光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2023061901

基于射频响应互补的光子辅助瞬时测频

李　悰[1]，田朝辉[2]，韩　喆[1*]

（1. 中国兵器装备集团公司 武汉滨湖电子有限责任公司，武汉 430205；
2. 中国电子科技集团公司第三十八研究所，合肥 230088）

摘　要： 瞬时测频(IFM)是现代电子战中的一项重要技术。基于光子辅助的IFM技术具有大带宽、低损耗、小尺寸、轻重量和抗电磁干扰等优势，可克服传统电子学方法的瓶颈，因此备受青睐。文章在已有研究基础上，给出了另一种测频误差更小的光子辅助瞬时测频方法，通过搭建具有射频功率响应互补特性的光链路，实现了对0.5～18.5 GHz信号的频率测量。研究表明，链路的信号增益实测结果与理论吻合，据此构造的幅度比较函数随频率变化更加剧烈，非常有利于实现准确的频率测量，获得了优于30 MHz的测量精度。而且，该方法较为简单，只需少量的常规器件即可实现，抗环境变化能力也得到提升。通过更换高频的调制器和光电探测器，可实现对更高波段信号的频率测量。

关键词： 瞬时测频；互补；误差；幅度比较函数

中图分类号： TN29　**文章编号：** 1001－5868(2023)05－0811－06

Photonic Assisted Instantaneous Frequency Measurement Based on Complementary Radio Frequency Power Response

LI Cong[1], TIAN Chaohui[2], HAN Zhe[1]

(1. Wuhan Binhu Electronic Limited Liability Company, China South Industries Group Co., LTD., Wuhan 430205, CHN;
2. The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, CHN)

Abstract: Instantaneous frequency measurement (IFM) is one of great important technologies in modern electronic warfare. The photon-assisted IFM technology was paid particular attentions due to its huge bandwidth, low loss, small size, light weight, as well as electromagnetic inference immunity, which can overcome the bottleneck of traditional electronic methods. Based on the existing research, another photon-assisted instantaneous frequency measurement method with smaller frequency measurement error was put forward, which realized the frequency measurement of 0.5～18.5 GHz signals by constructing an optical link with complementary characteristics of radio frequency power response. The results show that the signal gain is consistent with that of theory. Then the amplitude comparison function with more steep slope, is derived to measure the unknown signal frequency, which can improve its accuracy. The experimental results indicate that the frequency measurement error is less than 30 MHz. Moreover, this method is very simple and just a few ordinary optical devices are needed. Meanwhile, it has favorable ability to adapt to the environment. By replacing the modulator and photodetector with that of higher operation frequency, it can be easily extended to work for ultra-wide band signal measurement.

收稿日期：2023－06－19.
基金项目：中国兵器装备集团科研开发基金项目(EJ11-8012).
* **通信作者：**韩　喆　**E-mail：** hanzhe830526@126.com

Key words: instantaneous frequency measurement; complementary; error; amplitude comparison function

0 引言

瞬时测频(IFM)是现代电子战中的一项重要技术,可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的需求。面对日益复杂的电磁环境,特别是高频、大带宽信号的频率测量,频率从常见的 Ku 波段往更高的频段如 K 乃至毫米波波段发展,传统的基于电子学方法的瞬时测频接收机由于自身瓶颈,面临极大的挑战。基于光子辅助的瞬时测频技术则因其具有高频、大带宽、低损耗、小尺寸、轻重量和抗电磁干扰等优势而备受青睐。

光子辅助瞬时测频的基本思想是将截获的射频(RF)信号调制到光载波上,通过一定的光学处理手段,构造出一个与频率有关的函数映射关系,从而反演出待测信号的频率[1-4],包括:检测强度调制(I_M)链路中 2 个不同光载波输出的功率[5]、采用光学载波抑制强度调制(OCS-IM)来比较输出端幅度[6]、利用半导体光放大器(SOA)的非线性效应获得载波频率与 SOA 混频效应的关系[7]、在强度调制链路[8]和双驱动马赫-曾德尔强度调制(DP-MZM)[9]链路中引入色散后比较其信号幅度、在相位调制(Φ_M)链路中引入色散获得信号功率与频率的映射关系[10]、基于强度调制链路的偏振延时干涉[11]和 DP-MZM 链路的偏振复用[12]、使用非均匀光频梳来检测拍频信号的强度[13],以及利用 I_M 和 Φ_M 链路的载波经色散介质后不同的响应特性[14]等。

在之前的工作[15]中,为了简化瞬时测频系统的前端,我们采用了相位调制加双臂非平衡光链路解调的设计,推导了其测频原理,并采用少量、简单的器件完成了实验系统的搭建,实现了对宽带信号的频率测量,获得了较优的测量精度(小于 60 MHz)。为进一步提高测频精度,提高抗环境变化能力,本文给出了另一种方法:利用强度调制和相位调制链路的射频响应互补特性来实现瞬时频率测量。该方法只需采用少量常规器件即可实现。

1 基本原理

如图 1 所示,一个半导体激光器(LD)发射的连续红外光(光载波)经保偏耦合器(PMC)后被等分为 2 束,分别进入相位调制器和强度调制器。一个待测射频信号经 1×2 功分器后分别对光载波进行相位和强度调制。两调制器的输出光(调制光)分别经相同的马赫-曾德尔干涉仪(MZI)后进入 InGaAs 光电探测器(PD),经光电转换后将提取的电信号送入信号处理单元(Processing Unit)实现对待测信号的处理,完成信号的频率测量。可调光衰减器(VOA)用于调节进入 PD 的光功率。

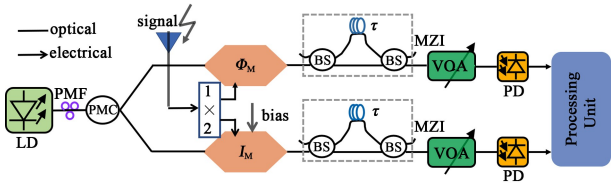


图 1 基于射频响应互补的光子瞬时测频系统

结合图 1,首先给出链路中上下支路的光场(以其电场强度 E 来表示)[15],以及由此决定的光电流,进而得到整个射频光链路的增益,最终得到幅度比较函数与待测信号频率的关系用于获取其频率。

1.1 相位调制支路的增益

1.1.1 光场分布

设输入相位调制器的射频信号为:

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

式中,ω 为信号的角频率($\omega=2\pi f$,f 为信号频率),V_{rf} 为信号幅值。光载波经保偏耦合器和相位调制器后其输出光场为:

$$E_p(t)=\sqrt{\frac{2l_b l_p P_o}{A}}\left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{1/4}\mathrm{e}^{\mathrm{i}(2\pi\nu t+\phi(t))}=\gamma\mathrm{e}^{\mathrm{i}(2\pi\nu t+\phi(t))} \tag{2}$$

式中,ν 为激光的频率,l_b,l_p 分别为保偏耦合器和相位调制器的损耗系数,P_o 为与光载波电场强度 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。其中相移 $\phi(t)$ 为:

$$\phi(t)=\frac{\pi V_{rf}\sin(\omega t)}{V_{\pi p}}=\phi\sin(\omega t) \tag{3}$$

式中,$V_{\pi p}$ 为相位调制器的半波电压。将式(2)作贝塞尔展开:

$$\mathrm{Re}(E_p(t))=\gamma\sum_{k=-\infty}^{+\infty}J_k(\phi)\cos(2\pi\nu t+k\omega t) \tag{4}$$

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，它们都对称地分布于光载波两侧，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 经 PD 后将相位调制信息恢复出来，最终得到与光场相关的两个输出支路的光电流。MZI 的传输函数可表示为：

$$\begin{pmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{l_m}}{2} \begin{pmatrix} 1 & \mathrm{i} \\ \mathrm{i} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma(\tau) & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \mathrm{i} \\ \mathrm{i} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_p(t) \\ 0 \end{pmatrix} \tag{5}$$

式中，下标 1,2 代表 MZI 的两个输出支路（下面的“－”和“＋”号分别与之对应），l_m 为 MZI 额外引入的光损耗系数，$\Gamma(\tau)$ 为延时算符，$\Gamma(\tau)E(t) = E(t-\tau)$。

1.1.2　光电流

将式(2)代入式(5)可得到与光场相对应的光电流：

$$I_{1,2}(t) = I_{dc,p}(t) \cdot [1 \mp \cos(2\pi\nu\tau)\cos(\Delta\phi) \pm \sin(2\pi\nu\tau)\cos(\Delta\phi)] \tag{6}$$

式中，$I_{dc,p} = \mathscr{R} \cdot l_p \cdot l_b \cdot l_m \cdot g_0 \cdot P_0 = \mathscr{R} \cdot P_p$ 为 MZI 工作于正交偏置点时链路的输出直流光电流，$\mathscr{R}$ 为光电探测器的响应度，g_p 为 VOA 的增益系数，P_p 为光电探测器的入射光功率。其中 $\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi(t-\tau)$。将式(3)代入式(6)得到：

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

式中，$x = 2\phi\sin(\pi f\tau)$。由此可以看出输出电流中包含直流项、奇数阶 RF 项和偶数阶 RF 项。

1.1.3　链路增益

在小信号条件（$x \ll 1$）下基频信号（$j = 0$）的增益为：

$$g_p \equiv \frac{P_{rf,p}}{P_{rf,in}} = \left[\frac{2\pi I_{dc,p}\sin(\pi f\tau)}{V_{\pi p}}\right]^2 Z_i Z_o \mid H_{pd} \mid^2 \tag{8}$$

式中，$P_{rf,p}$，$P_{rf,in}$ 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。由此可以看出链路的增益与 PD 的入射功率、响应度和频率响应、链路的阻抗、MZI 的差分延时 τ 和待测信号频率 f 有关。将其改写为：

$$g_p = A_1 \sin^2(\pi f\tau) \tag{9}$$

式中，$A_1 = \left(\frac{2\pi I_{dc,p}}{V_{\pi p}}\right)^2 Z_i Z_o \mid H_{pd} \mid^2$。由此可知，当其他参数已知时，链路增益只取决于 f，随 f 变化增益呈周期性变化关系。

1.2　幅度调制支路的增益

通过类似推导可得到强度调制支路的射频信号增益：

$$g_i = A_2 \cos^2(\pi f\tau) \tag{10}$$

式中，A_2 为与链路器件参数有关的常数。

1.3　幅度比较函数

根据相位调制和强度调制支路射频信号的增益关系，可得到由两支路信号幅度构建的幅度比较函数为：

$$ACF \equiv \frac{P_{rf,p}}{P_{rf,i}} = \frac{g_p}{g_i} = \frac{A_1\sin^2(\pi f\tau)}{A_2\cos^2(\pi f\tau)} = A\tan^2(\pi f\tau) \tag{11}$$

式中，$A = \left(\frac{I_{dc,p}/V_{\pi p}}{I_{dc,i}/V_{\pi i}}\right)^2 = \left(\frac{P_p/V_{\pi p}}{P_i/V_{\pi i}}\right)^2$ 为由对应支路入射到 PD 的光功率和半波电压决定的常数。由式(11)可以看出，幅度比较函数 ACF 与待测信号的频率 f 及支路 MZI 的延时差 τ 有关。当 τ 已知时，若测量出链路的增益 g_p，g_i，即可得到 ACF，由此可反演出 f，完成信号频率的测量。

2　实验

实验链路按图 1 配置。一个 C 波段激光器发射出功率 $P_o = 18.5$ dBm 的连续光经保偏光纤进入一个保偏耦合器（PBS-P-15-1-2-222-38-10），将光等分为 2 束后分别进入上、下支路。一个支路光入射到一个 20 GHz 的 $LiNbO_3$ 相位调制器（GC15MZPE8715），另一路光则进入 20 GHz 的 $LiNbO_3$ 强度调制器（GC15PMD7813），强度调制器工作在正交偏置点。一个待测 RF 信号经 1×2 功分器后分别对载波进行相位和强度调制。两调制器的输出光（调制光）分别经相同的 MZI 后进入 InGaAs 光电探测器（GD45221R），经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而实现频率测量。2 个 MZI 均由 1×2 分束器（BS，WIC-2X2-1550-50/50-0）和光纤延时线构成，其传输延时差 $\tau = 375$ 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（OPLINK-MVOA）。采用 Agilent 矢量网络分析仪完成对调制器的宽带信号（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 分析与讨论

3.1 增益

图 2 给出了 $\tau=375$ ps 时强度调制(IM)支路输出信号的增益随频率变化(增益谱)的测试结果。如图中所示,增益 G($G=10\lg g_i$,以 dB 为单位,下同),随着 f 的变化呈现出周期振荡特征,在 1.32,3.99,6.65,9.32,11.99,14.64 和 17.20 GHz 处为极小值(谷值响应),在 2.70,5.46,8.07,10.75,13.26 和 16.02 GHz 处为极大值(峰值响应)。作为对比,图中也给出了相位度调制(ΦM)支路的结果(图中 * 所示),可以看出 ΦM 支路的增益谱亦呈现周期性变化,其峰值刚好对应 ΦM 支路的谷值,其谷值则对应着 ΦM 支路的峰值,即强度调制支路与相位调制支路的响应刚好呈现互补特性。这与式(9)和(10)理论给出的结果一致。

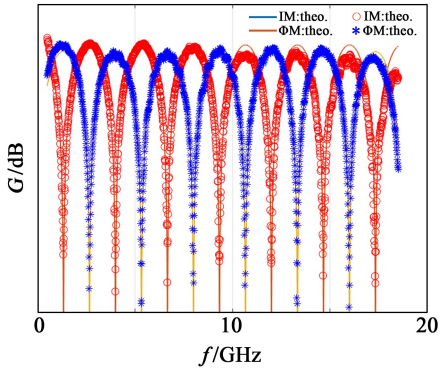


图 2 强度调制(IM)支路与相位调制(ΦM)支路的增益谱($\tau=375$ ps)

为便于比较,图 2 中也给出了理论计算的结果($Z_i=Z_o=50\ \Omega$,$H_{pd}=1/2$,$\mathcal{R}=0.85$ A/W),其中增益均经过归一化处理。可以看出,实验(exp.)与理论(theo.)结果吻合。根据理论,在 $f_k=(k+1/2)/\tau$(k 为整数)处,ΦM 和 IM 支路的增益分别为极大值和极小值;而在 $f_k=k/\tau$(k 为整数)处,ΦM 支和 IM 支路的增益则分别变为极小值和极大值。对于实验所涉及的 0.5~18.5 GHz 频率范围,理论和实验给出的极值响应频率列于表 1 中。由表 1 可以看出,实测结果与理论计算值符合较好。二者之间的差异来源包括以下几个方面[15]:1)环境的扰动(如温度、振动等)影响了 MZI 的稳定性,造成其差分延时的变化;2)PD 的频率响应并非理论计算中的恒定值 $H_{pd}=1/2$,而是对不同频率信号有一定差异;3)半波电压 V_π 亦在不同频率下有一定差异;4)强度调制器偏置点的漂移。而在理论计算时均将以上因素作为恒定值,因此理论与实际会存在一定的偏差。通过对这些因素采取控制(如环境、偏置点)、校正(H_{pd},V_π)等措施可减小理论与实测结果的偏差。

表 1 实验与理论的比较:强度调制(IM)与相位调制(ΦM)支路($\tau=375$ ps)增益谱的峰值、谷值响应频率(单位:GHz)

ΦM peak/IM null (theo.)	ΦM null/IM peak (theo.)	IM null (exp.)	IM peak (exp.)	ΦM peak (exp.)	ΦM null (exp.)
1.33	2.67	1.32	2.70	1.12	2.66
4.00	5.33	3.99	5.46	3.88	5.33
6.67	8.00	6.65	8.07	6.68	7.99
9.33	10.67	9.32	10.75	9.35	10.65
12.00	13.33	11.99	13.26	12.14	13.31
14.67	16.00	14.64	16.02	14.52	15.98
17.33	/	17.20	/	17.23	/

3.2 幅度比较函数

图 3 给出了由 IM 与 ΦM 支路构成的幅度比较函数 ACF 随频率 f 变化的实测(圆圈)和理论计算(实线)结果。由图可以看出,理论与实测结果符合得较好。ACF 在 0.5~18.5 GHz 范围内呈现剧烈振荡特征,测试结果给出的极大值、极小值及周期间隔都与理论较为吻合,这预示着由此反演出的频率更加准确。值得注意的是,相较于之前的单纯采用相位调制的双臂非平衡链路[15],此处基于 RF 响应互补方法中 ACF 随 f 变化曲线的实测结果与理论符合程度更高,且斜率更加陡峭,即较小的频率变化即可带来 ACF 的剧烈变化,这一点对于频率的测量和测频的精度提高极为有利。

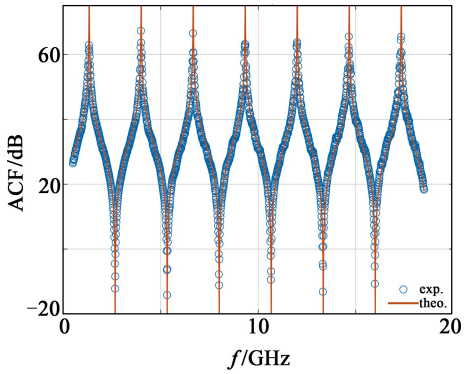
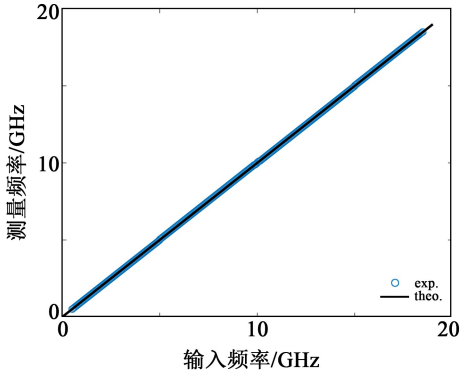


图 3 基于 RF 响应互补链路的幅度比较函数(ACF)随信号频率 f 的变化关系

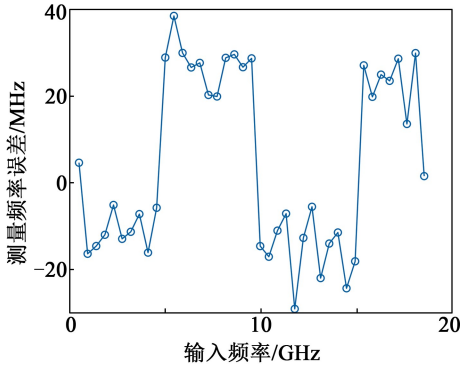
3.3 频率测量及其误差

根据幅度比较函数 ACF 与输入信号频率 f 的

理论关系，我们利用实测数据反演出信号的频率，结果如图 4(a)中圆圈所示。由图可以看出，随着实际输入信号频率的增大，反演出的频率(测量结果)亦线性增大。信号的真实频率也画在图中，通过比较可以发现，测量结果与真实频率吻合较好。正是由于前面 ACF 随 f 变化的实测结果与理论较为一致，才保证了测频的准确性。二者的误差如图 4(b)所示。由图可知，对于 0.5～18.5 GHz 的输入信号，利用该方法所测得的频率误差在±30 MHz 以内。该误差小于使用强度调制链路的测量误差±0.2 GHz[5]，±0.3 GHz[6]，±0.08 GHz[16]，利用色散构成互补响应特性的±0.1 GHz 误差[4]，亦小于我们使用相位调制链路得到的±60 MHz 误差[15]。



(a) 光子瞬时测频结果



(b) 光子瞬时测频误差

图 4　基于 RF 响应互补的光子瞬时测频结果及其误差

测量结果与实际频率之间的误差主要源于前面提到的几个方面：PD 的频率响应差异、不同频率下相位调制器和强度调制器半波电压的差异，以及强度调制器正交偏置点的漂移。这几点因素对链路增益造成一定误差，进而影响幅度比较函数，并最终将其传递给频率测量结果产生了测频误差。通过优化改进，如精确控制强度调制器偏置点，以及对光电探测器的频率响应和相位/强度调制器半波电压的频率响应等进行校正等措施有望进一步提高测频精度。需要指出的是，之前我们采用相位调制链路配合 2 个非平衡 MZI 来构建 ACF 用于频率测量，其误差来源之一便是 2 个不同 MZI 受到环境扰动后响应的不一致性[15]，而本文中采用 2 个相同的 MZI 并处在同一环境下，由此抵消了该差异性造成的影响，提升了抗环境变化能力。这也是除上面提到的射频响应互补特性以外，测频结果的准确性进一步提高的原因。

对比之前的工作，本文所采用的方法仍然只需要较少的常规器件(除必需的激光器、探测器和光纤外，仅需强度调制器、相位调制器、保偏耦合器和 2 个 MZI)即可实现对未知信号的频率测量，虽然增加了一个强度调制器和保偏耦合器，但获得了更高的测量精度。另外，相较于将色散引入强度和相位调制链路来构成互补响应特性的方法，它需采用几十千米的光纤，其测频误差仅为±0.1 GHz[4]，而此处采用 2 个简单的 MZI(2 个光耦合器和 2 根不足 1 m 的光纤即可构成)替代了几十千米长的光纤，使得系统得到了简化，测量精度也得到了提升。

应当指出，受实验条件的限制，本文只验证了 0.5～18.5 GHz 带宽信号的瞬时测频。而光子技术的优点之一便是大带宽，只需更换更大工作宽带的调制器和光电探测器，即可轻易将信号频段拓展到雷达和电子对抗等领域中的 K 波段乃至更高的毫米波波段。

4　结论

该文在之前工作的基础上，提出了另一种方法来实现光子辅助的瞬时测频，完成了 0.5～18.5 GHz 信号的测量。研究表明，链路中 2 支路的射频幅度响应实测结果与理论符合得较好，二者具有互补特性。基于此结果构建了与频率有关的幅度比较函数，进而完成了对未知信号的频率测量，获得了更高的测频精度(±30 MHz)。分析认为正是由于互补响应的特点，使得极小的频率变化即可带来较大的幅度变化，从而使得频率测量误差减小。该方法较为简单，只需少量常规器件即可实现，且抗环境干扰能力强。通过更换调制器和光电探测器等，可对更高频段的信号进行瞬时测频。

参考文献：

[1] Wang D, Xu K, Dai J, et al. A MZI-based photonic

instantaneous microwave frequency measurement simplified by an optical polarizer[J]. Opt. Communications, 2012, 285(20): 4055-4058.

[2] Wand Y, Ni J, Chi H, et al. Photonic instantaneous microwave frequency measurement based on two different phase modulation to intensity modulation conversions[J]. Opt. Communications, 2011, 284(16/17): 3928-3932.

[3] Li Z, Yang B, Chi H, et al. Photonic instantaneous measurement of microwave frequency using fiber Bragg grating [J]. Opt. Communications, 2010, 283(3): 396-399.

[4] Yang C W, Wang L, Liu J G. Photonic-assisted instantaneous frequency measurement system based on a scalable structure [J]. IEEE Photon. J., 2019, 11(3): 1-11.

[5] Chi H, Zou X, Yao J P. An approach to the measurement of microwave frequency based on optical power monitoring[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2008, 20(17): 1249-1251.

[6] 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 Photon. Technol. Lett., 2010, 22(15): 1162-1164.

[7] Sarkhosh N, Emami H, Bui L, et al. Photonic instantaneous frequency measurement using non-linear optical mixing[C]// IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. Digest, 2008: 599-600.

[8] Zou X H, Yao J P. An optical approach to microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2008, 20(23): 1989-1991.

[9] Ganjali M, 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]. Appl. Opt., 2019, 58(36): 9990-9997.

[10] Zhang X, Chi H, Zhang X, et al. Instantaneous microwave frequency measurement using an optical phase modulator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Lett., 2009, 19(6): 422-424.

[11] 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 Wei, Li Jing, Pei Li, et al. Analysis and optimization of instantaneous frequency measurement system based on polarization time delay interference[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(21): 2107001.

[12] 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): 384-394.

Huang Lanfeng, Li Yongjun, Zhao Shanghong, et al. Microwave instantaneous frequency measurement based on single lightpath polarization multiplexing [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(19): 384-394.

[13] 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): 25-31.

Liu Kexin, Gao Na. Multi-frequency instantaneous signal detection scheme based on a non-uniform optical frequency comb[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(23): 25-31.

[14] Zhou J Q, Fu S N, Aditya S, et al. Instantaneous microwave frequency measurement using photonic technique[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2009, 21(5): 1069-1071.

[15] 李 悰, 张建明, 韩 喆. 基于非平衡双臂马赫-曾德尔干涉仪的瞬时测频[J/OL]. 激光与光电子学进展: 1-10[2023-10-19]. http://kns.cnki.net/k-cms/detail/31.1690.TN.20221009.1904.056.html.

Li Cong, Zhang Jianming, Han Zhe. Instantaneous frequency measurement based on dual-path-imbalanced Mach-Zehnder interferometer[J/OL]. Laser & Optoelectronics: 1-10[2023-10-19]. http://kns.cnki.net/k-cms/detail/31.1690.TN.20221009.1904.056.html.

[16] Lu B, Pan W, Zou X H, et al. Photonic frequency measurement and signal separation for pulsed/CW microwave signals[J]. IEEE Photon. Technol. Lett., 2013, 25(5): 500-503.

作者简介:

李 悰(1984—),男,博士,高级工程师,主要研究方向为光电系统设计;

韩 喆(1983—),男,博士,高级工程师,主要研究方向为雷达系统设计与信号处理。