光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.20251124001

基于相位谱分析的单光梳欠采样测频方案

李祥瑞[1*]，张密涛[2]

（1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所，石家庄 050081；2. 海军装备部，石家庄 050081）

摘　要： 文章提出一种基于相位谱分析的单光梳欠采样测频方案，并进行了仿真验证。通过将光脉冲信号耦合为三条支路，并在调整支路之间的相对时延后合并光脉冲信号，使输出光脉冲信号的频域谐波具有一定相位关系。利用该输出信号对待测信号进行欠采样，通过分析输出中频信号的相位关系，即可得到信号所在Nyquist区间序号，结合中频信号相移大小，可以恢复待测信号的初始频率。仿真结果表明，该方案可以实现多频点信号的频率测量。所提方案仅需单个脉冲光源，且只需分析一路输出信号，具有成本低、链路结构简单的优势。

关键词： 微波光子学；频率测量；相位；欠采样

中图分类号： TN29　**文章编号：** 1001－5868(2026)03－0544－07

Single-Comb Subsampling Frequency Measurement Scheme Based on Phase Spectrum Analysis

LI Xiangrui[1], ZHANG Mitao[2]

（1. The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, CHN;
2. Naval Equipment Department, Shijiazhuang 050081, CHN）

Abstract: A single-optical-comb undersampling frequency measurement scheme based on phase-spectrum analysis is proposed and verified through simulations. By coupling the optical pulses into three branches and adjusting the relative time delay between them, a special phase relationship between the harmonics of the output optical pulses can be established. After subsampling, the order of the Nyquist band can be obtained by analyzing the phase relationship between the output intermediate frequency signals. The Nyquist band order can be used to recover the initial frequency of the input signal after it has been combined with the intermediate frequency. Simulation results indicate that the frequency of multitone signals can be measured using this scheme. The proposed solution requires only one pulsed optical source and the analysis of only one output signal, resulting in a low-cost and simple structure.

Key words: microwave photonics; frequency measurement; phase; sub-sampling

0　引言

随着现代通信、雷达和电子对抗等领域的快速发展，高频信号的频率测量需求日益增长。传统电子测量方法受限于电子瓶颈，难以直接处理高频信号。微波光子测频技术融合微波与光学技术，凭借光学器件大带宽、低损耗、抗电磁干扰等优势，可实现高频信号的高精度实时测量。目前，

收稿日期：2025－11－24.

* 通信作者：李祥瑞

基于光采样、光频梳及频率映射的微波光子测频技术研究广泛，在电子战、雷达、无线通信中潜力巨大[1-3]。

微波光子频率测量方案主要可以分为基于模拟技术的瞬时测频技术[4-14]、基于数字信号处理技术的下变频测频技术[15-23]，以及基于压缩感知的测频技术[24-25]。瞬时测频技术将微波信号的频率转换为功率[4-7]、时间[8-11]或空间[12-14]等便于检测的维度，具有响应速度快、实时性强的优势，但其测频精度相对较低。基于数字信号处理的下变频测频技术将信号下变频至中频后，再进行数字信号处理完成频率测量。下变频方法包含两种，一种是基于经典的下变频方法，例如通过光学频率梳[15-16]；另一种是通过欠采样[17-23]进行谱折叠。然而，光频梳与欠采样均需多套不同间隔的光梳或多组不同重频的脉冲源解算频率模糊，导致系统成本高、复杂度大，难以实用[18-21]。

相位可提供额外频率信息，有助于解决欠采样中的频率模糊问题。文献[22]将相位分析与欠采样相结合，构建两路不同时延光脉冲信号，利用不同 Nyquist 区间信号下变频后相移不同的原理实现频率解模糊。但该方案需对两路输出信号进行分析，且测量高频信号时对两条支路器件的相位平衡度要求高。文献[23]同样利用相位分析，将中频信号相位分析扩展到第二 Nyquist 区间，利用谐波与中频信号之间的相位关系实现解模糊，仅对一路输出信号进行观测即可实现频率解模糊。单支路避免高相位平衡度需求，但需两套不同重频的脉冲源，链路成本增加。

基于此，本文提出一种基于相位谱分析的单光梳欠采样测频方案。通过对脉冲信号进行分路、延时、合路等操作改变谐波相位，分析欠采样后输出的前三个 Nyquist 区间的中频信号相位关系即可实现无模糊信号频率测量。所提方案仅需要一个脉冲光源，且仅对一路输出信号进行分析，具有结构简单、成本低和易于实现的优势。

1　测频系统

基于相位谱分析的单光梳欠采样测频系统结构如图 1 所示，包括锁模激光器（MLL）、可调光衰减器（VOA）、光耦合器（OC）、马赫-曾德尔调制器（MZM）、可调谐光延时线（VODL）、光电探测器（PD）、低通滤波器（LPF）以及模数转换及数字信号处理（ADC&DSP）模块。

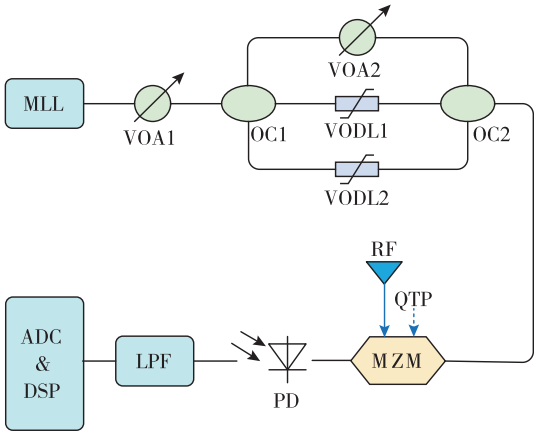


图 1　欠采样测频系统结构图

脉冲光源经锁模激光器输出并衰减（防止功率过高损坏调制器），由耦合器分为三路，经不同延时后合为一路，在正交偏置的 MZM 中被待测信号强度调制，输出经光电探测与低通滤波，得到前三个 Nyquist 区间的中频信号。通过分析谐波与中频信号的相位，确定信号所在 Nyquist 区间，再结合输出中频频率，即可恢复射频初始频率。

2　测频原理

锁模激光器的输出可以表示为[21]：

$$P(t)=P_{\mathrm{p}}\cdot\sum_{n=-\infty}^{+\infty}c_{\mathrm{n}}\exp(2\pi jnf_{\mathrm{r}}t) \tag{1}$$

式中，P_{p} 表示脉冲的峰值功率，f_{r} 表示锁模激光器输出脉冲的重频，c_{n} 为频域各阶谐波系数。

现有商用锁模激光器的光脉冲时域非常窄，脉宽可以达百飞秒量级。因此，假设脉冲是理想的，即公式（1）中谐波的系数 $c_{\mathrm{n}}=1$。脉冲光信号经过 OC1 功分为上、中、下三条支路，使用 VODL1 和 VODL2 分别对中路和下路的光信号进行延时。假设中路延时大小设置为 τ，下路为 $\tau+1/2f_{\mathrm{r}}$，则三条支路经 OC2 合并后的输出为：

$$P_{\text{out_OC2}}(t)=\frac{P_{\text{p}}}{9}\cdot\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t)+\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\exp\left[2\pi jnf_{\text{r}}(t-\tau)\right]+\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\exp\left[2\pi jnf_{\text{r}}\left(t-\tau-1/2f_{\text{r}}\right)\right]\right\}= \frac{P_{\text{p}}}{9}\left\{\sum_{n=2k}\left[1+2\exp\left(-2\pi jnf_{\text{r}}\tau\right)\right]\times\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t)+\sum_{n=2k+1}\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t)\right\}\quad k\in Z \tag{2}$$

为简化公式(2),令:

$$h(\tau)=\begin{cases}1+2\exp\left(-2\pi jnf_{\text{r}}\tau\right) & n=2k,k\in N\\ 1 & n=2k+1,k\in N\end{cases} \tag{3}$$

$$=k(n)\exp\left[j\varphi(n)\right]$$

其中:

$$k(n)=\begin{cases}\sqrt{5+4\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)} & n=2k,k\in N\\ 1 & n=2k+1,k\in N\end{cases} \tag{4}$$

$$\varphi(n)=\begin{cases}\arctan\left(\dfrac{-2\sin(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}{1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}\right), & n=2k,k\in N,1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)>0\\ \arctan\left(\dfrac{-2\sin(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}{1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}\right)-\pi, & n=2k,k\in N,1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)<0,\sin(2\pi nf_{\text{r}}\tau)>0\\ \arctan\left(\dfrac{-2\sin(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}{1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)}\right)+\pi, & n=2k,k\in N,1+2\cos(2\pi nf_{\text{r}}\tau)<0,\sin(2\pi nf_{\text{r}}\tau)<0\\ 0, & n=2k+1,k\in N\end{cases} \tag{5}$$

则公式(2)可简化为:

$$P_{\text{out_OC2}}(t)=\frac{P_{\text{p}}}{9}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}h(\tau)\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t) \tag{6}$$

假设MZM调制器的输入信号$V_{\text{in}}=V_{\text{RF}}\cos\left(2\pi f_{\text{s}}t+\theta\right)$,其中$V_{\text{RF}}$,$f_{\text{s}}$,$\theta$分别表示信号的幅度、频率和相位。当MZM工作在正交传输点时,其传输函数可以表示为:

$$H_{\text{MZM}}(V_{\text{in}})=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sin\left(\frac{\pi V_{\text{in}}}{V_{\pi}}\right)=\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\frac{\pi V_{\text{in}}}{V_{\pi}}-\frac{1}{6}\left(\frac{\pi V_{\text{in}}}{V_{\pi}}\right)^{3}+\cdots \tag{7}$$

在小信号模型下,忽略三阶及以上成分,则PD的输出可以表示为:

$$E_{\text{out_PD}}(t)=\eta P_{\text{out_OC2}}(t)H_{\text{MZM}}(V_{\text{in}})\in \sum_{n=-\infty}^{+\infty}h(\tau)\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t)\left(1+\frac{\pi V_{\text{in}}}{V_{\pi}}\right)\in \sum_{n=-\infty}^{+\infty}h(\tau)\exp(2\pi jnf_{\text{r}}t)+\frac{\pi}{2V_{\pi}}\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty}h(\tau)\exp\left[2\pi j(nf_{\text{r}}+f_{\text{s}})t\right]+\sum_{n=-\infty}^{+\infty}h(\tau)\exp\left[2\pi j(nf_{\text{r}}-f_{\text{s}})t\right]\right\} \tag{8}$$

式中,η表示PD的响应度,V_{π}为调制器的半波电压。此时,PD的输出包含各次谐波以及谐波与信号的混频成分,本方案中保留前三个Nyquist区间的信号,即低通滤波器的输出信号可以表示为:

$$E_{\text{out_PD}}(t)\in\begin{cases}1+\cos(2\pi jf_{\text{r}}t)+\dfrac{\pi}{2V_{\pi}}\left\{k(N)\cos\left[2\pi\left(Nf_{\text{r}}-f_{\text{s}}\right)t+\varphi(N)-\theta\right]+k(N-1)\cos\left[2\pi\left(f_{\text{s}}-(N-1)f_{\text{r}}\right)t-\varphi(N-1)+\theta\right]+k(N+1)\cos\left[2\pi\left((N+1)f_{\text{r}}-f_{\text{s}}\right)t+\varphi(N+1)-\theta\right]\right\}, & \left(N-\dfrac{1}{2}\right)f_{\text{r}}\leqslant f_{\text{s}}\leqslant Nf_{\text{r}}\\ 1+\cos(j2\pi f_{\text{r}}t)+\dfrac{\pi}{2V_{\pi}}\left\{k(N)\cos\left[2\pi\left(f_{\text{s}}-Nf_{\text{r}}\right)t-\varphi(N)+\theta\right]+k(N+1)\cos\left[2\pi\left((N+1)f_{\text{r}}-f_{\text{s}}\right)t+\varphi(N+1)-\theta\right]+k(N-1)\cos\left[2\pi\left(f_{\text{s}}-(N-1)f_{\text{r}}\right)t-\varphi(N-1)+\theta\right]\right\}, & Nf_{\text{r}}\leqslant f_{\text{s}}\leqslant\left(N+\dfrac{1}{2}\right)f_{\text{r}}\end{cases} \tag{9}$$

公式(9)前两项为直流和一次谐波,第三项包含前三个Nyquist区间的中频信号。可以看出,第一与第二Nyquist区间中频信号的相位之和等于与射频信号相邻的高阶谐波相位减去低阶谐波相位。

由公式(5)可知,当N为奇数时,$\varphi(N)=0$。因此,公式(9)中的情况可以作进一步划分,并得到:

$$E_{\text{out_PD}}(t)=$$
$$\begin{cases}1+\cos(j2\pi f_r t)+\dfrac{\pi}{2V_\pi}\cdot\Big\{k(N)\cos\Big[2\pi t\big(Nf_r-f_s\big)+\varphi(N)-\theta\Big]+k(N-1)\cos\Big\{2\pi t\Big[f_s-(N-1)f_r\Big]+\theta\Big\}+k(N+1)\cos\Big\{2\pi t\Big[(N+1)f_r-f_s\Big]-\theta\Big\}\Big\}, \\ \left(N-\dfrac{1}{2}\right)f_r\leqslant f_s\leqslant Nf_r,\ N=2k,\ k\in N \\ 1+\cos(j2\pi f_r t)+\dfrac{\pi}{2V_\pi}\cdot\Big\{k(N)\cos\Big[2\pi\big(Nf_r-f_s\big)t-\theta+k(N-1)\cos\Big\{2\pi t\Big[f_s-(N-1)f_r\Big]-\varphi(N-1)+\theta\Big\}+k(N+1)\cos\Big\{2\pi t\Big[(N+1)f_r-f_s\Big]+\varphi(N+1)-\theta\Big\}\Big\}, \\ \left(N-\dfrac{1}{2}\right)f_r\leqslant f_s\leqslant Nf_r,\ N=2k+1,\ k\in N \\ 1+\cos(j2\pi f_r t)+\dfrac{\pi}{2V_\pi}\cdot\Big\{k(N)\cos\Big[2\pi\big(f_s-Nf_r\big)t-\varphi(N)+\theta\Big]+k(N-1)\cos\Big\{2\pi t\Big[f_s-(N-1)f_r\Big]+\theta\Big\}+k(N+1)\cos\Big\{2\pi t\Big[(N+1)f_r-f_s\Big]-\theta\Big\}\Big\}, \\ Nf_r\leqslant f_s\leqslant\left(N+\dfrac{1}{2}\right)f_r,\ N=2k,\ k\in N \\ 1+\cos(j2\pi f_r t)+\dfrac{\pi}{2V_\pi}\cdot\Big\{k(N)\cos\Big[2\pi\big(Nf_r-f_s\big)t+\theta\Big]+k(N-1)\cos\Big\{2\pi t\Big[f_s-(N-1)f_r\Big]-\varphi(N-1)+\theta\Big\}+k(N+1)\cos\Big\{2\pi t\Big[(N+1)f_r-f_s\Big]+\varphi(N+1)-\theta\Big\}\Big\}, \\ Nf_r\leqslant f_s\leqslant\left(N+\dfrac{1}{2}\right)f_r,\ N=2k+1,\ k\in N\end{cases}\tag{10}$$

根据公式(10)，当 N 为奇数时，第二与第三 Nyquist 区间的中频信号相位之和为 $\varphi(N+1)-\varphi(N-1)$；而当 N 为偶数时，相位之和为 0。因此，可以先根据第一与第二 Nyquist 区间中频信号的相位之和确定与信号初始频率相邻的高阶和低阶谐波序号，然后根据第二与第三 Nyquist 区间的中频信号相位之和确定信号最近的谐波阶数为奇数或者偶数。

3　仿真与分析

3.1　方法仿真

为验证所提方案的可行性，在 Matlab 中进行仿真。仿真中光脉冲信号的采样率为 100 MHz，设置 VODL1 时延为 0.1 ns，VODL2 时延为 5.1 ns，此时 OC2 输出的信号频谱如图 2 所示。

图 2 中频梳的间隔为 100 MHz，频梳中各阶谐波的相位如图 3 所示，图中同时给出了将 VODL1 以及脉冲重频代入公式(5)后得到的理论相位值。可以看出，仿真结果与理论结果基本一致。

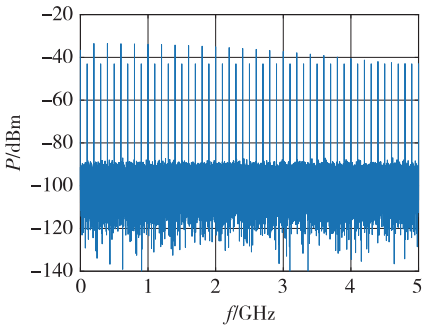


图 2　OC2 输出信号频谱

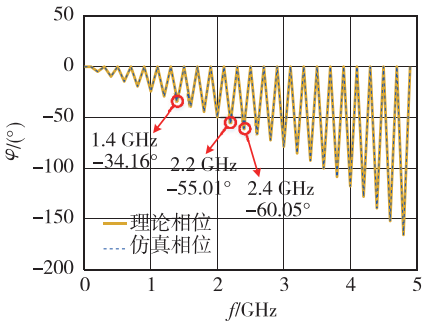


图 3　频梳相位

从图 3 中可以看出，奇数阶谐波相位在 0 附近，偶数阶谐波相位随频率单调递减。假设输入信号包含两个单频点信号，其中 $f_{s1}=2.31$ GHz，$f_{s2}=1.42$ GHz，此时 LPF 输出的前三个 Nyquist 区间的中频信号频谱及相位如图 4 所示。

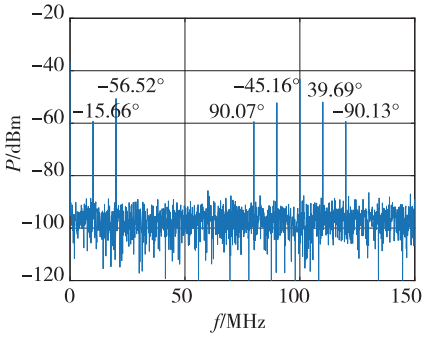


图 4　中频信号频谱及相位

根据第 2 节中的描述，第一与第二 Nyquist 区间中频信号的相位之和等于与射频信号相邻的高阶谐波相位减去低阶谐波相位。当与信号最接近的谐波序号 N 为奇数时，第二与第三 Nyquist 区间的中频信号相位之和为 $\varphi(N+1)-\varphi(N-1)$；而当 N 为偶数时，相位之和为 0。使用上述方法对原始射频信号所在区间进行分析，以频率 $f_{s1}=2.31$ GHz 的射频信号 1 为例，具体步骤如下。

步骤 1：获得信号三个 Nyquist 区间欠采样输出

的中频信号相位。射频信号1在前三个Nyquist区间欠采样输出的中频信号相位分别是－15.66°，－45.16°和39.69°。

步骤2：将第一与第二Nyquist区间中频信号的相位之和与各区间的相邻谐波相位差进行比较，并找出与相位和最接近的相位差，确定与信号相邻的两个谐波序号。第一与第二Nyquist区间中频信号的相位之和为－60.82°。图3中，$\varphi(23)=\varphi(25)=0°$，$\varphi(24)=-60.05°$，当高阶谐波序号为24时，谐波相位差为－60.05°，高阶谐波序号为25时，谐波相位差为60.05°。－60.82°与－60.05°更接近。因此，第一个射频信号位于第23和第24阶谐波之间，即2.3～2.4 GHz之间。

步骤3：将第二与第三Nyquist区间的中频信号相位之和与0°，以及步骤3中获得的奇数阶谐波序号所对应的$\varphi(N+1)-\varphi(N-1)$进行比较，更接近0°则信号频率与偶数阶谐波最接近，更接近$\varphi(N+1)-\varphi(N-1)$则与奇数阶谐波最接近。步骤3获得的奇数阶谐波序号为23，第二与第三Nyquist区间的中频信号相位之和为－5.47°，与$\varphi(23+1)-\varphi(23-1)=\varphi(24)-\varphi(22)=-5.04°$更接近，而与0°相差较大。因此，与射频信号相邻的谐波是第23阶谐波。

步骤4：根据第一Nyquist区间的中频频率确定信号初始频率。由于第一Nyquist区间的中频信号频率为10 MHz，可得信号初始频率为2.31 GHz。

同理，第二个射频信号的欠采样输出的第一与第二Nyquist区间中频信号的相位之和为33.55°，可知射频信号2位于1.4～1.5 GHz之间。第二与第三Nyquist区间的中频信号相位之和为－0.06°，与0°接近，因此第二个射频信号相邻谐波为第14阶谐波。由于中频信号频率为20 MHz，可得信号初始频率为1.42 GHz。两个射频信号频率均被正确恢复。

仿真中脉冲信号在$t=0$时刻为脉冲峰值，因此奇数阶谐波相位约为0，更具有一般性。假设初始脉冲峰值出现在$t=T$时刻，则此时一次谐波相位为$2\pi f_r T$。利用该相位对T进行估计，然后对中频信号的相位进行校正后，仍可以按照前文所述的方法对信号初始频率进行分析。

3.2 性能分析

实际系统中，存在噪声、时延误差、脉冲波形不理想等因素影响系统的性能。下面对噪声、时延误差以及脉冲波形对系统的影响进行分析和仿真。

3.2.1 噪声

由于热噪声的影响，相位测量结果会在理论值附近一定范围内抖动。文献[23]中对输出中频信号信噪比和相位抖动的关系进行分析，当系统噪声一定时，信号功率越低，则信噪比越低，相位抖动范围越大。本方案中，首先将第一与第二Nyquist区间中频信号的相位之和与不同区间相邻谐波相位差进行比较。为避免不同区间相邻谐波相位差存在交叠，此时相位抖动应小于不同区间相邻谐波相位差所构成集合中最接近的两个数值之差的1/2。其次，将第二与第三Nyquist区间的中频信号相位之和与0°和n为奇数时的$\varphi(n+1)-\varphi(n-1)$进行比较，此时相位抖动应小于$n$为奇数时$\varphi(n+1)-\varphi(n-1)$最小值的1/2。将VODL1的时延$\tau=0.1$ ns和脉冲重频$f_r=100$ MHz代入公式(5)可以得到各谐波相位的理论值，进一步可以得到相邻谐波相位差所构成集合中最接近的两个数值之差的1/2，以及n为奇数时$\varphi(n+1)-\varphi(n-1)$最小值的1/2均约为2.4°，因此本方案可接受的相位抖动在±2.4°范围内。

理论上，中频信号信噪比不低于34 dB时可以完成频率解算[23]。为验证该结论，在中频信号信噪比不低于34 dB情况下进行100次仿真实验，如图5所示，信号频率均被正确恢复。

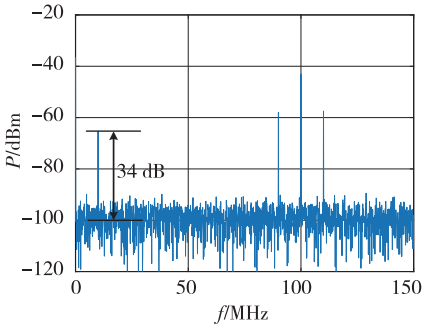


图5 34 dB信噪比中频信号频谱

为了保证相位测量没有模糊，应使相邻谐波相位差以及n为奇数时$\varphi(n+1)-\varphi(n-1)$的值在±180°范围内，即：

$$\begin{cases}-180°<\varphi(n)-\varphi(n-1)<180°,\\ \qquad n\in N\\ -180°<\varphi(n+1)-\varphi(n-1)<180°,\\ \qquad n=2k+1,k\in N\end{cases}\tag{11}$$

假设满足公式(11)中n的最大值为N_{max}，由于

奇数阶相位理论为0，属于偶数，则此时的测频范围为$\left[0, N_{\max} f_{\mathrm{r}}\right]$。

方案的测频精度受到两方面的影响，一方面是FFT的频率分辨率f_{res}，即采样率/采样点数；另一方面是脉冲重频误差Δf_{r}，因为实际脉冲重频与用于计算的脉冲重频难免存在少量误差。在区间解算无误的情况下，假设经过计算后得到与信号最接近的谐波序号为N，则此时测频误差最大为：

$$f_{\mathrm{err}}=f_{\mathrm{res}}/2+N\Delta f_{\mathrm{r}} \tag{12}$$

3.2.2　时延误差

时延误差会引起实际频梳相位值发生变化，进而导致区间误判。在3.1节中，VODL1和VODL2的时延分别为0.1 ns和50.1 ns。通过引入0.01 ns的误差，令VODL1和VODL2的时延分别为0.11 ns和50.09 ns，对此时频梳的相位进行仿真，结果如图6所示。

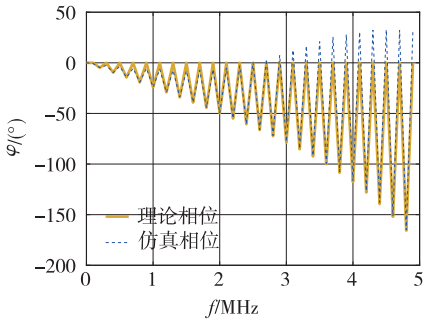


图6　引入时延误差后频梳相位

可以看出，引入0.1 ns时延误差后，频梳相位在低频段与理论值接近，但在高频段误差较大，已无法用于恢复原始频率，表明本方案对时延稳定性具有较高要求。由于所提方案结构简单且引入时延较小，该稳定性问题有望在集成环境下得到解决。

3.2.3　偏压漂移

当存在偏压漂移时，MZM的输入应修改为$V_{\mathrm{in}}=V_{\mathrm{RF}}\cos\left(2\pi f_{\mathrm{s}}t+\theta\right)+\Delta V$，其中$\Delta V$表示漂移电压，代入公式(7)可得：

$$H_{\mathrm{MZM}}\left(V_{\mathrm{in}}\right)=$$
$$\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sin\left[\frac{\pi}{V_{\pi}}V_{\mathrm{RF}}\cos\left(2\pi f_{\mathrm{s}}t+\theta\right)+\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right]=$$
$$\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sin\left[\frac{\pi V_{\mathrm{RF}}\cos\left(2\pi f_{\mathrm{s}}t+\theta\right)}{V_{\pi}}\right]\cos\left(\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right)+ \tag{13}$$
$$\frac{1}{2}\cos\left[\frac{\pi V_{\mathrm{RF}}\cos\left(2\pi f_{\mathrm{s}}t+\theta\right)}{V_{\pi}}\right]\sin\left(\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right)$$

对公式(13)进行贝塞尔函数展开，并忽略直流及三阶以上成分，可以得到：

$$H_{\mathrm{MZM}}\left(V_{\mathrm{in}}\right)\in\cos\left(\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right)J_1(m)\cos\left(2\pi f_{\mathrm{s}}t+\theta\right)-$$
$$\sin\left(\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right)J_2(m)\cos\left(4\pi f_{\mathrm{s}}t+2\theta\right)-\cos\left(\frac{\pi\Delta V}{V_{\pi}}\right) \tag{14}$$
$$J_3(m)\cos\left(6\pi f_{\mathrm{s}}t+3\theta\right)$$

公式(14)给出前三阶谐波的幅度系数，其中$m=\pi V_{\mathrm{RF}}/V_{\pi}$表示调制指数，$J_n(m)$为$n$阶贝塞尔函数。考虑小信号输入，假设信号功率为−10 dBm，即$V_{\mathrm{RF}}=0.1$ V，半波电压$V_{\pi}=5$ V。此时$m=0.063$，代入公式(14)，对电压漂移进行仿真，各阶谐波幅度变化结果如图7所示。

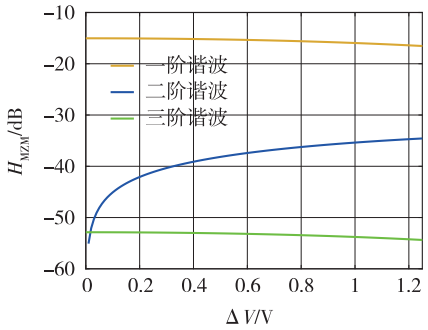


图7　引入时延误差后频梳相位

可以看出，电压漂移低于1 V时，一阶谐波高于二、三阶谐波约20 dB以上。使用偏压控制器时，高阶谐波被有效抑制，不致信号误判，因此偏压漂移对方案基本无影响。

4　结束语

为解决光学欠采样测频方案需要依赖多路输出信号或多个锁模激光器的问题，本文提出基于相位谱分析的单光梳测频解模糊技术，并进行仿真验证。通过对脉冲信号进行分路、延时、合路等操作改变谐波相位，并分析欠采样输出的前三个Nyquist区间的中频信号相位关系，实现信号所在区间解模糊。仿真结果表明，本方案仅使用一路脉冲光源，且仅对一路输出信号进行分析即可实现频率的测量，具有链路简单、易于实施和成本低的优势。但所提方案仍然基于相位分析，需要在较高的信噪比下才能实现正确测量，且三路光信号合路可能会存在光信号干涉影响测量，谐波的功率不一致也会导致不同区间的信号测频灵敏度不同，上述问题需通过后续实验验证与方案优化解决。

参考文献：

[1] Zhu B, Tang J, Zhang W, et al. Broadband instantaneous multi-frequency measurement based on a Fourier domain mode-locked laser[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(10): 4576-4583.

[2] 马立波，陈敬乔．一种适用于高动态的高精度频率估计方法[J]. 无线电工程，2021，51(2)：168-172.
Ma Libo, Chen Jingqiao. A high-accuracy frequency estimation method applied to high dynamic condition[J]. Radio Engineering, 2021, 51(2): 168-172.

[3] Bianco G M, Occhiuzzi C, Panunzio N, et al. A survey on radio frequency identification as a scalable technology to face pandemics [J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2022, 6: 77-96.

[4] Tu Z, Wen A, Gao Y, et al. A photonic technique for instantaneous microwave frequency measurement utilizing a phase modulator [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(24): 2795-2798.

[5] 田 成，李 晶，赵韦晨，等．基于DP-MZM调制交/直流功率检测的瞬时频率测量[J]. 光学学报，2024，44(21)：2107001.
Tian Cheng, Li Jing, Zhao Weichen, et al. Instantaneous frequency measurement based on DP-MZM modulated AC/DC power detection[J]. Acta Optica Sinica, 2024, 44(21): 2107001.

[6] 张先玉，梁 涛，安 康，等．基于双光频梳及受激布里渊散射的微波频率测量[J]. 国防科技大学学报，2024，46(3)：205-212.
Zhang Xianyu, Liang Tao, An Kang, et al. Microwave frequency measurement based on dual optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(3): 205-212.

[7] Chen Y, Zhang W, Liu J, et al. On-chip two-step microwave frequency measurement with high accuracy and ultra-wide bandwidth using add-drop micro-disk resonators [J]. Optics Letters, 2019, 44(10): 2402-2405.

[8] Guan M, Jin Y, Wang L, et al. High-accuracy multi-frequency measurement based on stimulated Brillouin scattering and frequency-to-time mapping [J]. Journal of Lightwave Technology, 2025, 43(8): 3605-3611.

[9] Zhou F, Chen H, Wang X, et al. Photonic multiple microwave frequency measurement based on frequency-to-time mapping[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(2): 5500807.

[10] Nguyen T A, Chan E H W, Minasian R A. Instantaneous high-resolution multiple-frequency measurement system based on frequency-to-time mapping technique[J]. Optics Letters, 2014, 39(8): 2419-2422.

[11] Hao T, Tang J, Shi N, et al. Multiple-frequency measurement based on a Fourier domain mode-locked optoelectronic oscillator operating around oscillation threshold[J]. Optics Letters, 2019, 44(12): 3062-3065.

[12] Tang Z, Zhu D, Pan S. Coherent optical RF channelizer with large instantaneous bandwidth and large in-band interference suppression [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(19): 4219-4226.

[13] Liu Y, Guo Y, Wu S. Frequency measurement of microwave signals in a wide frequency range based on an optical frequency comb and channelization method[J]. Applied Optics, 2022, 61(13): 3663-3670.

[14] Li Y, Kuse N, Fermann M. Fast ultra-wideband microwave spectral scanning utilizing photonic wavelength- and time-division multiplexing[J]. Optics Express, 2017, 25(16): 18863.

[15] Zou X, Zhang S, Wang H, et al. Cross-referenced deadband-free microwave frequency measurement with cascaded-four-wave-mixing-based photonic harmonic down-conversion[J]. Optics Express, 2019, 27(17): 23714.

[16] Shen Z, Jin C, He Q, et al. Photonics-assisted non-scanning high-accuracy frequency measurement using low-speed components [J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(4): 5501708.

[17] Liu R, Yang S, Qiu Z, et al. Optical pulse position modulation based on the temporal Talbot effect for the Nyquist folding receiver[J]. Optics Letters, 2025, 50(9): 3030-3033.

[18] Harmon S R, McKinney J D. Broadband RF disambiguation in subsampled analog optical links *via* intentionally-introduced sampling jitter[J]. Optics Express, 2014, 22(20): 23928.

[19] Hu G, Mizuguchi T, Zhao X, et al. Measurement of absolute frequency of continuous-wave terahertz radiation in real time using a free-running, dual-wavelength mode-locked, erbium-doped fibre laser[J]. Scientific Reports, 2017, 7: 42082.

[20] Harmon S R, McKinney J D. Precision broadband RF signal recovery in subsampled analog optical links [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(6): 620-623.

[21] Ma Y, Liang D, Peng D, et al. Broadband high-resolution microwave frequency measurement based on low-speed photonic analog-to-digital converters [J]. Optics Express, 2017, 25(3): 2355.

[22] Li X, Wen A, Li X, et al. Wideband RF subsampling and disambiguation based on phase shift analysis [J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(4): 1027-1035.

[23] Li X, Wen A, Li X, et al. A disambiguation method for dual-comb sampling frequency measurement based on phase analysis[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(14): 4674-4681.

[24] McKenna T P, Kalkavage J H, Sharp M D, et al. Wideband photonic compressive sampling system [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(11): 2848-2855.

[25] Yang B, Chi H, Yang S, et al. Broadband microwave spectrum sensing based on photonic RF channelization and compressive sampling [J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(1): 5500109.

作者简介：

李祥瑞(1996—)，男，安徽省淮北市人，博士，工程师，研究方向为微波光子测频技术。