 SSB phase noise as a function of the offset frequency f_m at different optical power P_0 and normalized bias angle k

综上所述,采用调制器的大光功率注入与低偏置方案能够对 OEO 的相噪指标进行优化、达到最低相噪指标的目的。由图 3 所示,输入光功率为 50 mW 、归一化偏置角为 0.7 时的相噪指标要明显优于输入光功率为 10 mW 和 20 mW ,归一化偏置角为 0.1 , 0.3 的相噪指标,其相噪指标达到 10 kHz 频偏下为 -110 dBc/Hz , 1 kHz 频偏下为 -90 dBc/Hz 。

为了定量地研究调制器偏置角与系统输出信号相噪的关系,图 4 给出了当注入光功率达到 60 mW 时,SSB 相噪与归一化偏置角的关系。其中实线代表 1 kHz 频偏的理论相噪曲线,虚线代表 10 kHz 频偏的理论相噪曲线;方形与三角形空心点代表实测数据。不难看出,实测数据与理论数据能够很好地吻合。当 k 从 0 增加到 0.5 时,平均光电流下降,从而使得 ρ_N 相应地减少; k 的增加也使得调制器的调制效率越来越高,当 $k=0.5$ 时,调制器效率达到最高,调制器效率的增加使得 G_A 减少,所以系统的相噪随着归一化调制角的增加而得到减低。当 k 从

0.5 增加到 0.8 时, ρ_N 相应地减少, 但是调制效率降低使得 G_A 增加。由于 ρ_N 的减少量要大于 G_A 的增加量, 使得系统的相噪继续降低, 当 $k=0.8$ 时, 相噪取得最低值, 在 1 kHz 频偏与 10 kHz 频偏下分别为 -95 dBc/Hz 与 -115 dBc/Hz, 相比正交工作点 ($k=0.5$) 而言, 其相噪指标提高了 2.8 dB。当 k 从 0.5 增加到 0.8 时, ρ_N 的减少量反而要低于 G_A 的增加量, 此时相噪随着 k 的增加而得到增加。

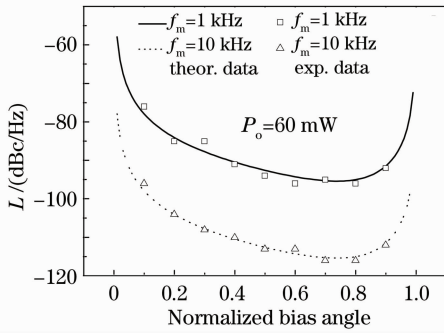


图 4 单边带相噪在偏频 1 kHz 与 10 kHz 处与不同偏置角的关系

Fig. 4 SSB phase noise at $f_m=1$ kHz and $f_m=10$ kHz as a function of the normalized bias angle

4 结 论

建立了一种新的 OEO 模型, 提出了低偏置技术优化 OEO SSB 相噪方案, 基于该方案, 通过大光功率注入, 在低偏置点下能够得到低相噪信号输出。当注入光功率达到 60 mW 时, 在 $k=0.8$ 时相噪取得最低值, 在 1 kHz 频偏与 10 kHz 频偏下分别为 -95 dBc/Hz 与 -115 dBc/Hz, 相比正交工作点而言, 其相噪指标提高了 2.8 dB。该优化方案简单、可行, 能在工程设计中得到广泛的应用。

参 考 文 献

- 1 A. P. S. Khanna. Microwave oscillators: the state of the technology[J]. *Microwave J.*, 2006, **49**(4): 22~44
- 2 D. A. Howe, A. Hali. Low noise X-band oscillator and amplifier technologies: comparison and status[C]. *Freq. Conf. Symposium*, 2005, 481~486
- 3 M. Lute. Recent progress in opto-electronic oscillator [C]. *International Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP*, 2005, 81~84
- 4 X. S. Yao, L. Maleki. High frequency optical subcarrier generator [J]. *Electron. Lett.*, 1994, **30**(18): 1525~1526
- 5 Jiang Yang, Yu Jinlong, Wang Yaotian *et al.*. A novel scheme of dual-loop optoelectronic oscillator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(5): 919~922
江 阳, 于晋龙, 王耀天 等. 一种新型双环光电振荡器[J]. *光学学报*, 2007, **27**(5): 919~922
- 6 Jiang Yang, Yu Jinlong, Hu Hao *et al.*. Self-starting nonreturn-to-zero/return-to-zero signal, optical, electrical clock signal generator and data format conversion [J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(8): 1397~1400
江 阳, 于晋龙, 胡 浩 等. 自启动的非归零码/归零码和光电时钟信号发生器及码型转换 [J]. *光学学报*, 2007, **27**(8): 1397~1400
- 8 X. Steve Yao, Lute Maleki. Optoelectronic microwave oscillator [J]. *J. Opt. Soc. Am. B*, 1996, **13**(8): 1725~1735
- 9 X. Steve Yao, Lute Maleki. Multiloop optoelectronic oscillator [J]. *J. Quantum Electron.*, 2000, **36**(1): 79~84
- 10 Weimin Zhou, Gregory Blasche. Injection-locked dual optoelectronic oscillator with ultra-low phase noise and ultra-low spurious level [J]. *Trans. Microwave Theory and Techniques*, 2005, **53**(3): 929~933
- 11 D. Eliyahu, K. Sariri, J. Taylor *et al.*. Opto-electronic oscillator with improved phase noise and frequency stability [C]. *SPIE*, 2003, **4998**: 139~147
- 12 Danny Eliyahu, David Seidel, Lute Maleki. RF amplitude and phase-noise reduction of an optical link and an optoelectronic oscillator [J]. *Trans. Microwave Theory Techn.*, 2008, **56**(2): 449~456
- 13 E. C. Levy, M. Horowitz, C. R. Menyuk *et al.*. Modeling opto-electronic oscillators [J]. *Opt. Express*, 2010, **18**(20): 21461~21476
- 14 Y. K. Chembo, K. Volyanskiy, L. Larger *et al.*. Determination of phase noise spectra in optoelectronic microwave oscillators: a Langevin approach [J]. *J. Quantum Lett.*, 2009, **45**(2): 178~186