

激光与光电子学进展

基于光信号偏振复用的微波光子信道化接收机

董群锋, 陈博*

咸阳师范学院物理与电子工程学院, 陕西 咸阳 712000

摘要 针对基于光梳的微波光子信道化方案中多梳线平坦光梳生成不易且信道化效率低的问题, 提出一种基于信号偏振复用的微波光子信道化接收机。利用 2 套频率不同的 2 线本振光梳对处在正交偏振态的射频信号进行解调, 可同时接收 16 个 1 GHz 带宽的子信道。实验结果表明: 系统的镜像抑制比可达到 24 dB, 三阶无杂散动态范围可达到 95.2 dB·Hz^{2/3}。该方案具有子信道数量较多且信道化效率高的优势, 在宽带无线通信、雷达、电子战系统中具有较大的应用潜力。

关键词 微波光子; 信道化接收机; 偏振复用; 声光移频器; 镜像抑制

中图分类号 TN29

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.2106004

Microwave Photonic Channelized Receiver Based on Polarization Multiplexing of Optical Signals

Dong Qunfeng, Chen Bo*

College of Physics & Electronic Engineering, Xianyang Normal University, Xianyang 712000, Shaanxi, China

Abstract Because optical frequency combs with a large number of comb lines and high flatness are difficult to generate and the channelization efficiency of them is low, a microwave photonic channelized receiver based on signal polarization multiplexing is proposed. By using two 2-line local optical frequency combs with different frequencies to demodulate the radio frequency signal in the orthogonal polarization state, 16 subchannels with a bandwidth of 1 GHz can be received simultaneously. Experimental results show that the image rejection ratio and the third-order spurious-free dynamic range of the system can reach 24 dB and 95.2 dB·Hz^{2/3}, respectively. The proposed receiver can simultaneously receive a large number of subchannels and have a high channelization efficiency; thus, it has great application potential in broadband wireless communication, radar, and electronic warfare systems.

Key words microwave photonic; channelization receiver; polarization-division multiplexing; acousto-optic frequency shifter; image rejection

1 引言

雷达、电子战、卫星通信等领域的快速发展使得对可接收信号带宽的要求日益提高, 如何接收瞬时带宽为几 GHz, 甚至十几 GHz 的射频信号是现阶段通信技术研究热点之一^[1-3]。数字接收机受模数转换器采样率的限制, 目前难以实现超宽带信号的接收, 而模拟接收机受电子瓶颈限制, 同样难以满足超宽带信号接收的应用需求^[4]。微波光子学是实现微波信号和光信号转换的桥梁, 可将难以直接处理的射频信号转换到光域进行传输和处理, 具有带宽大、传输损耗低以及抗电磁干扰能力强等显著优势^[5]。

微波光子信道化接收机将待接收的超宽带射频信号调制到光域后进行光谱分割, 利用多个频谱连续的子信道并行接收, 从而实现超宽带信号的完整接收。近年来, 国内外报道了诸多微波光子信道化接收机的方案。2012年北京邮电大学 Xie 等^[6]首次提出了基于相干双光梳的微波光子信道化接收方案, 利用两个梳齿间距不同的 7 线相干光梳实现了 7 个子信道的并行接收, 每个子信道的带宽为 500 MHz。2014 年东南大学崇毓华等^[7]提出了基于双光频梳的 Fabry-Perot (F-P) 腔周期光滤波器信道化接收方案。2016 年南京航空航天大学 Xu 等^[8]提出了基于相干光频梳和受激布里渊散射效应的信道化方案, 2018 年该团队又提出了基于双相干光频梳的

收稿日期: 2022-07-12; 修回日期: 2022-08-06; 录用日期: 2022-08-15

基金项目: 陕西省自然科学基金(2021JM-517)、陕西省重点研发计划(2021NY-213)、陕西省教育厅专项科研计划(21JK0968)、咸阳师范学院中青年拔尖人才培养资助项目(XSYBJ201903)

通信作者: *chen_bo_16@163.com

镜像抑制下变频的微波光子信道化方案,可对下变频后的镜像干扰信号进行抑制^[9-10]。2018年北京邮电大学Hao等^[11]提出了一种基于线性啁啾脉冲调频的信道化接收方案,利用两路啁啾脉冲替代了双光梳。2018年澳大利亚斯威本科技大学Xu等^[12-13]提出了基于双微环谐振器的微波光子信道化方案。2019年西安电子科技大学张武等^[14]提出了基于偏振复用光频梳和集成相干接收机(ICR)的微波光子信道化方案,此外还有一些其他微波光子信道化方案也都是基于光频梳的^[15-17]。

上述方案几乎都需用到光梳模块,子信道数量受光梳梳齿数量的限制,而生成梳齿数量多且平坦度高的光梳目前仍存在较大困难,从而限制了接收机的最大瞬时接收带宽。本文提出了一种基于信号偏振复用的微波光子信道化接收方案,与方案[14]相比,在同样利用2线偏振复用光梳的前提下,可将子信道数量增加至16个,进一步提高了光梳的信道化效率。

2 基本原理

基于信号偏振复用的微波光子信道化接收机结构

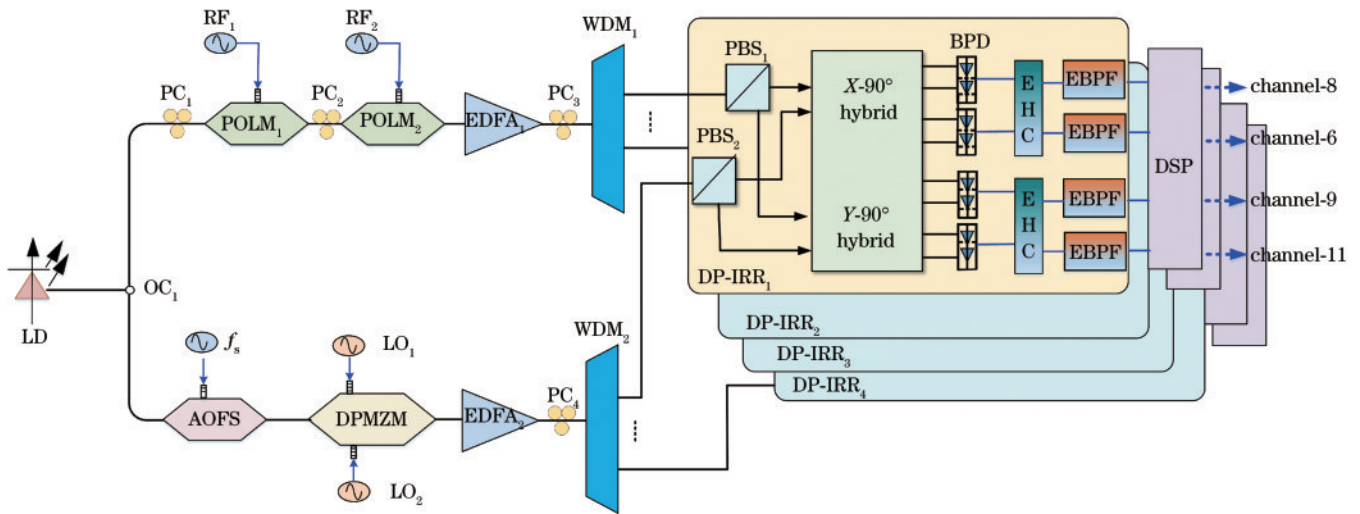


图 1 基于信号偏振复用的微波光子信道化接收方案

Fig. 1 Schematic diagram of proposed microwave photonic channelized receiver based on polarization multiplexing of optical signals

LD 生成的光载波可表示为 $E_c(t) = E_0 \exp(j\omega_c t)$, 其中 E_0 和 ω_c 分别表示光信号的幅度和角频率。光载波经 50:50 的光耦合器分为上下两路, 上路光载波进入 $POLM_1$ 后被单音射频信号 RF_1 信号调制, $POLM_1$ 的上下臂具有相反的调制指数, 主要用于调制生成偏振复用的 3 线光频梳 (Optical frequency comb, OFC)。 $POLM_1$ 输出的光信号可表示为

$$E_{POLM_1}(t) = \begin{cases} E_{OFC-X}(t) \cdot \vec{e}_X \\ E_{OFC-Y}(t) \cdot \vec{e}_Y \end{cases} = \begin{cases} \sum_{n=2m-1} A_n \exp\{j2\pi[f_{RF_1} + (n-1)f_{sig}]t\} \cdot \vec{e}_X \\ \sum_{n=2m} A_n \exp\{j2\pi[f_{RF_1} + (n-1)f_{sig}]t\} \cdot \vec{e}_Y \end{cases}, \quad (1)$$

如图 1 所示。该系统由 1 个激光器 (Laser diode, LD)、2 个偏振调制器 (Polarization modulator, POLM)、1 个声光移频器 (Acousto-optic frequency shifter, AOFS)、1 个双平行马赫-曾德尔调制器 (Dual-parallel Mach-Zehnder modulator, DPMZM)、4 个偏振控制器 (Polarization controller, PC)、2 个波分复用器 (Wavelength division multiplexing, WDM) 以及 4 个双偏振镜像抑制接收机 (Dual-polarization image rejection receiver, DP-IRR) 组成。双偏振镜像抑制接收机由 2 个偏振分束器 (Polarization beam splitter, PBS)、1 个双偏振正交光耦合器 (Dual-polarization quadrature optical hybrid, Dpol-QOH)、4 个平衡探测器 (Balanced photodetector, BPD) 集成得到。图 1 中: LO 为本振信号; RF 为射频信号; f_s 为单音信号; OC (Optical coupler) 为光耦合器; EDFA (Erbium-doped optical fiber amplifier) 为光线参铒放大器; EHC (Electrical hybrid coupler) 为 90° 电桥; EBPF (Electrical bandpass filter) 为电滤波器; DSP (Digital signal processor) 为数字信号处理器。

式中: \vec{e}_X, \vec{e}_Y 分别表示 X 和 Y 偏振态; A_n 为光梳的幅度; f_{RF_1} 为 RF_1 信号的频率; f_{sig} 为 3 线光梳的自由谱范围; n 为 $POLM_1$ 生成的多个光边带的阶数, m 取整数, 用来分别表示 1 阶到 n 阶。调整 PC_2 的偏振方向使其与 $POLM_2$ 主轴的夹角为 45°, 此时偏振复用的奇偶阶边带会被 $POLM_2$ 的上下臂分离。将待接收的宽带射频信号 RF_2 加载在 $POLM_2$ 的射频口进行信号拷贝。 $POLM_2$ 的输出可表示为

$$E_{POLM_2}(t) = \begin{cases} E_{OFC-X}(t) \cdot \exp[jm_s s(t)] \cdot \vec{e}_X \\ E_{OFC-Y}(t) \cdot \exp[-jm_s s(t)] \cdot \vec{e}_Y \end{cases}, \quad (2)$$

式中: m_s 为 $POLM_2$ 的调制指数; $s(t) = V_{RF_2} \sin(\omega_{RF_2} t)$ 表示射频信号 RF_2 , ω_{RF_2} 为 RF_2 信号的角频率, V_{RF_2} 为

RF₂的幅值。假设 RF₂信号的起始频率和截止频率分别为 f₁ 和 f_n, f_{sig} = 2f₁ + [f_n - f₁] 时沿正交偏振态射频信号边带完全重叠,如图 2(a)所示。

下路的光载波进入 AOFS 后被频率为 f_s 的单音信号调制,单音信号可表示为 V_{f_s}(t) = V_{f_s} sin(ω_{f_s}t),其中 V_{f_s} 为单音信号的幅度,ω_{f_s} 为单音信号的角频率。AOFS 对光载波进行频率间隔为 f_s 的下移频,此时 AOFS 输出的信号可表示为

$$E_{\text{AOFS}}(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2}} \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s})t]. \quad (3)$$

移频后的光载波进入 DPMZM 被本振信号 LO₁(V_{LO₁}(t) = V_{LO₁} sin(ω_{LO₁}t)) 和本振信号 LO₂(V_{LO₂}(t) = V_{LO₂} sin(ω_{LO₂}t)) 调制,其中 V_{LO₁} 和 V_{LO₂} 分别表示 2 个本振信号的幅度,ω_{LO₁} 和 ω_{LO₂} 分别表示 2 个本振信号的角频率。DPMZM 上下臂的 2 个子马赫-曾德尔调制器(MZM)均在最小传输点进行载波抑制双边带调制,主调制器在最大传输点工作。在不考虑幅值很小的高阶光边带的前提下,DPMZM 输出的光信号可表示为

$$E_{\text{DPMZM}}(t) = \frac{E_0(t)}{4} \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s})t] \cdot$$

$$[J_1(m_{\text{LO}_1}) \exp(j\omega_{\text{LO}_1}t) + J_{-1}(m_{\text{LO}_1}) \exp(-j\omega_{\text{LO}_1}t) + J_1(m_{\text{LO}_2}) \exp(j\omega_{\text{LO}_2}t) + J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp(-j\omega_{\text{LO}_2}t)]. \quad (4)$$

式中: J₁ 为贝塞尔函数展开的正一阶项, J₋₁ 为负一阶项。由式(4)可以看出,DPMZM 输出的是 2 套频率不同的 2 线光梳。分别用 2 个参数相同的波分复用器 WDM₁ 和 WDM₂ 对上下路相对于光载波的正负一阶光边带进行分离,经 WDM₁ 和 WDM₂ 分离后的正负一阶射频拷贝信号和本振信号对应进入同一个 DP-IRR 进行信号解调。信道接收的光谱如图 2 所示。需要注意的是,此时有一半的信道需要在数字域进行简单的频谱反转。下面以 WDM 的 channel-1 为例进行后续推导,其他信道的解调过程与 channel-1 相同。由图 2(a) 可以看出,WDM 的 channel-1 可将频率为 ω_c - ω_{f_s} - ω_{LO₁} 的本振信号以及射频信号中以频谱分量 7 和 10 为中心的相邻频谱分量滤出,为了便于分析,在下面的推导过程中用完整的射频信号表示这部分射频信号的频谱分量。

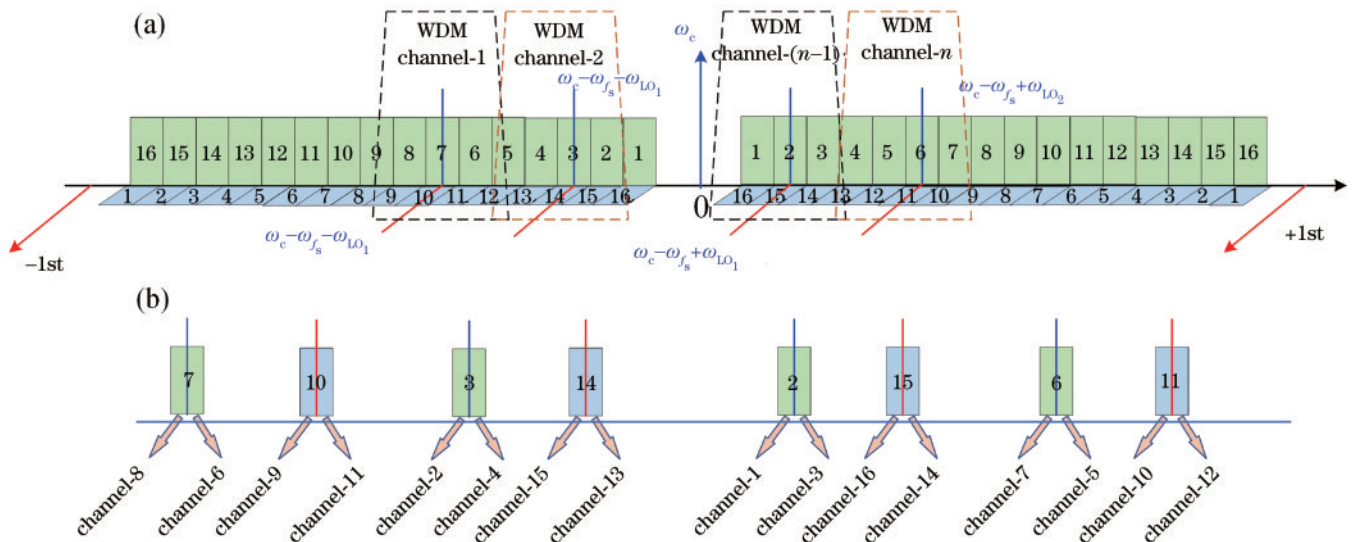


图 2 信道接收光谱示意图

Fig. 2 Spectrum diagram of channel reception

调节上路 PC₃, 使 WDM₁ 输出的光信号与 PBS₁ 的主轴呈 45° 夹角, 则 PBS₁ 可输出 2 个不同偏振态 (即 X 偏振态和 Y 偏振态) 的射频拷贝信号。此时 PBS₁ 输出的信号可表示为

$$E_{\text{PBS}_1}(t) = \begin{bmatrix} E_{\text{PBS}_1-X}(t) \\ E_{\text{PBS}_1-Y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0\text{POLM}_1}(t) \cdot \exp[-j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] \\ E_{-1\text{POLM}_1}(t) \cdot \exp[j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中: E₋₁ 为负一阶光边带光场。同理, 调节下路的

PC₄, 使 WDM₂ 输出的光信号与 PBS₂ 的主轴呈 45° 夹角, 此时 PBS₂ 输出的偏振复用信号可表示为

$$E_{\text{PBS}_2}(t) = \begin{bmatrix} E_{\text{PBS}_2-X}(t) \\ E_{\text{PBS}_2-Y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix} E_{\text{WDM channel-1}}(t) = \frac{E_0}{4} \begin{bmatrix} J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \end{bmatrix}. \quad (6)$$

PBS₁与PBS₂输出的4路光信号分别进入双偏振正交光耦合器,输出的X-90°和Y-90°的信号可分别表示为

$$E_{\text{OHC-X}}(t) = \frac{E_0}{8} \begin{bmatrix} 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[-j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] + J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[-j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] - J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[-j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] + jJ_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[-j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] - jJ_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$E_{\text{OHC-Y}}(t) = \frac{E_0}{8} \begin{bmatrix} 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] + J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] - J_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] + jJ_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \\ 2J_{-1}(m_{\text{RF}}) \exp[j(\omega_c - \omega_{\text{RF}})t] - jJ_{-1}(m_{\text{LO}_2}) \exp[j(\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2})t] \end{bmatrix}. \quad (8)$$

BPD输出的4路I/Q信号可表示为

$$\begin{cases} i_{I(t)-X} \propto \frac{1}{4} \eta E_0^2 J_{-1}^2(m_{\text{RF}}) J_{-1}^2(m_{\text{LO}_1}) \left\{ \cos[(\omega_{\text{RF-U}} - \omega_{f_s} + \omega_{\text{LO}_1})t] + \cos[(\omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_1} - \omega_{\text{RF-L}})t] \right\} \\ i_{Q(t)-X} \propto \frac{1}{4} \eta E_0^2 J_{-1}^2(m_{\text{RF}}) J_{-1}^2(m_{\text{LO}_1}) \left\{ \sin[(\omega_{\text{RF-U}} - \omega_{f_s} + \omega_{\text{LO}_1})t] - \sin[(\omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_1} - \omega_{\text{RF-L}})t] \right\} \\ i_{I(t)-Y} \propto \frac{1}{4} \eta E_0^2 J_{-1}^2(m_{\text{RF}}) J_{-1}^2(m_{\text{LO}_1}) \left\{ \cos[(\omega_{\text{RF-U}} - \omega_{f_s} + \omega_{\text{LO}_1})t] + \cos[(\omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_1} - \omega_{\text{RF-L}})t] \right\} \\ i_{Q(t)-Y} \propto \frac{1}{4} \eta E_0^2 J_{-1}^2(m_{\text{RF}}) J_{-1}^2(m_{\text{LO}_1}) \left\{ \sin[(\omega_{\text{RF-U}} - \omega_{f_s} + \omega_{\text{LO}_1})t] - \sin[(\omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_1} - \omega_{\text{RF-L}})t] \right\} \end{cases}, \quad (9)$$

式中: η 为光电探测器的响应度; $\omega_{\text{RF-U}}$ 为射频信号频谱分量中频率比本振信号频率高的部分; $\omega_{\text{RF-L}}$ 为射频信号频谱分量中频率比本振信号频率低的部分。此时输出的4路I/Q信号还存在频谱混叠,频率为 $\omega_c - \omega_{f_s} - \omega_{\text{LO}_2}$ 的LO₂信号拍频后在X偏振态输出的是射频信号频谱分量8和频谱分量6的混叠信号,在Y偏振态输出的是射频信号频谱分量9和频谱分量11的混叠信号,此时可利用Hartley结构的镜像抑制接收机实现混叠信号的镜像抑制双输出^[16]。因此,4个频率不同的本振信号最终可解调16个子信道,从而实现射频信号的完整接收。

3 实验结果与分析

为了验证方案的可行性,对所提方案进行了实验测试。假设待接收的宽带射频信号为2~18 GHz,最终通过16个带宽为1 GHz的子信道并行接收。激光器(Emcore 1782)生成一个波长为1552 nm的连续光载波,输出功率为17 dBm,经50:50的光耦合器分为上下两路,上路的光载波进入POLM₁(Versawave, PM43AAP)被射频源(安立MG3694C)生成的单音信号RF₁调制,生成偏振复用的3线光梳。用任意波形发生器(AWG, AWG70001A)生成的单音信号RF₂加载在POLM₂上进行待接收信号的拷贝。受实验条件限制,无法直接生成所需带宽的宽带射频信号,故采用单音信号测试,生成一系列在2~18 GHz频率范围内的单音信号,采用频率覆盖的方式对信道化接收功能进行验证。POLM₂输出的信号经EDFA₁

(KEOPSY)放大至18 dBm输出,经三环偏振控制器PC₁(北京康冠)调整偏振方向,使其输出的信号与PBS₁主轴夹角为45°,用可调谐光滤波器(EXFO XTM-50)替代WDM进行信道分割,随后接入自制的DP-IRR的射频输入口。下路的光载波先接入一个AOFS(IPF-1000-3FP)进行500 MHz频率间隔的下移频,使用AOFS移频的优势在于不会产生杂散谐波。移频后的光载波进入DPMZM(FUJISTU FTM7962 EP)的上下臂,被频率为4 GHz的LO₁信号和频率为8 GHz的LO₂信号进行载波抑制双边带调制,DPMZM输出的光谱如图3所示。

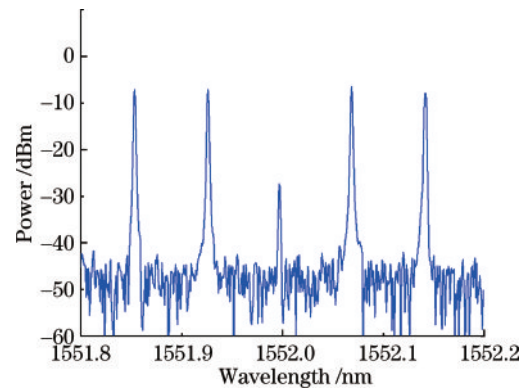


图3 DPMZM输出光谱

Fig. 3 Output spectrum of DPMZM

DPMZM输出的信号经EDFA₂(Keopsys CEFA-C-HG-PM)放大至20 dBm,经三环偏振控制器PC₂调整角度,使DPMZM输出的信号与PBS₂主轴夹角为

45°, 用可调谐光滤波器(EXFO XTM-50)将频率为 $\omega_c - \omega_f - \omega_{LO_2}$ 的本振信号滤出, 送入偏振复用镜像抑制接收机的本振输入口。图 4(a) 是子信道 1 的无杂散动态范围(SFDR)的测试结果, 在测试中用中心频率分别为 2.8 GHz 和 2.81 GHz 的双音信号与中心频率为 3.5 GHz 的本振信号进行下变频, 测得该子信道的无杂

散动态范围为 $95.2 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 。其余子信道测得的 SFDR 值均在 $93\sim 96 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 之间(表 1)。图 4(b) 是子信道 1 的信道响应测试结果, 测试射频信号起始频率为 2 GHz、截止频率为 3 GHz、步进间隔为 500 MHz。可以看出功率波动在 1.5 dB 以内, 表明信道 1 具有良好的幅度响应, 其他信道测得的功率波动均小于 2 dB。

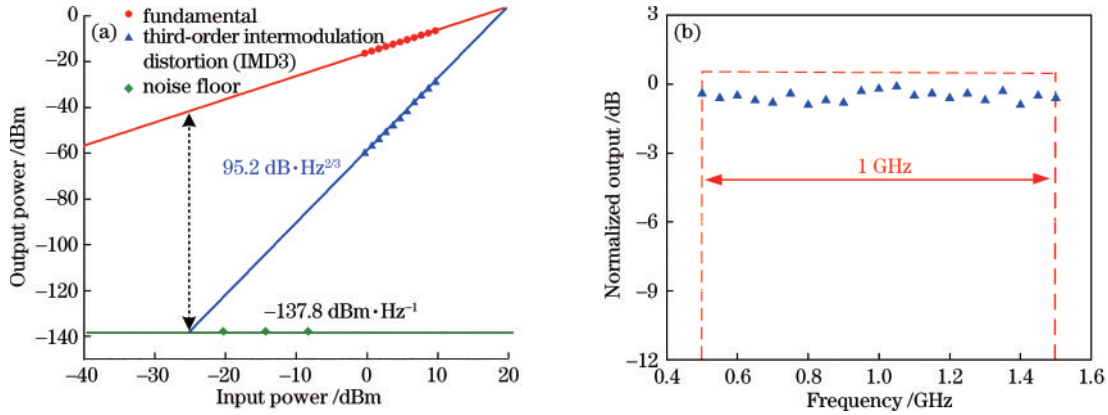


图 4 子信道 1 测试结果。(a) SFDR 测试结果; (b) 信道响应测试结果

Fig. 4 Test results of channel-1. (a) SFDR test result; (b) channel response test result

表 1 基于光信号偏振复用的微波光子信道化接收机各子信道的 SFDR

Table 1 SFDR of each channel of microwave photonic channelized receiver based on polarization multiplexing of optical signals

Channel	1	2	3	4	5	6	7	8
SFDR($\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$)	95.2	95.7	94.5	93.4	94.7	93.6	94.1	94.3
Channel	9	10	11	12	13	14	15	16
SFDR($\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$)	95.5	95.3	95.2	93.8	94.7	93.5	94.3	95.3

最后测试信道化功能和镜像抑制功能。采用频率分别为 7.8 GHz 和 9.31 GHz 的单音信号与 8.5 GHz 的本振信号拍频, 其中频率为 7.8 GHz 的单音信号下变频后应该由子信道 6 输出, 频率为 9.3 GHz 的单音信号下变频后应该由子信道 8 输出。如不进行镜像抑制, 则拍频后 BPD 输出的 I/Q 信号是处于 0.5~1.5 GHz 中频范围内的 2 个射频信号的混叠信号; 经镜像抑制后, DP-IRR 的 2 个输出端口分

别输出以 7.8 GHz 为有用信号、以 9.3 GHz 为镜像信号的信道 6, 和以 9.3 GHz 为有用信号、以 7.8 GHz 为镜像信号的信道 8, 测量结果如图 5 所示, 可以看出镜像抑制比在 23 dB 左右。实验还对信道 9 和信道 11、信道 1 和信道 3 进行了信道化和镜像抑制测试, 测试结果如图 6 和图 7 所示, 可以看出不同频率的单音信号可由相应子信道准确输出, 镜像抑制比在 24 dB 左右。

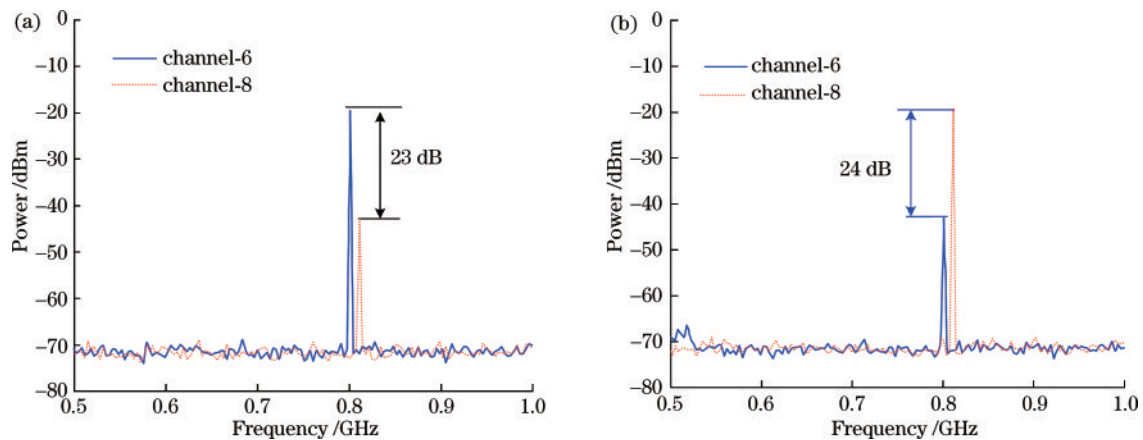


图 5 仅输入信道 6 和 8 信号时的电谱图。(a) 信道 6 为主信道时的电谱图; (b) 信道 8 为主信道时的电谱图

Fig. 5 Electric spectra when only channel-6 and channel-8 signals are inputs. (a) Electric spectrum diagram when channel-6 is the main channel; (b) electric spectrum diagram when channel-8 is the main channel

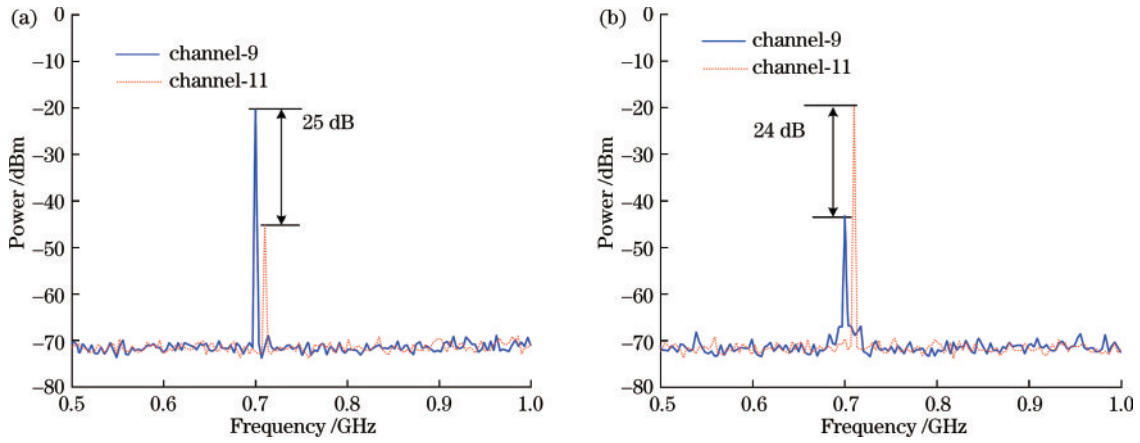


图 6 仅输入信道 9 和 11 信号时的电谱图。(a)信道 9 为主信道时的电谱图;(b)信道 11 为主信道时的电谱图

Fig. 6 Electric spectra when only channel-9 and channel-11 signals are inputs. (a) Electric spectrum diagram when channel-9 is the main channel; (b) electric spectrum diagram when channel-11 is the main channel

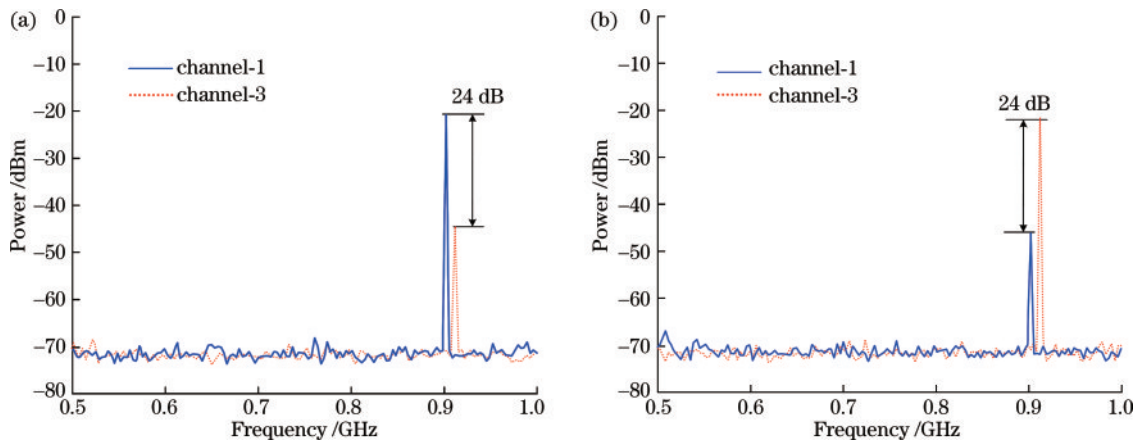


图 7 仅输入信道 1 和 3 信号时的电谱图。(a)信道 1 为主信道时的电谱图;(b)信道 3 为主信道时的电谱图

Fig. 7 Electric spectra when only channel-1 and channel-3 signals are inputs. (a) Electric spectrum diagram when channel-1 is the main channel; (b) electric spectrum diagram when channel-3 is the main channel

4 结 论

提出一种基于信号偏振复用的微波光子信道化方案,通过将待接收的射频信号调制到正交偏振后分别解调,利用 2 套频率不同的 2 线光梳可同时接收 16 路子信道。实验结果表明,本方案在镜像抑制比、信道幅度响应及 SFDR 等关键指标上与其他信道化方案相比无明显短板,最大优势在于在不增加梳齿数量的前提下,进一步提高了光梳的信道化效率;不足之处在于对于偏振态的对准和稳定要求较高。本方案在未来宽带无线通信、雷达、电子战系统中具有较大的应用潜力。

参 考 文 献

[1] 陈敬月, 高一然, 吴钟涵, 等. 100.8 km 大动态零差相干微波光子传输链路[J]. 光学学报, 2022, 42(5): 0506001. Chen J Y, Gao Y R, Wu Z H, et al. Homodyne coherent microwave photonic transmission link with 100.8 km high dynamic range[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(5): 0506001.

[2] 龚威, 史硕, 陈博文, 等. 机载高光谱激光雷达成像技

术发展与应用[J]. 光学学报, 2022, 42(12): 1200002. Gong W, Shi S, Chen B W, et al. Development and application of airborne hyperspectral LiDAR imaging technology[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(12): 1200002.

[3] Zhang X P, Zeng H N, Yang J Y, et al. Novel RF-source-free reconfigurable microwave photonic radar[J]. Optics Express, 2020, 28(9): 13650-13661.

[4] Carin L, Geng N, McClure M, et al. Ultra-wide-band synthetic-aperture radar for mine-field detection[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1999, 41(1): 18-33.

[5] Yang J Q, Li S Y, Xiao X D, et al. Broadband photonic ADC for microwave photonics-based radar receiver[J]. Chinese Optics Letters, 2018, 16(6): 060605.

[6] 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.

[7] 崇毓华, 杨春, 李向华, 等. 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, et al. A microwave photonic channelization device with common intermediate frequency[J]. Journal of Optoelectronics·Laser, 2014, 25

- (12): 2294-2299.
- [8] Xu W Y, Zhu D, Pan S L. Coherent photonic radio frequency channelization based on dual coherent optical frequency combs and stimulated Brillouin scattering[J]. *Optical Engineering*, 2016, 55(4): 046106.
- [9] 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(19): 4219-4226.
- [10] Xie C X, Zhu D, Chen W J, et al. Microwave photonic channelizer based on polarization multiplexing and photonic dual output image reject mixer[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 158308-158316.
- [11] Hao W H, Dai Y T, Yin F F, et al. Chirped-pulse-based broadband RF channelization implemented by a mode-locked laser and dispersion[J]. *Optics Letters*, 2017, 42(24): 5234-5237.
- [12] Xu X Y, Wu J Y, Nguyen T G, et al. Broadband RF channelizer based on an integrated optical frequency Kerr comb source[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4519-4526.
- [13] Xu X Y, Tan M X, Wu J Y, et al. Broadband photonic RF channelizer with 92 channels based on a soliton crystal microcomb[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2020, 38(18): 5116-5121.
- [14] 张武. 微波光子信道化接收机及其关键技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
Zhang W. Research on microwave photonic channelized receiver and its key technologies[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [15] 张馨, 殷科, 张江华, 等. 高平坦大带宽 25 GHz 双光频梳源[J]. *中国激光*, 2021, 48(11): 1116002.
Zhang X, Yin K, Zhang J H, et al. High bandwidth 25 GHz dual optical frequency comb source[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(11): 1116002.
- [16] Chen W J, Zhu D, Xie C X, et al. Microwave channelizer based on a photonic dual-output image-reject mixer[J]. *Optics Letters*, 2019, 44(16): 4052-4055.
- [17] Yang J Y, Li R M, Dai Y T, et al. Wide-band RF receiver based on dual-OFC-based photonic channelization and spectrum stitching technique[J]. *Optics Express*, 2019, 27(23): 33194-33204.