

基于光子技术的实时频率测量方法

胡 墅, 韩秀友, 石暖暖, 谷一英, 胡晶晶, 赵明山*

(大连理工大学 物理与光电工程学院, 辽宁 大连 116024)

摘要: 研究了一种基于光子技术的实时频率测量方法, 该方法利用两个级联强度调制器构成光子混频结构. 通过理论分析与模拟仿真, 设计了光通道与射频通道延时差, 以优化测量带宽, 同时保证测量精度. 由于测量系统对微波信号实现混频后, 输出的直流光功率与频率存在对应关系, 利用光功率计对直流光功率进行监测, 便可实现实时频率测量. 该系统未采用光电探测器, 极大地降低了系统成本. 实验结果表明, 在 1~6 GHz 频率下, 测量误差低于 ± 0.12 GHz.

关键词: 实时频率测量; 微波光子学; 光子混频

中图分类号: TN929.11 **文献标识码:** A **doi:** 10.7511/dllgxb201401001

0 引言

现代电子战中, 为实现快速预警和拦截敌方未知信号, 需要在雷达预警接收机中采用实时频率测量技术^[1]. 传统电子手段在微波频率测量方面具有测量带宽小、损耗大等问题^[2], 而采用光子技术可以较好地解决上述问题, 并且还具有抗电磁干扰等优势^[3]. 目前, 光子学频率测量方法主要可以分为 3 类^[4]: 研究频率和时间参数的关系^[5], 研究频率和空间参数的关系^[6-7], 研究频率和功率的关系^[8-11]. 前两类测量方法由于需要特殊加工工艺的器件, 系统体积庞大, 成本高昂, 并且误差超过几百兆赫兹, 在实际使用中有一定的局限性. 第三类方法是目前的研究热点, 采用诸如保偏光纤和高色散光纤组合^[8]、可调谐激光器与色散介质组合^[9]、双输出马赫曾德调制器 (Mach-Zehnder modulator, MZM)^[10]、光子滤波器^[11]等方式. 此外, 还有采用基于法布里-帕罗干涉仪^[12]、光子希尔伯特转换^[13]等特殊方法. 上述方法虽然采取各种手段实现了宽带频率测量, 误差保持在几十兆赫兹到几百兆赫兹, 但是采用的可调谐激光器、几十千米单模光纤等仪器和器件, 使得测量系统既复杂又笨重, 并且连同高速率光电探测器

又会带来较高的成本, 这些都限制了其在要求系统小型化的电子战等一些领域的应用. 一种光子学频率测量方法采用偏置在线性工作点的级联调制器实现光子混频, 通过监测直流电压, 实现实时测量, 由于可以采用低速率光电探测器, 该方案降低了系统成本, 但是有效测量带宽仅为 1 GHz^[14]. 本文进一步研究一种基于光子混频技术的实时频率测量方法. 设计方案采用偏置在光载波抑制点的两个级联马赫曾德调制器构成光子混频结构, 微波信号经过 3 dB 功分器后, 分别输入到两个调制器, 由于光通道与射频通道存在一定的延时差, 通过检测经混频后输出的直流光功率, 可以实现实时频率测量. 结合理论分析与模拟仿真, 设计射频通道与光通道之间的延时差, 优化系统频率测量范围.

1 理论分析

频率测量系统结构如图 1 所示, 分布反馈式 (distributed feedback, DFB) 激光器输出的光载波先后经过两个级联马赫曾德调制器, 并且调制器分别由偏置点控制电路稳定地控制在光载波抑制工作点. 待探测的未知频率微波信号由天线接

收稿日期: 2013-06-27; 修回日期: 2013-11-25.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60807015); 辽宁省自然科学基金资助项目(20102020); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(DUT13JB01, DUT13RC204).

作者简介: 胡 墅(1984-), 男, 博士生, E-mail: hushu2003up@gmail.com; 赵明山*(1960-), 男, 教授, 博士生导师, E-mail: mszhao@dlut.edu.cn.

收后,首先由 3 dB 射频功分器分为两路,端口 1 输出微波信号直接输入到调制器 1,端口 2 输出微波信号经一定长度同轴电缆后输入到调制器 2. 经过两次调制的光载波从调制器 2 输出,由光功率计进行实时监控.

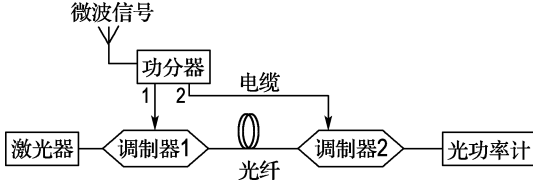


图 1 基于光子技术的实时频率测量系统示意图

Fig. 1 Schematic of real-time frequency measurement system based on photonic technique

1.1 测量原理

激光器输出光载波到达调制器 1 的光场为 $E(t) = \sqrt{2P_0} \cos \omega_0 t$, P_0 为光功率, ω_0 为光载波角频率,并且假设此时附加相位为 0. 微波信号可以表示为 $v(t) = V \cos(\omega_{rf} t + \varphi_i)$, V 是微波信号幅度, ω_{rf} 为微波信号角频率, φ_i 为初始相位. 微波信号功率 $P_{rf} = V^2/2R$, 经功分器后两个端口输出功率是 $P_{rf}/2$, 直接到达调制器 1 的微波信号形式可以表示为

$$v_1(t) = \frac{V}{\sqrt{2}} \cos \omega_{rf} t \quad (1)$$

式中,假设此时附加相位为 0; 功分器端口 2 输出微波信号经过一定长度电缆到达调制器 2 时的形式可以表示为

$$v_2(t) = s \frac{V}{\sqrt{2}} \cos [\omega_{rf}(t - \tau_1)] \quad (2)$$

其中 s 是电缆的损耗,与微波信号频率相关; τ_1 是射频通道中电缆引入的相对延时. 将调制器 1 工作点选择在光载波抑制点,直流偏置电压等于半波电压,即 $V_{DC1} = V_{\pi 1}$, 经微波信号调制后,调制器 1 输出的光场可表示为

$$E_1(t) = \sqrt{L_1} E(t) \sin (m_0 \cos \omega_{rf} t) \quad (3)$$

其中调制指数 $m_0 = \frac{\pi V}{2\sqrt{2}V_{\pi 1}}$, $V_{\pi 1}$ 为调制器 1 半波

电压, L_1 为调制器 1 的插入损耗. 调制器 1 输出的光载波经过光通道中光纤的相对延时为 τ_2 , 因此调制器 2 输入的光载波光场为

$$E_1(t - \tau_2) = \sqrt{L_1} E(t - \tau_2) \sin [m_0 \cos \omega_{rf}(t - \tau_2)] \quad (4)$$

调制器 2 同样工作在光载波抑制点,经另一路延时的微波信号调制后,调制器 2 输出光载波光场为

$$E_2(t) = \sqrt{L_2} E_1(t - \tau_2) \sin [m_1 \cos \omega_{rf}(t - \tau_1)] \quad (5)$$

其中调制指数 $m_1 = \frac{\pi s V}{2\sqrt{2}V_{\pi 2}}$, $V_{\pi 2}$ 为调制器 2 半波电压, L_2 为调制器 2 的插入损耗. 考虑到微波信号都为小信号的情况,进一步化简式(5),得到调制器 2 输出光载波光场为

$$E_2(t) = 2\sqrt{2L_1L_2P_0} \cdot J_1(m_0) \cdot J_1(m_1) \cdot \cos \omega_0(t - \tau_2) \cdot \{\cos[2\omega_{rf}t - \omega_{rf}(\tau_1 + \tau_2)] + \cos[\omega_{rf}(\tau_1 - \tau_2)]\} \quad (6)$$

调制器输出光功率为

$$P_{out} = 4L_1L_2P_0 \cdot J_1^2(m_0) \cdot J_1^2(m_1) \cdot \{\cos[2\omega_{rf}t - \omega_{rf}(\tau_1 + \tau_2)] + \cos[\omega_{rf}(\tau_1 - \tau_2)]\}^2 \quad (7)$$

光功率计得到的是平均输出光功率,也就是输出的直流光功率,整理得出直流光功率为

$$P_{DC} = 2L_1L_2P_0 \cdot J_1^2(m_0) \cdot J_1^2(m_1) \cdot [2 + \cos(4\pi f \Delta\tau)] \quad (8)$$

其中 $f = \omega_{rf}/2\pi$, $\Delta\tau = |\tau_1 - \tau_2|$, 通过式(8)可以建立微波信号频率与系统输出直流光功率的关系,确立理论模型.

1.2 模拟分析

根据确立的理论模型进行模拟仿真,以优化光通道与射频通道的延时差 $\Delta\tau$. 如图 2 所示,通过改变 $\Delta\tau$ 得出输出光功率与输入频率之间关系. 从图中可以看到, $\Delta\tau$ 越大,关系曲线的变化周

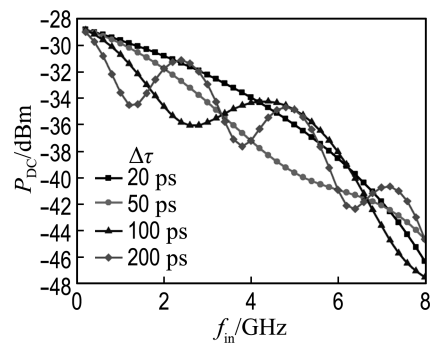


图 2 不同 $\Delta\tau$ 下理论计算输出光功率与输入频率之间关系

Fig. 2 Theoretical calculated results of the dependence of the optical output power on the input frequency by changing $\Delta\tau$

期越短,曲线的斜率越大,越利于提高测量精度,但是频率测量范围受限; $\Delta\tau$ 越小,关系曲线的变化周期越长,频率测量范围变大,但是曲线的斜率变小,会降低测量精度.因此,在设计系统时,需要兼顾考虑测量频率范围与测量精度,针对测量频率范围为 1~6 GHz 时, $\Delta\tau$ 选取在 20 ps 左右较为合适.

2 实验系统及测试结果

如图 1 所示,搭建频率测量系统,DFB 激光器(Emcore 1772)工作波长为 1 546 nm,3 dB 功分器插入损耗为 1.5 dB,两个马赫曾德调制器(Oclaro AM40)完全相同,插入损耗为 4.5 dB,半波电压为 5 V,采用光载波抑制调制方式,偏置电压通过偏置点控制器(YYLabs MBC-2)来稳定控制,两次调制后输出的光信号经光功率计(Newport 2832C)探测后,由计算机进行数据处理得到输入信号频率值,整个系统由虚拟仪器(LabVIEW)程序控制.

2.1 标定延时差

标定和优化系统光通道与射频通道的延时差 $\Delta\tau$,是对频率测量系统进行实验设计的关键.采用矢量网络分析仪(R&S ZVL)对延时进行测量,在确定 $\Delta\tau$ 时,要先分别测量微波信号通过光通道和射频通道的延时.先对光通道延时进行测量,将功分器端口 2 和调制器 2 射频输入端口断开,分别连接 50 Ω 匹配电阻,由矢量网络分析仪输出的微波信号只由功分器端口 1 进入系统,两个调制器都工作在线性偏置点,调制器 2 输出的光信号输入到光电探测器(U^T XPDV2120R),输出的微波信号再输入到矢量网络分析仪.光通道的相位响应曲线如图 3 所示,通过数据处理得出光通道对微波信号的延时为 16 344.6 ps.

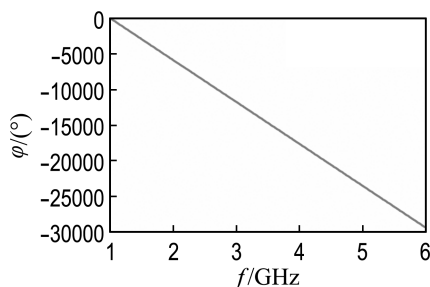


图 3 光通道相位响应曲线

Fig. 3 Phase response curve of optical path

同理,对射频通道延时进行测量时,将功分器端口 1 和调制器 1 射频输入端口断开,分别连接 50 Ω 匹配电阻,由矢量网络分析仪输出的微波信号只由功分器端口 2 进入系统.射频通道的相位响应曲线如图 4 所示,通过数据处理得出射频通道对微波信号的延时为 16 362.3 ps,得到光通道与射频通道延时差 $\Delta\tau$ 为 17.7 ps.完成延时量标定后,还需要利用矢量网络分析仪对射频通道中电缆的传输损耗进行标定,测试结果如图 5 所示.

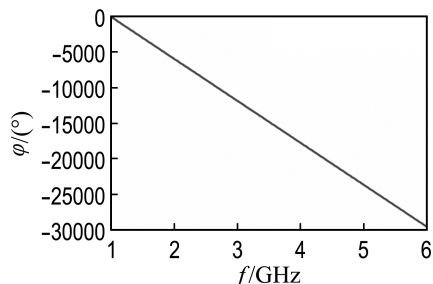


图 4 射频通道相位响应曲线

Fig. 4 Phase response curve of RF path

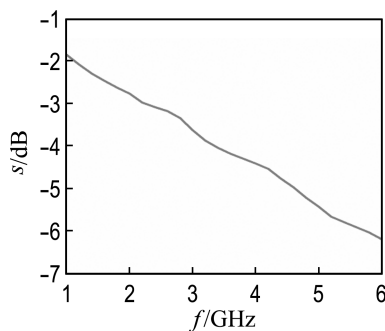


图 5 射频通道电缆传输损耗

Fig. 5 Transmission loss of cable in RF path

2.2 频率测量

通过实验标定延时差 $\Delta\tau$ 、电缆损耗以及调制器插入损耗等参数后,根据式(8)可以得出微波频率与直流光功率关系查询表.在进行频率测量时,调制器 1 和调制器 2 的工作点都被稳定地控制在光载波抑制点,整个系统由虚拟仪器(LabVIEW)程序控制,通过对直流光功率的监测,可实现对微波信号频率的实时测量.图 6 为实验测得输出光功率随频率变化曲线,与理论计算得出的曲线变化趋势完全符合.得到的频率测量值和实际输入频率值比较曲线以及测量误差分别如图 7 和 8 所示.

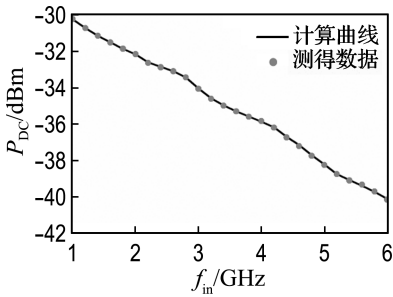


图 6 输出光功率随输入频率变化曲线

Fig. 6 The curve of optical output power with frequency

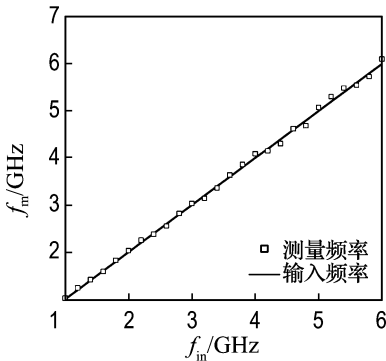


图 7 测量频率与输入频率的比较

Fig. 7 Comparison between the measured frequency and the input frequency

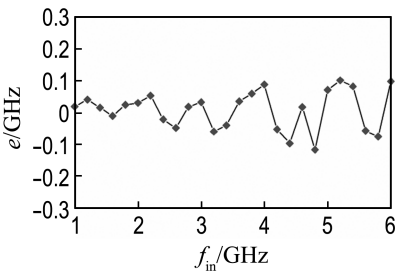


图 8 频率 1~6 GHz 的测量误差

Fig. 8 Measurement error for a frequency range of 1-6 GHz

3 误差分析

从图 8 中的测量误差曲线可以看出,在频率 1~6 GHz 时,测量误差小于 ± 0.12 GHz. 测量误差主要来源于两方面:光功率波动和参数测量误差.

3.1 光功率波动

实验中马赫曾德调制器通过偏置点控制器稳定地控制在光载波抑制点,因此光功率波动来源于激光器,而通过实验观察发现 DFB 激光器输出光功率有接近 0.05 dB 的波动,这可能会导致测量误差最大达到几十兆赫兹. 改善这种误差的主

要途径是提高激光器的工作稳定性,为其提供更稳定的工作温度和驱动电流^[15].

3.2 参数测量误差

矢量网络分析仪对相位测量有其本身的不确定度,导致时间延时测量存在误差,针对本系统的延时测量精度在 1 ps 以内,在低频处引起的误差较小,而在高频处可能引起的测量误差较大,在几十兆赫兹左右. 改善这种误差的一种方法是采用更高精度的矢量网络分析仪,另一种方法是通过增加延时测量频率孔径,来降低相位测量不确定度的影响.

另外,矢量网络分析仪对射频通道中电缆损耗的测量,还有调制器插入损耗的测量也存在误差,但这些因素对频率测量引入误差较小.

4 结 语

研究了一种基于光子混频技术的实时频率测量方法,通过建立理论模型进行仿真与分析,优化设计光通道与射频通道延时差,从而改变系统频率测量范围. 实验上可实现在频率 1~6 GHz 测量误差小于 ± 0.12 GHz. 该方法未采用价格昂贵的高速率光电探测器,降低了检测设备的复杂度,为实时频率测量提供了一种低成本光子学解决方案.

参考文献:

- [1] Drummond M V, Monteiro P, Nogueira R N. Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer [J]. **Optics Express**, 2009, **17**(7): 5433-5438.
- [2] Gruchala H, Czyzewski M. The instantaneous frequency measurement receiver in the complex electromagnetic environment [C] // **15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications**. Piscataway: IEEE, 2004: 155-158.
- [3] YAO Jian-ping. Microwave photonics [J]. **Journal of Lightwave Technology**, 2009, **27**(3): 314-335.
- [4] NIU Jian, FU Song-nian, XU Kun, *et al.* Instantaneous microwave frequency measurement based on amplified fiber-optic recirculating delay loop and broadband incoherent light source [J]. **Journal of Lightwave Technology**, 2011, **29**(1): 78-84.

- [5] Nguyen L. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals [J]. **IEEE Photonics Technology Letters**, 2009, **21**(10): 642-644.
- [6] Hunter D B, Edvell L G, Englund M A. Wideband microwave photonic channelised receiver [C] // **2005 International Topical Meeting on Microwave Photonics**. Piscataway:IEEE, 2005:249-252.
- [7] WANG Wen-shen, Davis R L, Jung T J, *et al.* Characterization of a coherent optical RF channelizer based on a diffraction grating [J]. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 2001, **49**(10):1996-2001.
- [8] ZHOU Jun-qiang, FU Song-nian, Shum P P, *et al.* Photonic measurement of microwave frequency based on phase modulation [J]. **Optics Express**, 2009, **17**(9):7217-7221.
- [9] ZOU Xi-hua, YAO Jian-ping. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution [J]. **IEEE Photonics Technology Letters**, 2008, **20**(23): 1989-1991.
- [10] LI Jian-qiang, FU Song-nian, XU Kun, *et al.* Photonic-assisted microwave frequency measurement with higher resolution and tunable range [J]. **Optics Letters**, 2009, **34**(6):743-745.
- [11] ZOU Xi-hua, CHI Hao, YAO Jian-ping. Microwave frequency measurement based on optical power monitoring using a complementary optical filter pair [J]. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 2009, **57**(2):505-511.
- [12] Winnall S T, Lindsay A C. A Fabry-Perot scanning receiver for microwave signal processing [J]. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 1999, **47**(7):1385-1390.
- [13] Emami H, Sarkhosh N, Bui L, *et al.* Amplitude independent RF instantaneous frequency measurement system using photonic Hilbert transform [J]. **Optics Express**, 2008, **16**(18): 13707-13712.
- [14] Sarkhosh N, Emami H, Bui L, *et al.* Reduced cost photonic instantaneous frequency measurement system [J]. **IEEE Photonics Technology Letters**, 2008, **20**(18):1521-1523.
- [15] 曾永福,熊汉林,朱宏韬,等. 基于 MAX3738 的激光器驱动电路设计与优化 [J]. **光通信技术**, 2012(8):20-22.
ZENG Yong-fu, XIONG Han-lin, ZHU Hong-tao, *et al.* Design and optimization of a laser driving circuit based on MAX3738 [J]. **Optical Communication Technology**, 2012(8): 20-22. (in Chinese)

Real-time frequency measurement method based on photonic technique

HU Shu, HAN Xiu-you, SHI Nuan-nuan, GU Yi-ying, HU Jing-jing, ZHAO Ming-shan*

(School of Physics and Optoelectronic Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: A real-time frequency measurement method based on photonic technique is investigated. In this scheme, two cascaded intensity modulators are utilized to make up the structure of photonic mixing. By theoretical analysis and simulation, the time delay between optical path and radio-frequency (RF) path is designed in order to optimize the measurement range and ensure the measurement accuracy as well. After the microwave signal mixed in the measurement system, there is a relationship between direct current (DC) optical power and microwave frequency, so the real-time frequency measurement by using optical power meter to monitor the DC optical power can be realized. The scheme has not employed photodetector, and thus the system cost is reduced. The experimental results demonstrate that the measurement error is less than ± 0.12 GHz in the frequency range of 1 to 6 GHz.

Key words: real-time frequency measurement; microwave photonics; photonic mixing