

一种倍频光电振荡器的实现方法

刘静娴 周涛 钟欣 李文亮

(电子信息控制重点实验室, 四川 成都 610036)

摘要 提出了一种利用电光调制器的非线性效应实现光电振荡器倍频输出的方法, 通过在光电振荡环路中引入微波分频器, 使得利用低频率的电光调制器有可能产生高频率的微波倍频信号输出, 从而降低了振荡频率对调制器工作频率的要求。理论和实验研究表明, 在微波信号输入功率较低时, 调制器将引入较大的附加噪声, 会严重恶化光电振荡器输出的倍频微波信号的相位噪声。通过在振荡反馈环路中增加一个微波放大器, 减小附加噪声, 能够极大地改善倍频信号的相位噪声。当环路光纤为 1 km 时, 产生的 9 GHz 倍频信号相位噪声在 10 kHz 频率偏移时达到 -104 dBc/Hz, 比典型光电振荡环路恶化了 6 dB, 同时, 保持了较高的输出功率。实验结果与理论分析基本一致, 证明了该倍频输出光电振荡器的可行性。

关键词 光纤光学; 光电振荡器; 非线性效应; 倍频; 相位噪声

中图分类号 TN252 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.0806002

Implementation Method of a Frequency-Doubling Optoelectronic Oscillator

Liu Jingxian Zhou Tao Zhong Xin Li Wenliang

(Key Laboratory of Electronic Information Control, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract A frequency-doubling optoelectronic oscillator using the nonlinear effect of the electro-optical modulator is proposed. By introducing a frequency divider, it is possible to produce frequency-doubling microwave signal with high frequency using low frequency modulator. Therefore, the requirement for high frequency modulator is weakened. Theoretical and experimental results show that, when the input microwave power is low, the modulator can introduce large additional noise, which severely deteriorates the phase noise of the optoelectronic oscillator. By introducing another microwave amplifier in the feedback path to reduce the additional noise, the phase noise of the frequency-doubling signal can be largely improved. When the fiber length is 1 km, the phase noise of the frequency-doubling signal is -104 dBc/Hz at 10 kHz frequency offset from 9 GHz, which is 6 dB worse than the conventional optoelectronic oscillator. Meanwhile, the output power is remained. The agreement of experimental results and theoretical analysis justifies the feasibility of this method.

Key words fiber optics; optoelectronic oscillator; nonlinear effect; frequency-doubling; phase noise

OCIS codes 060.4080; 230.4910; 230.4110

1 引 言

光电振荡器(OEO)由于其优良的相位噪声性能,近年来在国内外都得到了广泛的研究^[1-4]。从射频需求来讲,目前电学方法产生的微波信号源基本能够满足使用要求,但是在产生毫米波信号方面存在很大的瓶颈,因此,使用光学方法产生毫米波的需求得到了广泛的关注^[5-6]。然而典型 OEO 产生的微波频率直接受到电光调制器工作带宽的限制。

目前,国内 20 GHz 左右的调制器国产化尚不普及,特别是 40 GHz 以上的调制器完全依靠进口,且价格昂贵^[7],因此,不少学者开始研究利用光电振荡环路实现倍频信号输出。Pan 等^[8-9]提出使用偏振调制器代替强度调制器实现倍频信号输出。文献^[10]中使用一个双驱动调制器和差分放大器实现了倍频信号输出。2007 年,Shin 等^[11]利用马赫-曾德尔调制器(MZM)的半波电压与波长的关系,使用两个光

收稿日期: 2014-02-11; 收到修改稿日期: 2014-04-22

作者简介: 刘静娴(1983—),女,博士,工程师,主要从事微波光子链路方面的研究。E-mail: liujingxian1067@163.com

波长注入,实现了微波倍频信号的输出。2011年, Han 等^[12]使用连续光注入锁定分布反馈(DFB)激光器的方式,使用低频光电器件输出 40 GHz 的高频微波信号。文献^[13]中使用强度调制器和分频器相结合形成光电振荡环路,研究了振荡环路对输入的 40 GHz 光时钟信号进行光分频(20 GHz)以及在预分频时钟恢复等方面的应用。

本文提出的倍频 OEO 输入为单色连续光信号,输出为高纯度的微波倍频信号。详细分析了调制器的非线性效应对输出倍频信号相位噪声的影响,研究了利用微波工作频率为 f_0 的电光调制器产生频率为 $2f_0$ 的高纯度微波倍频信号的实现机理。

2 理论分析和实验结果

2.1 方案设计

图 1 为典型 OEO 的结构框图,单色连续波激光器输出的光信号经过偏振控制器(PC)后,和振荡器反馈的电信号同时进入马赫-曾德尔电光调制器(MZM),经长光纤传输后,通过光电探测器(PD)转换为电信号,并经射频(RF)放大器 1 和带通滤波器(BPF)进行射频放大、窄带滤波等处理后,一部分反馈回环路维持振荡,另一部分作为振荡器输出。输出微波信号的频率直接受到电光调制器的工作频率限制,如要实现 20 GHz 以上的高频谱纯度微波信号输出,则需要 20 GHz 的电光调制器。为了缓解这一问题,设计了如图 2 所示的谐波振荡 OEO 的实验框图。该振荡环路中增加了微波分频器、放大器 2 和低通滤波器(LPF)等电学器件。其

基本思路是:用于环路反馈的射频信号首先经过分频器分频,并经放大器 2 将分频信号放大,然后通过 LPF 滤除分频频率以外的其他杂散。输入调制器的微波信号为输出微波信号频率的一半,因此,谐波振荡 OEO 对调制器工作频率的要求降为原来的一半。

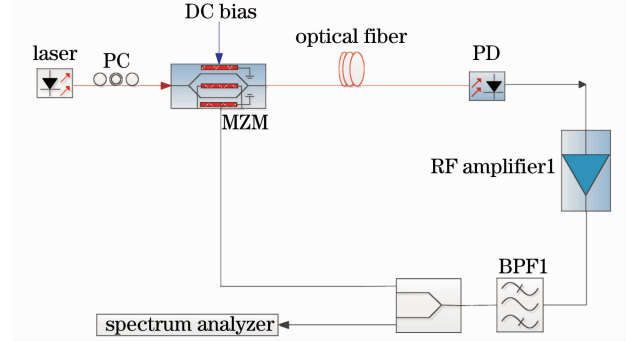


图 1 典型 OEO 的结构框图

Fig. 1 Schematic of conventional OEO

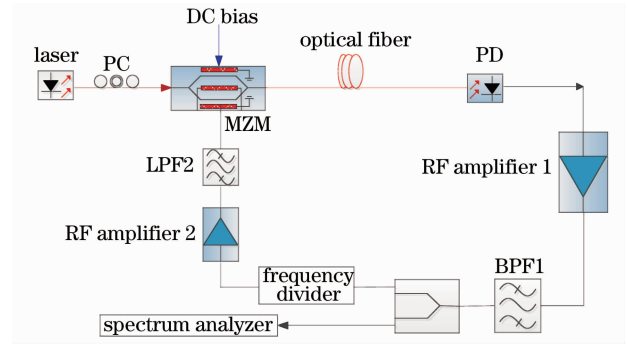


图 2 谐波振荡 OEO 示意图

Fig. 2 Schematic of harmonic oscillating OEO

设输入调制器的激光功率为 P_i , $A_0 \cos(\omega t)$ 为加在调制器上的微波信号, V_0 为加在调制器上的直流(DC)偏置电压, 经过调制器后的输出光功率为

$$P_o = \frac{P_i \alpha}{2} \{1 + \cos[CV_0 + CA_0 \cos(\omega t)]\} = \frac{P_i \alpha}{2} \{1 + \cos(CV_0) \cos[CA_0 \cos(\omega t)] - \sin(CV_0) \sin[CA_0 \cos(\omega t)]\} = \frac{P_i \alpha}{2} \{1 + \cos(CV_0) [J_0(CA_0) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(CA_0) \cos(2i\omega t)] - \sin(CV_0) \{2 \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i J_{2i+1}(CA_0) \cos[(2i+1)\omega t]\}\}, \quad (1)$$

式中 α 为调制器的插入损耗, $C = \pi/V_\pi$, V_π 为调制器的半波电压。

从调制器输出的激光经光纤传输后注入到 PD, 输出的射频电流与光强成正比, 设 PD 的响应度为 η , 光纤的传输损耗为 α_f , 则 PD 输出的电流为

$$I(t) = \frac{\eta P_i \alpha \alpha_f}{2} \{1 + \cos(CV_0) [J_0(CA_0) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(CA_0) \cos(2i\omega t)] - \sin(CV_0) \{2 \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i J_{2i+1}(CA_0) \cos[(2i+1)\omega t]\}\}, \quad (2)$$

从(2)式中可以看出, 当 $V_0 = V_\pi/2$ 时, $CV_0 = \pi/2$, 则

$$I(t) = \frac{\eta P_i \alpha \alpha_f}{2} \left\{ 1 - 2 \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i J_{2i+1}(CA_0) \cos[(2i+1)\omega t] \right\}, \quad (3)$$

微波信号的偶次谐波分量为零,只存在直流、基波和三阶及以上的奇次谐波分量。

而当 $V_0 = V_\pi$ 或 0 时,调制器偏置在最大/最小偏置点, $CV_0 = \pi$ 或 0, 则

$$I(t) = \frac{\eta P_i \alpha \alpha_f}{2} \left[1 \pm J_0(CA_0) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(CA_0) \cos(2i\omega t) \right], \quad (4)$$

微波信号的基波和奇次谐波消失,只存在直流和二阶及以上的偶次谐波分量。

通过中心频率为 $2f$ 的窄带滤波器(BPF1)滤除二阶谐波信号以外的其他信号:

$$I(t) = \eta P_i \alpha \alpha_f J_2(CA_0) \cos(2\omega t). \quad (5)$$

上述推导表明,当直流偏置在最大/最小传输点时,经光电转换后输出的射频基波和奇次谐波信号受到抑制,只输出偶次谐波信号。利用这一特点,当输入微波信号的频率为 f_0 时,通过将调制器偏置在极值点,得到频率为 $2f_0$ 的微波倍频信号输出,并通过光电反馈环路形成较高功率的稳定振荡。

2.2 调制器非线性效应对倍频相位噪声的影响分析

由图 2 可知,输入调制器的微波频率为 $f_0/2$ 时,在调制器的非线性作用下,振荡环路的输出频率为 f_0 。这时,调制器的作用类似于微波倍频器。其电流与电压之间具有非线性的关系,形成电阻非线性。当谐波功率足够大时,调制器的谐波在环路中

形成了振荡。

如图 3 所示,利用调制器和探测器组成微波光子倍频相位噪声测试链路,测试输入信号功率对相位噪声的影响。其中,信号源输出 4.5 GHz 的射频信号,经电光互转换及射频放大后,在频谱仪上能够观察到 4.5 GHz 的基波及其多个谐波信号。

改变信号源的输入功率,记录输出基波和二次谐波的相位噪声变化情况,测试结果如图 4 所示。可以看出,基波相位噪声保持在 -109 dBc/Hz,不受输入信号功率影响。同时,当输入信号功率升高时,谐波功率随之升高,且谐波相位噪声变好。当输入射频信号的功率为 0 dBm 时,在频率偏移为 100 kHz 情况下谐波相位噪声为 -88 dBc/Hz,输出功率只有 -28.5 dBm,与基波相位噪声相比,谐波相位噪声恶化了 22 dB。当输入信号功率达到 18 dBm 时,9 GHz 谐波的功率增加到 -2 dBm,相位噪声为 -103 dBc/Hz,比基波恶化了 6 dB。

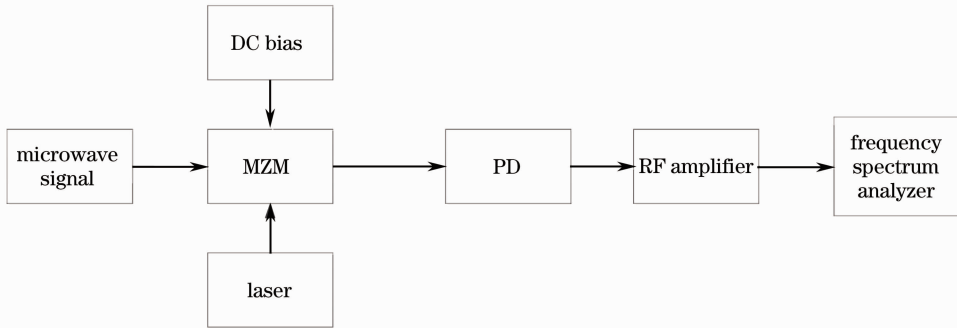


图 3 调制器谐波相位噪声测试链路

Fig. 3 Test link for the harmonic phase noise of modulator

测试结果表明,只有当信号源的输入功率 P_i 足够高时,输出倍频信号的相位噪声才满足 $20\lg N$ 的相位噪声恶化规律, N 为倍频次数。这是因为信号经过电光调制器后,输出倍频信号的相位噪声除了按 $20\lg N$ 的规律恶化以外,还会产生另外的附加噪声,总的相位噪声公式为^[14]

$$\epsilon_0(f_m) = N^2 \epsilon_i(f_m) + \frac{kT}{LP_i}, \quad (6)$$

式中 $\epsilon_0(f_m)$ 为倍频输出信号的相位噪声, $\epsilon_i(f_m)$ 为输入信号的相位噪声, P_i 为器件的输入射频功率,

$kT = -174$ dBm/Hz, L 为器件的变频损耗。从(6)式可以看出,当输入射频功率较小时,器件的附加噪声比重变大,相位噪声恶化明显;随着输入功率逐渐增大,附加噪声减小,输出信号的相位噪声不断降低。当输入功率足够大时,倍频噪声占据主导地位,相位噪声恶化接近理想的 6 dB。

2.3 实验结果

从 2.2 节的分析得知,为了降低倍频链路的附加噪声,输入射频信号的功率不能太小。因此在

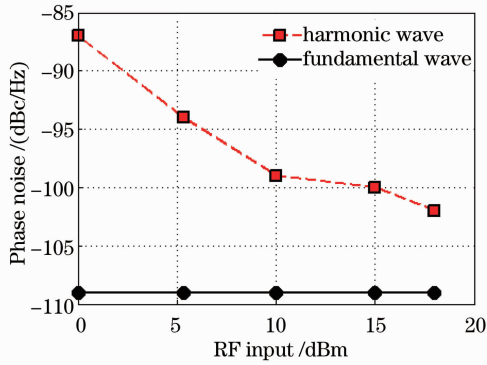


图 4 输入射频功率与输出信号相位噪声的关系图
Fig. 4 Relationship between the input power and the phase noise of output signal

图 2 的反馈环路中,在信号进入调制器前增加了放大器 2,用于降低倍频链路的附加噪声。

按照图 2 所示的方案搭建倍频输出的光电振荡环路。其中,光纤长度为 1 km,微波放大器 1 中心频率为 9 GHz,增益为 40 dB;放大器 2 的中心频率为 4.5 GHz,增益为 25 dB。低通滤波器工作于 0~6 GHz,分频器的最高工作频率为 12 GHz。微波窄带滤波器工作在 9 GHz,带宽为 11 MHz。该环路的工作流程为:由分频器将 9 GHz 的微波信号分频至 4.5 GHz,经微波放大和低通滤波后在 MZM 中完成电光调制。由于 MZM 的非线性效应,经光电转换后的微波信号中包括 4.5 GHz 的二次谐波(即 9 GHz),该信号经微波放大、窄带滤波后,一部分作为倍频信号输出,另一部分进入反馈环路,维持振荡的继续进行。

利用 Agilent 的信号源分析仪(E5052A)和下变频器(E5053B)测量输出信号的相位噪声分布,并与典型 OEO(图 1)输出信号的相位噪声进行比较,实测的相位噪声随频率偏移的变化曲线如图 5 所示。

为了便于比较,图 1 中的窄带微波滤波器也工作在 9 GHz,因此,典型 OEO 和本文提出的倍频 OEO 均输出 9 GHz 的微波信号。不同的是,前者使用了 MZM 的线性工作特性,其直流偏置电压处于线性工作点。因此,MZM 的输入和输出均为同一频率(f_0)的微波信号。如果要输出频率为 f_0 的

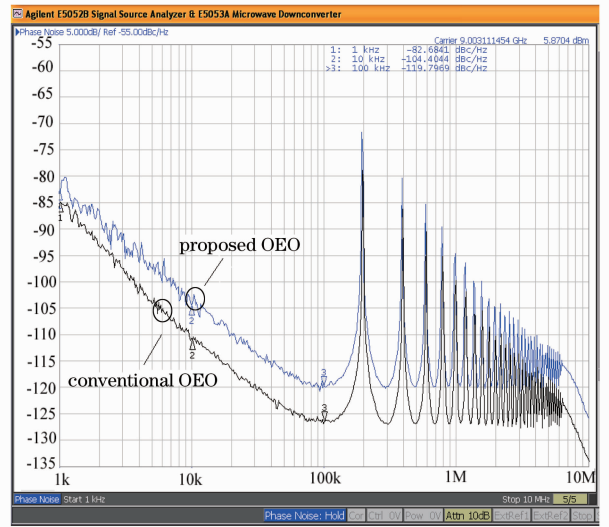


图 5 实测的倍频 OEO 和典型 OEO 相位噪声曲线
Fig. 5 Measured phase noise spectra for the proposed OEO and the conventional OEO

微波信号,就需要工作频率 $f \geq f_0$ 的电光调制器;而在本文提出的倍频 OEO 中,MZM 工作在非线性状态,其直流偏置电压处于最大/最小工作点。MZM 的输入频率为 $f_0/2$ 的微波信号,输出频率为 f_0 的倍频微波信号,从而,利用工作频率为 $f_0/2$ 的电光调制器,就可以输出频率为 f_0 的倍频微波信号。

从图 5 中可以看出,普通 OEO 输出的信号在 10 kHz 和 100 kHz 频率偏移下的相位噪声分别为: -110 dBc/Hz 和 -126 dBc/Hz。本文提出的光电振荡环路为非线性倍频链路,输出的微波倍频信号相位噪声在 10 kHz 和 100 kHz 频率偏移下分别为 -104 dBc/Hz 和 -119 dBc/Hz,比普通 OEO 输出的信号相位噪声恶化了约 6 dB,这与理论分析基本一致。两种方案下的输出信号功率相当,均在 5.7 dBm~5.8 dBm。

表 1 中对比了典型 OEO、加放大器 2 的倍频 OEO 和不加放大器 2 的倍频 OEO 三种情况下输出信号的相位噪声和功率。可以看出,在不加放大器 2 时,输出倍频信号的功率较低,且相位噪声恶化达到约 20 dB。增加放大器 2 后,输出倍频信号的相位噪声及功率均得到提升,实验结果与 2.2 节的分析基本一致。

表 1 相位噪声测试数据

Table 1 Test data of the phase noise

OEO	Phase noise (10 kHz frequency offset) / (dBc/Hz)	Phase noise (100 kHz frequency offset) / (dBc/Hz)	Output power / dBm
Conventional OEO	-110	-126	5.7
Proposed OEO with amplifier 2	-104	-119	5.8
Proposed OEO without amplifier 2	N/A	-108	-5.4

3 结 论

利用电光调制器的非线性效应实现了 OEO 的倍频信号输出,通过理论和实验证明,微波信号在输入电光调制器前进行功率放大后,附加噪声降低,具有较好的倍频效果。将电光调制器和电学分频器结合起来,即可以实现 OEO 的倍频振荡。倍频信号的输出功率达到约 6 dBm,相位噪声按照 $20\lg N$ 的规律恶化。该方法用工作频率在 f_0 的电光调制器可以产生频率为 $2f_0$ 的倍频微波信号,缓解了目前电光调制器对 OEO 输出频率的限制,为 OEO 在毫米波等更高频率的应用提供了基础。

参 考 文 献

- 1 L Maleki. Sources; the optoelectronic oscillator [J]. Nature Photonics, 2011, 5: 728—730.
- 2 Chen Jixin, Hui Yang, Yan Bo, *et al.*. Research on long fiber loop optoelectronic oscillator of high performance [J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(1): 0106002.
陈吉欣, 惠 洋, 鄢 勃, 等. 长光纤环高性能光电振荡器研究 [J]. 光学学报, 2013, 33(1): 0106002.
- 3 Sun Bin, Yu Jinlong, Wang Ju, *et al.*. K-band and high stability optoelectronic oscillator [J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(3): 0305001.
孙 斌, 于晋龙, 王 菊, 等. K 波段高稳光电振荡器 [J]. 中国激光, 2012, 39(3): 0305001.
- 4 Chen Jixin, Chen Shaoyong, Shi Yong, *et al.*. Research on optoelectronic oscillator with switchable frequency and high performance [J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(7): 0706016.
陈吉欣, 陈少勇, 师 勇, 等. 频率可调高性能光电振荡器研究 [J]. 光学学报, 2013, 33(7): 0706016.
- 5 Zhu Hailing, Pan Wei, Chen Jixin, *et al.*. Frequency multiplied microwave signal generation based on single passband microwave photonic filtering [J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(1): 0105003.

- 朱海玲, 潘 炜, 陈吉欣, 等. 基于单通带微波光子滤波的多倍频微波信号产生 [J]. 中国激光, 2013, 40(1): 0105003.
- 6 Han Bingchen, Yu Jinlong, Wang Wenrui, *et al.*. Experimental study of continuously tunable photonic microwave frequency multiplication based on distributed feedback injection locking [J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(12): 1205004.
韩丙辰, 于晋龙, 王文睿, 等. 基于分布反馈注入锁定的连续可调光子微波倍频实验研究 [J]. 中国激光, 2012, 39(12): 1205004.
- 7 Zhang Jinling, Dai Zhiyong, Liu Yongzhi. Latest development of high speed LiNbO₃ electro-optic modulator [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2006, 27(5): 508—512.
张金令, 代志勇, 刘永智. 高速 LiNbO₃ 电光调制器的最新研究进展 [J]. 半导体光电, 2006, 27(5): 508—512.
- 8 S Pan, J Yao. A frequency-doubling optoelectronic oscillator using a polarization modulator [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2009, 21(13): 929—931.
- 9 W Li, J Yao. An optically tunable frequency-quadrupling optoelectronic oscillator [C]. IEEE Photonics Conference, 2011, 475—476.
- 10 T Sakamoto, T Kawanishi, M Izutsu. Optoelectronic oscillator using push-pull Mach-Zehnder modulator biased at null point for optical two-tone signal generation [C]. Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2005, CTUN5.
- 11 M Shin, V S Grigoryan, P Kumar. Frequency-doubling optoelectronic oscillator for generating high-frequency microwave signals with low phase noise [J]. Electron Lett, 2007, 42(4): 242—244.
- 12 B Han, J Yu, W Wang, *et al.*. 40 GHz optoelectronic oscillator with low frequency optical and microwave devices [C]. SPIE, 2011, 8308: 83082A.
- 13 Hidemi Tsuchida. Subharmonic optoelectronic oscillator [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2008, 20(17): 1509—1511.
- 14 Zhan Mingzhou. Research on the W-Band Multiplied Phase Locked Frequency Synthesizer [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2007. 10—16.
詹铭周. W 波段锁相倍频源技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2007. 10—16.

栏目编辑: 王晓琰