

光学学报

基于锯齿波调制非平坦光频梳的信道化多频测量

蒋玉政, 李晶*, 朱伟, 裴丽, 宁提纲

北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

摘要 研究了一种基于非平坦光频梳的多频率瞬时信号检测方案。该方案采用待测多频信号与锯齿波共同调制, 在加载电信号的同时实现非平坦光频梳的生成, 并最终利用拍频后成对电信号的功率比值实现对微波频率的标定。通过将待测信号调制与光频梳生成合并的方式可避免多条支路检测的不平衡变化, 系统测频范围可通过改变锯齿波频率调节。仿真实现在 0.3~40 GHz 的频率范围内, 测量误差小于 40 MHz 的微波信号多频测量。此外, 分析了待测射频功率和调制器偏置漂移的影响, 结果显示, 该系统可辨识待测信号的最小功率为 -10 dBm, 而且对调制器偏置漂移不敏感。

关键词 多频信号; 瞬时微波测频; 光频梳; 信道化

中图分类号 O436 文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231045

1 引言

微波测频技术在国防和民用应用中发挥着重要作用, 如电子战、雷达、无线通信等^[1-2]。微波频率测量可以用常规的电学方法来实现。虽然实现了高分辨率的多频信号测量, 但频率测量范围受到电子瓶颈的限制, 测量系统容易受到电磁干扰, 而基于光子辅助的频率测量不仅可以解决此类问题, 而且具有灵活性高、速度快等优点。

一般来说, 光子辅助频率测量系统工作原理可分为三种, 分别是频率功率映射 (FTPM)^[3]、频率时间映射 (FTTM) 和频率空间映射 (FTSM)^[4-7]。基于频率功率映射的微波测频方案的关键是构建振幅比较函数 (ACF), 该函数可以利用色散元件^[8]、光学混合单元^[9]或光学滤光片^[10]等, 通过两个平行通道的微波功率比来实现。频率功率映射方案具有实时性好、精度高的优点, 但大多数方案在测量多频微波信号时有很大困难。基于频率时间映射方案的关键是建立一种光载波时延与未知射频 (RF) 的关系, 可以通过移频循环延迟线^[11]、扫描光学滤波器^[12]或可调谐激光器^[13]来实现, 这种方案很容易实现多频信号的测量, 但对有实时性要求的场景不适用。基于频率空间映射的方案适合处理多频信号, 同时可以实时获得准确的频率信息。目前, 许多信道器都是通过光频梳 (OFC)^[14]或法布里-珀罗滤波器^[15]实现的, 但往往需要滤波器阵列或波分复用器 (WDM), 这也会增加系统复杂度, 降低系统的灵活性。

针对 FTSM 方案存在的问题, 本文提出了一种无需光学滤波的多频信号瞬时检测方案, 该方案通过锯齿波调制的非平坦光频梳, 以功率非均匀下降的梳尺功率比为参照, 利用待测信号与光频梳的拍频功率比确定信号的频率范围, 再由解调后的频率信息计算待测信号的精确频率。所提系统的测量范围可以通过改变锯齿波的频率调节, 具有一定的灵活性。此外, 本文还对待测射频信号功率和调制器偏置漂移的影响进行了分析。

2 基本原理

2.1 系统原理

多频测量系统的原理图如图 1(a) 所示。该系统由连续波激光器 (CW)、锯齿波发生器、马赫-曾德尔调制器 (MZM)、光电探测器 (PD) 等组成, 另外光放大器 (EDFA) 在图中未画出。

连续光载波表示为 $E_{in}(t) = E_0 \exp(j2\pi f_c t)$, 其中 E_0 和 f_c 为光载波的幅值和频率, 待测的入射射频信号为 $v_{RF}(t) = \sum_{i=1}^{+\infty} v_i \cos(2\pi f_i t)$, 锯齿波信号 $v_{saw}(t)$ 表示为

$$v_{saw}(t) = \begin{cases} \frac{v_0 t}{T}, & 0 \leq t \leq cT \\ 0, & cT < t < T \end{cases}, \quad (1)$$

式中: v_0 和 T 是锯齿波信号的振幅和周期; c 表示非零信号在周期 T 中所占比例, $c \in [0, 1]$, 其波形图在图 1(a) 中有所展示。根据傅里叶级数展开法, 锯齿波可以表示为

收稿日期: 2023-05-26; 修回日期: 2023-06-19; 录用日期: 2023-06-30; 网络首发日期: 2023-08-02

基金项目: 国家自然科学基金 (62235003, 62221001)、中央高校基本科研业务费 (2022JBM004)

通信作者: *lijing@bjtu.edu.cn

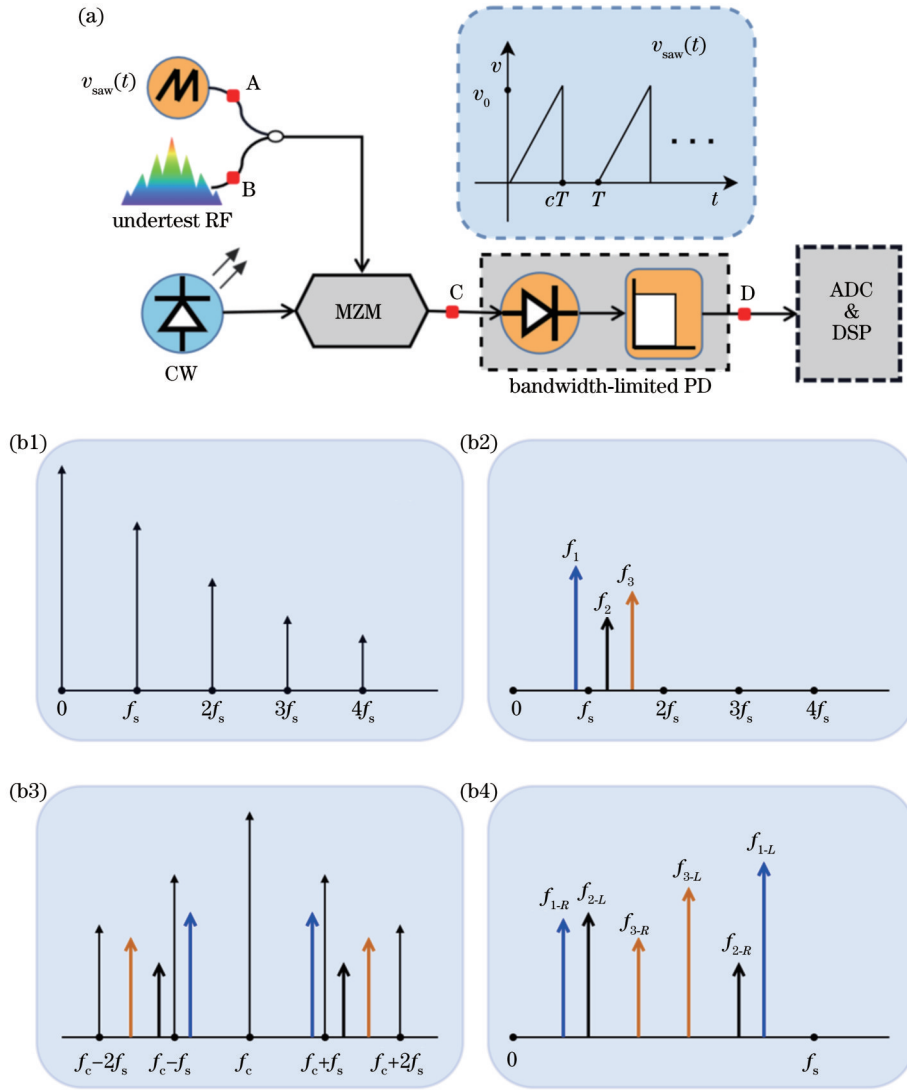


图 1 多频测量系统。(a)系统原理；(b)图(a)中对应位置的频谱

Fig. 1 Multifrequency measurement system. (a) System principle; (b) spectra of the corresponding positions in Fig. (a)

$$v_{\text{saw}}(t) = v_0 \left[\frac{c}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cos(2k\pi f_s t) + \sum_{k=1}^{+\infty} B_k \sin(2k\pi f_s t) \right] = \sum_{k=0}^{+\infty} [A_k \cos(2k\pi f_s t) + B_k \sin(2k\pi f_s t)], \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} A_0 = \frac{v_0 c}{2}, B_0 = 0 \\ A_k = v_0 \left[\frac{1}{k\pi} \sin(2kc\pi) + \frac{1}{2k^2 c\pi^2} \cos(2kc\pi) - \frac{1}{2k^2 c\pi^2} \right], \\ B_k = v_0 \left[-\frac{1}{k\pi} \cos(2kc\pi) + \frac{1}{2k^2 c\pi^2} \sin(2kc\pi) \right] \end{cases} \quad (3)$$

式中： f_s 为锯齿波的频率。其频谱如图1(b1)所示，通过设置MZM的偏置电压使其工作在MITP，以抑制载波的双边带调制(CS-DSB)方式将锯齿波信号调制到光域从而形成测频需要的光频梳，测量信号时，待测信号会与锯齿波合并输入到MZM的射频端口，值得注意的是，待测信号属于弱调制，其功率远小于调制锯齿波，因此调制器输出光场可以近似表示为

$$\begin{aligned}
E_c(t) &\propto E_{in}(t) \left\{ \exp\left[j \frac{\pi v_{saw}(t)}{v_\pi} \right] - \exp\left[-j \frac{\pi v_{saw}(t)}{v_\pi} \right] + 2j \sum_{i=1}^{+\infty} \sin\left[\frac{\pi v_{RF}(t)}{v_\pi} \right] \right\} = \\
&E_{in}(t) \left\{ \prod_{k=0}^{+\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_{nk}(\beta_{A_k}) \exp(j2\pi nk f_s t) \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{mk}(\beta_{A_k}) \exp(j2\pi mk f_s t) \right] - \right. \\
&\prod_{k=0}^{+\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_{nk}(-\beta_{A_k}) \exp(j2\pi nk f_s t) \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{mk}(-\beta_{A_k}) \exp(j2\pi mk f_s t) \right] + 2j \sum_{i=1}^{+\infty} \sin\left[\frac{\pi v_{RF}(t)}{v_\pi} \right] \left. \right\} = \\
&E_{in}(t) \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \overbrace{j^{nk} J_{n1}(\beta_{A_1}) \cdots J_{nk}(\beta_{A_k}) J_{m1}(\beta_{B_1}) \cdots J_{m1}(\beta_{B_k})}^{J_\gamma^+} \exp\left[j2\pi(n1 + \cdots + nk + m1 + \cdots + mk) f_s t \right] - \right. \\
&\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \overbrace{j^{nk} J_{n1}(-\beta_{A_1}) \cdots J_{nk}(-\beta_{A_k}) J_{m1}(-\beta_{B_1}) \cdots J_{m1}(-\beta_{B_k})}^{J_\gamma^-} \exp\left[j2\pi(n1 + \cdots + nk + m1 + \cdots + mk) f_s t \right] + \\
&\left. \sum_{i=1}^{+\infty} 4j J_1(\beta_i) \cos(2\pi f_i t) \right], \quad (4)
\end{aligned}$$

式中: v_π 表示调制器的半波电压; $J_n \cdots J_{nk}, J_{m1} \cdots J_{mk}$ 表示各阶谐波的振幅; β 为调制指数, $\beta_i = \pi v_i / v_\pi$, $\beta_{A_k} = \pi A_k / v_\pi$, $\beta_{B_k} = \pi B_k / v_\pi$, 另外由于待测射频信号属于小信号调制, 所以只考虑其一阶边带, 调制后的频谱如图 1(b3) 所示。通过定义 $\gamma = n1 + \cdots + nk + m1 + \cdots + mk$, 式(3)可以简化成

$$\begin{aligned}
E_c(t) &= E_{in}(t) \left[\sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} J_{\gamma^+} \exp(j2\pi \gamma f_s t) - \sum_{\gamma=-\infty}^{+\infty} J_{\gamma^-} \exp(j2\pi \gamma f_s t) + 4j J_1(\beta_i) \cos(2\pi f_i t) \right] = \\
&E_0 \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} b_k \exp[j2\pi(f_c \pm k f_s)t] + \sum_{i=1}^{+\infty} a_i \exp[j2\pi(f_c \pm f_i)t] \right\}. \quad (5)
\end{aligned}$$

然后将 $E_c(t)$ 发送到 PD 中进行混频, 得到的信号频谱如图 1(b4) 所示。假设待测信号频率位于第 k 个梳齿和 $(k+1)$ 个梳齿之间, 由于待测信号功率远小于锯齿波功率, 因此拍频信号近似表示为

$$i_D(t) \propto \sum_{i=1}^{+\infty} \left\{ Rab_k \cos\{2\pi[f_i - (f_c + k f_s)]t\} + Rab_{k+1} \cos\{2\pi[f_c + (k+1)f_s - f_i]t\} \right\}, \quad (6)$$

式中: R 表示 PD 的响应度, 由于功率较弱, 被测信号之间的跳动信号被忽略。 $f_i - (f_c + k f_s)$ 处的拍频音定义为 f_{i-L} , $f_c + (k+1)f_s - f_i$ 定义为 f_{i-R} 。 f_{i-L} 和 f_{i-R} 之间的功率比可以表示为

$$\gamma = \frac{P_{n-L}}{P_{n-R}} = \frac{b_k^2}{b_{k+1}^2}. \quad (7)$$

当一个单频信号进入系统时, 它首先与锯齿波合并进入 4 个通道之一, 然后被调制到光域。混频后分解为 2 个拍频信号。由于 OFC 的非平坦性, 在不同的信道中, 2 个拍频信号的功率比不同。由式(7)可知, 功率比与 OFC 相邻两个梳齿的功率比一致。通过寻找一对满足 $f_{i-L} + f_{i-R} = f_s$ 关系的拍频音, 并根据功率比定位其信道, 可以清楚地识别未知信号, 如果信号位于第 k 个通道, 则频率计算公式为 $f_i = (k-1) \times f_s + f_{i-L}$ 。如图 1(b4) 所示, 当 f_i 被系统拦截时, 得到频率为 f_{i-L} 和 f_{i-R} 的拍频信号, 其中功率较高的信号被识别为 f_{i-L} 。根据它们的功率比判断, 这个信号落入了第 1 个信道。因此被测频率 $f_i = (1-1) \times f_s + f_{i-L}$ 。将高频信号转换为 f_s 的低带宽, 利用低速模数转换和数字信号处理技术可以实现实时测量。信道化划分依赖于不同的功率比, 即频率功率映射。这种频率测量方法也应用于多

频信号的估计。

2.2 仿真实验

本文方案采用锯齿波调制实现非平坦光频梳, 同时为了控制非平坦光频梳相邻梳齿间功率比, 需要合理调节锯齿波的占空比, 因此实验需要高采样率的任意波形发生器, 而实验室暂无该实验设备, 因此本文采用光学仿真来分析方案的可行性。基于方案原理图, 利用 Optisystem 构建了实验仿真系统, 在仿真中, 采用中心频率 $f_c = 193.1$ THz、线宽为 10 MHz、输出功率为 20 dBm 的连续波激光器作为光源。设置锯齿波的频率 $f_s = 10$ GHz、振幅为 1 V。MZM 的半波电压设置为 4 V、消光比设置为 40 dB。然后将待测信号与锯齿波通过电桥合并输入到 MZM 的射频端口。另外, 本节中输入待测信号的振幅均设置为 0.03 V。偏置电压设置为 4 V, 使 MZM 工作在 MITP, 以实现 CS-DSB。经过调制的光信号被发送到 PD 进行混频, 得到拍频信号(图 2, 3)。需要指出的是, 光电流中的这些频率信息可以通过快速傅里叶变换等计算机处理, 通过这种方式可以实现多频测量系统。本文采用电频谱分析仪(ESA)来获取拍频结果。

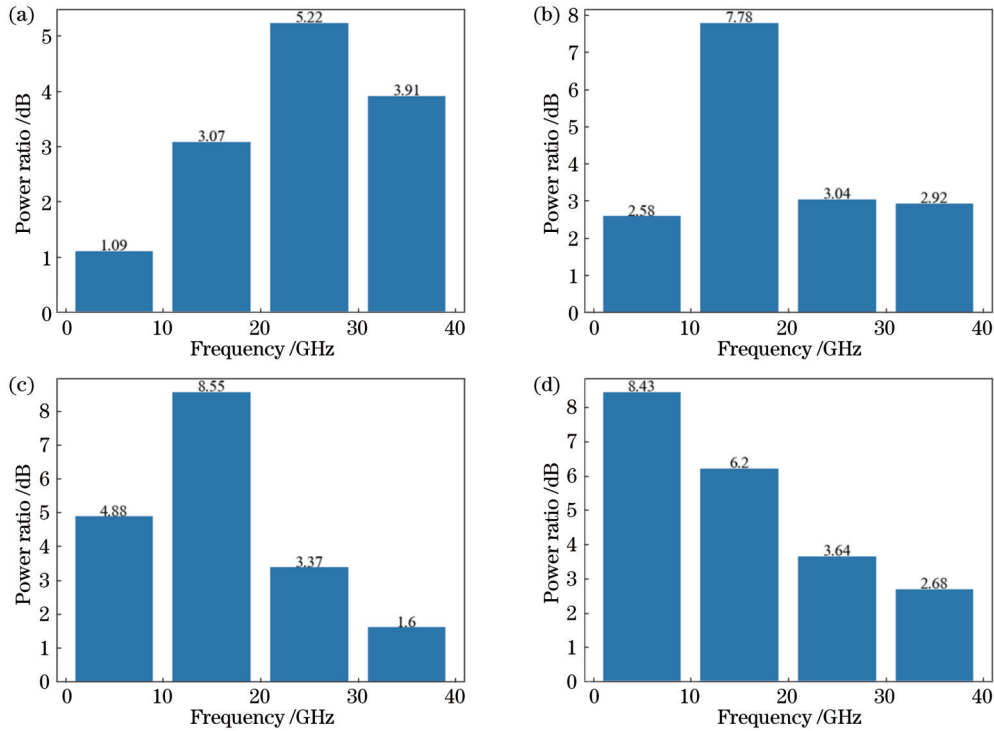


图 2 不同 c 值下通道功率比。(a) $c=0.3$; (b) $c=0.5$; (c) $c=0.7$; (d) $c=0.9$
 Fig. 2 Channel power ratio at different c values. (a) $c=0.3$; (b) $c=0.5$; (c) $c=0.7$; (d) $c=0.9$

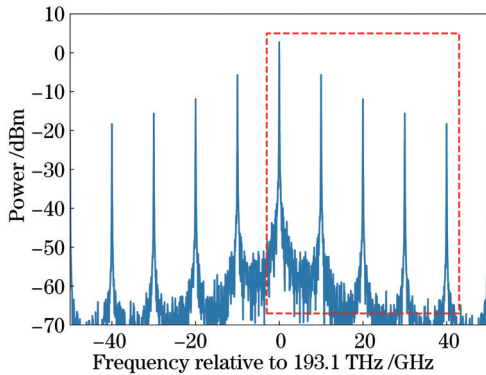


图 3 $c=0.9$ 时的光频梳
 Fig. 3 Optical frequency comb at $c=0.9$

首先用单频信号对所提出系统进行测试,分别为 $f_1=6.7$ GHz、 $f_2=12.4$ GHz、 $f_3=28.2$ GHz 和 $f_4=33.5$ GHz。这些信号分别进入不同的通道,最后的拍频结果如图 4 所示。当频率 $f_1=6.7$ GHz 的信号输入系统时,出现频率分别为 3.28 GHz 和 6.72 GHz 的两个拍频音,如图 4(a) 所示,对应的功率分别为 -19.58 dBm 和 -10.89 dBm。由于 6.72 GHz 的功率高于 3.28 GHz,因此 $f_{i-L}=6.72$ GHz。得到的功率比为 8.69 dB,由图 2(d) 可知,信号进入的是 Ch1。因此,估计频率 $f_1=6.72$ GHz。同样地,图 4(b)~(d) 分别为 $f_1=f_2, f_3, f_4$ 时不同的测量结果。对应的功率比分别为 6.21 dB、3.69 dB 和 2.77 dB,满足图 2(d) 中不同的信道功率比。 f_2, f_3 和 f_4 的最终估计频率分别为 12.42 GHz、28.2 GHz 和 33.52 GHz。

考虑到多频信号,图 5 给出了同时输入多个单频信号时的仿真结果。图 5(a) 和 (b) 分别为两个输入信号在同一通道内和不在同一通道内的结果。例如,在图 5(b) 中,两个频率为 $f_2=13.1$ GHz 和 $f_4=35.5$ GHz 的信号一起输入。通过监测 ESA,得到两对具有 PD 响应带宽的拍频信号,频率分别为 3.12 GHz、4.53 GHz、5.47 GHz 和 6.88 GHz,功率分别为 -22.52 dBm、 -34.84 dBm、 -32.51 dBm 和 -28.60 dBm。根据一对拍频信号的频率和为 f_i 的原理, f_{i-L} 和 f_{i-R} 的频率可以被识别出来,如图 5(b) 所示, f_{i-L} 和 f_{i-R} 的功率比分别为 6.08 dB 和 2.33 dB,表明 f_2 落入 Ch2, f_4 落入 Ch4。最终估计频率为 13.12 GHz 和 35.47 GHz。当系统截获两个频率为 2.4 GHz、7.8 GHz 的射频信号时,测量结果分别为 2.42 GHz 和 7.81 GHz,如图 5(a) 所示。图 5(c) 为分别接收 $f_1=2.4$ GHz、 $f_2=13.6$ GHz 和 $f_3=25.4$ GHz 三个信号时的测量结果。用同样的方法,估计频率为 2.42 GHz、13.59 GHz 和 25.39 GHz。同样地,对于 $f_1=6.4$ GHz、 $f_2=14.7$ GHz、 $f_3=28.2$ GHz 和 $f_4=30.5$ GHz,估计频率分别为 6.41 GHz、14.69 GHz、28.20 GHz 和 30.47 GHz,如图 5(d) 所示。

接着以 0.3 GHz 为起始频率,300 MHz 为步长,在 0.3~40 GHz 范围内进行频率测量,测量结果如图 6 所示。图 6(a) 为测量结果随待测信号频率变化的曲线,直线表示理想测量值,圆圈标记表示实际测量结果,可以看出,在采样点中,有两个点无法测量到准确的结果,分别是 15 GHz 和 30 GHz。图 6(b) 为测量误差曲线,实

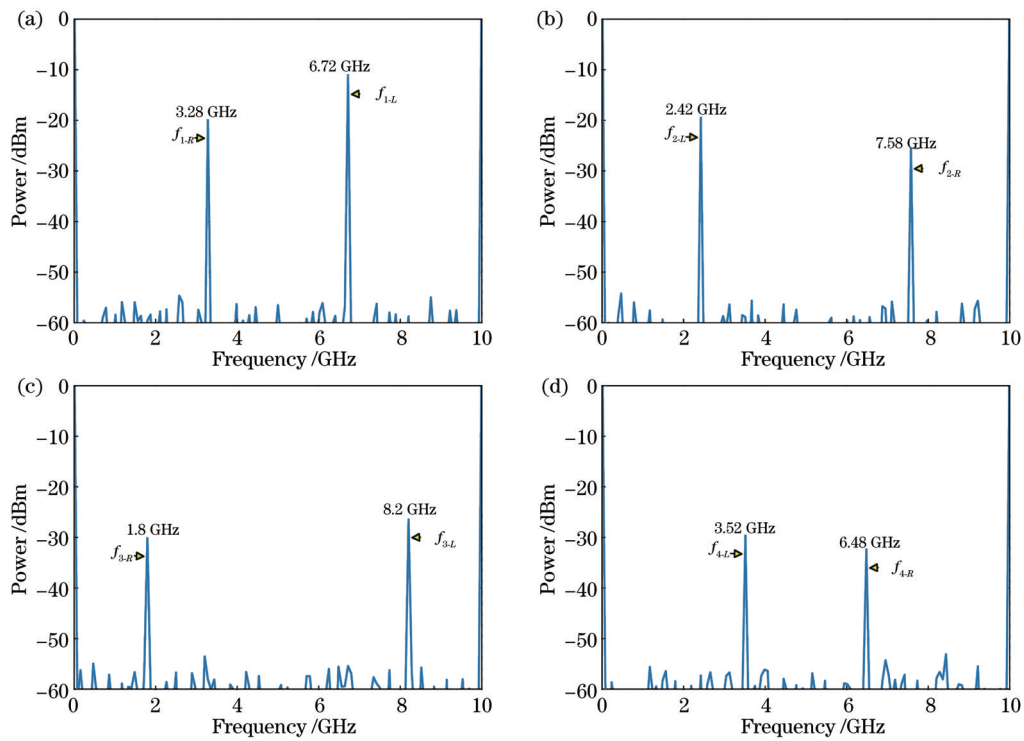


图 4 单频信号的拍频。(a)6.7 GHz; (b)12.4 GHz; (c)28.2 GHz; (d)33.5 GHz

Fig. 4 Beat frequency of single-frequency signals. (a) 6.7 GHz; (b) 12.4 GHz; (c) 28.2 GHz; (d) 33.5 GHz

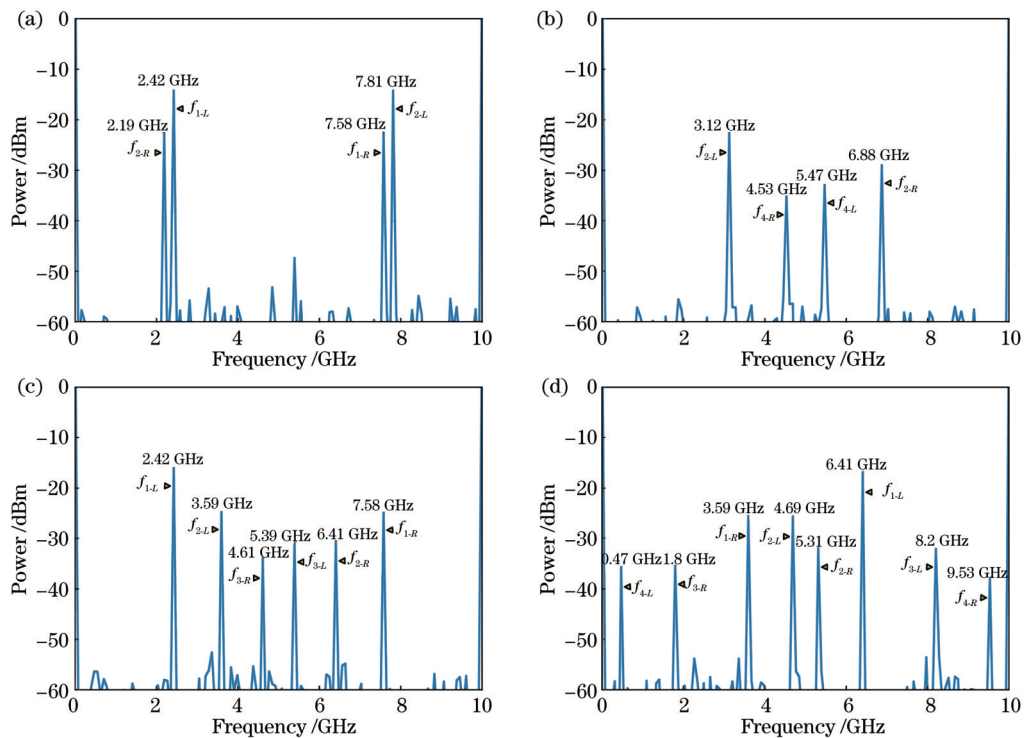


图 5 多频信号的拍频。(a) 2.4 GHz, 7.8 GHz; (b) 13.1 GHz, 35.5 GHz; (c) 2.4 GHz, 13.6 GHz, 25.4 GHz; (d) 6.4 GHz, 14.7 GHz, 28.2 GHz, 30.5 GHz

Fig. 5 Beat frequency of multi-frequency signal. (a) 2.4 GHz, 7.8 GHz; (b) 13.1 GHz, 35.5 GHz; (c) 2.4 GHz, 13.6 GHz, and 25.4 GHz; (d) 6.4 GHz, 14.7 GHz, 28.2 GHz, and 30.5 GHz

心圆代表绝对误差,空心圆代表相对误差,可以看出,在 0.3~40 GHz 范围内,绝对误差小于 40 MHz,相对误差优于 4%。经计算,均方根误差为 22.66 MHz。

本小节验证了方案测量单频信号和多频信号的可行性,实现了 0.3~40 GHz 范围内频率估计误差小于 40 MHz 的频率测量。从信号频率的判定过程来看,影

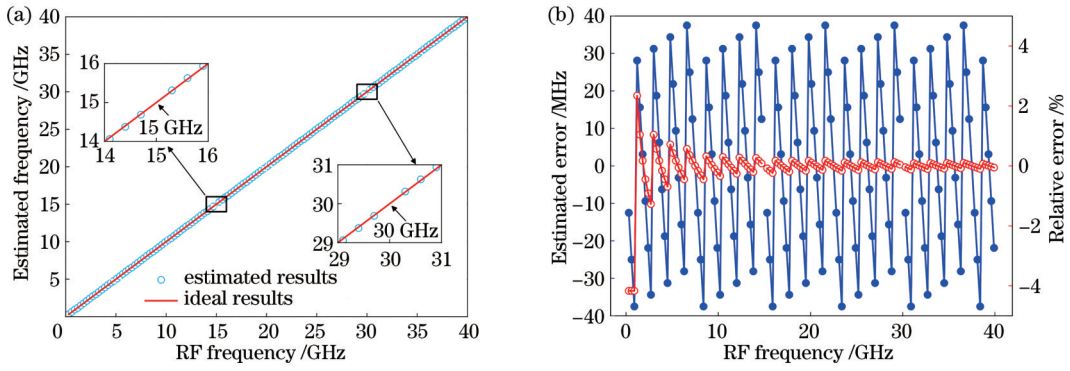


图 6 频率测量结果。(a) 测量结果随输入射频的变化曲线;(b)测量误差曲线

Fig. 6 Frequency measurement results. (a) Variation curve of measurement results with input RF; (b) measurement error curves

响信号测量精度的因素包括噪声和电谱仪的采样速率,其中噪声包括系统热噪声、PD的暗电流等。这些因素会影响拍频后成对电信号的功率比,从而影响信

号所处信道的判断。拍频后的频率信息由电谱仪获得,因此电谱仪的采样速率也会对测量结果有一定影响。

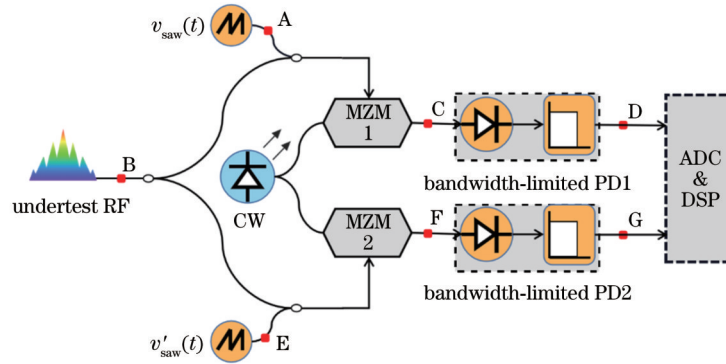


图 7 无频率模糊的 IMFM 系统

Fig. 7 IMFM system with free ambiguity.

3 分析与讨论

3.1 频率模糊

在图 6(a)中,频率 15 GHz 和 30 GHz 的信号无法测量,这是因为信号处于各自通道的中间位置,拍频后会出现两个频率一样的信号叠加在一起,无法分辨出 f_{i-L} 和 f_{i-R} ,为了解决类似的频率模糊问题,在系统中加入另一个锯齿波发生器,如图 7 所示,频率为 f'_s ,其他参数不变。 f_s 和 f'_s 之间的差异可以根据不同的条件灵活调整。E、F、G 点的频谱与 A、C、D 点的频谱相似,假设 $f'_s=12$ GHz,分析了以下三种情况。

首先,当输入未知频率等于通道带宽的 1/2(例如 15 GHz)时,两个拍频重叠,由于无法计算功率差,频率模糊,如图 8(a)所示。通过在系统中增加一个频率为 f'_s 的锯齿波,形成一个带宽不一样的通道,将这些重叠的拍频信号分离出来,如图 8(b)所示,由此可以估计频率。第二种情况,当两个信号同时输入到同一区间,且频率对称于信道中心频率(例如待测射频信号 $f_1=2.6$ GHz、 $f_2=7.4$ GHz)时,拍频后只有 2 个信号频率,且功率几乎相等,如图 8(c)所示,这会导致频率无

法估计,而改变通道带宽后,这种对称性被打破,如图 8(d)所示,由此可以进行准确估计。第三种情况,当待测信号频率等于通道边界(例如 $f_i=kf_s$)时,射频信号无法被包含在通道内,因此,在 $0\sim f_s$ 内不会出现拍频信号,如图 8(e)所示,改变通道带宽后,待测信号会被包含在通道内,从而在拍频后出现两个拍频音,如图 8(f)所示。

综上所述,通道带宽固定是导致频率模糊的主要原因。在这种情况下,在系统中加入另一个频率不同的锯齿波同时进行测量的方法是有效的。

3.2 待测信号功率

判断待测信号所处通道,是由一对拍频音的功率比决定的,因此待测射频信号的功率对测量结果有着很大影响,在仿真过程中发现,信号功率过小,会导致拍频信号的功率比不稳定。由于之前假设输入的未知信号都处于相同的功率水平,为了使仿真环境更加接近现实,有必要探讨信号在不同功率水平下的影响。设置待测信号频率 $f_1=16$ GHz,首先为找到可测量信号的功率下限,对振幅为 0.009 V、0.011 V、0.014 V、0.018 V,对应功率为 -14 dBm、-12 dBm、

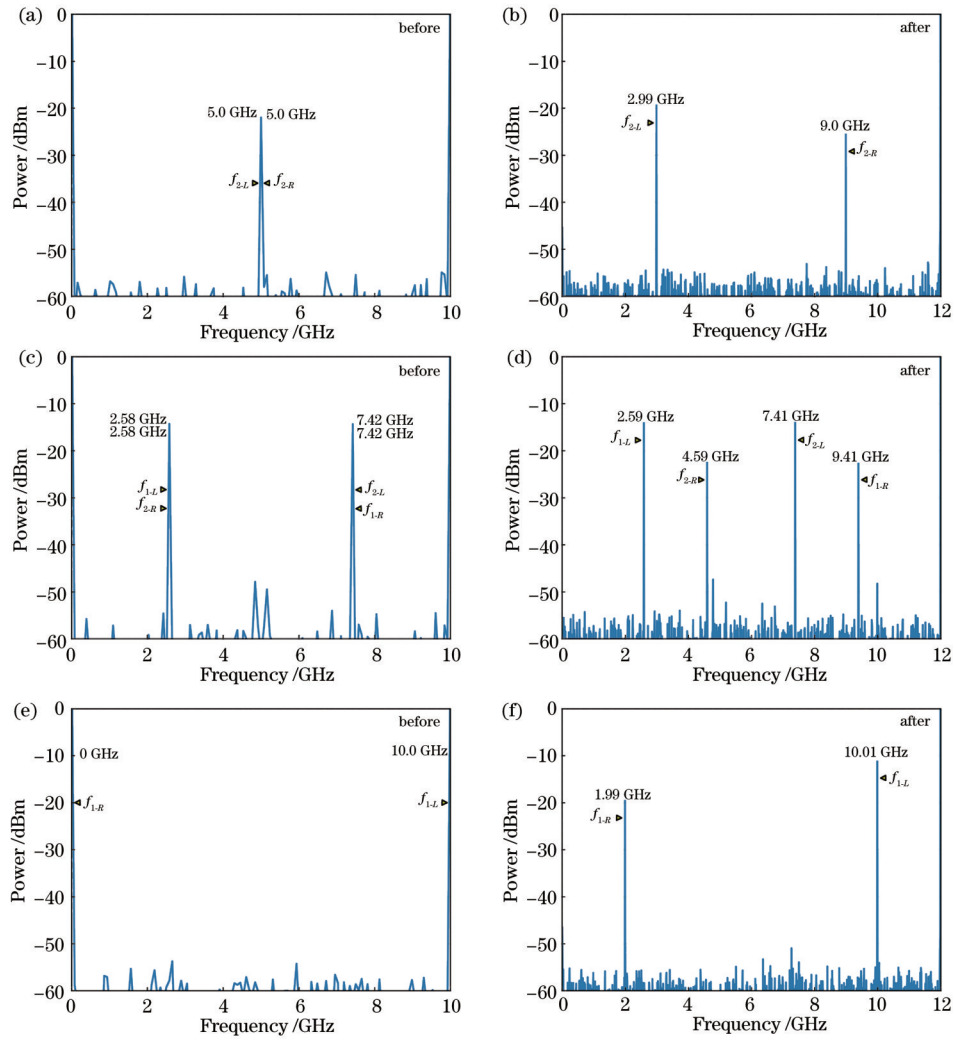


图 8 频率模糊前后的频谱图对比

Fig. 8 Comparison of frequency spectra before and after frequency ambiguity

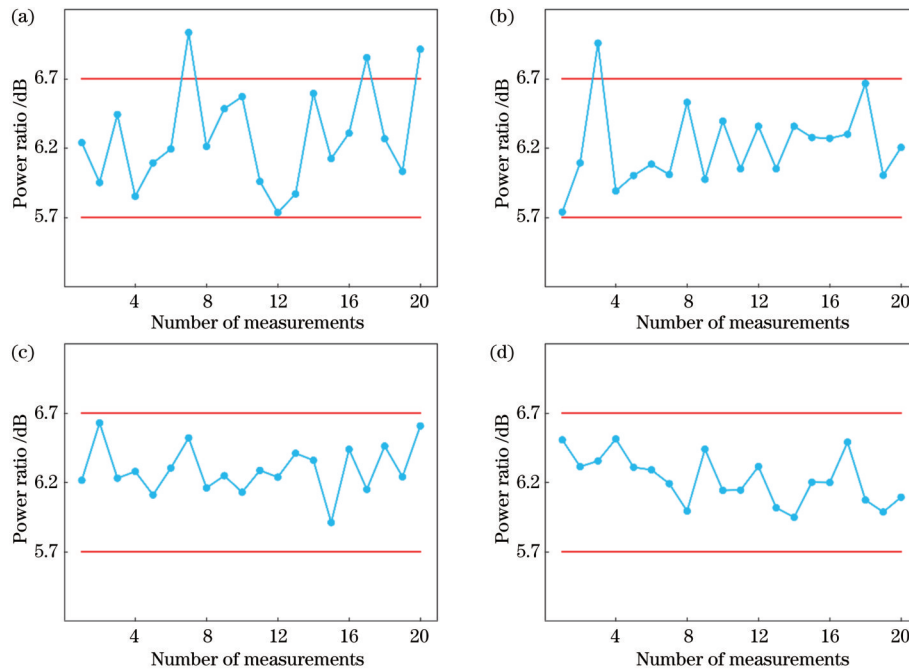
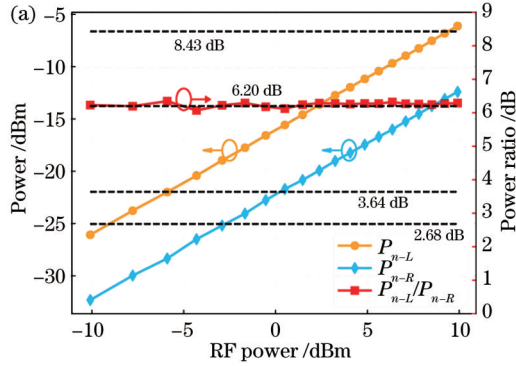


图 9 不同功率下射频信号的拍频功率比。(a) - 14 dBm; (b) - 12 dBm; (c) - 10 dBm; (d) - 8 dBm

Fig. 9 Beat frequency power ratio of RF signal at different powers. (a) - 14 dBm; (b) - 12 dBm; (c) - 10 dBm; (d) - 8 dBm

-10 dBm、-8 dBm 的信号分别测量 20 次,以功率比上下不超过 0.5 dB 为标准,结果如图 9 所示,从图 9(c) 可以看出,功率 -10 dBm 开始达到标准,此时标准差为 0.08。

接着,设置待测信号功率从 -10 dBm 变化到



10 dBm, f_{i-L} 和 f_{i-R} 在不同输入信号功率级下的功率曲线及其功率比如图 10(a) 所示,可以看出,功率比稳定在 6.2 dB 左右,证明系统性能比较稳定。图 10(b) 展示了不同输入射频功率水平下的估计误差,其值稳定在 15.62 MHz。

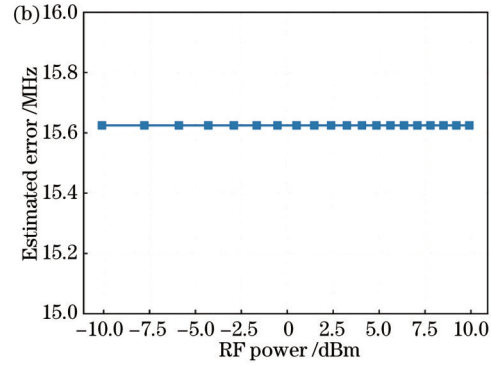


图 10 不同输入信号功率下的功率曲线及误差。(a) 估计功率及对应的功率比; (b) 频率估计误差

Fig. 10 Power curves and errors under different input signal powers. (a) Estimated power and corresponding power ratio; (b) frequency estimated error

最后,同时输入 4 个不同的信号,其参数如表 1 所示,系统参数与之前保持一致,拍频结果如图 11 所示,功率比分别为 8.77 dB、6.43 dB、3.76 dB、2.85 dB,因此测量结果为 2.97 GHz、14.3 GHz、27.73 GHz、38.98 GHz,频率估计误差没有超过 40 MHz,与图 5 所得结论一致。

表 1 待测射频信号参数设置

Table 1 Parameter setting of the undertest RF signal

Signal	Frequency /GHz	Amplitude /V	Channel
f_1	3.0	0.02	Ch1
f_2	14.3	0.05	Ch2
f_3	27.7	0.09	Ch3
f_4	39.0	0.12	Ch4
f_5	10.0	1.00	—

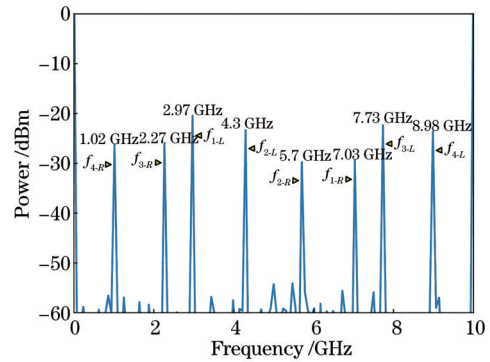


图 11 多频信号在不同功率下的拍频结果

Fig. 11 Beat frequency results of multi-frequency signals at different powers

3.3 MZM 偏置电压漂移

由于 MZM 的内部波导结构和材料等原因,其直流偏置电压的静态工作点会随温度等外界因素的变化

而发生偏移,对其工作特性造成极大的影响,从而影响系统性能,因此对 MZM 的偏置电压漂移进行了讨论。

同样设置待测射频信号频率 $f_i=24$ GHz,并保持振幅为 0.03 V,功率为 -3.5 dBm 不变,图 12(a) 展示了拍频信号 f_{i-L} 和 f_{i-R} 在不同偏置电压漂移下的功率

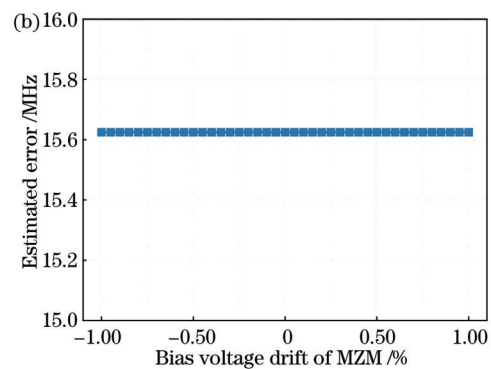
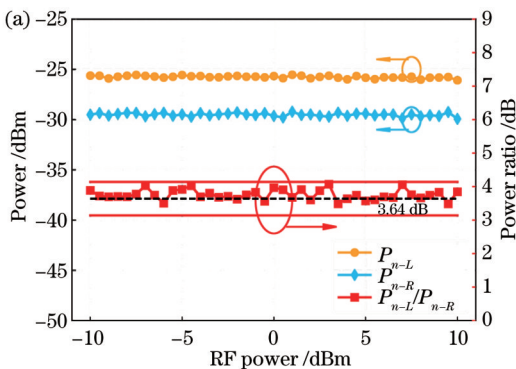


图 12 MZM 不同偏置下的功率曲线及误差。(a) 估计功率及对应的功率比; (b) 频率估计误差

Fig. 12 Power curves and errors of MZM under different biases. (a) Estimated power and corresponding power ratios; (b) frequency estimated error

变化及两者的功率比,可以看出,两者的功率比在 Ch3 附近,上下不超过 0.5 dB,从图 12(b)也可以看出,测量误差为 15.63 MHz,可以证明,MZM 的偏置电压漂移对系统性能没有影响。

最后,当 MZM 的偏置电压漂移为 $\pm 0.2\%$ 时,不同功率的多频信号参数如表 1 所示,最终混频结果如图 13 所示。可以看出,该结果与图 10 的结果基本一致,只是功率比稍有差异,再次证明了调制器的偏置电压漂移不会影响系统的测频性能。功率比之间的差异是由系统噪声引起的。

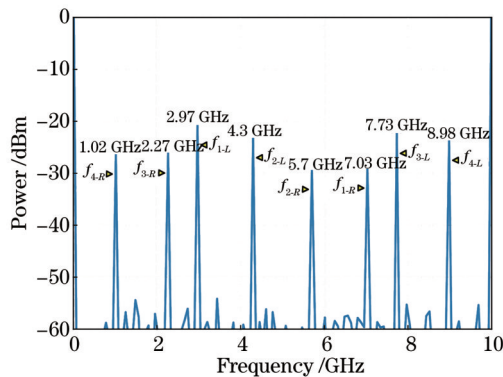


图 13 MZM 偏置漂移为 $\pm 0.2\%$ 时,多频信号在不同功率下的拍频结果

Fig. 13 Beat frequency results of multi-frequency signals at different power levels with MZM bias drift of $\pm 0.2\%$

4 结 论

本文提出并分析了一种基于非平坦光频梳的信道化多频测量系统,利用锯齿波调制生成光频梳。在测量信号时,待测信号会与锯齿波共同调制,这种方式可以避免多支路检测的不平衡变化,同时降低系统的复杂度,提高系统的稳定性。通过改变锯齿波频率,即可调节系统的测量范围,具有一定的灵活性。仿真实验了在 0.3~40 GHz 范围内的多频率测量,且误差小于 40 MHz,相对值误差优于 4%。此外,分析了待测射频信号的功率变化以及 MZM 偏置电压漂移的影响,结果显示:待测信号功率从 -10 dBm 起,功率比开始稳定,频率判断准确;该系统对 MZM 偏置电压漂移有一定的容错率,在 $\pm 1\%$ 变化范围内依旧能准确测量。

参 考 文 献

- [1] Spezio A E. Electronic warfare systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 633-644.
- [2] East P W. Fifty years of instantaneous frequency measurement [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(2): 112-122.
- [3] 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.
- [4] Winnall S T, Lindsay A C, Austin M W, et al. A microwave channelizer and spectroscope based on an integrated optical Bragg-grating Fabry-Perot and integrated hybrid Fresnel lens system [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(2): 868-872.
- [5] Hu S, Han X Y, Wu P S, et al. A photonic technique for microwave frequency measurement employing tunable dispersive medium[C]//2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, October 18-21, 2011, Singapore. New York: IEEE Press, 2011: 165-168.
- [6] Nguyen T A, Chan E H W, Minasian R A. Photonic multiple frequency measurement using a frequency shifting recirculating delay line structure[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(20): 3831-3838.
- [7] 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 non-uniform optical frequency comb[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(23): 2306004.
- [8] Li J, Pei L, Ning T G, et al. Measurement of instantaneous microwave frequency by optical power monitoring based on polarization interference[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(8): 2285-2291.
- [9] Zou X H, Chi H, Yao J P. Microwave frequency measurement based on optical power monitoring using a complementary optical filter pair[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(2): 505-511.
- [10] Lu B, Pan W, Zou X H, et al. Photonic-assisted intrapulse parameters measurement of complex microwave signals[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(17): 3633-3644.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] Ye C H, Fu H Y, Zhu K, et al. All-optical approach to microwave frequency measurement with large spectral range and high accuracy[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(7): 614-616.
- [14] Lu X K, Pan W, Zou X H, et al. Wideband and ambiguous-free RF channelizer assisted jointly by spacing and profile of optical frequency comb[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(3): 5500911.
- [15] Xie X J, Dai Y T, Ji Y, et al. Broadband photonic radio-frequency channelization based on a 39-GHz optical frequency comb[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(8): 661-663.

Channelized Multi-Frequency Measurements Based on Sawtooth Wave Modulated Non-Flat Optical Frequency Combs

Jiang Yuzheng, Li Jing*, Zhu Wei, Pei Li, Ning Tigang

Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract

Objective Microwave frequency measurement technology plays an important role in various defense and civil applications, such as electronic warfare, radar, and wireless communications. Microwave frequency measurements can be achieved by conventional electrical methods. Although high-resolution multi-frequency signal measurement is achieved, the frequency measurement range is limited by electronic bottlenecks, and the measurement system is susceptible to electromagnetic interference, while photonic-assisted frequency measurement based on photonics can not only overcome such problems but also has the advantages of high flexibility and high speed. In general, photonic-assisted instantaneous frequency measurement systems work in three ways, which are frequency power mapping (FTPM), frequency time mapping (FTTM), and frequency space mapping (FTSM). FTPM-based schemes have the advantages of good real-time performance and high accuracy, but most of them have great difficulties in measuring multi-frequency microwave signals. FTTM-based schemes are easy to implement the measurement of multi-frequency signals, but they are not applicable in scenarios with real-time requirements. FTSM-based schemes are suitable for handling multi-frequency signals while obtaining accurate frequency information in real time, but they often require filter arrays or wavelength division multiplexers (WDM), which can increase the system complexity and reduce the flexibility of the system. To address the problems of the FTSM-based scheme, we propose a multi-frequency signal transient detection scheme without optical filtering.

Methods The experimental system is built by using optical simulation software. The system uses a non-flat optical frequency comb modulated by a sawtooth wave to determine the frequency range of the signal by using the beat-to-beam power ratio of the signal to be measured and the optical frequency comb as a reference and then calculates the exact frequency of the signal to be measured from the demodulated frequency information. The system uses the multi-frequency signal to be measured and the sawtooth wave to be modulated together, and the generation of non-flat optical frequency combs is realized while loading the electrical signal. The frequency information can be processed by a computer such as fast Fourier transform, and the multi-frequency measurement system can be realized in this way. In this paper, an electrical spectrum analyzer (ESA) is used to obtain the beat frequency results.

Results and Discussions Firstly, the system is verified with single-frequency signal and multi-frequency signal, and the results are shown in Fig. 4 and Fig. 5, respectively, which are in accordance with the theoretical results. Then the frequency measurement is carried out within the measurement range of the system in steps of 300 MHz, and the measurement results are shown in Fig. 6, with the absolute error within 40 MHz, but two of the sampling points could not be measured because the signal frequency to be measured is in the middle and border position of the channel, resulting in the inability to get paired electrical signals after tapping the frequency. For such problems, another branch with different channel width is added to the original system. In addition, as the system is susceptible to noise, it is easy to cause the power ratio of weak signals to be unstable, so the influence of the power of the signal to be measured on the measurement results is analyzed, as shown in Fig. 9. The power ratio of the signal to be measured starts to stabilize from -10 dBm. Due to the internal waveguide structure and material of Mach-Zehnder modulator (MZM), the static operating point of its direct current (DC) bias voltage will shift with the change of external factors such as temperature, which will greatly affect its operating characteristics and system performance, so the bias voltage drift of MZM is discussed. It can still be measured accurately within the floating range of 1% up and down, and the results are shown in Fig. 12.

Conclusions In summary, a channelized multi-frequency measurement system based on a non-flat optical frequency comb is proposed and analyzed. The sawtooth wave spectral power decreases step by step, and it is modulated into the optical domain by suppressing the carrier bilateral band modulation, which can form the non-flat optical frequency comb required by the system. When the signal is measured, the signal to be measured will be co-modulated with the sawtooth wave. This way can avoid the unbalanced change of multi-branch detection while reducing the complexity of the system and improving the stability of the system. By changing the sawtooth wave frequency, the measurement range of the system can

be adjusted, which has a certain degree of flexibility. The simulation achieves multi-frequency measurements in the range of 0.3–40 GHz with an error of less than 40 MHz and a relative error of better than 4%. In addition, the power variation of the radio frequency signal to be measured and the effect of MZM bias voltage drift are analyzed, and the results show that the power ratio of the signal to be measured starts to stabilize from -10 dBm, and the frequency judgment is accurate. The system has a certain tolerance to the MZM bias voltage drift, and it can still measure accurately within $\pm 1\%$ variation.

Key words multi-frequency signals; instantaneous microwave frequency measurement; optical frequency comb; channelization