

文章编号: 0258-7025(2010)06-1456-06

布里渊光时域反射仪中参考光的功率校准

王金兵 路元刚 张旭苹 王 峰

(南京大学光通信工程研究中心, 江苏 南京 210093)

摘要 提出了一种新颖而又简单的参考光功率校准方法,该方法具有无需鉴频的优点。在每一个频率点处探测电光调制器输出总功率与预定参考光功率的偏差,将其作为反馈信号来控制该频率点对应的微波源输出功率,从而使输出参考光的功率得到校准。从理论上分析了该方法的可行性,并通过模拟和实验进行了验证。实验结果表明,对布里渊光时域反射仪中的参考光功率进行校准后,不同频率点参考光功率与预定功率的最大误差减小为未校准前的 1/3。

关键词 光纤传感;布里渊光时域反射仪;参考光校准;光反馈;电光调制

中图分类号 O439;TP212.14 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20103706.1456

Calibration of Reference Light Power in Brillouin Optical Time Domain Reflectometer

Wang Jinbing Lu Yuangang Zhang Xuping Wang Feng

(Institute of Optical Communication Engineering, Nanjing University, Nanjing, Jiangsu 210093, China)

Abstract A novel and simple reference light power calibration method is proposed, which has the advantage of frequency discriminator. The difference between light power of the total output of electro-optic modulator and the intended reference light power is detected at each frequency point, and then used as the feedback signal to control the output power of microwave source to calibrate the reference light power. The feasibility of the method is analyzed theoretically and verified through simulations and experiments. It is demonstrated that, after the calibration, the maximum error between the reference light power and intended power is reduced to one-third of that observed before calibration.

Key words optic-fiber sensing; Brillouin optical time domain reflectometer; reference light calibration; optical feedback; electro-optic modulation

1 引 言

布里渊光时域反射仪(BOTDR)是一种利用光纤中布里渊散射的分布式光纤传感系统^[1~3],一般采用自外差相干检测的方法获得微弱的布里渊散射信号光谱^[4~6]。采用微波电光调制产生频率可调的参考光与布里渊信号进行相干检测的方法尤为受到青睐^[7,8],其优点有:可以产生百兆赫兹的拍频信号,相对于 11 GHz 左右的布里渊移频对光电探测器的探测带宽要求降低,光电探测器可以拥有更高

的探测精度,从而获得更大的动态范围;由于参考光频率可调,对光电探测器后的电信号的采集只需一带通滤波器即可,简化了电信号的处理。但是根据相干检测的原理,参考光功率的波动会转移到计算获得的布里渊信号功率上,因此不同频率点处的参考光功率的差异直接影响着布里渊散射谱的探测精度。为了保证不同频率点处的参考光功率等于预定参考光功率,本文提出一种简单、新颖的参考光功率校准方法。

收稿日期: 2010-01-19; **收到修改稿日期**: 2010-04-22

基金项目: 国家 973 计划(2010CB327803)和国家自然科学基金(60644001)资助课题。

作者简介: 王金兵(1984—),男,硕士研究生,主要从事布里渊光纤传感技术方面的研究。

E-mail: wangjinbing1984@163.com

导师简介: 路元刚(1977—),男,副教授,主要从事光电检测、光纤传感等方面的研究。E-mail: luyg@nju.edu.cn (通信联系人)

参考光的移频是由经过微波电信号调制的光电调制器(EOM)产生的。不同频率的参考光功率往往相差很大,原因主要有以下三个方面:微波源的输出功率受工作环境温度的影响,很难做到在不同环境下每个频率点微波信号的功率都等于额定值;微波传输线对不同频率的微波信号传输效率不同;EOM对于不同频率微波信号的功率响应也有差别^[9~11]。因此必须同时考虑微波源、传输线和EOM三个因素的影响。本文根据EOM的基本工作原理,推导出EOM调制产生的各级频带功率与微波信号功率及直流偏压的关系式,在此基础上提出了一种利用EOM输出总功率反馈校准参考光功率的方法,并通过理论分析和相应的实验证明了该校准方法的可行性。

2 原 理

2.1 EOM 相位调制后的输出信号的研究

单频激光经过周期性的相位调制,会产生一系列成倍调制频率的频带^[12],EOM就是根据该原理实现对激光的移频。图1为Mach-Zehnder干涉仪

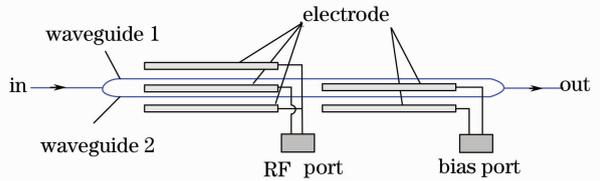


图 1 EOM 原理图

Fig. 1 Schematic diagram of EOM

结构的电光调制器的原理图。光纤中激光从 in 端入射到 EOM,经 Y 型耦合器等分成两束激光,分别在光波导 1 和光波导 2 中传播,电极间的电场引起光波导折射率的改变,导致光波导中的激光相位也随之发生变化,最后这两束激光经过另一 Y 型耦合器后由 out 端输出。假设入射激光的传输方程为

$$E(t) = 2A \cos(\omega t), \quad (1)$$

式中 $2A$ 为光波电场振幅, ω 为光波角频率。因此经过电极间电场调制后光波导 1 和光波导 2 内激光的传输方程可分别表示为^[13]

$$\begin{cases} E_1(t) = A \cdot S(\beta) \cos[\omega t - B \sin(\beta t)], \\ E_2(t) = A \cdot S(\beta) \cos[\omega t + B \sin(\beta t) + \varphi]. \end{cases} \quad (2)$$

式中 $S(\beta)$ 是 EOM 对不同调制频率的响应,其值由 EOM 的性能参数给出, $B \sin(\beta t)$ 是由射频(RF)端输入微波信号调制产生的周期性相移, B 为最大相移, β 是微波信号的角频率, φ 是由 bias 端输入的直流偏置电压产生的相移,其中 B 和 φ 可表示为

$$B = \frac{\pi}{2V_1} V_{\text{RF}} = \frac{\pi}{2V_1} \sqrt{2PR}, \quad (3)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{V_2} V_{\text{bias}} + \varphi_0. \quad (4)$$

式中 V_{RF} 和 V_{bias} 分别为 RF 端和 bias 端对应的有效输入电压, V_1 为 RF 端的半波电压, R 为 RF 端的匹配电阻,一般为 50Ω 左右, P 为 RF 端输入的微波信号的功率, V_2 为 bias 端的半波电压, φ_0 为两个波导未加任何外电场时的初始相位差(由于两条光波导的光程不完全相等造成的相位差)。将(2)式展开成傅里叶级数

$$\begin{cases} E_1(t) = A \cdot S(\beta) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(B) \cos[(\omega - n\beta)t], \\ E_2(t) = A \cdot S(\beta) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(B) \cos[(\omega + n\beta)t + \varphi], \end{cases} \quad (n \text{ is integer}) \quad (5)$$

式中 $J_n(B)$ 为贝塞尔函数,由(5)式可以看出微波信号使两个波导中的激光产生一系列的频率间隔为 $\beta/(2\pi)$ 的频带。经 Y 型耦合器后 EOM 输出光的传输方程^[13]为

$$E_{\text{out}}(t) = E_1(t) + E_2(t),$$

可以写为

$$E_{\text{out}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \Psi_k(t), \quad (k \text{ is integer}) \quad (6)$$

式中

$$\begin{cases} \Psi_k(t) = A \cdot S(\beta) J_{|k|}(B) \sqrt{2 + 2\cos(\varphi)} \cos[(\omega + k\beta)t + \varphi], & (k \text{ is even}) \\ \Psi_k(t) = A \cdot S(\beta) J_{|k|}(B) \sqrt{2 - 2\cos(\varphi)} \cos[(\omega + k\beta)t + \varphi], & (k \text{ is odd}) \end{cases} \quad (7)$$

k 取不同值代表 EOM 调制产生的不同的频带,称之为 $n(n = |k|)$ 级频带。一般情况下,参考光就是指 EOM

调制产生的一级频带。将(7)式代入光强公式

$$I_k = \frac{1}{T} \int_0^T [\Psi_k(t)]^2 dt, \quad (8)$$

式中 $T = 2\pi/(\omega + k\beta)$ 为该频带光的波动周期, 可得各个频带的光强为

$$\begin{cases} I_k = A^2 S^2(\beta) J_{|k|}^2(B) [1 + \cos(\varphi)], & (k \text{ is even}) \\ I_k = A^2 S^2(\beta) J_{|k|}^2(B) [1 - \cos(\varphi)], & (k \text{ is odd}) \end{cases} \quad (9)$$

将(3)式和(4)式代入(9)式得

$$\begin{cases} I_k = A^2 S^2(\beta) J_{|k|}^2\left(\frac{\pi}{V_1} \sqrt{2PR}\right) \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_2} V_{\text{bias}} + \varphi_0\right)\right], & (k \text{ is even}) \\ I_k = A^2 S^2(\beta) J_{|k|}^2\left(\frac{\pi}{V_1} \sqrt{2PR}\right) \left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{V_2} V_{\text{bias}} + \varphi_0\right)\right]. & (k \text{ is odd}) \end{cases} \quad (10)$$

由(10)式可知, 激光经过 EOM 之后产生的各级频带的光强, 由调制前激光的功率, EOM 的频率响应, 微波信号的功率和直流偏压共同决定。调制前激光功率的稳定性由光源激光器的稳定性决定, EOM 的频率响应对于确定的 EOM 可以视为已知参数处理, 微波源功率和直流偏压都是可控的。上述推导结果为参考光校准的研究提供了依据。

2.2 探测 EOM 输出总功率反馈校准参考光功率的方法

由(9)式可知, 角频率为 β 的微波源调制产生的各级频带的光强由 B 和 φ 两个参数共同决定。为了获得高功率稳定的一级频带(参考光), 首先应通过改变 V_{bias} 将 φ 调节至 $(2n+1)\pi$ (其中 n 为整数), 此时偶数级频带光强为 0, 奇数级频带在不考虑 B 的情况下光强取极大值, 称此刻的 V_{bias} 为 V_{min} 。可以画出 φ 调至 $(2n+1)\pi$ 时一级、三级频带光强与 B 值的关系, 如图 2 所示。因为希望得到的是一级频带, 所以 B 值一般情况下最大取值为 1.84, 此时 3 级以及

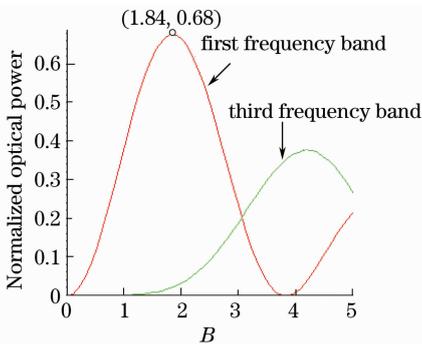


图 2 φ 为 $(2n+1)\pi$ 时一级、三级频带归一化光强与 B 值的关系

Fig. 2 Relation between B and the normalized optical power of first and third frequency band, when φ is $(2n+1)\pi$

3 级以上频带的光强可以忽略不计, 因此一级频带的光强约等于总光强。所以可用总光强代替一级频带光强作为被探测量进行反馈, 总光强的探测不需要鉴频或者滤波, 因此可有效降低功率校准的复杂度和实现成本。

由于外界温度变化以及 EOM 自身发热的影响, V_{min} 的值会有有一定的波动。 V_{min} 的波动会导致一级频带光强在总光强中的比例下降, 从而影响反馈的准确性。因此, 假设一级频带光强与总光强之比为

$$\eta = \frac{I_1}{I_{\text{all}}} = \frac{I_1}{I_0 + I_1 + I_2 + \dots} \quad (11)$$

设 V_{min} 的波动为 ΔV_{min} , 其与半波电压的比值为 $\delta = \Delta V_{\text{min}}/V_2$, 根据(3)式和(8)式可以计算出当 η 取不同值时对应的 δ - B 关系曲线, 如图 3 所示。由图可知, 对于某一确定的 δ 值, B 值越大, η 值越大; 对于某一确定的 B 值, δ 值越小, η 值越大。不同的 EOM 在不同的环境中 ΔV_{min} 不同, 一般情况下 EOM 的 ΔV_{min} 能够保证在 0.1 V 以内。 bias 端的半波电压 V_2 一般为 5~10 V, 若取 V_2 为 5 V, 则 $\delta < 0.02$, 因此当 B 值大于 0.6 时可以实现一级频

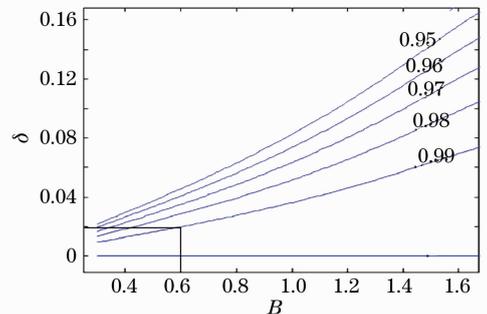


图 3 η 取 0.95~1 等一系列不同值时对应的 δ 值和 B 值的关系

Fig. 3 Relation between δ and B , when η is in a range of 0.95~1

带的光强占总光强的比例为 99% 以上。

因此当 B 大于 0.6 时,可以近似表示出总光强的表达式

$$I_{\text{all}}(B, \beta) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k \approx 2A^2 S^2(\beta) J_1^2(B). \quad (12)$$

由于 $B = [\pi/(2V_1)] \sqrt{2PR} < 1.84$, 所以 $P < 13.6V_1^2/1000$, RF 端的半波电压 V_1 一般为 6~10 V, 因此,如果 V_1 取 7 V, 则 $P < 28$ dBm。 $S^2(\beta)$ 是 β 的函数, 所以对于每一个频率点 $S^2(\beta)$ 是一个确定的值。在确定的频率下, $I_{\text{all}}(B, \beta)$ 的值随微波信号功率增大而增大, 如图 4 所示。因此通过调整微波信号的功率 $I_{\text{all}}(B, \beta)$ 的值使之在不同频率点 β 处等于预定值, 从而实现对每个频率点的一级频带(即参考光)功率的校准。

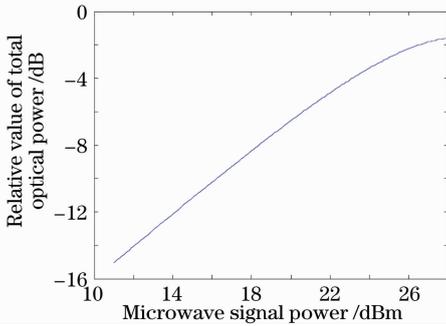


图 4 总光强的相对值与微波信号功率的关系

Fig. 4 Relation between the relative value of total optical power and microwave signal power

2.3 包含参考光功率校准功能的 BOTDR

图 5 为包含参考光功率校准功能的 BOTDR 示意图。光源发出的激光通过耦合器进行功率分配, 一路光经过脉冲调制后作为探测脉冲光注入传感光纤, 产生携带温度或应变信息的后向布里渊散射光; 另一路光经过 EOM 调制后作为本地参考光与散射回来的布里渊信号光相干。相干后的拍频光信号通过光电探测器转换为电信号, 电信号经过带通滤波器滤波后进行高频模数转换(采样频率 200 MHz), 把得到的数字信号送入计算机, 结合本地参考光的频率和功率即可计算出布里渊信号某一频带范围内的光强, 通过改变微波调制(即本地参考光)的频率, 即可获得整个布里渊信号的频谱。

为了确保本地参考光在每个频率点处的功率基本相等, 应当对本地参考光进行校准。如图 5 虚线框内所示, 根据需要在系统允许的范围内设置一预定参考光功率, 将光电探测器的直流输出端输出的信号作为反馈量, 与预定参考光功率进行对比, 从而对微波信号的功率进行反馈控制, 进而改变本地参

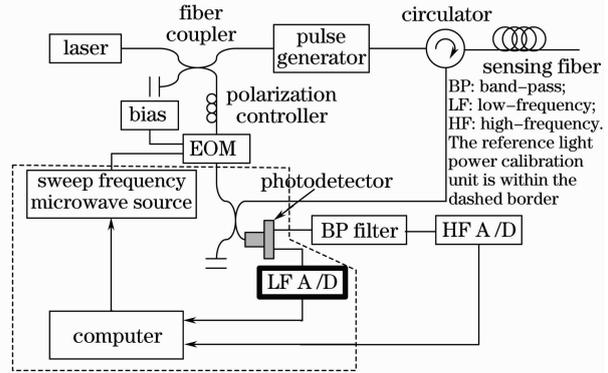


图 5 包含参考光功率校准功能的 BOTDR 示意图

Fig. 5 Schematic diagram of BOTDR including the function of reference light power calibration

考光的功率, 使之等于预定参考光功率。由图可以看出器件上仅增加一个低频 A/D(采样频率为几千赫兹)即可实现参考光功率校准的功能。

基本的校准过程如下: 首先根据系统需要设定预定参考光功率“CK”以及校准精度“JD”, 其中“JD”的值不能小于微波源功率控制的最小步进, 然后输入微波源的第一个频率, 在这个频率下对功率“P”进行校准, 校准完成后记录此频率对应的功率控制字, 再进行下一个频率点的校准直到所有的频率点校准完毕。

3 实验及结果分析

首先利用商用的带有自校准功能的 Agilent 微波源为 EOM 的 RF 端提供功率相对稳定的微波信号, 验证各级频带的光强、总光强与微波信号功率以及直流偏压的关系, 从而证明理论公式的正确性和校准方法的可行性。然后, 通过编写的 VB 程序控制微波源模块, 进行利用 EOM 输出总功率反馈校准参考光功率的实验, 并对结果进行了分析。

3.1 EOM 各级频带输出光功率的测量

如图 6 所示光路系统, 光源为 1550 nm 窄线宽分布式反馈(DFB)激光器, 其输出功率为 2 dBm, 激光经偏振控制器调节到与 EOM 匹配的偏振态后输入 EOM, 通过在 EOM 上加微波信号和直流偏压

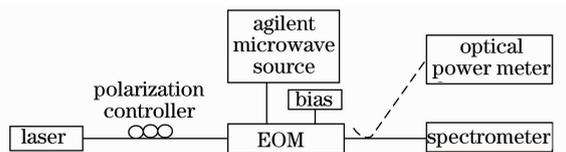


图 6 测量 EOM 各级频带输出的系统示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the system for measuring output frequency band of EOM

对激光进行调制,用光谱仪测量各级频带的光功率,用光功率计探测调制后激光的总功率。

当微波源输入的微波信号功率为 22 dBm 时,用光谱仪测得各级频带与直流偏压的关系如图 7 所示。点为实验测量各级频带光功率随直流偏压的变化情况,线是根据(10)式模拟计算的结果,其中 $V_1=6.5\text{ V}$, $V_2=6\text{ V}$,其余系数 $A, S(\beta), \varphi_0$ 根据实验结果进行标定。由图可知,实验测量结果与模拟计算结果一致。

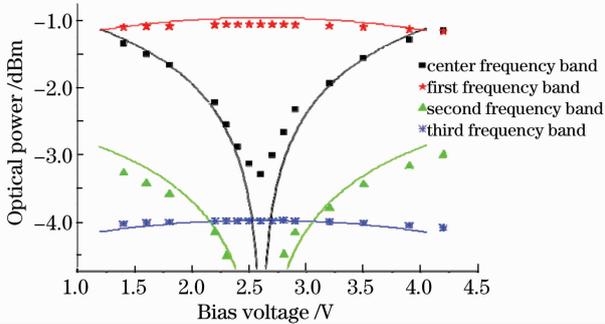


图 7 EOM 产生的各级频带的光功率与直流偏压的关系

Fig. 7 Relation between the optical power of each frequency band produced by EOM and bias voltage

当直流偏压取 2.9 V 时,用光谱仪测得各级频带光功率随微波信号功率的关系如图 8 所示。点为实验测量各级频带光功率随微波信号功率的变化情况,线为(10)式模拟计算结果,实验结果与模拟计算结果一致。其中二级频带功率较低的时候被一级频带掩盖,故仅测得 6 个功率点的值。由于微波源的功率不高(小于 26 dBm),因此各级频带的功率随微波源功率的变化而单调变化。

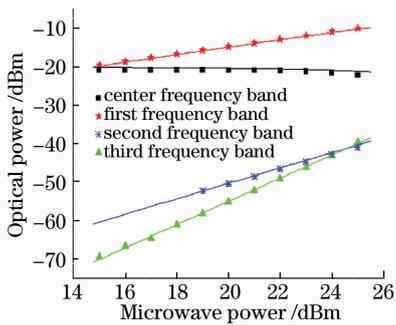


图 8 EOM 产生的各级频带的光功率与微波信号功率的关系

Fig. 8 Relation between the optical power of each frequency band produced by EOM and microwave signal power

用光功率计取代光谱仪测得不同微波信号功率下激光被调制后的总光功率同直流偏压的关系如图 9 所示,点为实验测量的总光功率随微波信号功率

的变化情况,线为(10)式模拟计算结果。可以看出 $V_{\min}=2.5\text{ V}$,在 V_{\min} 附近总光功率受直流偏压影响不明显,且随微波源功率的增加单调递增。因此可以将直流偏压设置在 V_{\min} 处,逐步调节每个频率点的微波源输入功率,最终获得一个在所有频率点上的值都相同的总光功率。实验数据误差的来源主要是 EOM 电光晶体响应的滞后引起的不确定性。

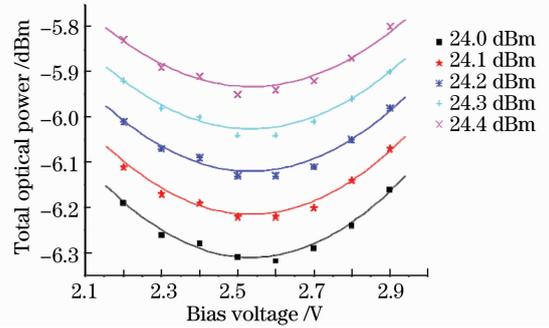


图 9 微波信号功率为 24~24.4 dBm 时 EOM 产生的总光功率同直流偏压的关系

Fig. 9 Relation between the total optical power produced by EOM and bias voltage when microwave signal power is in a range of 24~24.4 dBm

3.2 光路反馈微波源校准参考光实验及结果分析

实验光路系统如图 10 所示,首先通过偏振控制器将光源发出的激光调至与 EOM 匹配的偏振态,然后不给 EOM 提供微波信号,将直流偏压调至 V_{\min} ,此时光电探测器探测的激光总光功率最小,最后给 EOM 加上微波信号,实现对激光的移频。通过光电探测器对 EOM 调制后激光的总功率进行探测,经模数转换后的数值传给计算机,计算机利用 2.3 节所述的校准方法,对微波源进行反馈校准。因为关注的是一级频带功率的稳定,所以需要多用波长计观察校准结果是否符合要求。

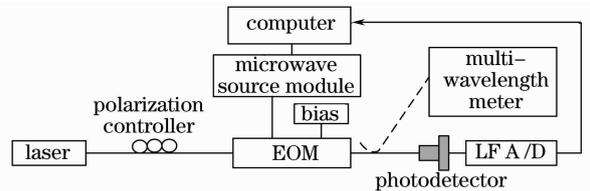


图 10 利用 EOM 输出总功率校准参考光功率的系统示意图

Fig. 10 Schematic diagram of the calibrating reference light power system by detecting the total output optical power of the EOM

实验结果如图 11 所示,分别为商用 Agilent 自校准微波源、未校准前的微波源模块和校准后的微波源模块调制产生的参考光。Agilent 微波源虽然

功率稳定,但是由于 EOM 对不同频率响应的不同,导致不同移频的光功率不同。通过校准的参考光功率与预定参考光功率(-7.96 dBm)的误差小于 0.07 dB。绝对功率误差小于 0.0025 mW,是未校准前误差 0.2 dB(0.0072 mW)的三分之一。另外,本实验微波源模块功率控制的步进为 0.1 dB,如果使微波源功率有更小的步进,则误差会更小。

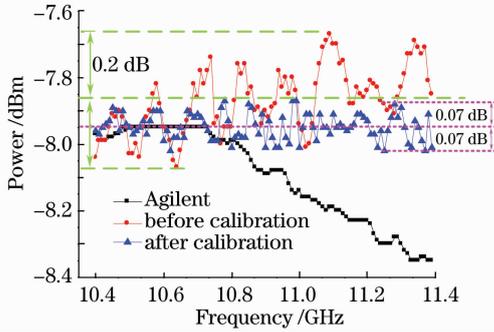


图 11 校准前后不同频率点上的参考光功率

Fig. 11 Reference light power at different frequencies before and after calibration

4 结 论

详细分析了激光经 EOM 调制后所得各级频带的光强与微波信号功率和直流偏压的关系,通过理论和实验的对比,验证了理论分析的正确性。在此基础上提出了利用 EOM 输出总功率反馈校准参考光功率的方案,并编写了程序,完成了参考光功率的校准,校准后不同频率点参考光功率与预定功率的误差小于 0.07 dB 的精度,是未校准前误差的三分之一,满足实验系统的要求。

参 考 文 献

- 1 T. Horiguchi, K. Shimizu, T. Kurashima *et al.*. Development of a distributed sensing technique using Brillouin scattering [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1995, **13**(7): 1296~1302
- 2 Song Muping, Zhuang Baiyun. Polarization-induced fading elimination technique in Brillouin optical time-domain analysis sensor [J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(4): 711~715

- 宋牟平, 庄白云. 布里渊时域分析传感器的消偏振衰落技术 [J]. *光学学报*, 2007, **27**(4): 711~715
- 3 Xiao Hao, Li Fang, Wang Yongjie *et al.*. High-resolution fiber laser sensor system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(1): 87~91
- 肖浩, 李芳, 王永杰等. 高分辨率光纤激光传感系统 [J]. *中国激光*, 2008, **35**(1): 87~91
- 4 Wang Feng, Zhang Xuping, Lu Yuangang *et al.*. Improvement of spatial resolution for strain measurement with Brillouin optical time-domain reflectometer by fitting method based on equivalent optical pulse [J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(1): 43~49
- 王峰, 张旭苹, 路元刚等. 提高布里渊光时域反射仪测量空间分辨力的等效脉冲光拟合法 [J]. *光学学报*, 2008, **28**(1): 43~49
- 5 S. M. Maughan, H. H. Kee, T. P. Newson. Simultaneous distributed fiber temperature and strain sensor using microwave coherent detection of spontaneous Brillouin backscatter [J]. *Meas. Sci. Technol.*, 2001, **12**(7): 834~842
- 6 T. R. Parker, M. Farhadiroushan, V. A. Handerek *et al.*. A fully distributed simultaneous strain and temperature sensor using spontaneous Brillouin backscatter [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1997, **9**(7): 979~981
- 7 Song Muping, Zhao Bin, Zhang Xianmin. Brillouin optical time domain analysis distributed optic-fiber sensor based on microwave electro-optic modulation [J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(8): 1053~1056
- 宋牟平, 赵斌, 章献民. 基于微波光电调制的布里渊光时域分析传感器 [J]. *光学学报*, 2005, **25**(8): 1053~1056
- 8 Song Muping, Chen Xiang. Real-time wavelet transform based coherent detecting Brillouin optical time domain reflectometer [J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(10): 2818~2821
- 宋牟平, 陈翔. 基于实时小波变换信号处理的相干检测布里渊光时域反射计 [J]. *光学学报*, 2009, **29**(10): 2818~2821
- 9 K. Kawno, T. Kitoh, H. Jamonji *et al.*. New traveling-wave electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20 GHz bandwidth and 4.7 V driving-voltage at 1.52 wavelength [J]. *Electron. Lett.*, 1989, **25**(20): 1382~1383
- 10 D. W. Dolfi, M. Nazarathy, R. L. Jungerman. 40 GHz electro-optic modulator with 7.5 V drive voltage [J]. *Electron. Lett.*, 1988, **24**(9): 528~529
- 11 K. Kawano, T. Kitoh, O. Mitomi. A wide-band and low-driving-power phase modulator employing a Ti:LiNbO₃ optical waveguide at 1.5 μm wavelength [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1989, **1**(2): 33~34
- 12 K. Kubota, J. Noda, O. Mikami. Traveling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO₃ waveguide [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1980, **QE-16**: 754~760
- 13 I. P. Kaminow, T. L. Koch. *Optical Fiber Telecommunications IIIB* [M]. San Diego: Academic Press, 1997. 396~401