

# 基于相干双光频梳的微波光子信道化接收技术研究

陈博<sup>1,2</sup>, 樊养余<sup>1</sup>, 高永胜<sup>1</sup>

(1. 西北工业大学电子信息学院, 陕西 西安 710048; 2. 咸阳师范学院物理与电子工程学院, 陕西 咸阳 712000)

**摘 要:** 为了满足宽带通信的发展需求, 提出了一种基于相干双光频梳的微波光子信道化接收机, 所用的光频梳仅需一个双平行马赫-曾德尔调制器就可生成, 平坦度高, 外带抑制比高, 自由谱范围灵活可调, 并且有效简化了接收机的复杂程度。在 I/Q 解调模块中, 利用平衡探测方法不仅有效抑制了二阶交调失真和直流偏移, 还提高了接收机的动态范围, 同时利用电耦合器配合电带通滤波器解决了超外差架构普遍存在的镜像干扰问题, 最终实现了 5 GHz 带宽射频信号的信道化接收。

**关键词:** 微波光子; 信道化; 光频梳; 镜像抑制; I/Q 平衡探测

**中图分类号:** TN929.1

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2020176

## Research on microwave photonic channelization receiving technology based on dual coherent optical frequency comb

CHEN Bo<sup>1,2</sup>, FAN Yangyu<sup>1</sup>, GAO Yongsheng<sup>1</sup>

1. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710048, China

2. School of Physics & Electronic Engineering, Xianyang Normal University, Xianyang 712000, China

**Abstract:** In order to meet the future development needs of broadband communications, a microwave photonic channelization receiver based on dual coherent optical frequency comb (OFC) was proposed. The used optical frequency comb can be generated by only a dual parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM), which not only has high degree of flatness and out band rejection ratio, flexible and adjustable free spectrum range, but also effectively simplifies the complexity of the receiver. In the I/Q demodulation module, by the balanced detection method the second-order intermodulation distortion (IMD2) and direct current (DC) offset were effectively suppressed, and the dynamic range of the receiver was improved, at the same time, the electrical hybrid couple (EHC) and electric bandpass filter (EBPF) were used to solve the problem of image interference that is common in superheterodyne architectures. Finally it achieves channelized reception of 5 GHz bandwidth RF signals.

**Key words:** microwave photonic, channelization, optical frequency comb, image reject, I/Q balanced detection

### 1 引言

随着通信技术的快速发展, 需要传输的信号带宽也在不断增大。例如, 宽带多业务接入和通信导航识别<sup>[1-2]</sup>等领域都提出了在未来能够同时处理几千兆赫兹甚至十几兆兆赫兹的宽带射频信号的需求<sup>[3]</sup>, 不仅要求射频接收机具有大瞬时带宽、高分辨率、大动态范围, 还要求其能处理同时到达的多频点不同波段的信号。

信道化接收技术是实现宽带、多频点信号同时接收的有效方法之一<sup>[4-5]</sup>。信道化接收机利用电带通滤波器 (EBPF, electric bandpass filter) 将待接收的

求<sup>[3]</sup>, 不仅要求射频接收机具有大瞬时带宽、高分辨率、大动态范围, 还要求其能处理同时到达的多频点不同波段的信号。

收稿日期: 2020-05-22; 修回日期: 2020-06-30

基金项目: 陕西省重点研发计划基金资助项目 (No.2018NY-158); 咸阳师范学院“青年骨干教师”培养基金资助项目 (No.XSYGG201716)

**Foundation Items:** Shaanxi Provincial Key Research and Development Program (No.2018NY-158), Xianyang Normal University Youth Key Program (No.XSYGG201716)

完整的宽带射频信号分割为若干个窄带信号，这些窄带信号根据频谱分布划分到相应的不同子信道，然后在每个子信道对不同中心频率的窄带信号进行实时接收，对信号具有几乎 100% 的接收率，并实现了多频点信号的同时接收。然而，传统的信道化接收技术受诸多电子瓶颈限制，例如高频信号在长距离传输时损耗极大、系统动态范围低、抗电磁干扰能力差等<sup>[6]</sup>。微波光子学作为一门新兴学科可以很好地解决上述问题，利用光通信超大的传输带宽、强抗干扰能力、低损耗、轻质量等诸多优势进一步提升信道化接收机的接收性能<sup>[7-8]</sup>。近些年国内外也报道了一些基于微波光子的信道化接收方案。其中，采用棱镜等空间光学器件实现的信道化接收方案通常频率分辨率较差且功率损耗大，难以满足信道化接收机的发展需求；光频梳（OFC, optical frequency comb）作为一种特殊多波长相干光源，具有频谱范围广、固定重复频率等优势，非常适用于微波光子信道化接收，也是目前微波光子信道化接收方案的研究热点。崇毓华等<sup>[9]</sup>提出了利用双光频梳配合 FP（Fabry-Perot）腔滤波器的信道化接收方案，但对 FP 腔滤波器的 Q 因子和稳定性要求极高。Hao 等<sup>[10]</sup>提出了基于锁模激光器和色散光纤的信道化接收方案，但其生成双光频梳的方案较复杂。Tang 等<sup>[11]</sup>提出了相干双光频梳镜像抑制下变频的信道化接收方案，但未对光电探测器产生的二阶交调失真和直流偏移进行处理。在利用光频梳实现的信道化接收系统中影响接收性能的因素较多。例如，理想光频梳的生成中，由于光频梳的梳齿数量直接决定了信道化接收系统的子信道数量，平坦度和外带抑制比直接影响信号的失真程度，因此理想的光频梳应具有梳齿数量多、平坦度高、外带抑制比高等特点<sup>[12-13]</sup>。

此外，影响接收机性能的因素还包括超外差架构下的镜像频率干扰以及微波光子混频之后产生的偶数阶交调失真（主要为二阶）和直流偏移失真等因素。

本文针对理想光频梳生成、微波光子链路中二阶交调失真和直流偏移的抑制方法，以及超外差架构下的镜像干扰问题为主要研究对象，提出了一种超外差架构下的同中频接收方案，主要包括本振频移模块、双光频梳生成模块以及 I/Q 解调模块。在双光频梳生成模块中仅需要一个双平行马赫-曾德尔调制器（DPMZM, dual-parallel Mach-Zehnder modulator）就可生成理想的五线光频梳，有效简化了系统的复杂程度。在 I/Q 解调模块中利用 EHC（electrical hybrid couple）实现了镜像抑制<sup>[14-15]</sup>，解决了超外差接收机普遍存在的镜像干扰问题，同时利用平衡探测技术消除了二阶交调和直流偏移项<sup>[16-17]</sup>，不仅便于信号处理，还能大幅抑制共模噪声，提高输出信号的信噪比。

## 2 信道化接收原理

相干双光频梳信道化接收系统的结构如图 1 所示。一个激光二极管（LD, laser diode）产生一个连续光波，该连续光波作为光载波以 50:50 被功分后分别进入上下两路。光载波可表示为  $E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_c t)$ ，其中， $E_0$  表示光信号电场幅度， $\omega_c$  为光信号角频率，上下两路分别用于生成信号光频梳和本振光频梳。

信号光频梳和本振光频梳的生成原理相同，都是通过一个 DPMZM 生成的。DPMZM 的结构如图 2 所示，包括 2 个子调制器（MZM<sub>a</sub>、MZM<sub>b</sub>）和 3 个直流偏压（ $V_{1a}$ 、 $V_{1b}$ 、 $V_{1c}$ ），且 2 个子调制器均工作在强度调制状态。

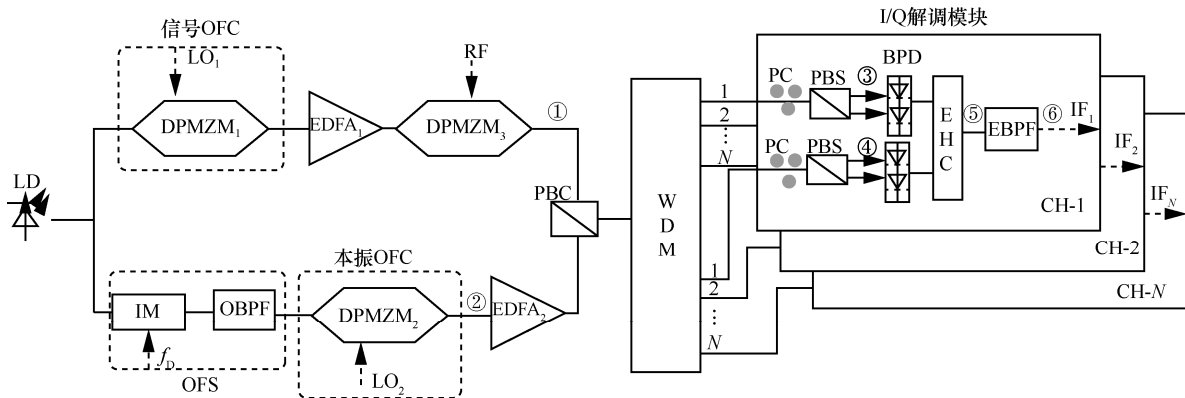


图 1 相干双光频梳信道化接收系统结构

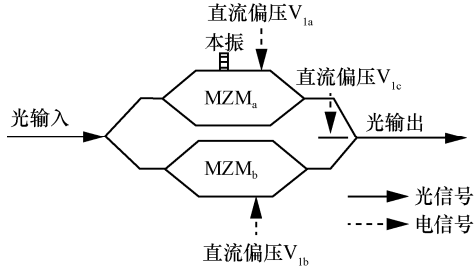


图 2 DPMZM 结构

本振 (LO, local oscillation) 信号可表示为  $V_{LO} = V_0 \sin(\omega_{LO}t)$ , 经 DPMZM 调制到光载波后表示为

$$E_{DPMZM_1} = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ \cos \left[ \frac{\pi V_0}{2V_\pi} \sin(\omega_{LO}t) + \frac{\pi V_{1a}}{2V_\pi} \right] + \cos \left( \frac{\pi V_{1b}}{2V_\pi} \right) e^{j\frac{\pi V_{1c}}{V_\pi}} \right\} \quad (1)$$

其中,  $V_0$  为电信号幅度,  $\omega_{LO}$  为电信号角频率,  $V_\pi$  为调制器的半波电压。式(1)利用贝塞尔函数展开可得到包含光载波在内的各阶光边带, 本文仅展开到二阶光边带进行说明。展开后的光载波的正负一阶光边带和正负二阶光边带如式(2)~式(6)所示。

$$E_0 = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[ \cos AJ_0(B) + \cos \left( \frac{\pi V_{1b}}{2V_\pi} \right) e^{j\frac{\pi V_{1c}}{V_\pi}} \right] \quad (2)$$

$$E_{+1} = \frac{E_{in}(t)}{2} \sin AJ_1(B) e^{j(\omega_{LO}t + \frac{\pi}{2})} \quad (3)$$

$$E_{-1} = \frac{E_{in}(t)}{2} \sin AJ_1(B) e^{j(\omega_{LO}t - \frac{\pi}{2})} \quad (4)$$

$$E_{+2} = \frac{E_{in}(t)}{2} \cos AJ_2(B) e^{j2\omega_{LO}t} \quad (5)$$

$$E_{-2} = \frac{E_{in}(t)}{2} \cos AJ_2(B) e^{-j2\omega_{LO}t} \quad (6)$$

其中,  $A = \frac{\pi V_{1a}}{2V_\pi}$ ,  $B = \frac{\pi V_0}{2V_\pi}$ 。若要生成平坦度一致的五线光频梳, 只需满足式(7)和式(8)。

$$\frac{E_{in}(t)}{2} \sin AJ_1(B) = \frac{E_{in}(t)}{2} \cos AJ_2(B) = U \quad (7)$$

$$\frac{E_{in}(t)}{2} \left[ \cos AJ_0(B) + \cos \left( \frac{\pi V_{1b}}{2V_\pi} \right) e^{j\frac{\pi V_{1c}}{V_\pi}} \right] = -U \quad (8)$$

其中,  $U$  为五线光频梳平坦度一致时的幅值, 通过式(2)~式(8)计算可得不同  $V_\pi$  的 DPMZM 生成平坦五线光频梳时的 3 个直流偏压大小, 且光频

梳的自由频谱范围 (FSR, free spectrum range) 只和所加的本振频率相关, 灵活可调, 非常适用于信道化接收。

系统不同工作点的频谱如图 3 所示。上路 DPMZM<sub>1</sub> 输出的信号光频梳作为中心频率不同的 5 个新的光载波, 经掺铒光纤放大器 (EDFA, erbium-doped fiber amplifier) 放大后进入 DPMZM<sub>3</sub>, 设置 DPMZM<sub>3</sub> 工作在光单边带 (OSSB, optical-single-side-band) 调制状态, 将待接收的宽带射频 (RF, radio frequency) 信号调制到正一阶光边带, 完成宽带 RF 信号的电光调制, 如图 3(a)所示。下路的光载波在生成本振光频梳前先经过一个频移模块 (OFS, optical frequency shifting), 频移的目的在于使上下各五路信号下变频到同一中频范围实现同中频接收, 有效简化系统的复杂程度。移频模块由一个强度调制器 (IM, intensity modulator) 和一个光带通滤波器 (OBPF, optical bandpass filter) 组成, 一个频率为  $f_D$  的单音信号经 IM 调制后将正一阶光边带提取出, 可看作将原光载波中心频率右移了  $f_D$  后送入 DPMZM<sub>2</sub>,  $f_D$  的大小取决于待接收的宽带 RF 信号的中心频率。利用同样的方法设置 DPMZM<sub>2</sub> 中的 3 个直流偏压 ( $V_{2a}$ ,  $V_{2b}$ ,  $V_{2c}$ ), 生成本振光频梳, 如图 3(b)所示。

上下两路信号经偏振合束器 (PBC, polarization beam coupler) 合成偏振复用信号后, 利用波分复用 (WDM, wavelength division multiplexed) 将携带调制信号的信号光频梳的光边带和与其相对应的本振光频梳的光边带滤出后送入 I/Q 解调模块。本方案中 2 个光频梳的 FSR 不同, 设信号光频梳的 FSR 为  $\delta_1$ , 本振光频梳的 FSR 为  $\delta_2$ , 则  $\delta_1 - \delta_2$  即为每个子信道的带宽。在 I/Q 解调模块中, 携带调制信息的每一根信号光频梳的频率可表示为

$$f_{\text{sig-mod}}(t) = \beta \sum_{n=1} A_n \exp \left\{ j2\pi [f_{\text{sig}}(1) + (n-1)\delta_1]t + f_{\text{RF}}(t) \right\} \quad (9)$$

其中,  $\beta$  为调制指数,  $A_n$  为第  $n$  根信号光频梳的幅值。每一根本振光频梳的频率可表示为

$$f_{LO}(t) = \sum_{n=1} B_n \exp \left\{ j2\pi [f_{LO}(1) + (n-1)\delta_2]t \right\} \quad (10)$$

其中,  $B_n$  为第  $n$  根本振光频梳的幅值。每一个子信道的中心频率可表示为

$$f_{\text{center}}^n = [f_{LO}(1) + (n-1)\delta_2] - [f_{\text{sig}}(1) + (n-1)\delta_1] = [f_{LO}(1) - f_{\text{sig}}(1)] + (n-1)(\delta_2 - \delta_1) \quad (11)$$

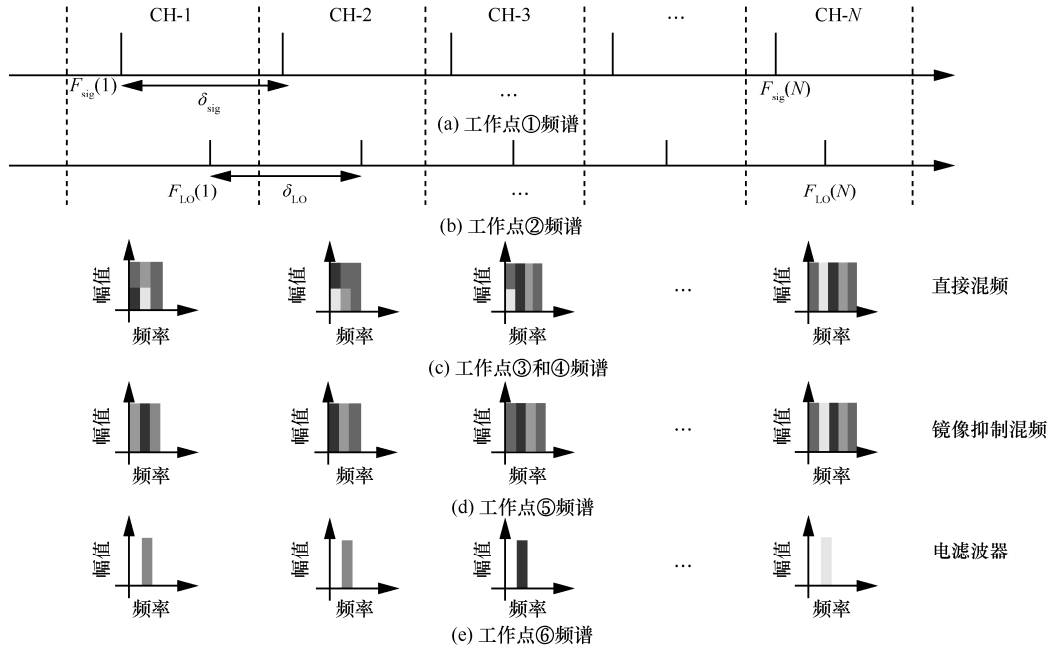


图 3 系统不同工作点的频谱

其中,  $f_{\text{sig}}(1)$ 和  $f_{\text{LO}}(1)$ 分别表示两路光梳的第一根梳齿频率, 由式(11)可知, 子信道中心频率不仅和 2 个光频梳的 FSR 相关, 还和光边带的阶数相关。WDM 将偏振复用信号滤出后, 构建 I 路和 Q 路 2 个通道, 每个通道都经过一个偏振控制器 (PC, polarization controller) 和一个偏振分束器 (PBS, polarization beam splitter), PBS 的输出可分别表示为

$$E_1(t) = \left\{ \beta \sum_{n=1} A_n \exp \left\{ j2\pi \left[ f_{\text{sig}}(1) + (n-1)\delta_1 \right] t + f_{\text{RF}}(t) \right\} \cos \alpha + j \sum_{n=1} B_n \exp \left\{ j2\pi \left[ f_{\text{LO}}(1) + (n-1)\delta_2 \right] t \right\} \cdot \sin \alpha \exp(j\phi) \right\} \quad (12)$$

$$E_2(t) = \left\{ \beta \sum_{n=1} A_n \exp \left\{ j2\pi \left[ f_{\text{sig}}(1) + (n-1)\delta_1 \right] t + f_{\text{RF}}(t) \right\} \sin \alpha - j \sum_{n=1} B_n \exp \left\{ j2\pi \left[ f_{\text{LO}}(1) + (n-1)\delta_2 \right] t \right\} \cdot \cos \alpha \exp(j\phi) \right\} \quad (13)$$

其中,  $f_{\text{RF}}(t)$ 为被接收的宽带射频信号,  $\alpha$  为 PC 的主轴偏转角,  $\phi$  为 2 个正交偏振光的相差。在 I 路设置  $\alpha=45^\circ$ ,  $\phi=0$ , 在 Q 路设置  $\alpha=45^\circ$ ,  $\phi=90^\circ$ , 则经 BPD (balanced photodiode) 之后的 I 路和 Q 路信号可表示为

$$i_1(t) \propto A_n B_n \cos \left\{ 2\pi \left[ f_{\text{RF}}(t) - f_{\text{center}}^n \right] \right\} t \quad (14)$$

$$i_Q(t) \propto A_n B_n \sin \left\{ 2\pi \left[ f_{\text{RF}}(t) - f_{\text{center}}^n \right] \right\} t \quad (15)$$

经过平衡探测后, 2 个通道只剩下 I 路和 Q 路

信息, 二阶交调失真 (IMD2, the second-order intermodulation distortion) 和直流项 DC 均被消除, 但此时的信号由于下变频到同一中频 (IF, intermediate frequency), 会出现频谱混叠, 即不同子信道的中频信号互为镜像, 如图 3(c)所示; 利用一个 EHC 可有效抑制镜像频率, 如图 3(d)所示; 最终利用电带通滤波器将不同子信道所需的中频信号滤出, 如图 3(e)所示。

### 3 实验结果与分析

实验中用于产生连续光波的 LD (型号为 EMCORE, 1782) 波长为 1 552 nm, 平均功率为 17 dBm, 线宽为 1 MHz, 最大 RIN 为 160 dB/Hz。光载波经过一个 50:50 的光耦合器分为上下两路, 上路的光载波进入半波电压为 3.5 V 的 DPMZM<sub>1</sub> (型号为 Fujitsu FTM7961) 后被一个 40 GHz 射频信号调制, DPMZM<sub>1</sub> 的 3 个偏置电压分别设置为  $V_{1a}=3.15$  V,  $V_{1b}=-6.23$  V,  $V_{1c}=0$ , 即可得到自由频谱范围为 40 GHz 的五线光频梳, 如图 4 所示。光频梳平坦度高, 外带抑制比为 23.2 dB。上路光频梳作为信号光频梳通过 EDFA (型号为 KPS-STD-BT-C-19-HG) 进行功率补偿, 噪声系数 (NF, noise factor) 为 4.5 dB, 五线信号光频梳进入 DPMZM<sub>3</sub> 后被一个 25~30 GHz 的宽带 RF 信号调制, 该宽带射频信号由任意波形发生器 (型号为 Keysight M9502A) 生成, 使 DPMZM<sub>3</sub> 工作在载波抑制单边带调制状态,

调制后的上边带信号如图 5 所示。光频梳平坦度越高, 则被宽带射频信号调制后的每个信号功率大小越相近, 可有效减小不同子信道间解调时的串扰影响。外带抑制比越高, 则在光频梳被宽带射频信号调制时, 杂带信号对有用信号的干扰越小, 便于信号处理。被宽带射频信号调制后的信号光频梳进入一个 32 信道的 WDM (型号为 AAWG-C325H41FM), 由于信号光频梳间隔为 40 GHz, 而 WDM 信道间隔为 50 GHz, 且信道隔离度超过 35 dB, 因此, WDM 可作为光带通滤波器将每一根调制后的信号光频梳滤出。

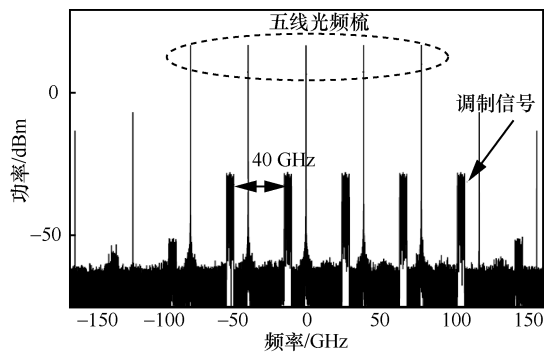


图 4 五线光频梳

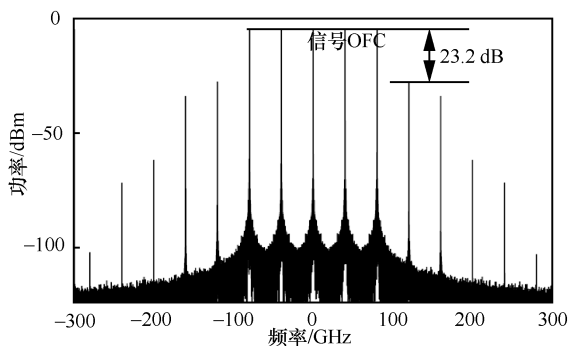
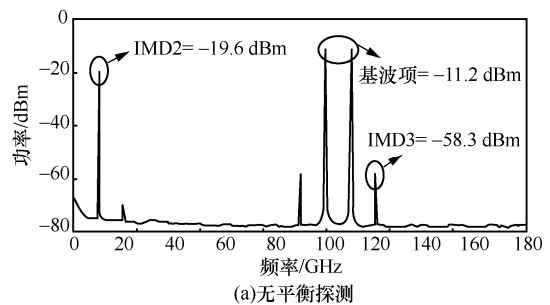


图 5 经宽带射频信号调制后的上边带信号

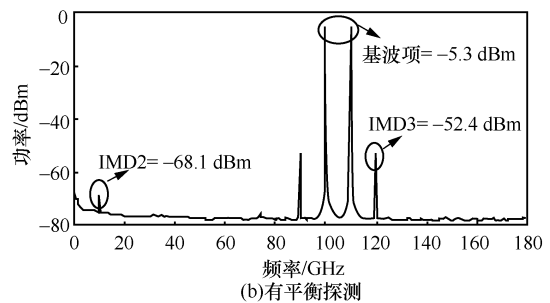
下路光载波先进入一个半波电压为 3.5 V 的 IM (型号为 Fujitsu FTM7938) 进行移频, 用于移频的单音射频信号  $f_D$  由微波信号源 (型号为 N5183A MXG) 产生, 其中心频率为 26 GHz, 令 IM 工作在载波抑制双边带状态, 利用 OBPf 滤出正一阶光边带送入 DPMZM<sub>2</sub>, 与上路生成信号光频梳设置同样的偏置电压后可得到自由谱范围为 39 GHz 的五线本振光频梳, 利用 EDFA 进行功率补偿后通过 PBC 将上下两路信号耦合为一路偏振复用信号, 送入同一个 WDM 实现光频梳分离, 每路输出信号分别连接一个三桨手调式 PC 和一个 PBS, 最后使用 2 个 BPD 来探测电信号。整个

链路所用光纤均为保偏光纤。

为了证明平衡探测对 IMD2 的抑制效果, 实验中采用频率分别为 26 GHz 和 26.01 GHz、功率为 0 的双音信号作为输入, 分别分析有无平衡探测的下变频 IF 的频谱。如图 6(a)所示, 未加平衡探测时, 生成 2 个下变频的基波项 (100 MHz 和 110 MHz)、三阶交调失真 (IMD3、90 MHz 和 120 MHz) 和功率为 -19.6 dBm 的 10 MHz IMD2。加入平衡探测后 IF 信号的频谱如图 6(b)所示, 其中 IMD2 被显著抑制到 -68.1 dBm, 比图 6(a)低 48.5 dB。同时, 平衡探测后, 基波项和 IMD3 提高了 5.9 dB。



(a) 无平衡探测



(b) 有平衡探测

图 6 下变频 IF 信号

继续使用上述双音信号测量下变频的动态范围。射频输入功率的范围为 -35 ~ 5 dBm, 分别测量基波项、IMD2、IMD3 和噪底的功率。图 7(a)为没有平衡探测的结果, 其转换增益 Gain 为 -8.3 dB, NF 为 38.6 dB, 三阶输入截止点 (IIP3, third order input intercept point) 为 24.2 dBm。尽管 SFDR3 达到  $106.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{\frac{2}{3}}$ , 但 IMD2 始终是主要失真, 并将二阶 SFDR (SFDR2) 减少至  $71.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{\frac{1}{2}}$ , 这影响了系统整体的 SFDR。加入平衡探测后的结果如图 7(b)所示, Gain 为 -2.3 dB, 改善了 6 dB, 与理论预期非常吻合。作为奇数阶失真, IMD3 也增加了约 6 dB, 因此 IIP3 与无平衡探测的结果几乎相同。有平衡探测的 NF 为 36.4 dB, SFDR3 为  $107.9 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{\frac{2}{3}}$ , 与无平衡探测相比也有所改进。值得一提的是,

有平衡探测的 SFDR2 达到了  $101.7 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{\frac{1}{2}}$ ，提高了 30.3 dB。

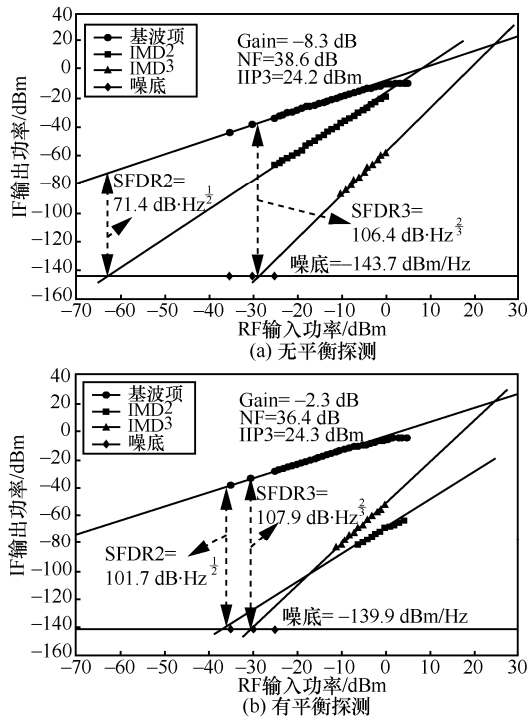


图 7 IF 信号中基波项、IMD2、IMD3 和噪声的输出功率与 RF 输入功率的关系

## 4 结束语

本文研究了基于相干双光频梳的同中频信道化接收方案，可将一个 5 GHz 带宽的 RF 信号调制到光域进行传输和处理，最终划分为 5 个带宽为 1 GHz 的子信道实现信道化接收。本文方案中所用的五线光频梳平坦度高，外带抑制比高，生成方法简便且梳齿间隔可以灵活调节，若采用 DPMZM 级联的方式还可成倍增加梳齿数量。为了简化系统的复杂度，本文方案采用的同中频接收会导致下变频后存在较强的镜像干扰，利用 EHC 可有效实现镜像抑制，采用的平衡探测方法不仅可以有效抑制二阶交调失真和直流偏移的影响，还能进一步提升系统的动态范围。

## 参考文献：

- [1] XIE X J, DAI Y T, XU K. Broadband photonic RF channelization based on coherent optical frequency combs and demodulators[J]. IEEE Photonics Journal, 2012, 4(4): 1196-1202.
- [2] 柯熙政, 王晨昊, 陈丹. Malaga 大气湍流信道下副载波调制系统相位噪声分析[J]. 通信学报, 2018, 39(11): 236-242.  
KE X Z, WANG C H, CHEN D. Effects of phase noise on subcarrier modulation performance over Malaga turbulence channel[J]. Journal on Communications, 2018, 39(11): 236-242.
- [3] 王明军, 魏亚飞, 柯熙政. 复杂背景大气背景下机载通信终端与无人

机目标之间的激光传输特性研究[J]. 物理学报, 2019, 68(9): 203-209.

- WANG M J, WEI Y F, KE X Z. Research on laser transmission characteristics between airborne communication terminal and UAV target in complex atmosphere[J]. Acta Physica Sinica, 2019, 68(9): 203-209.
- [4] WANG Q, HUO L, XING Y. Ultra-flat optical frequency comb generator using a single-driven dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Letters, 2014, 39(10): 3050-3053.
- [5] WANG L X, ZHU N H, LI W. Polarization division multiplexed photonic radio-frequency channelizer using an optical comb[J]. Optics Communications, 2013, 286(1): 282-287.
- [6] KE X Z, CHEN J, YANG Y M. Study on orbital angular momentum of Laguerre-Gaussian beam in a slant-path atmospheric turbulence[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(15): 150301.
- [7] WANG Q, HUO L, XING Y, et al. Ultra-flat optical frequency comb generator using a single-driven dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. Optics Letters, 2014, 39(10): 3050-3053.
- [8] WANG J J, CHEN M H, LIANG Y H, et al. Broadband RF front-end using microwave photonics filter[J]. Optics Express, 2015, 23(2): 839-845.
- [9] 崇毓华, 杨春, 李向华. 一种中频相同的微波光子信道化接收机[J]. 光电子·激光, 2014, 25(12): 2294-2299.  
CHONG Y H, YANG C, LI X H. A microwave photonic channelized receiver with the same intermediate frequency[J]. Journal of Optoelectronics·Laser, 2014, 25(12): 2294-2299.
- [10] HAO W H, DAI Y T, XU K. Chirped-pulse-based broadband RF channelization implemented by a mode-locked laser and dispersion[J]. Optics Letters, 2017, 42(24): 5234-5237.
- [11] TANG Z, PAN S L. Image-reject mixer with large suppression of mixing spurs based on a photonic microwave phase shifter[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(20): 4729-4735.
- [12] YANG X W, XU K, YIN J, et al. Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications[J]. Optics Express, 2014, 22(2): 1-9.
- [13] JIANG W, ZHAO S H, TAN Q G, et al. Wideband photonic microwave channelization and image-reject down-conversion[J]. Optics Communications, 2019, 445(15): 41-49.
- [14] TANG Z Z, PAN S L. A reconfigurable photonic microwave mixer using a 90° optical hybrid[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(9): 3017-3025.
- [15] TANG Z Z, ZHU D, PAN S L. Coherent optical RF channelizer with large instantaneous bandwidth and large in-band interference suppression[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(16): 4219-4226.
- [16] GAO Y S, WEN A J, ZHANG W, et al. Ultra-wideband photonic microwave I/Q mixer for zero-IF receiver[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(11): 4513-4525.
- [17] GAO Y S, WEN A J, JIANG W, et al. All-optical and broadband microwave fundamental/sub-harmonic I/Q down-converters[J]. Optics Express, 2018, 26(6): 7336-7350.

## [作者简介]



陈博 (1986-)，男，陕西咸阳人，西北工业大学博士生、咸阳师范学院讲师，主要研究方向为无线光通信、微波光子技术。

樊养余 (1960-)，男，陕西蓝田人，西北工业大学教授，主要研究方向为无线光通信、虚拟现实技术。

高永胜 (1989-)，男，河南漯河人，西北工业大学副教授，主要研究方向为微波光子技术、光载射频通信。