

激光与光电子学进展

基于非平衡双臂马赫-曾德尔干涉仪的瞬时测频

李惊*, 张建明, 韩喆

武汉滨湖电子有限责任公司, 湖北 武汉 430205

摘要 瞬时测频(IFM)是现代电子战中的一项重要技术。传统基于电子学的方法由于自身瓶颈面临极大的挑战,基于光子辅助的IFM技术因其具有大带宽、低损耗、小尺寸、轻重量和抗电磁干扰等优势而备受关注。推导了基于双臂非平衡光链路的瞬时测频理论,并采用简单的器件搭建了验证系统,实现了对0.5~18.5 GHz信号的频率测量。研究表明:实测结果与理论非常吻合,并获得了较优的测量精度(± 60 MHz以内)。相位调制链路的采用使得系统的前端得到简化,因而在军事应用上有较好的潜力。

关键词 瞬时测频; 幅度比较函数; 相位调制; 非平衡光链路

中图分类号 TN29 文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP222254

Instantaneous Frequency Measurements Based on a Dual-Path Imbalanced Mach-Zehnder Interferometer

Li Cong*, Zhang Jianming, Han Zhe

Wuhan Binhu Electronic Limited Liability Company, Wuhan 430205, Hubei, China

Abstract Instantaneous frequency measurements (IFM) are of great importance in modern electronic warfare. However, traditional methods based on electronics are facing considerable challenges because of their shortcomings. Particular attention has been paid to photon-assisted technologies owing to their large bandwidth, low loss, small size, lightweight, and electromagnetic interference immunity characteristics. In this study, the operational fundamentals of IFM are presented and analyzed based on a dual-path-imbalanced optical link. A demo system is also constructed with ordinary devices to measure the signal (0.5–18.5 GHz). It is demonstrated that the experimental and theoretical results are consistent, and we achieve excellent measurement accuracy (within ± 60 MHz). This method has great potential for military applications owing to the simplicity of its front-end structure, which benefits from the use of the ordinary, phase-modulated optical link.

Key words instantaneous frequency measurement; amplitude comparison function; phase modulation; imbalanced optical link

1 引言

在现代化电子战中,对敌方的侦察、干扰、诱骗等都需要知对方的电磁辐射信息。而战场上电磁脉冲密度极高,现代电子支援侦察系统都已具备在每秒百万脉冲的信号环境下工作的能力^[1]。瞬时测频(IFM)是为满足电子战支援系统对高截获概率、大瞬时带宽和脉冲快速测量需求而产生的一项重要技术。传统的瞬时测频接收机基于电子学的方法,可完成带宽的频率测试,但其体积庞大、结构复杂、造价昂贵且易受电磁干扰。面对日益复杂的电磁环境,特别是高频、大带宽信号频率测量,传统的电子学测频方法由于自身瓶颈面临极大的挑战,无法满足现代电子战的需求。由

于光纤的大带宽、低损耗、小尺寸、轻重量和抗电磁干扰等优势,基于光子辅助的瞬时频率测量技术备受关注。

光子辅助瞬时测频主要是将截获的射频(RF)信号调制到光波上,通过一定的光学处理,产生一个与待测信号频率有关的映射关系,如构建一个与频率 f 有关的幅度比较函数(f_{ACF})^[2-5]。Chi等^[6]通过监测使用马赫-曾德尔强度调制(MZM)链路中2个不同光载波输出的功率来测量信号频率,实现了0~20 GHz频率的测量,误差在 ± 0.2 GHz,该系统测试范围和分辨率不能调整。Zou等^[7]将不同色散引入到2路载波,通过比较2路信号幅度实现了对射频信号频率测量范围和分辨率的调谐,但该方法对光源要求苛刻,测量频率范围

收稿日期: 2022-08-10; 修回日期: 2022-08-15; 录用日期: 2022-08-25; 网络首发日期: 2022-09-05

通信作者: *muzixiaozong2003@163.com

受载波光源影响大。朱伟等^[8]、黄蓝锋等^[9]分别基于普通 MZM 和双偏振-双驱动的马赫-曾德尔强度调制 (DP-MZM) 通过偏振复用实现了瞬时测频。Dai 等^[10]采用载波抑制对链路的光波进行强度调制, 通过比较 2 个具有互补传输响应的输出端幅度, 建立了 f_{ACF} 和 f 之间的关系, 从而估计出信号频率。刘可欣等^[11]在包含强度调制的链路中使用非均匀光频梳, 通过检测拍频信号实现了 0~20 GHz 范围内多频信号的瞬时测量。Ganjali 等^[12]利用 DP-MZM 和色散介质, 提出了一种可通过调谐强度调制器的啁啾参数实现测量范围和分辨可调的瞬时频率测量系统。

相较于文献中常用的基于 MZM 的光链路, 采用光学相位调制具有以下优点: 1) 无本征 3 dB 光损耗, 可有效利用输入光功率; 2) 相位调制链路的光强不变, 在传输光路中不易受到非线性效应的影响; 3) 无需采用偏置电路进行偏置点控制 (强度调制链路需要), 这使系统前端得到极大简化, 可对其灵活设计和

部署, 因此基于相位调制的链路结构在军事应用中具有很好的应用潜力。

本文推导了光子辅助瞬时测频的理论, 并只采用简单、数量极少的光学器件即搭建了基于双臂马赫-曾德尔干涉仪 (MZI) 的瞬时测频实验系统, 开展了 0.5~18.5 GHz 信号的频率测量。研究表明, 测试结果与理论非常吻合, 测量的频率误差优于 60 MHz, 并分析了误差来源, 为下一步工作提供了改进方向。

2 测频原理

一束半导体激光器 (LD) 发出的激光被相位调制 (ΦM) 后 (调制相位与被测信号有关) 经 1×2 分束器 (BS) 分别进入上下支路, 通过不同差分延时的 MZI 各自进入光电探测器 (PD) 完成光电转换恢复为电信号, 2 个不同的电信号经处理单元 (Processing unit) 后即可得到被测信号频率, 如图 1 所示。

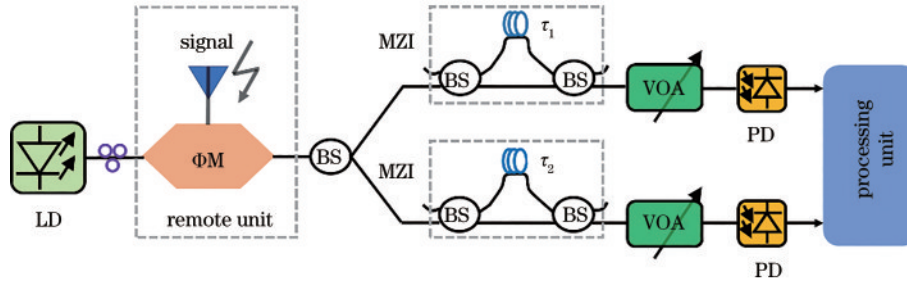


图 1 基于非平衡双臂 MZI 的瞬时测频系统

Fig. 1 Schematic diagram of IFM system based on dual-path-imbanced MZI

结合图 1, 首先推导射频光链路中各处的光场 (以电场强度 E 表示); 然后, 给出由光场决定的对应支路光电流, 并得到整个射频光链路的增益; 最后, 得出幅度比较函数与待测信号频率的关系, 用于计算信号的频率。

2.1 光场

输入相位调制器的射频信号 $V_i(t)$ 为

$$V_i(t) = V_{rf} \sin(\omega t), \quad (1)$$

式中: ω 为信号的角频率 ($\omega = 2\pi f$, f 为信号频率); t 为时间; V_{rf} 为信号幅值。在此忽略了相位不发生变化的常数相移, 相位调制器的输出光场 $E_o(t)$ 为

$$E_o(t) = \sqrt{(2l_p P_o)/A} (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{4}} \exp\{i[2\pi\nu t + \phi(t)]\} = \gamma_0 \exp\{i[2\pi\nu t + \phi(t)]\}, \quad (2)$$

式中: ν 为激光的频率; l_p 为相位调制器的损耗系数; P_o 为与光场 E_o 对应的平均光功率; A 为光纤纤芯截面积; μ 为光纤纤芯的磁导率; ϵ 为光纤纤芯的介电常数;

$\gamma_0 = \sqrt{(2l_p P_o)/A} (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{4}}$ 。相移 $\phi(t)$ 为

$$\phi(t) = [\pi V_{rf} \sin(\omega t)] / V_\pi = \phi \sin(\omega t), \quad (3)$$

式中: V_π 为相位调制器的半波电压。经光分束器后,

光功率存在一固定损耗 l_b , 光场变为

$$E(t) = \sqrt{l_b} \cdot E_o(t) = \sqrt{(2l_p l_b P_o)/A} (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{4}} \exp\{i[2\pi\nu t + \phi(t)]\} = \gamma \exp\{i[2\pi\nu t + \phi(t)]\}, \quad (4)$$

式中: $\gamma = \sqrt{(2l_p l_b P_o)/A} (\mu/\epsilon)^{\frac{1}{4}}$, 式 (4) 的光场中存在调制边带, 将其作贝塞尔展开:

$$\text{Re}(E) = \gamma \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k(\phi) \cos(2\pi\nu t + k\omega t), \quad (5)$$

式中: J_k 为第一类 k 阶贝塞尔函数。该式表明光场除光载频外, 还包括位于基频处的 RF 边带及所有整数阶谐波, 其对称分布于光载波两侧, 边带所产生的光电流相位相反, 产生的光电流相互抵消。采用 MZI 可将相位调制信息恢复。MZI 的传输函数可表示为

$$\begin{pmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{l_m g_o}}{2} \begin{pmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma(\tau) & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E(t) \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

式中: E_1 、 E_2 分别为 MZI 的两输出端的光场; l_m 为 MZI 额外引入的光损耗系数; g_o 为可调光衰减器 (VOA) 的损耗系数 (当采用放大器而非 VOA 时则对应其增

益)。 $\Gamma(\tau)$ 为延时算符, $\Gamma(\tau)E(t)=E(t-\tau)$ 。

2.2 光电流

将其代入式(6)可得MZI的两路输出光场,最终得到与光场相关的两个输出支路的光电流为(下标1,2代表MZI的两个支路,分别对应式中的“-”和“+”号,下同):

$$I_{1,2}(t) = I_{dc,q} \pm (-1) I_{dc,q} \cos(2\pi\nu\tau) J_0(x) \pm (-1) \times 2I_{dc,q} \sin(2\pi\nu\tau) \sum_{j=0}^{+\infty} (-1)^j J_{2j+1}(x) \cos\left[(2j+1)(\omega t - \omega\tau/2)\right] \pm 2I_{dc,q} \cos(2\pi\nu\tau) \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k J_{2k}(x) \cos\left[2k(\omega t - \omega\tau/2)\right], \quad (7)$$

式中: $x = 2\phi \sin(\pi f\tau)$; $I_{dc,q} = \Re \cdot l_p \cdot l_b \cdot l_m \cdot g_o \cdot P_o = \Re \cdot P$, \Re 为光电探测器的响应度, P 为光电探测器的入射光功率。

2.3 信号增益

得到基频信号电流 $I_\omega(j=0)$ 及小信号条件($x \ll 1$)下基频信号的增益:

$$g \equiv \frac{P_{rf,o}}{P_{rf,i}} = \left[\frac{2\pi I_{dc,q} \sin(\pi f\tau)}{V_\pi} \right]^2 Z_i Z_o |H_{pd}|^2, \quad (8)$$

式中: $P_{rf,o}$ 、 $P_{rf,i}$ 分别为RF信号的输出、输入功率; Z_i 、 Z_o 分别为链路的输入与输出阻抗; H_{pd} 为光电探测器的频率响应。

同理可对图1中下面的支路进行分析,由此得到上、下支路的射频信号增益分别为

$$g_1 = \left[\frac{2\pi I_{dc,q} \sin(\pi f\tau_1)}{V_\pi} \right]^2 Z_i Z_o |H_{pd}|^2, \quad (9)$$

$$g_2 = \left[\frac{2\pi I_{dc,q} \sin(\pi f\tau_2)}{V_\pi} \right]^2 Z_i Z_o |H_{pd}|^2. \quad (10)$$

2.4 幅度比较函数

由此可利用上、下支路的射频信号幅度构建幅度比较函数 f_{ACF} :

$$f_{ACF} \equiv \frac{P_{rf,o1}}{P_{rf,o2}} = \frac{g_1}{g_2} = \frac{\sin^2(\pi f\tau_1)}{\sin^2(\pi f\tau_2)}. \quad (11)$$

由式(11)可知, f_{ACF} 与待测信号的 f 及上下支路MZI的延时差 τ_1 、 τ_2 有关。当 τ_1 、 τ_2 已知,测量出链路的 f_{ACF} 即可反演出 f 完成信号频率的测量。

3 实验验证及结果分析

3.1 实验配置

实验链路按图1配置。一个C波段半导体激光器(LD)发射出光功率 $P_o = 18.5$ dBm的连续光后经保偏光纤进入一个20 GHz的LiNbO₃相位调制器,调制器的输入为待测射频信号,调制器输出经分束器(由50:50耦合器构成)分成上下两支路,每个支路的光分别经MZI后进入InGaAs光电探测器,PD完成光电转换

后将提取的电信号送入信号处理单元实现对待测信号的处理,完成信号的频率测量。2个MZI均由50:50的耦合器和光纤延时线构成,其传输延时差分别为 $\tau_1 = 100$ ps和 $\tau_2 = 375$ ps。为便于调节入射探测器的光功率(可通过光功率计来测量),链路中使用了VOA。采用矢量网络分析仪完成对相位调制器的宽带信号(0.5~18.5 GHz)注入,以及光电探测器输出信号的测量,由此可便捷地获取整个光链路的射频增益。信号处理采取离线方式进行。

3.2 实验结果分析

图2给出了 $\tau_1 = 100$ ps时链路的信号增益随频率变化(增益谱)的测试结果。如图2中圆圈所示,增益 G ($G = 10 \cdot \lg(g)$ 以dB为单位,下同)随着 f 的变化呈现出振荡特征。图2中实线为根据理论计算得到的结果($Z_i = Z_o = 50 \Omega$, $H_{pd} = 1/2$, $\Re = 0.85$ A/W)。可以看出,实测结果与理论基本吻合。根据式(9),在 $f_k = (k + 1/2)/\tau$ ($k = \text{整数}$)处将出现增益的极大值(峰值响应),对0.5~18.5 GHz频率范围,峰值响应频率为 $f = 5$ GHz和 $f = 15$ GHz两个点,实测的最大值分别出现在4.56 GHz和14.52 GHz处;而增益的极小值(谷值响应)出现在 $f_k = k/\tau$ ($k = \text{整数}$)处,在图2中所给出的频率范围内应为 $f = 10$ GHz处,实测的极小值在9.91 GHz;以 f_k 为中心的通带3 dB宽度理论值为 $f_{3dB} = 1/(2\tau) = 5$ GHz,实测值为4.93 GHz,测量结果与理论符合得较好。理论与实测值之间的差异主要包括以下几个方面:1)环境的扰动影响了MZI的稳定性^[10];2)探测器对不同频率信号的响应有一定差异;3)不同频率下相位调制器的半波电压 V_π 有一定变化。MZI对环境的变化敏感,比如温度的漂移、振动等会影响MZI中光纤延时线的差分延时 τ ,从而影响链路的射频增益。光电探测器带来的误差因在增益的理论计算中取了恒定值 $H_{pd} = 1/2$ 来描述其滤波特性,实际上PD对不同频率射频信号的响应是有一定差异的。相位调制器的半波电压 V_π 与信号频率有关,在理论计算时采用定值,这也带来了一定的误差。

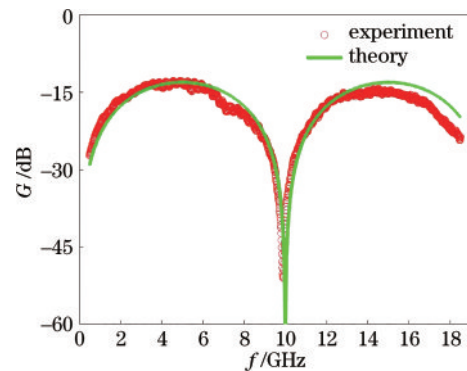


图2 相位调制链路的增益谱($\tau_1 = 100$ ps)

Fig. 2 Gain spectra of phase modulation link ($\tau_1 = 100$ ps)

图 3 给出了 $\tau_2=375$ ps 支路的实测结果(图中圆圈),可以看出其增益随着频率变化亦出现周期振荡特点。理论给出的极值响应频率、3 dB 带宽和对应的实验结果见表 1。通过比较表 1 的数据可知,实测结果与理论计算符合得非常好。图 3 也给出了不同探测器入射光功率下光链路射频响应的实测结果与理论比较,均符合得很好。值得注意的是,随着光功率的提升,信号的增益亦提高:光功率每增大 1 dB,射频功率提升 2 dB。链路增益的提高改善了信噪比,有助于频

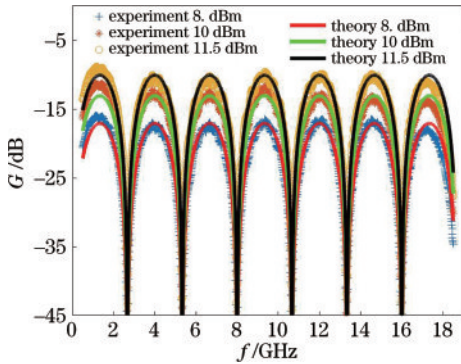


图 3 相位调制链路的增益谱($\tau_2=375$ ps)

Fig. 3 Gain spectra of phase modulation link ($\tau_2=375$ ps)

表 1 支路 2 ($\tau_2=375$ ps)增益谱的实测结果与理论比较
Table 1 Comparison between experiment and theory of gain spectra of path 2 ($\tau_2=375$ ps)

Peak response frequency /GHz		Null response frequency /GHz		3 dB bandwidth/ GHz	
Theory	Experiment	Theory	Experiment	Theory	Experiment
1.33	1.12	2.67	2.66	1.30	1.28
4.00	3.88	5.33	5.33	/	/
6.67	6.68	8.00	7.99	/	/
9.33	9.35	10.67	10.65	/	/
12.00	12.14	13.33	13.31	/	/
14.67	14.52	16.00	15.98	/	/
17.33	17.23	/	/	/	/

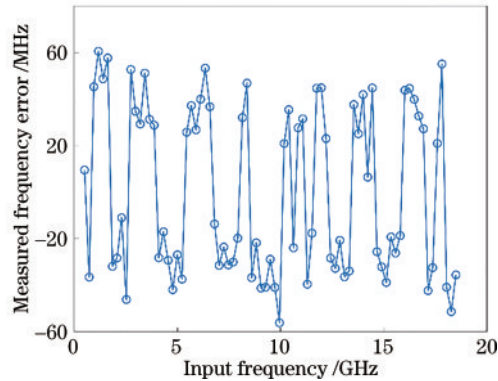
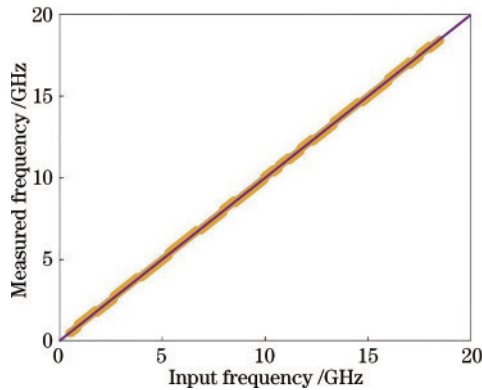


图 5 瞬时频率测量系统。(a)测频结果;(b)误差

Fig. 5 Instantaneous frequency measurement system. (a) Measurement result; (b) error

率测量精度的提高,因此可利用这一点通过合理设置入射光功率,在一定程度上改善瞬时测频的精度。

图 4 给出了由链路上下支路构成的幅度比较函数随频率变化的测试结果与理论计算结果。由图 4 可知,理论与实测结果符合得很好。 f_{ACF} 在 0.5~18.5 GHz 范围内亦呈现振荡变化特征,测试结果给出的极大值、极小值及周期间隔都与理论非常吻合。值得注意的是, f_{ACF} 随 f 变化的斜率比单个支路的增益 G 随 f 变化的斜率大得多,即较小的频率变化即可带来 f_{ACF} 的剧烈变化,有利于频率的测量和测频精度的提高。

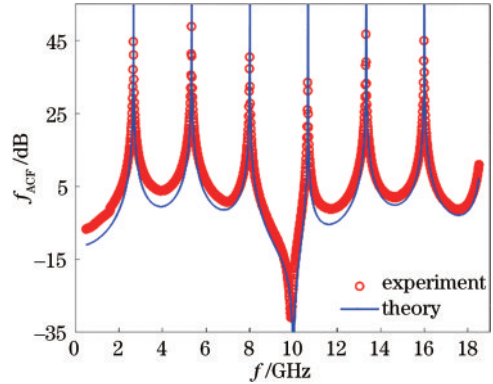


图 4 基于双臂非平衡 MZI 链路的 f_{ACF} 随信号频率 f 的变化关系
Fig. 4 Relationship between f_{ACF} and f of the link based on dual-path-imbalanced MZI

根据 f_{ACF} 与 f 的理论关系,利用实测数据反演出输入信号的频率,结果如图 5(a)所示。由图 5(a)可知,随着实际输入信号频率的增大,反演出的频率亦线性增大。实际输入信号的频率也画在图中。通过比较可以发现,反演结果与真实频率比较吻合。二者的误差如图 5(b)所示。由图 5(b)可知,对 0.5~18.5 GHz 的输入信号,利用该方法所估计出的频率误差在 ± 60 MHz 以内,该值小于使用强度调制链路的测量误差: ± 0.1 GHz^[5]、 ± 0.2 GHz^[6]、 ± 0.3 GHz^[10]、 ± 0.08 GHz^[13]和相位调制链路的 ± 0.2 GHz^[14]。测频误差主要源于上面提到的几个方面:环境的扰动、PD 的频率响应差异和不同频率下相位调制器半波电压的差异。

测量频率通过幅度比较函数获得,而幅度比较函数取决于 2 个非对称支路的增益,这几点因素产生的链路增益误差经传递后最终产生了测频误差。通过改进这几点,如采用抗环境扰动的 MZI、对光电探测器的频率响应和相位调制器半波电压的频率响应进行校正等措施有望进一步提高测频精度。

4 结 论

推导了基于双臂非平衡光链路的瞬时频率测量理论,利用常见的光学相位调制器和 MZI 等简单器件构建了实验验证系统,完成了对 0.5~18.5 GHz 待测信号的频率测量。结果表明,链路响应的实测结果与理论非常一致,信号频率与实际入射信号真实频率非常吻合,其误差小于 60 MHz。通过对误差来源的分析,为下一步工作提供了改进方向。相位调制链路的使用可简化系统前端,在军事应用中非常具有吸引力。

参 考 文 献

- [1] 隋金坪,刘振,刘丽,等. 雷达辐射源信号分选研究进展[J]. 雷达学报, 2022, 11(3): 418-433.
Sui J P, Liu Z, Liu L, et al. Progress in radar emitter signal deinterleaving[J]. Journal of Radars, 2022, 11(3): 418-433.
- [2] Wang D P, Xu K, Dai J, et al. A MZI-based photonic instantaneous microwave frequency measurement simplified by an optical polarizer[J]. Optics Communications, 2012, 285(20): 4055-4058.
- [3] Wang Y, Ni J, Chi H, et al. Photonic instantaneous microwave frequency measurement based on two different phase modulation to intensity modulation conversions[J]. Optics Communications, 2011, 284(16/17): 3928-3932.
- [4] Li Z, Yang B, Chi H, et al. Photonic instantaneous measurement of microwave frequency using fiber Bragg grating[J]. Optics Communications, 2010, 283(3): 396-399.
- [5] Yang C W, Wang L, Liu J G. Photonic-assisted instantaneous frequency measurement system based on a scalable structure[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(3): 5501411.
- [6] Chi H, Zou X H, Yao J P. An approach to the measurement of microwave frequency based on optical power monitoring[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(14): 1249-1251.
- [7] Zou X H, Yao J P. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(23): 1989-1991.
- [8] 朱伟,李晶,裴丽,等. 基于偏振延时干涉的瞬时频率测量系统的分析与优化[J]. 光学学报, 2021, 41(21): 2107001.
Zhu W, Li J, Pei L, et al. Analysis and optimization of instantaneous frequency measurement system based on polarization time delay interference[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(21): 2107001.
- [9] 黄蓝锋,李勇军,赵尚弘,等. 基于单光路偏振复用的微波瞬时频率测量方案[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(19): 1929002.
Huang L F, Li Y J, Zhao S H, et al. Microwave instantaneous frequency measurement based on single lightpath polarization multiplexing[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(19): 1929002.
- [10] Dai J, Xu K, Sun X Q, et al. A simple photonic-assisted microwave frequency measurement system based on MZI with tunable measurement range and high resolution[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(15): 1162-1164.
- [11] 刘可欣,高娜. 基于非均匀光频梳的多频率瞬时信号检测方案[J]. 光学学报, 2022, 42(23): 2306004.
Liu K X, Gao N. Multi-frequency instantaneous signal detection scheme based on a non-uniform optical frequency comb[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(23): 2306004.
- [12] Ganjali M, Esmail Hosseini S, Jamshidi K, et al. Theoretical investigation of a photonic-assisted instantaneous frequency measurement with a tunable measurement range and resolution by adjusting the chirp parameter of an optical intensity modulator[J]. Applied Optics, 2019, 58(36): 9990-9997.
- [13] Lu B, Pan W, Zou X H, et al. Photonic frequency measurement and signal separation for pulsed/CW microwave signals[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(5): 500-503.
- [14] Xu K, Dai J, Duan R M, et al. Instantaneous microwave frequency measurement based on phase-modulated links with interferometric detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(18): 1328-1330.