

相位调制的瞬时微波频率测量的 Optisystem 仿真研究

王欢 武向农 张静 殷业 丁杰

(上海师范大学信息与机电工程学院, 上海 200234)

摘要 通过对基于相位调制的瞬时微波频率测量系统结构的分析,在 Optisystem 仿真软件平台上进行了详细的结构仿真和器件参数设定值分析。通过根据输入的不同载波波长得到的分段测量结果值,在总测量频段 6~18 GHz 范围内,最低精度可达到 0.1 GHz,使得到的测量频率值相对于特定频段更具有代表性。通过检测输出端功率比,求得待测频率,实现了测量频段在 6~11 GHz 时,测量精度总体约为 0.5 GHz;测量频段在 11~15 GHz 时,测量精度总体约为 0.2 GHz;测量频段在 15~18 GHz 时,测量精度总体约为 0.1 GHz。

关键词 测量;频率测量;微波光子学;相位调制

中图分类号 TN913.7 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/LOP50.011202

Simulation of Phase Modulated Instantaneous Frequency Measurement on Optisystem

Wang Huan Wu Xiangnong Zhang Jing Yin Ye Ding Jie

(College of Information, Mechanical and Electrical Engineering, Shanghai Normal University, Shanghai 200234, China)

Abstract According to the analysis on the system structure of the microwave instantaneous frequency measurement based on phase modulation, detailed structure simulation and analysis of device parameters are performed on Optisystem software. With different input carrier wavelengths, section measurement results are obtained. Within the measurement range of 6~18 GHz, the lowest error is 0.1 GHz. The unknown frequency is got from detecting the ratio of output power, and measurement errors of about 0.5 GHz, 0.2 GHz and 0.1 GHz are realized for the measurement ranges of 6~11 GHz, 11~15 GHz and 15~18 GHz, respectively.

Key words measurement; frequency measurement; microwave photonics; phase modulation

OCIS codes 120.5060; 060.5060; 200.4740

1 引言

在电子信息战中,分析从雷达和通信系统中拦截到的射频(RF)信号非常重要。瞬时微波频率测量是电子对抗和微波检测的关键技术之一,可用于雷达信号和通信信息的截取和窃听、电子干扰和反干扰等。传统的电子学微波频率测量系统由于受到电子瓶颈和带宽的限制,难以实现宽频带的瞬时测量。受益于光子型滤波器接近实时测量、测量频段大、插入损耗低和体积小等优点,光子辅助的瞬时频率测量方法被认为是一个充满前景的解决方法^[1,2]。

收稿日期: 2012-09-12; **收到修改稿日期**: 2012-10-08; **网络出版日期**: 2012-11-21

基金项目: 国家自然科学基金(61101209)、上海市自然科学基金(11ZR1426600)和上海师范大学理工项目(SK201223, DYL201007)资助课题。

作者简介: 王欢(1988—),女,硕士研究生,主要从事微波光子滤波器、光纤、频率测量等方面的研究。

E-mail: ednahuan@126.com

导师简介: 武向农(1970—),女,博士,副教授,硕士生导师,主要从事光纤通信和光纤传感等方面的研究。

E-mail: xnwu@shnu.edu.cn(通信联系人)

基于微波光子滤波器的瞬时微波频率测量研究主要集中在 3 方面:频率到空间的映射、频率到时间的映射和频率到功率的映射。频率到空间的映射中需要设计特殊的衍射光栅、光电探测器阵列等把微波信号最终转变为数字信号,导致系统庞大,成本高,测量范围通常限制在小于 20 GHz,测量精度大于 1 GHz^[3]。频率到时间的映射中一般需要利用啁啾光纤光栅作为色散介质,产生时间延迟线的信号,在接收端需要特定的接收器接收不同频率的信号,在实际应用中会增加系统成本^[4]。频率到功率的映射^[5~10]是在输入的微波频率通过调制后,把已调制信号根据系统函数的频率响应转换成系统的功率响应,从而建立起关于输入频率与功率响应的关系。频率到功率的映射方面的研究目前是研究热点之一,实验平台最大测量频段为 40 GHz,测量误差为 0.5 GHz^[6]。频率到功率的映射方面从结构上来说主要有基于强度调制、基于相位调制和基于偏振调制的 3 种结构。

本文主要研究基于相位调制器的瞬时微波频率测量,该结构的类似研究主要如下:北京邮电大学的 Zhou 等^[7]在 2009 年利用单个分布反馈激光源作为载波输入,并利用半波片对输入光源进行选择,得到的最大测量频段为 10.5 GHz,测量精度为 0.7 GHz,但是该结构中引入半波片后可能导致后续信号的线性极化,且测量频段和测量精度不够好。浙江大学的 Chi 等^[8]在 2011 年利用单光源作为输入载波,并通过后续的频率鉴别器和色散介质,使得两个通路中的信号从相位调制转化为强度调制,实现最大测量频段为 20 GHz,测量精度为 0.2 GHz,但是该结构中需要用到偏振耦合器和大频率带宽的频率鉴别器,大大增加了实验的成本和应用中实现的难度。本文研究的结构是在 Optisystem 平台上仿真实现的,仿真结构中通过输入两个不同的载波,仿真测量得到通路两端的输出功率值,并根据输出功率比函数得到不同的检测频段。在相应频段范围内,通过分析不同频段下仿真得到的待测信号频率与实际输入信号频率,得到待测信号的误差值。与文献^[8]相比,本文方法是在不同测量频率段下得到相应的测量精度值,更有利于大动态频率范围的测量。分别仿真得到在 3 个频段下的测量频段和精度值:测量频段为 6~11 GHz 时,测量精度最低为 0.5 GHz;测量频段为 11~15 GHz 时,测量精度最低为 0.2 GHz;测量频段为 15~18 GHz 时,测量精度最低为 0.1 GHz。

2 结构原理

图 1 中用连续激光发生器产生载波 1 和载波 2,两路载波分别通过多路复用器;通过复用器后的复用载波和输入的 RF 信号通过相位调制器调制,产生的已调制信号通过色散光纤;经过光纤传输后的已调制信号通过解复用器,并经上下两路中的光电探测器转换得到相应的电信号。

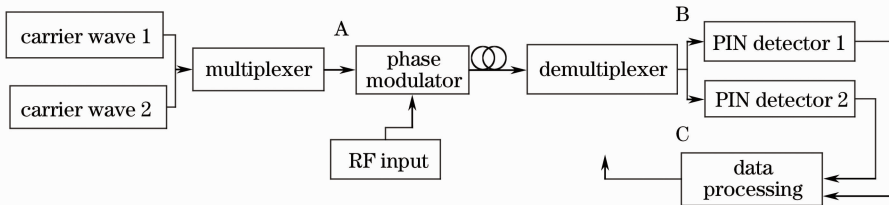


图 1 基于相位调制器的瞬时频率测量系统结构框图^[8]

Fig. 1 Block diagram of instantaneous frequency measurement system structure based on phase modulator^[8]

由于两个载波的色散系数不同,所以在上下两个支路中检测得到的射频功率不同,在检测得到的射频功率中的不同点将用来决定未知射频信号的频率。假设光源功率和通路中的波长损耗恒定,可以得到两条输出信号的功率函数为^[7]

$$P = \sin^2 \left(\frac{\pi \chi \lambda^2 f^2}{c} \right), \quad (1)$$

式中 c 为光在真空中的传播速度, χ 为光纤链路中的总色散 (ps/nm), λ 为输入光载波的波长。假定两个载波输出端的功率和经过两个波长通路的损耗是恒定的,那么根据两个输出端的功率比,可以唯一地确定所要测量的微波频率值。根据(1)式,可得到图 1 中 B 点经过光电探测器 1 以后的输出信号功率函数为 $\sin^2 \left(\frac{\pi \chi_1 \lambda_1^2 f^2}{c} \right)$, C 点经过光电探测器 2 以后的输出信号功率函数为 $\sin^2 \left(\frac{\pi \chi_2 \lambda_2^2 f^2}{c} \right)$, 即两个输出端的信号功率函数比如下:

$$\gamma = \frac{\sin^2\left(\frac{\pi\chi_2\lambda_2^2f^2}{c}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi\chi_1\lambda_1^2f^2}{c}\right)}, \quad (2)$$

式中 λ_1 和 λ_2 分别为输入的光载波波长, χ_1 和 χ_2 分别对应信道中产生的色散。从(2)式可以看出,输入 RF 信号的功率大小与输出端两个功率的比值 γ 无关。对于一个载波波长和总色散已知的系统,输入的测量频率可以通过功率比值 γ 的数值求出。因此,本文通过测量两个输出端信号功率函数的比值,求得待测频率。

3 仿真研究

仿真环境的设定如下。

1) 可调谐激光光源:1520~1630 nm(Agilent 81940A),激光线宽为 10 MHz,两台激光器的输出光功率均为 6 dBm;

2) 传输距离 25 km,光纤连路采用康宁 SMF-28 单光纤,光纤长度 25 km,衰减 0.2 dB/km;

3) 光电检测器(PD-30):响应度 0.5 A/W,暗电流 10 nA,波长范围 800~1650 nm,带宽 30 GHz。

图 2 为基于相位调制的瞬时微波频率测量的 Optisystem 系统仿真结构图,该结构图是按照图 1 的原理图搭建的。图 2 中,A 点为信号经过相位调制器后的输出已调制信号,其中分别包含了输入的两个载波波长的信号。B 点、C 点分别为信号经过解复用器分为上下两路的输出信号。

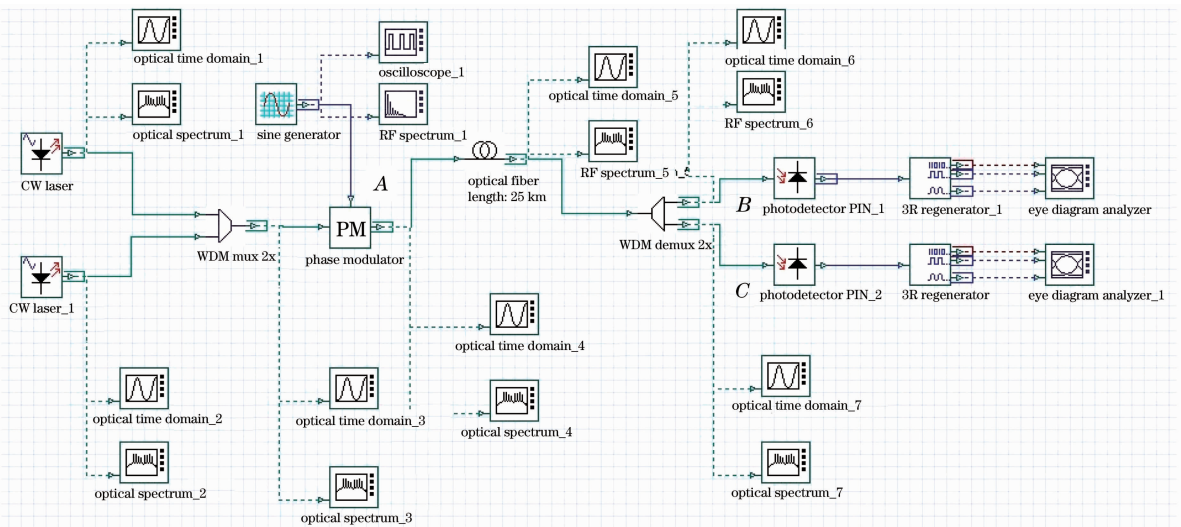


图 2 基于相位调制器的瞬时微波频率测量系统 Optisystem 仿真结构图

Fig. 2 Instantaneous frequency measurement system structure for Optisystem simulation based on phase modulator

表 1 为康宁 SMF-28 单模光纤的色散参数,其波长范围为 1310~1630 nm。仿真实验中,根据表 1 设定的载波信号输入后,经过光复用器输出,与射频信号经过相位调制后从 A 点输出,在经过 25 km 长的单模光纤后,相位调制的信号被分解为两路,通过 PIN 光电二极管得到。在两路信号的输出端,可以测量得到输出信号的功率,并通过(2)式计算得到待测的输入频率(即输入的射频频率)。

表 1 康宁 SMF-28 单模光纤的色散参数

Table 1 Dispersion parameters of Corning SMF-28 single-mode fiber

Wavelength λ /nm	Dispersion χ /[ps/(nm·km)]
1520	Not more than 16.4
1530	Not more than 16.93
1540	Not more than 16.93
1630	Not more than 22.27

4 仿真结果及分析

4.1 光谱分析

图3为图2中A点的输出已调制信号,分别包含了波长为 $\lambda_{1in} = 1520\text{ nm}$ 和 $\lambda_{4in} = 1630\text{ nm}$ 的信号; $P_{1out} = 5.6\text{ dBm}$, $P_{4out} = 5.8\text{ dBm}$ 。

图4为包含载波1,中心波长为 1520 nm 的已调制信号;图5为B点输出信号波形。将图4与图5比较,可以看出经过光纤的色散后,包含载波1的已调制信号在相同的波长范围内,信号功率衰减约 5.6 dBm 。图6为包含载波4,中心波长为 1630 nm 的已调制信号;图7为C点输出信号波形。将图6与图7比较,可以看出经过光纤的色散后,包含载波4的已调制信号在相同的波长范围内,信号功率衰减约 5.8 dBm 。由图5与图7可以得出结论:由于两个载波的频率不同,在通过光纤传输的过程中有不同的色散,即产生的衰减不同,所以它们的比值在一定范围内呈现递减,从而可以根据比值判定RF的频率。

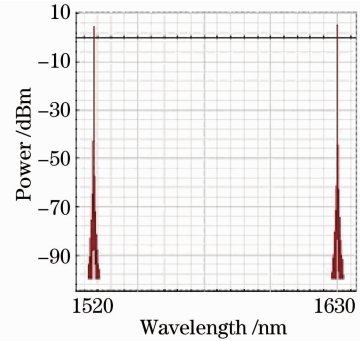


图3 A点的输出信号波形

Fig. 3 Output signal wave from of point A

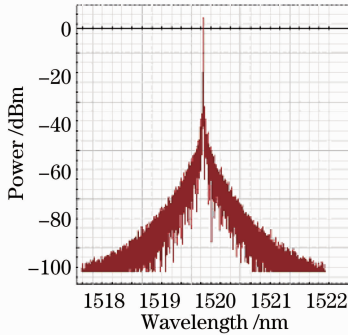


图4 包含载波1的已调制信号波形

Fig. 4 Modulated signal wave from containing carrier wave 1

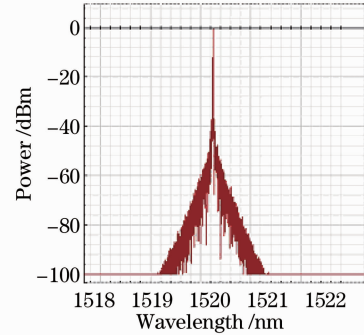


图5 B点输出信号波形

Fig. 5 Output signal wave from of point B

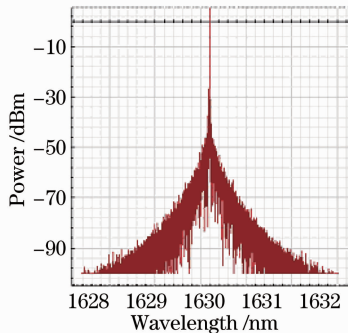


图6 包含载波4的已调制信号波形

Fig. 6 Modulated signal wave from containing carrier wave 4

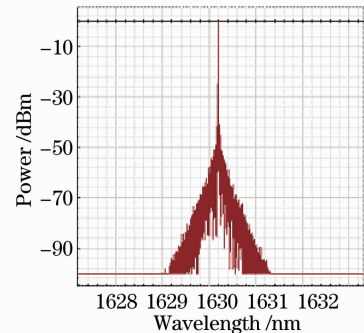


图7 C点输出信号波形

Fig. 7 Output signal wave from of point C

4.2 功率与功率比分析

将仿真参数代入(1)式,得到曲线如图8所示,图中虚线为载波波长为 1520 nm 的信号输出功率,实线为载波波长为 1630 nm 的信号输出功率。从图中可以发现在测量频段 $0\sim 20\text{ GHz}$ 内,载波1的输出信号功率随着输入频率的增大总体呈增大趋势,但在输入频率接近 19 GHz 时出现功率的骤降,而载波4在该点正好处于骤升的顶峰,导致代入(2)式中时,两路输出信号功率比在 19 GHz 频率附近出现骤升。同理,两路输出

信号功率比在 15 GHz 频率附近出现骤降。

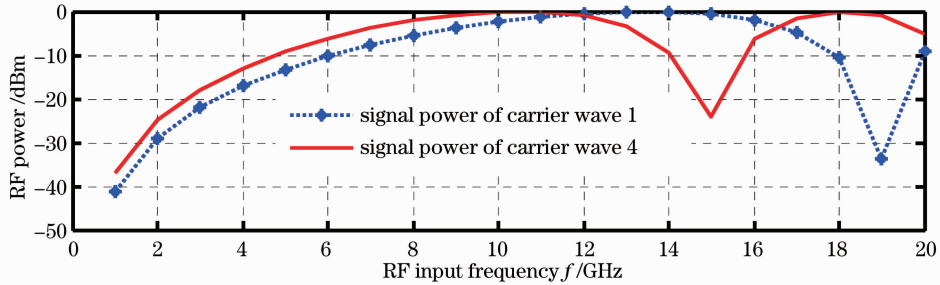


图 8 载波 1 和载波 4 的信号功率

Fig. 8 Signal power of carrier waves 1 and 4

把仿真参数值代入(2)式可得到图 9 所示输入频率与输出信号功率比。由图 8 和图 9,可以观察到在低频率 0~6 GHz 范围,由于检测到的射频频率差异比较小,系统检测结果出现较大的测量误差;在频率范围为 6.3~15 GHz 时,输出信号功率单调递减,接近线性,相对的测量误差会较小;在频率为 15~20 GHz 的高频范围内,信号起伏出现多个拐点,波动较大,呈现非线性,无法测量输入微波频率。

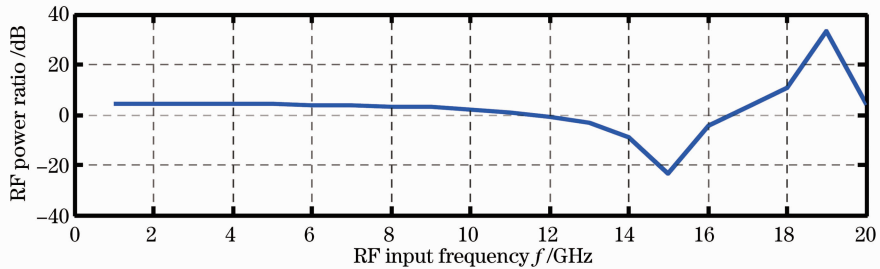


图 9 输入频率与输出信号功率比(载波 1:1520 nm,载波 4:1630 nm)

Fig. 9 Ratio of output signal power to input frequency. Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 4: 1630 nm

把仿真参数代入(2)式得到载波 1 与载波 3 输出信号功率比,如图 10 所示。由图 10 可以发现输出信号功率比在 18 GHz 时会发生骤降;在频率范围为 0~12 GHz 时,功率比比较平坦,接近饱和,也就是检测到的射频频率差异较小,测量误差较大。在频率范围为 12~18 GHz 时,输出信号功率比相比于前面的低频段会有些许的起伏,呈类似单调递减,且递减的幅度适中,有利于在该测量频段内的数据得到较小的测量误差。比较图 10 与图 9 可以发现,调节输入载波信号的波长可以增大信号测量的频段,有利于系统在尽量大的频段范围内得到较小的测量误差。

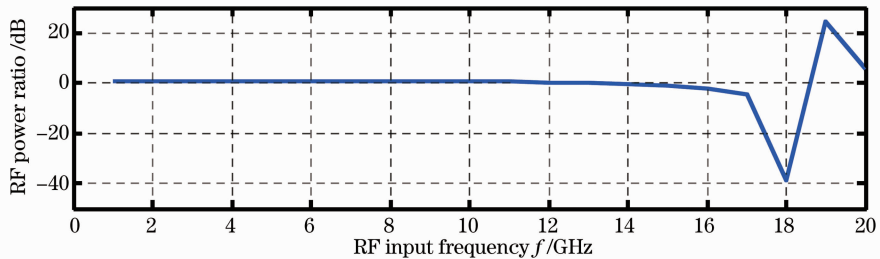


图 10 输入频率与输出信号功率比(载波 1:1520 nm;载波 3:1540 nm)

Fig. 10 Ratio of output signal power to input frequency. Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 3: 1540 nm

图 11 为载波 1 波长为 1520 nm,载波 2 波长为 1530 nm,根据仿真实验中用到的参数值代入(2)式得到的输出信号功率比。由该图可以发现输出信号功率比在 18 GHz 时会发生骤降;在频率范围为 0~12 GHz 时,功率比比较平坦,即检测得到的射频频率差异比较小,会导致较大的测量误差。由图 9~11 可以发现:调节载波波长的大小,当载波 1 与另一载波的波长差距减小时,测量频率范围变大,即可以达到最大的测量频率 18 GHz。

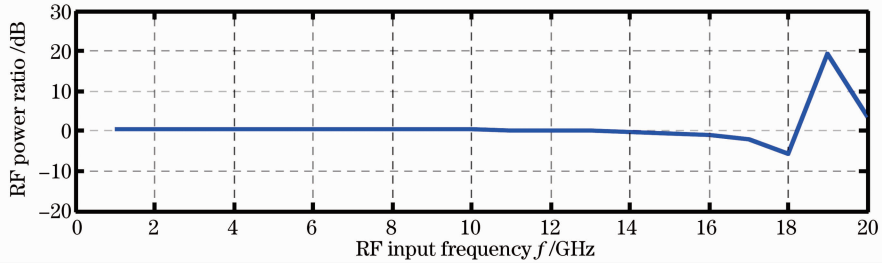


图 11 输入频率与输出信号功率比(载波 1:1520 nm;载波 2:1530 nm)

Fig. 11 Ratio of output signal power to input frequency. Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 2: 1530 nm

4.3 误差分析

图 12 为当输入载波为载波 1 和载波 4 时,得到的输入频率与测量频率的比较图。在测量频段范围为 6~15 GHz 时,根据搭建的 Optisystem 系统结构图,测量得到输出端两路的功率,根据(2)式可以求得频率值。由图 12 可看出,在该频段范围内,测量的频率精度在 0.5 GHz 附近上下浮动,这可能是由于系统器件级联产生的损耗和器件产生的噪声。

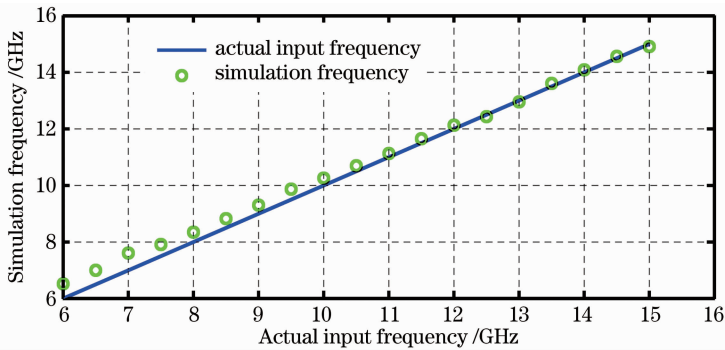


图 12 RF 信号实际输入频率与仿真频率的结果

Fig. 12 Comparison between actual input frequency and simulation frequency of the RF signal

图 13~15 给出了不同载波组合时的测量误差。比较图 13~15 可以发现,在对应的测量频段范围内,系统仿真得到的测量误差值随着实际输入频率的增大而减小。在图 13 中,在可测的测量频段 6~15 GHz 内,其在 6~11 GHz 的测量误差接近 0.5 GHz,在 11~15 GHz 的测量误差接近 0.2 GHz,相对于图 14 在相同的测量频率 12~15 GHz 仿真得到的频率误差值 0.5 GHz,图 13 得到的精度更高,这是由输入频率与输出信号功率比的频谱特性决定的,即在特定的测量频段内,信号的测量误差随着输入频率的增大呈单调递减。同理,比较图 14 与图 15 可知,在图 14 中测量频段为 15~18 GHz 时,得到的仿真测量误差值更小,精度接近 0.1 GHz。

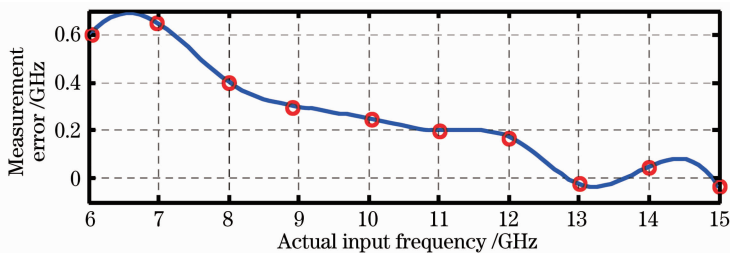


图 13 RF 信号实际输入频率与仿真输出频率的误差结果(载波 1:1520 nm;载波 4:1630 nm)

Fig. 13 Measurement error of simulated output frequency versus actual input frequency.

Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 4: 1630 nm

本仿真实验中得到的测量精度相比于文献[7]所得到的更具有代表性,文献[7]以分布反馈激光器作为输入光源,并利用半波片产生 45°的线性极化,信号经过相位调制后分成两路并分别经过偏光器,但是此系统中需要考虑由于微分群延时导致的功率衰减和系统级联产生的色散,在实际实验中对器件要求很高,增加

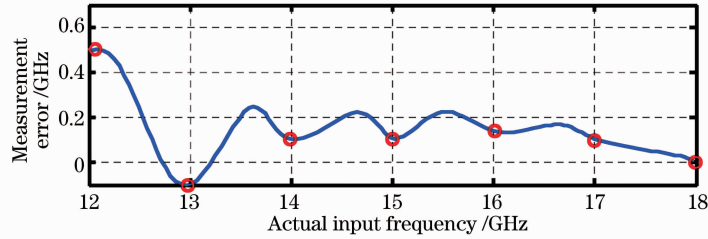


图 14 RF 信号实际输入频率与仿真频率的误差结果(载波 1:1520 nm;载波 3:1540 nm)

Fig. 14 Measurement error of simulation frequency versus actual input frequency.

Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 3: 1540 nm

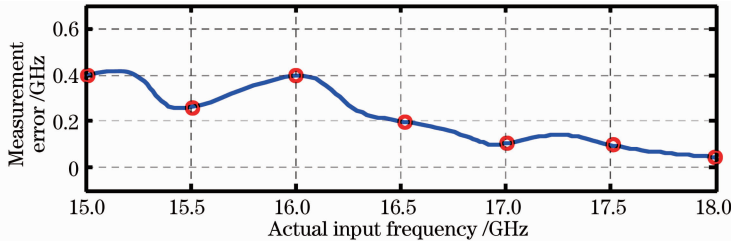


图 15 RF 信号实际输入频率与仿真频率的误差结果(载波 1:1520 nm;载波 2:1530 nm)

Fig. 15 Measurement error of simulation frequency versus actual input frequency.

Carrier wave 1: 1520 nm; carrier wave 2: 1530 nm

了系统的成本。本仿真实验通过分段测量可以在不同频率段下得到该频率段的最优平均测量精度。但是本系统是仿真实验,且实验的前提条件是假定两个载波输出端的功率和经过两个波长通路的损耗是恒定的,在现实运用中,还需要考虑更多的因素,如器件级联间产生的干扰和噪声等。

5 结 论

通过基于 Optisystem 软件的系统仿真和 Matlab 软件仿真,实现了基于相位调制的瞬时微波频率测量。基于相位调制频率测量能达到测量频段为 6~18 GHz,通过分段测量比较的方法,在三段不同的测量频段中分别由仿真实验得到了不同的测量精度值。在 6~11 GHz 频段,测量精度总体约为 0.5 GHz;在 11~15 GHz 频段,测量精度总体约为 0.2 GHz;在 15~18 GHz 频段,测量精度总体约为 0.1 GHz。

在基于相位调制器的系统结构中,搭建仿真系统并测量仿真输出端的功率,通过两个不同的载波所得到的输出功率损耗不同,可根据此功率比来得到待测的频率。此方法中主要运用了 Agilent 81940A 产生两个不同载波波长的光源、一个相位调制器、复用器和两个光电检测器,相比于之前国外一些学者研究的通过强度调制器实现的利用一个载波光源的系统结构^[9],本系统的成本有所增加,但测量频段可以达到 18 GHz。而基于强度调制的 12 GHz 测量频段是由于系统中同轴电缆的离散特性造成的,降低了测量的频段。通过分段测量比较的方法,使得仿真得到的频率测量最佳精度值可达 0.1 GHz,增大了测量频率频段的动态范围。但是仿真系统是建立在光源功率和通路中的波长损耗恒定的情况下的,实际搭建的系统将有更多因素干扰,所以今后可以在提高输入载波的波长稳定性和降低器件级联所产生的噪声等方面进一步研究。

参 考 文 献

- 1 A. J. Seeds, K. J. Williams. Microwave photonics[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2006, **24**(12): 4628~4641
- 2 D. B. Hunter, M. E. Parker, J. L. Dexter. Demonstration of a continuously variable true-time delay beam former using a multichannel chirped fiber grating[J]. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 2006, **54**(2): 861~867
- 3 D. B. Hunter, L. G. Edvell, M. A. Englund. Wideband microwave photonic channelised receiver[C]. International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2005. 249~252
- 4 L. V. T. Nguyen. Microwave frequency measurement utilising frequency to time mapping[C]. International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2008. 330~332

- 5 L. V. T. Nguyen. Microwave photonic technique for frequency measurement of simultaneous signals[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2009, **21**(9): 642~644
- 6 H. Chi, X. Zou, J. P. Yao. An approach to the measurement of microwave frequency based on optical power monitoring [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2008, **20**(14): 1249~1251
- 7 J. Q. Zhou, S. N. Fu, L. Xia. Photonic measurement of microwave frequency based on phase modulation[J]. *Opt. Express*, 2009, **17**(9): 7217~7221
- 8 H. Chi, Y. Wang, J. Ni. Photonic instantaneous microwave frequency measurement based on two different phase modulation to intensity modulation conversions[J]. *Opt. Commun.*, 2011, **28**(16-17): 3928~3932
- 9 N. Sarkhosh, H. Emami, L. Bui. Reduced cost photonic instantaneous frequency measurement system[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2008, **20**(18): 1521~1523
- 10 Zou Xihua, Pan Wei, Luo Bin. Photonic approach using quadrature optical power ratios for microwave frequency measurement[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(3): 0306022
邹喜华, 潘 炜, 罗 斌. 采用正交光功率比值的光子型微波频率测量方案设计[J]. *光学学报*, 2011, **31**(3): 0306022