光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2023010201

基于微波光子的射频信号功率测试方法

陈　诺，肖永川，兰才伦，庾财斌，张　浩，瞿鹏飞*

（重庆光电技术研究所，重庆 400060）

摘　要： 功率是微波信号的基本参数之一。传统的功率测量方法受限于同轴电缆传输损耗大、体积大等因素，难以适应分布式长距离组网应用。文章提出基于电光转换的微波功率测量方法，将微波功率测量转换为对光边带抑制比的测量。分别分析了采用相位调制和强度调制的电光转换方法时，微波功率与光边带抑制比之间的映射关系。实测对比了测量值与理论计算值之间的符合性。该方法经过电光转换后，可以采用光纤传输信号，进行长距离远拉测试，在分布式长距离组网中具有较好的应用前景。

关键词： 微波功率测量；电光调制；微波光子技术

中图分类号： TN29　**文章编号：** 1001－5868(2023)02－0289－05

RF Signal Power Measurement Based on Microwave Photonics

CHEN Nuo, XIAO Yongchuan, LAN Cailun, YU Caibin, ZHANG Hao, QU Pengfei

(Chongqing Optoelectronic Technology Institute, Chongqing 400060, CHN)

Abstract: Power is one of the basic parameters of microwave signal. Traditional power measurement methods are difficult to adapt to distributed long-distance network applications due to high transmission loss and large volume of coaxial cables. In this paper, a method of microwave power measurement based on electro-optic conversion is proposed. The microwave power measurement was converted to the measurement of optical sideband rejection ratio. The mapping relationship between microwave power and optical sideband rejection ratio was analyzed respectively for electro-optic conversion methods using phase modulation and intensity modulation. Finally, the compliance between the measured value and the theoretical value was compared. After electro-optic conversion, this method can use optical fiber to transmit signals and carry out long-distance testing, which has a great application prospect in distributed long-distance networking.

Key words: microwave power measurement; electro-optic modulation; microwave photonics

0　引言

对于微波毫米波信号，功率测量是一个重要的基本参量测量。目前对微波信号的功率测试方法是对微波、毫米波系统中传输的大功率信号进行精确取样，耦合出小部分微波、毫米波信号，传输至小功率计、频谱仪等测量仪器对系统中传输的大功率信号进行功率测量[1-2]。传统方法存在的主要问题是采用同轴电缆传输信号，功率损耗大（典型值为720 dB/km@18 GHz）、体积大且笨重（典型值为567 kg/km）[3]，不适合于分布式长距离组网。且在强辐射条件下存在较强的电磁干扰，环境适应性差。

微波光子技术利用光的手段在光域实现微波信号的产生、传输、分配、处理等功能，具有工作频段高、瞬时带宽大、传输损耗低、并行处理能力强、可集成实现等优势，在雷达、通信、电子对抗、测量测控等

收稿日期：2023－01－02.

* 通信作者：瞿鹏飞　E-mail：etry24@163.com

领域具有广阔的应用前景[4-9]。光纤具有体积小、重量轻(典型值为 27 g/km)、损耗低且与频率无关(典型值为 0.2 dB/km@1 550 nm)[4]、抗电磁干扰等优点,在光载无线(Radio-over-Fiber,RoF)、射频拉远技术中已经得到广泛应用。

本文提出了一种基于电光调制的微波信号的功率测试方法,将微波信号调制到光信号上,其输出光谱包含载波及许多以射频频率为间隔的调制边带,通过测试光边带抑制比间接测量出微波信号功率。通过理论分析建立了光边带抑制比与微波信号功率之间的映射关系,并结合实物测试验证了该方法的可行性。该方法结构简单,操作方便,借助微波光子技术优势,可将数据提取装置与数据测量装置分开放置,实现长距离远拉测试,在高频宽带远程测量方面具有较大的优势。

1 基本原理

该方法采用外相位调制或者外强度调制方式实现,包括激光器、电光调制器与光谱仪三部分。其中激光器提供光载波,电光调制器实现电光转换,光谱仪探测出边带抑制比,经过后续的数据处理可得到输入的射频功率。

测量链路如图 1 所示,射频信号通过电光调制器加载到光载波信号的光强度上,根据调制器的调制特性,其输出光谱包含载波及许多以射频频率为间隔的调制边带,如图 2 所示。输出光边带的强度可由贝塞尔函数 $J_n(m)$ 直接表征,m 表示调制深度,它由加载在调制器上的射频调制信号的功率和调制器半波电压决定。边带与载波之间的抑制比只与调制深度有关,通过探测边带抑制比即可表征射频调制信号的功率。在本文中采用一阶边带与载波之间的抑制比来表征射频功率。采用该方法探测射频调制信号的功率,结构简单,操作方便,且可以采用光纤远拉进行远程测试。



图 1 微波信号功率测试链路

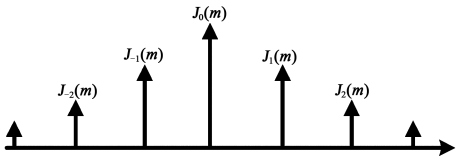


图 2 电光调制输出光谱

首先必须表征出边带抑制比与射频功率的功率之间的映射关系。为了得到该模型,从链路中核心光电器件出发,根据器件的数学模型推导出链路的传输模型。

1.1 基于相位调制的微波信号功率测试方法

设定激光器的光场表达式为:$E_{\mathrm{LD}}(t)=\sqrt{P_{\mathrm{LD}}}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_c t}$,同理微波信号可表示为 $V_{\mathrm{RF}}(t)=V_{\mathrm{RF}}\cos(\omega_{\mathrm{RF}}t)$。经过电光相位调制后输出光场为:

$$E_{\mathrm{PM}}(t)=\sqrt{L_{\mathrm{PM}}}\,\sqrt{P_{\mathrm{LD}}}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_c t+m_{\mathrm{p}}\cos(\omega_{\mathrm{RF}}t))} \tag{1}$$

式中,P_{LD} 为激光器输出光功率,L_{PM} 为调制器光插损,ω_c 和 ω_{RF} 分别为光载波与射频信号的角频率,$m_{\mathrm{p}}=\pi V_{\mathrm{RF}}/V_\pi$ 为电光相位调制器的调制系数,V_{RF} 为射频信号的电压值,V_π 为电光调制器的半波电压。式(1)可按照贝塞尔函数展开为:

$$E_{\mathrm{PM}}(t)=\sqrt{L_{\mathrm{PM}}}\,\sqrt{P_{\mathrm{LD}}}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\mathrm{j}^n J_n(m_{\mathrm{p}})\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_c t+n\omega_{\mathrm{RF}}t)}\approx$$
$$\sqrt{L_{\mathrm{PM}}}\,\sqrt{P_{\mathrm{LD}}}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_c t}\left[J_0(m_{\mathrm{p}})+J_1(m_{\mathrm{p}})\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_{\mathrm{RF}}t+\pi/2)}-\right.$$
$$\left.J_1(m_{\mathrm{p}})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_{\mathrm{RF}}t+\pi/2)}\right] \tag{2}$$

式中,$J_n(*)$ 为 n 阶第一类贝塞尔函数。从式(2)可以看出,各阶边带的强度与调制系数密切相关。载波与边带的功率可表示为:

$$P_0=L_{\mathrm{PM}}P_{\mathrm{LD}}J_0^2(m_{\mathrm{p}}) \tag{3a}$$
$$P_{\pm1}=L_{\mathrm{PM}}P_{\mathrm{LD}}J_1^2(m_{\mathrm{p}}) \tag{3b}$$

边带抑制比(OCS)可表示为:

$$OCS=10\lg\frac{P_0}{P_{\pm1}}=10\lg\frac{J_0^2(m_{\mathrm{p}})}{J_1^2(m_{\mathrm{p}})} \tag{4}$$

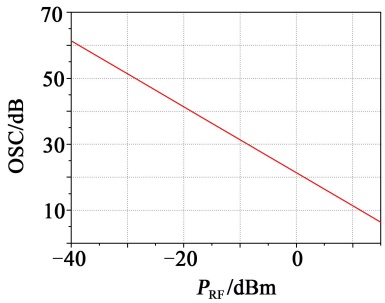
在理想情况下边带抑制比只与调制系数相关。

根据式(4)可进一步得到边带抑制比与输入射频功率之间的对应关系。

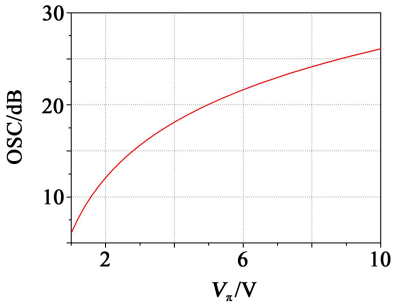
在小信号条件下(即 $J_0(m)=1$ 与 $J_1(m)=m/2$ 时),边带抑制比与输入射频功率 $P_{\mathrm{RF}}/\mathrm{dBm}$ 之间的关系为:

$$OCS_{\mathrm{pm}}=10\lg\left(\frac{2}{m_{\mathrm{p}}}\right)^2=-P_{\mathrm{RF}}+$$
$$10\lg\left(\frac{2V_\pi^2}{\pi^2 Z_{\mathrm{in}}}\right)+30 \tag{5}$$

式中,Z_{in} 为输入阻抗。通过分析可知边带抑制比与调制器半波电压和输入射频功率有关,当半波电压确定时,边带抑制比与输入射频功率呈线性关系,如图 3 所示。因此可以通过测量边带抑制比确定输入的射频功率。



（a）　边带抑制比与输入射频功率之间的关系



（b）　边带抑制比与半波电压之间的关系

图 3　相位调制输出边带抑制比结果

1.2　基于强度调制的微波信号功率测试方法

除了采用相位调制进行光电转换，该方法采用强度调制同样可以实现。经过电光强度调制后输出光场为：

$$E_{MZM}(t)=\sqrt{L_{MZM}P_{LD}}\,e^{j\omega_c t}\cos\left(\frac{\phi_b}{2}+m_I\cos(\omega_{RF}t)\right) \tag{6}$$

式中，$\phi_b=\pi V_{DC}/V_\pi$ 为调制器的偏置点，V_{DC} 为加载在调制器上的直流偏置电压，L_{MZM} 为调制器光插损，$m_I=\pi V_{RF}/(2V_\pi)$ 为电光强度调制器的调制系数。上式可按照贝塞尔函数展开为：

$$E_{MZM}(t)=\sqrt{L_{MZM}P_{LD}}\,e^{j\omega_c t}\times\left[\cos\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)\left(J_0(m_I)+2\sum_{n=1}^{+\infty}(-1)^n J_{2n}(m_I)\cos(2n\omega_{RF}t)\right)+\sin\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)\cdot\left(2\sum_{n=1}^{+\infty}(-1)^n J_{2n-1}(m_I)\cos((2n-1)\omega_{RF}t)\right)\right]\approx$$

$$\sqrt{L_{MZM}P_{LD}}\left[\cos\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)J_0(m_I)e^{j\omega_c t}-\sin\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)\cdot J_1(m_I)e^{j(\omega_c+\omega_{RF})t}-\sin\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)J_1(m)e^{-j(\omega_c+\omega_{RF})t}\right] \tag{7}$$

从式(7)可以看出，各阶边带的强度与调制系数密切相关。载波与边带的功率可表示为：

$$P_0=L_{MZM}P_{LD}J_0^2(m_I)\cos^2\left(\frac{\varphi_b}{2}\right) \tag{8a}$$

$$P_{\pm1}=L_{MZM}P_{LD}J_1^2(m_I)\sin^2\left(\frac{\varphi_b}{2}\right) \tag{8b}$$

边带抑制比可表示为：

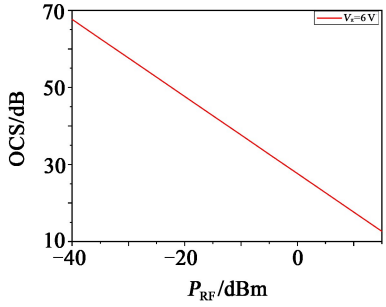
$$OCS=10\lg\frac{P_0}{P_{\pm1}}=10\lg\frac{J_0^2(m_I)\cos^2\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)}{J_1^2(m_I)\sin^2\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)} \tag{9}$$

在理想情况下，当调制器偏置点固定时，边带抑制比只与调制系数相关。

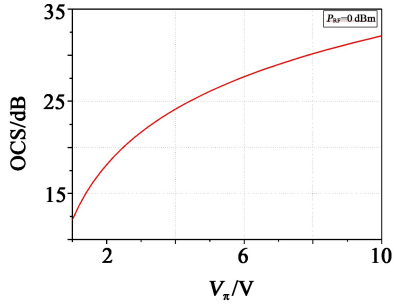
在小信号条件下（即 $J_0(m)=1$ 与 $J_1(m)=m/2$ 时），边带抑制比与输入射频功率 P_{RF}/dBm 之间的关系为：

$$OCS_{MZM}=10\lg\left(\frac{2}{m_I}\frac{\cos\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)}\right)^2=-P_{RF}+10\lg\left(\frac{8V_\pi^2}{\pi^2Z_{in}}\right)+20\lg\left(\frac{\cos\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\varphi_b}{2}\right)}\right)+30 \tag{10}$$

式中，Z_{in} 为输入阻抗。通过分析可知边带抑制比与调制器半波电压、调制器偏置点以及输入射频功率有关，当调制器半波电压和偏置点确定时，边带抑制比与输入射频功率呈线性关系，如图 4 所示。因此可以通过测量边带抑制比确定输入的射频功率。



（a）　边带抑制比与输入射频功率之间的关系



（b）　边带抑制比与半波电压之间的关系

图 4　强度调制器工作在正交点时输出边带抑制比

特别地，当调制器工作在正交点时，边带抑制比与输入射频功率 P_{RF}/dBm 之间的关系可简化为：

$$OCS_{MZM}=10\lg\left(\frac{2}{m_1}\right)^2=-P_{RF}+10\lg\left(\frac{8V_\pi^2}{\pi^2 Z_{in}}\right)+30 \quad (11)$$

对比式(5)和(11),可知,正交点链路比相位调制链路的灵敏度低 6 dB,这是由于正交点的调制特性,导致光功率比相位调制低 3 dB。

2 测试结果

根据图 1 所示的链路架构,我们采用货架产品分别对相位调制和强度调制方法进行了测试。

2.1 相位调制链路测试结果

光源采用自主研制的 GG9992S 型大功率低噪声 DFB 激光器,调制器采用 EOSPACE 公司的 PM-DV5-40-PFA-PFA-LV 型电光相位调制器,射频信号源功率变化为−40～+15 dBm,射频信号源输出频率为 18 GHz,射频电缆损耗为 3.3 dB@18 GHz。通过光谱仪探测出相位调制器的输出光功率谱,并得到相应的边带抑制比。

表 1 为在不同射频功率下,记录的光谱仪中载波及边带的功率值,及相应的边带抑制比。图 5 中离散点为根据表 1 的测试值绘制的射频功率与边带抑制比之间的关系,连续曲线为根据理论计算值式(5)绘制的射频功率与边带抑制比之间的关系。通过对比发现测试值与理论值之间符合得很好。

表 1 相位调制光谱仪测试输出结果

信号源输出功率/dBm	载波功率/dBm	边模功率/dBm	边摸抑制比/dB
15	−1.13	−7.66	6.52
10	−0.05	−12.4	12.3
5	0.29	−17.29	17.6
0	0.43	−22.35	22.78
−5	0.4	−27.28	27.7
−10	0.44	−32.26	32.7
−15	0.49	−37.41	37.9
−20	0.44	−42.26	42.7
−25	0.37	−47.05	47.42
−30	0.4	−52.41	52.81
−35	0.45	−57.21	57.66
−40	0.36	−61.75	62.11

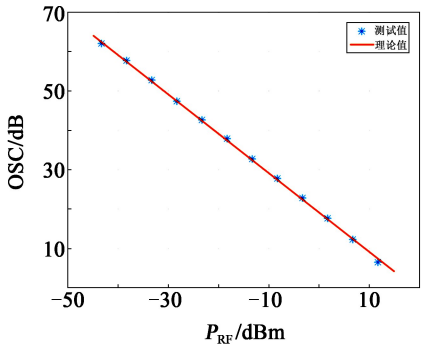


图 5 相位调制边带抑制比与射频功率的关系

2.2 强度调制链路测试结果

测试中光源采用自主研制的 GG9992S 型大功率低噪声 DFB 激光器,调制器采用自主研制的 GG7702S 电光强度调制器。调制器偏置在正交点,射频信号源功率变化为−35～+15 dBm,射频信号源输出频率为 18 GHz,使用的射频电缆插损为 3 dB@18 GHz。通过光谱仪探测出强度调制器的输出光功率谱,并得到相应的边带抑制比。

表 2 为在不同射频功率下,记录的光谱仪中载波及边带的功率值,及边带抑制比。图 6 中离散点为根据表 2 的测试值绘制的射频功率与边带抑制比之间的关系,连续曲线为根据理论计算值式(11)绘制的射频功率与边带抑制比之间的关系。

表 2 强度调制光谱仪测试输出结果

信号源输出功率/dBm	载波功率/dBm	边模功率/dBm	边摸抑制比/dB
15	3.79	−11.38	15.17
10	3.55	−16.93	20.48
5	3.67	−21.44	25.11
0	3.79	−26.62	30.41
−5	4.16	−31.5	35.66
−10	4.67	−36.91	41.58
−15	3.96	−42.28	46.24
−20	3.97	−47.22	51.19
−25	3.81	−51.88	55.69
−30	4.01	−58.52	62.53
−35	4.26	−62.46	66.72

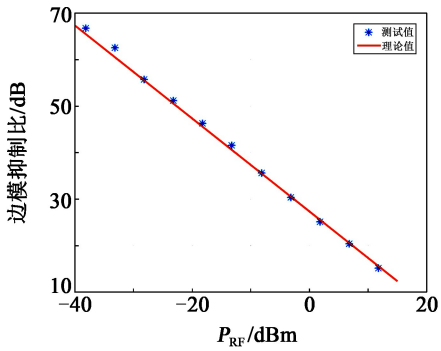


图 6 强度调制边带抑制比与射频功率的关系

通过对比发现测试值与理论值在一定功率范围内(大于等于−30 dBm)符合很好。但是射频输入功率减小到一定值时,探测的 OSC 与理论值之间开始出现明显的差异。这是由于边带信号功率随着射频输入功率的减小逐渐减小至接近噪声,受到噪声影响无法准确地探测出 OSC,继续减小射频功率则

边带信号将被噪声淹没，无法探测出 OSC。即能探测的 OSC 最大不能超过载波与噪声的差值，从而影响测试精度和灵敏度。由于正交点的调制特性，导致光功率比相位调制低 3 dB，正交点链路比相位调制链路的灵敏度低 6 dB，也与理论推测值相符。

为了提高强度调制链路测试的灵敏度，还可以采用低偏置点技术。根据式(8a)，(8b)可知，在相同的射频输入功率下，随着偏置点的提高，边带信号的功率会随之升高，载波的功率会随之减小，对应的 OSC 会减小，根据式(10)可绘制出 OSC 与偏置点的关系如图 7 所示。若探测链路中能探测的最大 OSC 是固定值，则低偏链路比正交链路的探测灵敏度更高。由图 7 可知，低偏 145°时的探测灵敏度比正交点时改善 10 dB；低偏 160°时的探测灵敏度比正交点时改善 15 dB。

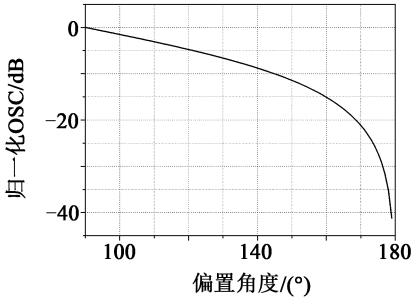


图 7　强度调制边带抑制比与偏置点的关系

3　强度调制与相位调制的对比

根据理论推导与实际的测试值可知，强度调制低偏链路的灵敏度优于相位调制链路，相位调制链路的灵敏度优于正交点调制的链路。由于相位调制不需要偏置点控制电路，因此在灵敏度要求不高的大规模组网中优先采用相位调制电光转换的方法来测试微波信号功率，而对于灵敏度要求较高的应用，可选用强度调制低偏链路进行功率测试，但需额外的偏置点控制电路，增加系统的复杂度和成本。

此外，经过相位调制或强度调制电光转换后，均可以采用光纤传输信号，将被测信号与测量装置分别放置。借助光纤的低损耗特性以及光放大器，实现长距离远拉测试。同时，可以借助微波光子混合集成技术，大大减小系统的体积，在高频宽带远程测量方面具有较大的优势。

4　结语

文章围绕射频功率的微波光测试方法，通过相位调制或者强度调制实现电光转换，光谱仪探测光边带抑制比，间接测出射频功率。建立了射频功率到光边带抑制比的线性转换关系，结合链路测试验证了该方法的可行性。比较了相位调制和强度调制电光转换方法的优劣性，该射频功率的微波光测试方法在远程测量领域具有广泛的应用潜力。

参考文献：

[1] 温世仁，郝志坤，张正龙，等. 微波中功率测量技术发展综述[J]. 宇航计测技术，2020，40(2)：8-13.
Wen Shiren，Hao Zhikun，Zhang Zhenglong，et al. Review on developments of microwave medium-power measurement[J]. J. of Astronautic Metrology and Measurement，2020，40(2)：8-13.

[2] 王建树，郑　锟，王弘刚，等. 微波功率测量器件的误差分析[J]. 强激光与粒子束，2018，30(6)：81-85.
Wang Jianshu，Zheng Kun，Wang Honggang，et al. Error analysis of microwave power measurement instruments[J]. High Power Laser and Particle Beams，2018，30(6)：81-85.

[3] Ridgway R W，Dohrman C L，Conway J A. Microwave photonics programs at DARPA[J]. J. of Lightwave Technol.，2014，32(20)：3428-3439.

[4] Won R. Microwave photonics shines[J]. Nature Photonics，2011，5(12)：736.

[5] Pappert S A，Krantz B. RF photonics for radar front-ends[C]// 2007 IEEE Radar Conf.，2007：965-970.

[6] 潘时龙，张亚梅. 微波光子雷达及关键技术[J]. 科技导报，2017，35(20)：36-52.
Pan Shilong，Zhang Yamei. Microwave photonic radar and key technologies[J]. Science & Technol. Rev.，2017，35(20)：36-52.

[7] 高　晖，邓　晔，张金平，等. 微波光子相控阵的技术分析与展望[J]. 雷达学报，2019，8(2)：251-261.
Gao Hui，Deng Ye，Zhang Jinping，et al. Analysis and prospects of phased array radar based on microwave photonics[J]. J. of Radars，2019，8(2)：251-261.

[8] Xu K. Microwave photonics integrated system and its applications[C]// OSA Technical Digest of Optoelectronic Devices and Integration，2014：OTh2C.2.

[9] Marpaung D，Yao J，Capmany J. Integrated microwave photonics[J]. Nature Photonics，2019，13(2)：80-90.

作者简介：

陈　诺(1996－)，女，硕士，主要研究方向为微波光传输与微波光处理技术；

瞿鹏飞(1983－)，男，2011 年毕业于吉林大学电子科学与工程学院，获博士学位，研究员级高级工程师，从事微波光电信号传输与处理技术、光电集成技术研究。