

一种基于 UV-ESA 自校准和高精度的 PM 电学测量方法

齐 林, 刘 宇, 邹新海, 唐 笠, 张 萍

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 电光相位调制器(Phase Modulator, PM)因无需偏置,线性调制和插损小等优点,被广泛应用于相干光通信、微波信号产生、处理和测量等领域. 调制指数和半波电压是评估 PM 性能的关键参数. 传统基于(Optical Spectrum Analyzer, OSA)的方法面临测量分辨率低和存在测量盲区问题. 为此,本文提出了一种基于电谱分析(Unequal Voltage based on Electrical Spectrum Analyzer, UV-ESA)的自校准、高精度的 PM 特性参数测量方法. 该方法利用同频、不同驱动电压比的情况下,通过分析失谐光学载波和调制边带分别与载波拍音电谱,实现 PM 调制指数和半波电压的高频特性参数测量. 该方法不需改变测量链路结构,无需辅助宽带微波源或电光调制器,验证了所提方法的有效性,并对比 OSA 方法对结果的准确性进行了验证.

关键词: 电光相位调制器; 电谱分析; 调制指数; 半波电压

中图分类号: TN256 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)11-2284-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.11.027

A Self-Calibrated and High-Resolution Electrical Method for PM Measurement Based on UV-ESA

QI Lin, LIU Yu, ZOU Xin-hai, TANG Li, ZHANG Ping

(The School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Post and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Wideband electro-optic phase modulator (PM) is a critical component for the applications of coherent optical communication, microwave photonics signal generation, processing and measurement, due to the advantages of bias-free, linear modulation and low insertion loss. Modulation index and half-wave voltage are key parameters to assess the performance of PMs. However, the conventional method based on optical spectrum analyzer (OSA) suffers from low resolution and measurement dead-band. To overcome these problems, a self-calibrated and high-resolution method for the measurement of PM is proposed based on UV-ESA. The modulation index and half-wave voltage are achieved by analyzing the electrical beat notes of the detuned optical carrier and the phase modulation sidebands with two different driving voltages in the same driving frequency. Moreover, it verifies the validity of the proposed method without dismantling the measurement link and eliminates the need of assisted wideband devices or instruments. The measured results are also compared with those based on OSA to check for effectiveness and consistency of accuracy.

Key words: electro-optic phase modulator (PM); unequal voltage based on electrical spectrum analyzer (UV-ESA); modulation index; half-wave voltage

1 引言

宽带电光相位调制器(PM)因无需偏置、可线性调制、低插入损耗等优点,被广泛应用于相干光通信^[1]、微波光子信号产生^[2]、处理和测量^[3]等领域. 对于 PM 而言,调制系数和半波电压是评估其性能的关键特征

参量,主要受 PM 的波导结构设计、器件封装等影响. 此外,PM 的特征参量测试对光子芯片研发以及基于 PM 的光子链路系统优化具有极大的指导意义.

由于相位调制信号不可直接探测,目前对 PM 测试的主要方法可分为光域和电域测试法. 基于光谱分析的光域 PM 测量方法^[4],是利用光谱分析仪(OSA)分析相

收稿日期:2020-01-13;修回日期:2020-04-20;责任编辑:马兰英

基金项目:国家重点研发计划(No. 2018YFF01010202, No. 2018YFF01010201);国家自然科学基金(No. 61901069, No. 61705027, No. 11704053, No. 51902037);省部级人才计划项目(No. CSTC-CXLJRC201711);重庆市科学技术委员会基础研究项目(No. CSTC-2018jcyj0619);重庆市教委基础研究项目(No. KJZH17115, No. KJQN201800626, No. KJQN201900615)

位调制边带功率的比值,实现宽带 PM 调制系数的测量.但受传统商用 OSA 中光栅分辨率(1.25GHz@1550nm)的限制^[5],导致其测量分辨率较低,且在低频处存在测量盲区.为此,有学者提出基于电矢量网络分析仪(Vector Network Analyzer, VNA)的高分辨率相对频响的扫频测试法,先后利用光干涉仪^[6],光滤波器^[7]和受激布里渊散射器^[8],实现相位和强度的转换.然而,该类方法为了消除残留的谐波边带误差和光电探测器的响应度波动,要求小信号操作和额外的校准操作. S. Zhang 等人提出了一种基于双音调制的电域测试法^[9,10],通过设置双音调制信号间的特定频率关系,实现了 PM 自校准的绝对频率响应测量.但该方案需要额外的宽带微波源或电光调制器,用来辅助消除光电探测器响应度不平坦所带来的影响.因此,有必要设计一款自校准、低成本且无需任何宽带辅助仪器和器件的 PM 测试方法.

本文提出一种基于不同电压驱动的电谱分析方法(UV-ESA),可在固定的测量系统中实现 PM 微波特征参量的自校准和准确测量.该测量系统中,待测 PM 和移频器(Frequency Shifter, FS)分别位于马赫—曾德干涉仪(Mach-Zehnder Interferometer, MZI)的上、下臂.从移频光载波和相位调制边带的拍频信号中提取调制系数相关量,改变同一微波信号的驱动电压,在两次不同电压驱动下,实现对光电探测器响应度波动的抵消,避免了对光电探测器响应度不平坦的额外校准.最重要的是,无需宽带仪器和器件的辅助,使得测量简单准确,成本大大降低.

2 系统理论架构

所提方案是在两次不同电压驱动下,通过分析 MZI 上下臂输出的调制信号与移频信号的外差混频频谱成分,实现 PM 特征参量的测量.系统原理图如图 1 所示.其中,PC,偏振控制器;LD,激光器;DUT,待测器件;PM,相位调制器;FS,移频器;PD,光电探测器;ESA,电谱分析仪;OSA,光谱分析仪.

频率为 f_0 的光载波通过光分束器进入 MZI 中, MZI 上臂的光载波经过 PM 调制后,将正弦信号 $v(t) = V_s \sin 2\pi f_1 t$ 加载到光波上,调制信号为:

$$E_1(t) = A_1 e^{j(2\pi f_0 t + m \sin 2\pi f_1 t)} = A_1 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p(m) e^{j2\pi(f_0 + p f_1)t} \quad (1)$$

式中, A_1 为上臂光载波的振幅; f_0 为光载波的频率; $J_p(\cdot)$ 为第一类 p 阶贝塞尔函数; $m = \pi V_s / V_\pi$ 是 PM 在 f_1 处的调制系数; V_π 为 PM 在 f_1 处的半波电压.

在 MZI 的下臂中,光载波经光移频器(FS)移频 f_s 后,可表示为:

$$E_2(t) = A_2 e^{j2\pi(f_0 + f_s)t + j\varphi} \quad (2)$$

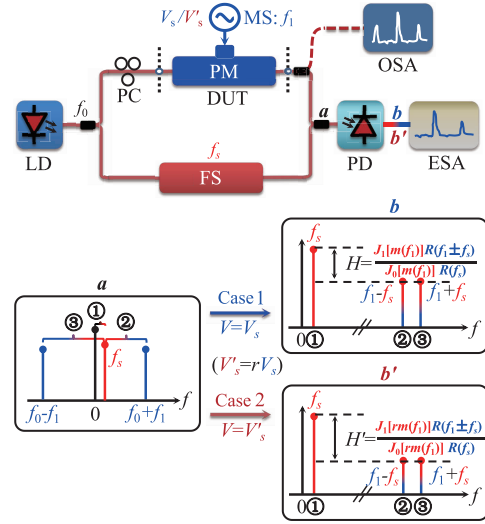


图1 系统设计原理图

式中, A_2 为下臂光载波的振幅; φ 代表 MZI 两臂之间的相位差.

从 MZI 两臂输出的耦合光信号通过光电探测器(PD)检测产生光电流为:

$$i(t)/R = |E_1(t) + E_2(t)|^2 = A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p(m) \cos[2\pi(pf_1 - f_s)t - \varphi] \quad (3)$$

当 $p = -1, 0$ 和 1 时,频率 $f_1 + f_s$ 、 f_s 和 $f_1 - f_s$ 处的光电流分别为:

$$i(f_1 + f_s) = -2A_1A_2J_1(m) \cos[2\pi(f_1 + f_s)t - \varphi]R(f_1 + f_s) \quad (4)$$

$$i(f_s) = 2A_1A_2J_0(m) \cos(2\pi f_s t - \varphi)R(f_s) \quad (5)$$

$$i(f_1 - f_s) = 2A_1A_2J_1(m) \cos[2\pi(f_1 - f_s)t - \varphi]R(f_1 - f_s) \quad (6)$$

其中,对应频率成分中有关 PD 的响应度分别为 $R(f_1 + f_s)$ 、 $R(f_s)$ 和 $R(f_1 - f_s)$. 所以对对应频率成分的幅值分别为:

$$A(f_1 + f_s) = -2A_1A_2J_1(m)R(f_1 + f_s) \quad (7)$$

$$A(f_s) = 2A_1A_2J_0(m)R(f_s) \quad (8)$$

$$A(f_1 - f_s) = 2A_1A_2J_1(m)R(f_1 - f_s) \quad (9)$$

将式(8)和(9)的比值定为外差比 H :

$$H = \frac{A(f_1 - f_s)}{A(f_s)} = \frac{J_1[m(f_1)]}{J_0[m(f_1)]} \cdot \frac{R(f_1 - f_s)}{R(f_s)} \quad (10)$$

为了去除 PD 响应度 R 的影响,实现自校准测试,在不改变测试系统结构的情况下,将驱动电压改为 $V'_s = rV_s$ ($r > 0$),相应的外差比 H' 变为:

$$H' = \frac{J_1[rm(f_1)]}{J_0[rm(f_1)]} \cdot \frac{R(f_1 - f_s)}{R(f_s)} \quad (11)$$

PM 的调制系数可以通过式(10)和式(11)的比值获取,为:

$$F[m(f_1)] = \frac{H}{H'} = \frac{J_0[rm(f_1)]J_1[m(f_1)]}{J_0[m(f_1)]J_1[rm(f_1)]} \quad (12)$$

由式(12)可知,在保持测量系统结构不变的情况下,PM 调制系数与微波信号的驱动电压有关,调整微波信号的驱动电压就可完成 PM 调制系数相关量的测量,同时消除 PD 响应度 R 不平坦带来的影响,实现自校准测试.并且无需任何小信号的假定条件,高信噪比可通过高功率驱动来保证.此外,由于采用了移频外差检测技术,可消除 MZI 功率不均衡和相位差抖动带来的影响.

3 实验与分析

基于 UV-ESA 的 PM 测试方案所需要的实验仪器分别为:微波源 (MS R&S 100A)、相位调制器 (PM LN27S)、光移频器 (FS CETC F-YSG70)、光电探测器 (PD RX40AF)、电谱分析仪 (ESA N9010A-544) 和光谱分析仪 (OSA AQ6370C).

实验中,波长为 1550.13nm,光功率为 12.5dBm 的光载波从窄线宽 DFB 激光器中发射,经光分束器分别进入 MZI 的上下臂.其中,上臂的光载波经待测 PM 相位调制,下臂的光载波信号由 FS 频移 70MHz.相位调制和移频后的光信号进入光耦合器耦合,耦合光信号经 PD 光电检测,产生的拍频信号通过 ESA 进行分析.其中,待测 PM 的部分输出光信号通过 OSA 进行光谱分析,用于后续实验对比. MS 的频率变化范围设置为 0.1

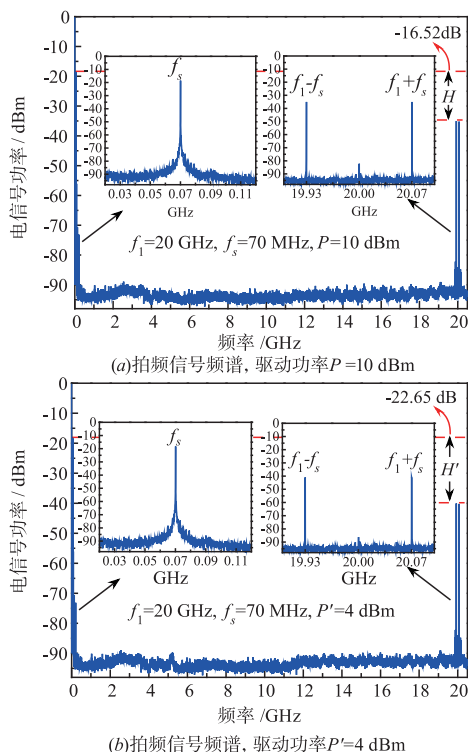


图2

~40GHz,频率步长为 0.1GHz.

图 2 为不同驱动电压下拍频信号频谱.此时,设置的频率为 $f_1=20$ GHz、 $f_s=70$ MHz,两不等驱动电压比率设置为 $r=0.5$.图 2(a)和图 2(b)分别是微波信号在驱动功率 $P=10$ dBm 和 $P'=4$ dBm 情况下的电频谱.从图 2 可知,在 $f_1-f_s=19.93$ GHz 和 $f_s=70$ MHz 频点处,外差比 $H=-16.52$ dB, $H'=-22.65$ dB, $F=6.13$ dB,由式(12)可计算得 PM 的调制系数 $m=0.37$,半波电压 $V_\pi=8.468$ V@20GHz.

图 3(a)和图 3(b)分别为驱动功率 $P=10$ dBm 的情况下,不同的调制频率 f_1 下拍音成分 f_s 和 $f_1 \pm f_s$ 的电频谱.在固定电压比 $r=0.5$ 的不同驱动功率下,通过改变不同的微波信号频率,可实现不同频率下 PM 的调制系数和半波电压特征参量的测量.此外,由图 3(b)可知,随着调制信号频率的增加,对应频率 f_1+f_s 和 f_1-f_s 处频谱成分幅值在下降,这主要是由于 PM 和 PD 在高频处的响应度衰减造成.不同调制频率下其测量结果如图 4 中蓝色曲线所示.

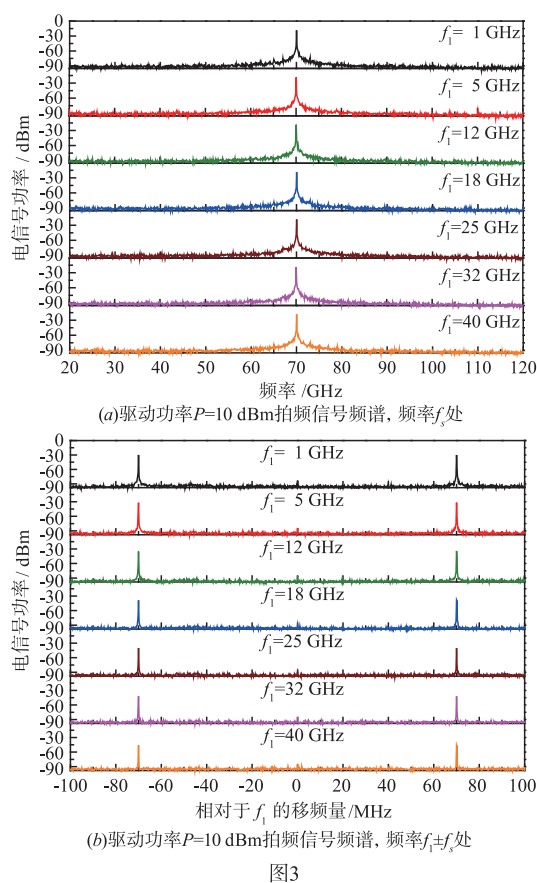


图3

图 4 显示了基于 OSA 方法和本文提出的 UV-ESA 方法测量的调制系数和半波电压结果对比图.其中,图 4(a)和图 4(b)分别对应调制系数和半波电压测量结果对比图,蓝色曲线和圆圈分别为 UV-ESA 和 OSA 方

法测量得到的结果. 受 OSA 分辨率的限制 (0.01nm), 基于 OSA 方法无法测得 4GHz 以下的调制系数, 但在 4GHz~40GHz 内, 两种方法所测得的调制系数吻合度很好. 根据 $V_{\pi} = \pi V_s / m$, 不同频率下的半波电压 V_{π} 可以通过调制系数 m 和驱动电压 V_s 来计算得到. 从图 4(b) 可见, 所提方案获得的测试结果与基于 OSA 方法测量的半波电压吻合度也很好. 这验证了本文方法 UV-ESA 自校准测量的有效性.

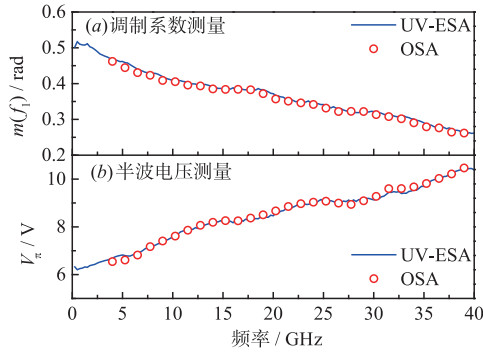


图4 UV-ESA和OSA的调制系数和半波电压结果对比图

为定量评估 UV-ESA 方法的可靠性, 调制系数测量的不确定度 u_i 可定义为:

$$u_i = \delta m / m = T_1 \cdot \delta F / F + T_2 \cdot \delta r / r \quad (13)$$

误差传输因子 T_1 和 T_2 定义如下:

$$T_1 = (\delta m / m) / (\delta F / F) =$$

$$\frac{1}{m \left[\frac{J_0(m) - J_2(m)}{2J_1(m)} - \frac{rJ_1(rm)}{J_0(rm)} - \frac{rJ_1(m)}{2J_0(m)} + \frac{rJ_0(rm) - rJ_2(rm)}{2J_1(rm)} \right]} \quad (14)$$

$$T_2 = (\delta m / m) / (\delta r / r) =$$

$$\frac{\frac{rJ_1(rm)}{J_0(rm)} + \frac{rJ_0(rm) - rJ_2(rm)}{2J_1(rm)}}{\frac{J_0(m) - J_2(m)}{2J_1(m)} - \frac{rJ_1(rm)}{J_0(rm)} - \frac{rJ_1(m)}{2J_0(m)} + \frac{rJ_0(rm) - rJ_2(rm)}{2J_1(rm)}} \quad (15)$$

如图 5 所示, 为不同电压比 r 的情况下, 随着调制系数 m 变化而变化的误差传递因子 T_1 和 T_2 , 其中左右两侧纵坐标分别代表误差传递因子 T_1 和 T_2 . 从图 5 可以看出, 随着驱动系数越大, 即两次驱动电压越接近, 误差传递因子越大, 由此引起的测量误差也就越大. 所以, 在驱动系数的选择上, 应该尽可能的小, 即两次驱动电压差值较大. 在本实验中, 信号驱动电压比 $0 < r < 1$, 在调制系数 $0 < m < 0.55$ 范围内, 误差传递因子 $T_1 < 0.6$, $T_2 < 0.8$. ESA 的精度决定着外差比 F 、电压比 r 的误差, 本实验中所采用的 ESA 电功率测量精度小于 0.1dB. 外差比的误差 $\Delta F = 4 \times 0.1\text{dB} = 0.4\text{dB}$, 由此引入的调制系数相对误差 $\delta u_{iF} = 0.6 \times (10^{0.4/20} - 1) \times 100\% =$

2.83%. 同理, 电压比 r 误差 $\Delta r = 0.2\text{dB}$, 引入调制系数相对误差 $\delta u_{ir} = 0.8 \times (10^{0.2/20} - 1) \times 100\% = 1.86\%$. 因此, 调制系数的相对总误差 $\delta u_i = \delta u_{iF} + \delta u_{ir} = 2.83\% + 1.86\% = 4.69\%$.

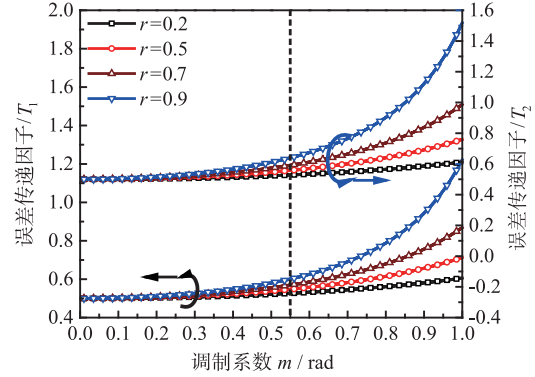


图5 不同电压比r的误差传递因子图

此外, 定义半波电压的不确定度为:

$$\delta V_{\pi} / V_{\pi} = \delta V_s / V_s - \delta m / m \quad (16)$$

ESA 测量精度为 0.1dB, 所引起的半波电压相对误差 $\delta u_v = (10^{0.1/20} - 1) \times 100\% = 1.16\%$. 因此, 半波电压引起总相对测量误差 $\delta u = \delta u_i + \delta u_v = 4.69\% + 1.16\% = 5.85\%$. 该半波电压的测量误差可以通过多次测量求平均的方式, 减小由频谱仪测量功率所引入的测量误差, 最终实现 PM 特征参数的高精度测量.

4 结论

与传统的基于 OSA 测量方法相比, 本文提出的基于 UV-ESA 方法由于采用了高精度的 ESA, 可实现高分辨率的电学测量; 不同于基于 VNA 的方法, 基于 UV-ESA 方法可以实现 PM 微波特征参量绝对测量的同时避免由拆卸测量光链路引入的额外校准; 与其它的自校准测量方法相比, 该方法可消除由相邻拍频信号的光电响应度相等假设而引入的额外测量误差; 同时, 无需宽带仪器和器件的辅助, 降低了测量成本. 实现了一种基于 UV-ESA 低成本、自校准、高精度的 PM 特征参量的绝对电学测量方法.

参考文献

- [1] Velásquez Micolta J C, et al. Direct beat phase modulated DFB for flexible 1.25 ~ 5Gb/s coherent UDWDM-PONs [A]. Optical Fiber Communications Conference and Exhibition [C]. Los Angeles, USA; 2017. 19 - 23.
- [2] Zhang W F, et al. Silicon photonic integrated optoelectronic oscillator for frequency-tunable microwave generation [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36 (19): 4655 - 4663.
- [3] Tang H T, et al. Analysis of performance optimization for a

- microwave photonic filter based on stimulated brillouin scattering[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(20):4375–4383.
- [4] Shi Y Q, et al. High-speed electrooptic modulator characterization using optical spectrum analysis [J]. Journal of Lightwave Technology, 2003, 21(10):2358–2367.
- [5] Yan L S, et al. Graphical solution for RF half-wave voltage and chirp parameter of electrooptic modulators using optical spectrum analysis[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2005, 17(7):1486–1488.
- [6] Erwin H W Chan, et al. A new optical phase modulator dynamic response measurement technique [J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(16):2882–2888.
- [7] Xue M, et al. Ultrahigh-resolution electro-optic vector analysis for characterization of high-speed electro-optic phase modulators[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(9):1644–1649.
- [8] Heng Y Q, et al. Large-dynamic frequency response measurement for broadband electro-optic phase modulators[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(4):291–294.
- [9] Zhang S J, et al. Self-calibrating measurement of high-speed electro-optic phase modulators based on two-tone modulation[J]. Optics Letters, 2014, 39(12):3504–3507.
- [10] Zhang S J, et al. Electrical probing test for characterizing wideband optical transceiving devices with self-reference and on-chip capability [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 36(19):4326–4336.

作者简介



林 林 女, 1988 年出生于山东临沂, 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院博士研究生, 主要研究方向为惯性传感、微波光子传感。
E-mail: kaitlyn70@163.com



刘 宇 男, 1972 年出生于重庆, 博士, 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为惯性传感。
E-mail: liuyu@cqupt.edu.cn



邹新海(通信作者) 男, 1989 年出生于江西吉安, 博士, 现为重庆邮电大学光电工程学院讲师, 主要研究方向为微波光子传感。
E-mail: zouxh@cqupt.edu.cn