光电技术及应用

DOI:10.16818/j.issn1001－5868.20241122001

基于相位调制直接检测的模拟移动前传研究

李庆洪[1]，青　廉[1*]，杨　冬[1,2]，谢远举[1]，方志平[1]，何易非[1]

（1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所，重庆 400060；2. 重庆大学，重庆 400044）

摘　要： 为解决模拟移动前传（A-MFH）中采用强度调制直接检测（IMDD）光链路所面临的额外能源消耗、固有的低链路射频增益和较高的多波长信道串话干扰等问题，提出一种基于马赫-曾德尔干涉仪（MZI）的相位调制直接检测（PMDD）光链路方案，以取代传统IMDD。该方案在光发射机中使用光相位调制（PM）取代强度调制（IM），在光接收机中利用非平衡的MZI获得宽带、高线性的PM到IM信号转换，从而实现光接收机中相位信息的直接检测。大量数值仿真结果表明，当A-MFH中12路100 MHz 64QAM-OFDM信号经过20 km标准单模光纤同步传输时，与IMDD光链路相比，基于MZI的PMDD光链路中光接收机灵敏度获得了4.2 dB的提升。同时，通过适应性功率分配，有效补偿了整个系统的频率响应滚降效应，从而平衡12个信道之间可实现的性能。

关键词： 模拟移动前传；相位调制直接检测；马赫-曾德尔干涉仪；适应性功率分配

中图分类号： TN926　**文章编号：** 1001－5868(2025)01－0098－08

Analog Mobile Fronthaul Utilizing Phase Modulation and Direct Detection

LI Qinghong[1], QING Lian[1], YANG Dong[1,2], XIE Yuanju[1], FANG Zhiping[1], HE Yifei[1]

（1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, CHN; 2. Chongqing University, Chongqing 400044, CHN）

Abstract: To address the additional energy consumption, inherent low radio frequency gain, and higher multi-wavelength channel crosstalk interference faced by intensity modulation and direct detection (IMDD) optical link in analog mobile fronthaul (A-MFH), this paper proposes a phase modulation and direct detection (PMDD) optical link scheme based on the Mach-Zehnder interferometer (MZI) to replace the traditional IMDD. In this scheme, optical phase modulation (PM) instead of intensity modulation (IM) is used in the optical transmitter, and wideband, high-linearity PM-to-IM conversion is achieved in the optical receiver using an unbalanced MZI, which enables the direct detection of phase information in the optical receiver. Extensive numerical simulation results show that when 12 channels of 100-MHz 64QAM-OFDM signals in A-MFH are transmitted synchronously over 20 km of standard single mode fiber, the optical receiver sensitivity in the PMDD optical link based on MZI achieves a 4.2 dB improvement compared to the IMDD optical link. Furthermore, the frequency response roll-off effect of the system is effectively compensated by adaptive power loading to balance the achievable performance among the 12 channels.

Key words: analog mobile fronthaul; phase modulation and direct detection; Mach-Zehnder interferometer; adaptive power loading

收稿日期：2024－11－22.

*通信作者：青　廉

0　引言

近年来，随着第五代移动通信系统技术（5G）在全球范围内大规模部署，基于模拟光载无线的移动前传（A-MFH）网络因其高传输容量、低成本和高频谱利用率等优势，已成为国内外研究热点[1-3]。在A-MFH中，强度调制直接检测（IMDD）光收发机由于在成本和结构等方面具有优势而被广泛采用[4-5]。然而，IMDD A-MFH仍然面临以下两个亟待解决的问题：（1）额外的能量消耗。为了获得最佳且稳定的传输性能，光发射机需要额外的直流偏置和复杂的偏置点控制电路。随着小蜂窝基站（BS）的密集部署和有源天线单元（AAU）数目的增加，IMDD A-MFH将不可避免地面临严峻的能耗问题。（2）固有的低链路射频增益和小动态范围。由于强度调制器的非线性响应特性，IMDD A-MFH的链路射频增益和动态范围均受到严格的限制。

为解决IMDD A-MFH所面临的上述问题，提出在光发射机处采用相位调制（PM）取代传统强度调制（IM），不再需要直流偏置及偏置点控制电路，从而实现简单且低功耗的发射机结构。同时，光PM信号具有恒定的功率，在波分复用无源光网络传输中对信道传话干扰表现出较低的敏感性。然而，光PM信号的光谱具有平衡特性，即对于每一个拍频信号，总是存在另一个与之振幅和频率相同但相位相反的拍频信号，这两个信号可以相互抵消。因此，相位信息不能通过直接检测恢复，而需要采用相干检测技术。这一过程涉及到复杂的光学和电子设备，例如相干检测器、本地振荡器和相位锁定回路等，从而显著增加了系统的复杂性和成本。

为此，近年来微波光子学领域聚焦在接收机端打破光PM信号的光谱平衡特性，完成PM-IM信号的转换，从而实现低复杂度、高射频增益以及高线性链路响应的相位调制直接检测（PMDD）光链路。常见的PM-IM信号转换方案采用受激布里渊散射[6]、光谱处理器[7]和色散器件[8]。然而，通过光谱处理器和色散器件实现PM-IM转换需要精准调控信号边带的相位和幅度，并且受激布里渊散射效应的3 dB带宽仅在几十兆赫兹量级。因此，这些PM-IM转换方案只能以简单的单音或双音微波信号为分析对象，难以适用于多载波同步传输的A-MFH网络。此外，日本大阪工业大学和巴拉那联邦理工大学研究团队利用光纤布拉格光栅的滤波特性抑制宽带信号的一个共轭边带，完成PM-IM信号的转换，从而实现低于1×10^{-4}误比特率的宽带正交频分复用（OFDM）信号传输[9-10]。然而，相较于双边带调制的IMDD，这类方案受到滤波滚降特性的影响，从而无法实现更优的链路传输性能。

本文提出一种基于马赫-曾德尔干涉仪（MZI）的PMDD光链路方案，以取代A-MFH中IMDD光链路。在发射端，采用PM取代传统的IM，以消除光发射机对直流偏置和偏置点控制电路的需求；在接收端，利用MZI完成PM-IM信号的转换，同时构建平衡探测的光接收机结构，显著提升光链路射频增益。建立基于MZI的PMDD A-MFH理论模型，研究制约传输性能的物理因素与机理，探讨PMDD光链路射频增益和噪声特性。数值仿真结果表明，当12路64QAM-OFDM信号同步传输时，与IMDD A-MFH相比，基于MZI的PMDD A-MFH接收机灵敏度提升了4.2 dB。此外，功率分配有效补偿了基于MZI的PMDD A-MFH系统的频率响应滚降效应，使12路信号具有相似的传输性能。

1　光链路理论模型与特性

1.1　基于MZI的PMDD A-MFH理论模型

随着小蜂窝BS的密集部署和AAU数目的增加，为解决IMDD A-MFH面临的能耗问题并提高链路传输性能，提出了在光发射机中使用光PM取代IM，在光接收机中利用非对称MZI获得PM-IM转换，从而实现基于光PMDD的链路传输，具体传输系统原理图如图1所示。

在发射端，每路无线信号首先被分离为同相（I）和正交相位（Q）分量。接着，通过在两个连续点之间加入$L-1$个零，实现无线信号I/Q分量的L倍上采样。经过上采样处理后的I/Q分量分别通过相同采样率的数字正交成形滤波器，从而在电域中实现信道聚合。最后，经过数模转换器（DAC）的模拟聚合信号通过相位调制器调制到光载波上，进而注入到单波长光纤链路中。在接收端，光PM信号经过由两个光耦合器和不同长度的上下臂组成的非对称MZI转换为光IM信号，进而通过光电探测器（PD）输出光电流。接着，经过模数转换器（ADC）数字化的电信号均分后输入多个并行的数字匹配滤波器以实现信道分离。最后，通过在L个采样点之间抽取一个采样值的方式，实现采样序列的L倍

下采样，进而简单利用I/Q分量的时域相加恢复出N路无线信号。

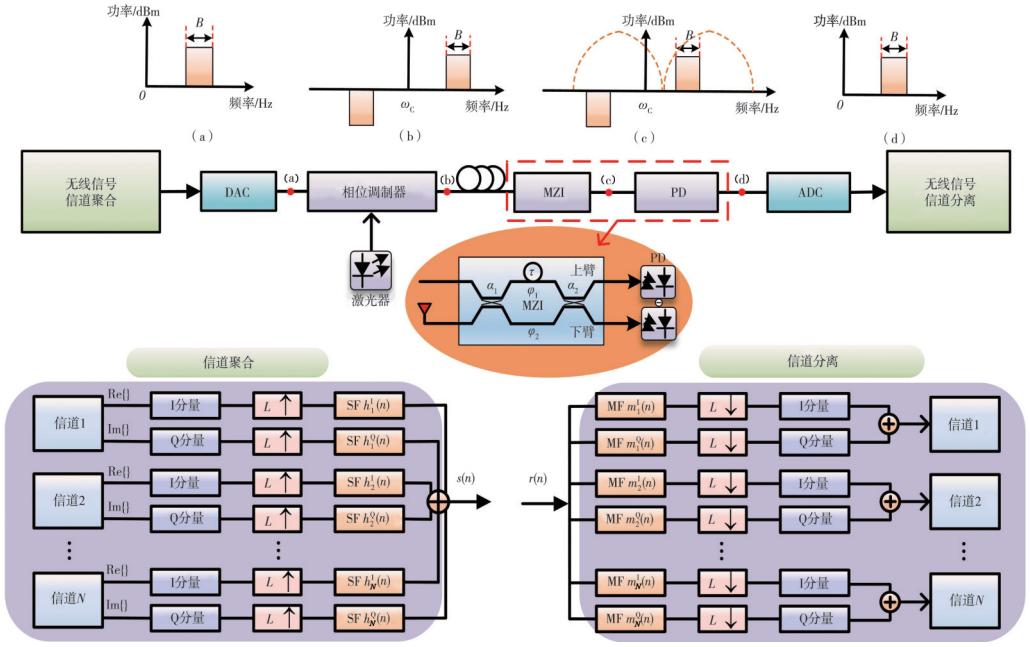


图1 基于MZI的PMDD A-MFH传输系统原理图

光相位调制器的输出光场可表示为：

$$E_{\mathrm{PM}}(t)=\sqrt{\alpha_{\mathrm{PM}}P_{\mathrm{o}}}\exp\left[j\left(\omega_{\mathrm{c}}t+\pi s(t)/V_{\pi}\right)\right] \tag{1}$$

式中，α_{PM}为相位调制器插入损耗，P_{o}为输入光功率，ω_{c}为光载波角频率，$s(t)$为输入射频信号，V_{π}为相位调制器半波电压。由于A-MFH中无线信号主要采用OFDM调制格式，各子载波承载的数据均映射为M阶正交幅度调制(QAM)符号。可将公式(1)中的$s(t)$表示为QAM调制信号，即：

$$s(t)=a\cos(\Omega t)-b\sin(\Omega t) \tag{2}$$

式中，Ω为对应的子载波频率。

由于具有恒定的包络，光PM信号不能通过直接检测恢复相位信息。因此，本研究提出在接收机端采用非对称MZI将光PM信号转换为光IM信号，进而实现通过直接检测恢复光载波的相位信息。如图1所示，MZI上下两臂的输出光场为：

$$\begin{bmatrix}E_1(t)\\E_2(t)\end{bmatrix}=\sqrt{\alpha_{\mathrm{MZI}}}\begin{bmatrix}\sqrt{\alpha_1} & \mathrm{i}\sqrt{1-\alpha_1}\\ \mathrm{i}\sqrt{1-\alpha_1} & \sqrt{\alpha_1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}e^{\mathrm{j}\varphi_1} & 0\\0 & e^{\mathrm{j}\varphi_2}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}\sqrt{\alpha_2} & \mathrm{i}\sqrt{1-\alpha_2}\\ \mathrm{i}\sqrt{1-\alpha_2} & \sqrt{\alpha_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}E_{\mathrm{PM}}(t)\\0\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，α_{MZI}为MZI插入损耗，α_1和α_2为光耦合器的分光比，φ_1和φ_2分别为MZI上下两臂的相移。因此，MZI上下两臂的输出光功率可表示为：

$$P_{1,2}(t)=\alpha_{\mathrm{PM}}\alpha_{\mathrm{MZI}}P_{\mathrm{o}}\left(\alpha_1\alpha_2+(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)\right)\times\left(1\mp\beta\cos(\Delta\varphi)\right) \tag{4}$$

式中，下标1和2分别表示MZI上臂和下臂，β为校正系数，$\Delta\varphi$为MZI两臂之间的相位差，即$\Delta\varphi=\varphi_1-\varphi_2$。校正系数$\beta$通常用来描述由于MZI的不完善性而造成的射频信号衰减，与MZI消光比E_{R}有关，可表示为：

$$\beta=\frac{E_{\mathrm{R}}-1}{E_{\mathrm{R}}+1}=\frac{2\sqrt{\alpha_1\alpha_2(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}}{\alpha_1\alpha_2+(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)} \tag{5}$$

随着MZI消光比的增大，校正系数将趋近于1。对于理想的MZI，其校正系数通常为1。此外，MZI两臂之间的相位差$\Delta\varphi$主要由两部分组成：1)MZI外部偏置产生的相位差；2)上下两臂差分时延导致的相移差。MZI两臂之间的相位差可表示为：

$$\Delta\varphi=(\omega_{\mathrm{c}}\tau+\theta_0)+\frac{\pi}{V_{\pi}}\left[s(t)-s(t-\tau)\right] \tag{6}$$

式中，θ_0为MZI外部偏置引起的相位差，τ为MZI两臂之间的差分时延，其决定了MZI的自由光谱范围F_{SR}，即$F_{\mathrm{SR}}=1/\tau$。结合公式(3)和(5)可知，为提高光PM-IM信号转换的线性度，MZI需要工作在正交点，即$\omega_{\mathrm{c}}\tau+\theta_0=(2k+1)\pi/2$，其中$k$为整数。

在小信号条件下，对公式(3)进行Maclaurin展开，忽略高阶分量后，从MZI上下两臂探测到的光电流为：

$$I_{1,2}(t)=I_{dc}\pm I_{dc}\beta\frac{2\pi}{V_\pi}\sin\left(\frac{\Omega\tau}{2}\right)\times\left[a\cos\left(\Omega t-\frac{\Omega\tau-\pi}{2}\right)-b\sin\left(\Omega t-\frac{\Omega\tau-\pi}{2}\right)\right] \tag{7}$$

式中，I_{dc} 为探测器输出的直流光电流，即 $I_{dc}=R_{pd}\alpha_{MZI}\alpha_{PM}P_o\left(\alpha_1\alpha_2+(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)\right)$，其中 R_{pd} 为光电探测器的响应度。公式(6)表明，在不考虑功率改变的情况下，恢复的 QAM 信号仅与发送信号存在相移，并且当调制信号频率满足 $f=(2k+1)F_{SR}/2$ 时，这种相移被消除。此外，OFDM 解调的数字信号处理模块中单抽头破零均衡也能对该相移进行补偿。

1.2　基于 MZI 的 PMDD A-MFH 链路增益

假设单个光电探测器产生的射频信号功率全部传递到阻抗为 R_o 的负载上，由公式(7)可得基频信号的功率：

$$P_{\Omega(1,2)}=\frac{R_o\pi^2I_{dc}^2\beta^2}{V_\pi^2}\left\langle[s(t)-s(t-\tau)]^2\right\rangle \tag{8}$$

式中，$\langle\cdot\rangle$ 表示对时间取平均。将 QAM 信号 $s(t)=a\cos(\Omega t)-b\sin(\Omega t)$ 代入公式(8)中，基于 MZI 的 PMDD 链路射频增益 G_P 可表示为：

$$G_{P(1,2)}=\frac{4R_iR_o\pi^2I_{dc}^2\beta^2\sin^2(\pi f/F_{SR})}{V_\pi^2} \tag{9}$$

式中，R_i 为输入阻抗，f 为射频信号频率，即 $f=\Omega/2\pi$。由公式(9)可知，链路的射频增益主要取决于射频信号频率 f 和 MZI 的自由光谱范围 F_{SR}，并且 MZI 上臂和下臂具有相同的射频增益。

为了验证所建立理论模型的可靠性，通过 VPI Design Suite 10.0 搭建单音正弦信号的光 PMDD 传输数值仿真平台。在发射端，频率为 f 的单音正弦信号首先通过相位调制器调制到光载波上，进而注入到单波长光纤链路中。在接收端，光相位调制信号通过基于正交偏置的 MZI 实现 PM-IM 转换。接着，通过可变光衰减器改变接收光功率，进而利用光电二极管转换为电流。通过调整单音正弦信号的频率，MZI 器件的自由光谱范围，激光器线宽以及可变光衰减器的衰减数值，分析了基于 MZI 的 PMDD 光链路的增益和噪声特性，并将仿真结果与理论值进行了数值拟合。

如图 2 所示，通过设置 $I_{dc}=1$ mA，$E_R=25$ dB，$R_i=R_o=50\ \Omega$ 以及 $V_\pi=3.8$ V，分析了不同自由光谱范围 F_{SR} 下射频增益随频率 f 的变化曲线。

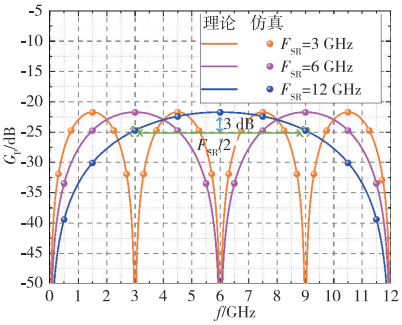


图 2　不同 F_{SR} 下链路射频增益 G_P 与频率的函数关系

由图 2 可知：1）射频增益随频率周期性变化，且周期为 MZI 自由光谱范围 F_{SR}；2）峰值射频增益在射频信号频率为 $(2k+1)F_{SR}/2$ 处实现；3）F_{SR} 大小不影响可获得的峰值射频增益；4）较高的自由光谱范围在峰值射频增益频率点附近提供较高的 3 dB 带宽，即 $F_{SR}/2$。

IMDD 链路的射频增益 G_I 表示为[11-12]：

$$G_I=\frac{I_{dc}^2\pi^2R_oR_i}{V_\pi^2} \tag{10}$$

比较公式(9)和(10)可知，相较于 IMDD 光链路，基于 MZI 的 PMDD 光链路峰值射频增益获得了约 6 dB 的提升。此外，公式(7)表明 MZI 上臂和下臂输出光电流存在反相关系，采用平衡探测的光接收机结构可使链路射频增益进一步提升 6 dB，其理论与简单的数字仿真结果如图 3 所示。图 3 中，虚线和实线分别表示单探测和平衡探测下的射频增益理论值，点和方框分别表示单探测和平衡探测下的射频增益仿真值。

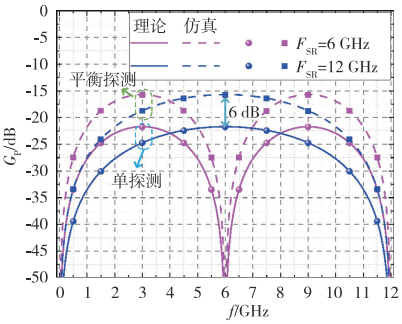


图 3　单一和平衡探测下链路射频增益随信号频率变化曲线

1.3　基于 MZI 的 PMDD A-MFH 链路噪声

除射频增益外，噪声也是分析链路特性的一个重要指标。基于 MZI 的 PMDD 光链路中噪声源主要分为两类：1）基础噪声，由热噪声 S_{th}、散弹噪声 S_{shot} 和激光器相对强度噪声 S_{RIN} 构成；2）由激光器相位噪声转换的强度噪声 S_{PI}。其噪声功率谱密度

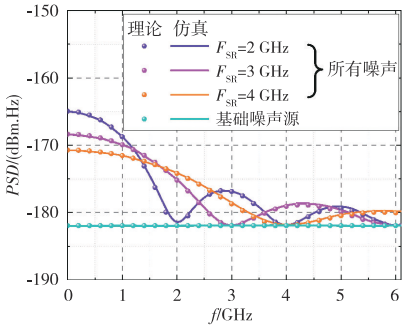
(PSD)可分别表示为：

$$S_{\text{fund}}=S_{\text{th}}+S_{\text{shot}}+S_{\text{RIN}}=\left(G_{\text{o}}+1\right)\left(4k_{\text{B}}T/R\right)+2eI_{\text{dc}}+10^{RIN/10}\left(I_{\text{dc}}\right)^{2} \tag{11}$$

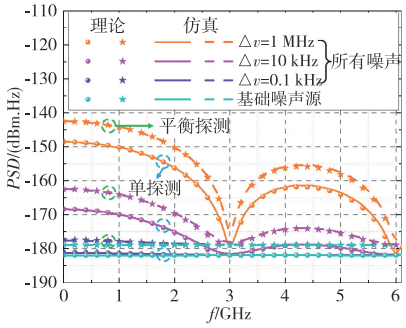
$$S_{\text{PI}}=\frac{\Delta v\exp\left(-2\pi\tau\Delta v\right)I_{\text{dc}}^{2}}{\pi\left(\Delta v^{2}+f^{2}\right)}\times\left[\cosh\left(2\pi\tau\Delta v\right)-\cos\left(2\pi\tau f\right)\right] \tag{12}$$

式中，G_{o}为链路增益，k_{B}为玻尔兹曼常数，T为热力学温度，R为产生热噪声的电阻阻抗，e为电子电荷量，RIN为激光器相对强度噪声，Δv为激光器线宽。由公式(11)可知，当直流光电流I_{dc}较小时，热噪声在基础噪声源中支配其他噪声源。此外，当MZI应用于PM-IM转换时，激光器相位噪声也转化为强度噪声，如公式(12)所示。这一转换过程主要由MZI的F_{SR}、激光器线宽以及直流光电流等关键参数决定。同样，为验证所构建理论模型的准确性，简单的链路仿真与公式的理论值进行了数值拟合。

如图4所示，通过设置$I_{\text{dc}}=1$ mA，$E_{\text{R}}=25$ dB，$R=50\ \Omega$、$V_{\pi}=3.8$ V以及$RIN=-170$ dBc/Hz，分析了自由光谱范围F_{SR}和激光器线宽Δv对PMDD光链路噪声的影响。需要表明的是，噪声研究分析是围绕PD后的光电流展开，未涉及到接收机外部的负载电阻。因此，其基础噪声水平低于通常在负载电阻上测量的热噪声水平，即−174 dBm/Hz。如图4(a)所示，基础噪声为−181.94 dBm/Hz，其仿真数值与公式(11)所示的理论值吻合。此外，当激光器线宽固定在10 kHz时，随着MZI自由光谱范围的减小，由激光器相位噪声转换的强度噪声不断增大，并在所有噪声源中占据主导地位。同时，激光器线宽也是基于MZI的PMDD光链路中的重要参数。当MZI自由光谱范围固定在3 GHz时，由图4(b)可知，随着激光器线宽的减小，由激光器相位噪声转换而来的强度噪声也不断降低。当激光器线宽足够小时，基于MZI的PMDD光链路同IMDD光链路一样受限于基础噪声。与单探测相



(a) 不同F_{SR}下链路噪声PSD随频率变化曲线



(b) 不同Δv下链路噪声PSD随频率变化曲线

图4 基于MZI的PMDD A-MFH链路噪声PSD

比，采用平衡探测的光接收机结构使链路射频增益提升6 dB，但也导致了3 dB基础噪声源的增加。

此外，为探究不同I_{dc}下PMDD光链路中的噪声水平，结合公式(11)和(12)的理论，分析了不同I_{dc}范围内噪声源中的主导噪声源，如图5所示。除频率固定在0.1 GHz且直流光电流可调整外，此处分析所涉及的链路条件与图4(b)中的设置相同。结合公式(11)、(12)和图5可知，随着直流光电流的增加，基础噪声和由激光器相位噪声转换的强度噪声也随之增加。其中，激光器相位噪声转换的强度噪声在所有噪声源中逐渐成为了主导噪声源。同时，当直流光电流I_{dc}低于0.07 mA时，基础噪声中的热噪声始终是所有噪声源中的主导因素。考虑到直流光电流I_{dc}通常反应了接收光功率(ROP)的大小，这表明在ROP较低时，基于MZI的PMDD与IMDD具有相似的链路噪声水平。

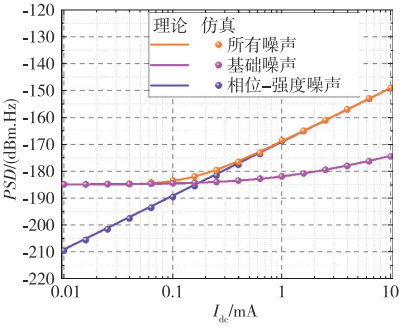


图5 噪声功率谱密度与直流光电流的函数关系

综上所述，与IMDD A-MFH相比，基于MZI的PMDD A-MFH具有以下特性：1)当聚合信号的中心频率位于MZI自由光谱范围F_{SR}的一半时，其射频增益能够获得最大值；2)采用单一或平衡探测的光接收机结构，光链路射频增益分别提升6 dB和12 dB；3)当ROP较小时，PMDD与IMDD光链路具有相似的链路噪声水平。因此，相较于IMDD，基于非对称MZI的PMDD能够提升A-MFH传输性能。

2　仿真设置

为详细验证基于 MZI 的 PMDD 光链路在 A-MFH 中的传输性能，针对具有 3 个有源天线单元，2 个聚合载波和 2×2 MIMO 的基站，利用 Matlab 和 VPI Design Suite 10.0 搭建包含 12 路 100 MHz 无线信号（5G NR 载波，采样速率为 122.88 MHz）和 20 km 标准单模光纤（SSMF）的光 PMDD A-MFH 传输数值仿真平台。在该仿真平台中，Matlab 完成收发端的各项数字信号处理（DSP）功能和无线信号的性能指标评估，主要包括 5G/B5G NR 信号的产生与恢复、信号的信道聚合与分离、有限比特分辨率的 DAC/ADC 建模、传输性能指标计算等。同时，VPI 软件实现连续波激光器、光相位调制器、MZI（含消光比）、SSMF（含色散和非线性效应）和光电探测器（含热噪声和散弹噪声）的建模。

如图 6 所示，在发射端，首先通过离线 DSP 处理产生 12 路独立的无线信号（64-QAM OFDM 调制格式）。然后，分离的无线信号 I/Q 分量被上采样 26 倍，进而输入到数字正交成形滤波器中实现信道聚合。为了构建需要的数字正交滤波器，数字正交滤波器中心频率分别设置为 $n\times122.88$ MHz，其中 $n=1,2,\cdots,12$，滤波器抽头长度和滚降系数分别为 256 和 0.1。然后，通过基于希尔伯特变换的单边带上变频操作，将聚合信号的中心频率上变频到 $F_{SR}/2$ 的中频处。上变频后的数字信号通过 DAC 转换为模拟信号，进而通过光相位调制器调制到光载波，随后注入到 20 km 的 SSMF 链路中进行传输。在接收端，光相位调制信号首先通过基于正交偏置的 MZI 实现 PM-IM 转换。接着，利用可变光衰减器（VOA）改变 ROP，进而通过光电二极管实现光电转换。最后，检测到的电信号经过 DSP 程序进行处理，包括：模数转换，数字下变频，基于数字正交滤波的信道分离，OFDM 迫零均衡以及性能评估。PMDD 光链路中具有代表性的电域/光域频谱图如图 6 中插图所示。

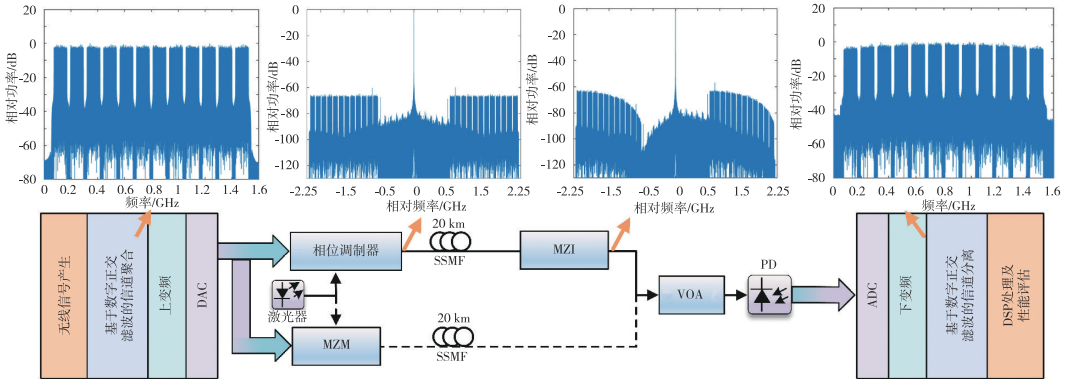


图 6　基于 MZI 的 PMDD A-MFH 传输仿真平台设置

为实现 IMDD A-MFH 和基于 MZI 的 PMDD A-MFH 传输性能的公平比较，在 IMDD 光链路中，相位调制器被替换为基于正交偏置的马赫-曾德尔调制器 MZI，同时在接收端省略了 MZI，而没有对其他组件及操作进行任何更改。这里值得一提的还有两个方面：1）通过优化上采样因子和数字正交滤波器中心频率，可以省略基于希尔伯特变换的上/下变频操作；2）对于 PMDD A-MFH 传输系统，通过在数字域中适应性分配信号功率，可以有效补偿整个系统的频率响应滚降效应，平衡 12 个信道之间可实现的性能。收发机和光学设备关键参数如表 1 所示。

表 1　收发机和光学设备的关键参数

关键参数	数值
聚合信号带宽/ GHz	1.48
DAC（ADC）采样率/（GS•s^{-1}）	6.4
DAC（ADC）分辨率位数/ bits	8
激光器频率/ THz	193.1
激光器线宽/ kHz	10
相位调制器 V_π/ V	3.8
MZM V_π/ V	3.8
光纤长度/ km	20
MZI 消光比/ dB	25
MZI 自由光谱范围/ GHz	3

3　结果与讨论

为了评估基于 MZI 的 PMDD A-MFH 传输性能，首先针对 12 路 100 MHz 64QAM-OFDM 信号

在20 km SSMF中传输的误差矢量幅度(EVM)性能进行了测量,并与IMDD A-MFH传输性能进行比较。由于IMDD A-MFH具有良好的功率平坦度,系统中各个信道经过20 km SSMF传输后具有一致的EVM性能。因此采用12路信号的平均EVM性能来进行比较。

如图7所示,当MZI自由光谱范围和激光器线宽分别固定在3 GHz和10 kHz时,12路信号对应的EVM曲线均表现出相同的发展趋势。当ROP小于−11 dBm时,第1(2,3,4,5,6)路和第12(11,10,9,8,7)路信号具有相似的EVM性能,且第6路和第7路的EVM性能最佳。该结果主要归因于以下两个方面:1)此时链路噪声受限于热噪声;2)基于MZI的PMDD A-MFH链路射频增益特性导致了系统频率响应的滚降效应,且靠近峰值增益处的信号具有更高的增益。另一方面,当接收光功率大于−11 dBm时,相较于其他信道,第12路信号随着接收光功率ROP增加,EVM性能提升最为明显。这种现象的出现是因为随着ROP的增加,由激光器相位噪声转化的强度噪声逐渐在所有噪声源中起主导地位,而第12路信号所受到的噪声影响最小。同时,当ROP高于−8 dBm时,PMDD A-MFH传输性能开始出现饱和现象(EVM floor)。这种EVM发展趋势表明,由激光器相位噪声转化的强度噪声导致PMDD链路出现信噪比瓶颈。然而,相较于IMDD,由于链路射频增益的提高,基于MZI的PMDD仍然带来了显著的性能提升。在满足3GPP标准下64QAM对应的8% EVM阈值时,12路信号的接收机灵敏度提高了至少1.6 dB。

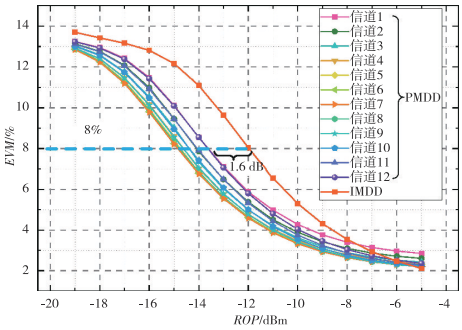
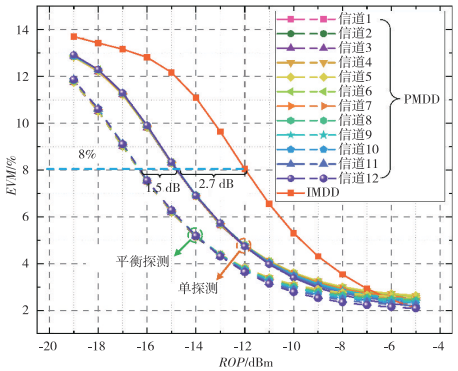


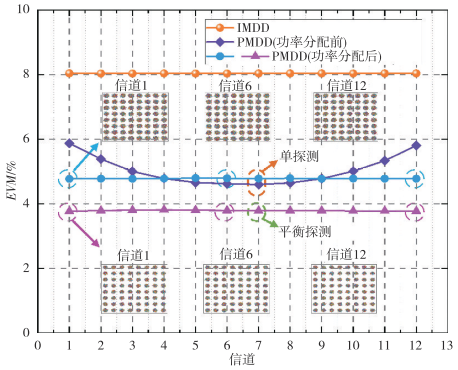
图7 基于MZI的PMDD A-MFH传输性能

实际上,这种由于链路增益特性导致的系统频率响应滚降效应可以通过增大MZI自由光谱范围F_{SR}来缓解。例如对于12路信号,采用15 GHz F_{SR}的MZI,可以实现良好的信道平坦度。然而,由于需要将聚合信号中心频率上变频到$F_{SR}/2$处,这会导致频谱利用率降低。因此,本文在数字域中利用适应性功率分配,有效补偿整个系统的频率响应滚降效应。该方案首先在功率均匀分配情况下测得各信道的EVM性能,再根据各信道的衰落特性适应性地分配发射功率。

如图8(a)所示,适应性功率分配后,基于MZI的PMDD A-MFH中12路信号在接收光功率小于−11 dBm时具有相似的EVM性能。相较于IMDD A-MFH,每一路信号的接收光功率均获得2.7 dB的提升。当接收光功率大于−11 dBm时,12路信号的EVM性能仍然存在着细微的差距,这是因为激光器相位噪声转化的强度噪声导致了不同信道的信噪比不同。其仿真结果与前文关于链路噪声的理论分析十分吻合。此外,与单光电探测相比,由于MZI上下两臂输出光电流存在反相关系,采用平衡探测的光接收机结构使PMDD A-MFH中无线信号链路射频增益获得6 dB的提高,从而进一步提升了1.5 dB接收机灵敏度。在−12 dBm接收光功率条件下,适应性功率分配前后的信道平坦度如图8(b)所示。可以看出,适应性功率分配有效的补偿了基于MZI的PMDD A-MFH系统的频率响应滚降效应,提升了系统传输性能。



(a) 12路信号EVM性能



(a) −12 dBm接收光功率下信道平坦度

图8 功率分配后基于MZI的PMDD A-MFH传输性能

4　结论

本文针对当前IMDD A-MFH面临的问题，提出了一种基于MZI的PMDD光链路方案，并建立了完善的PMDD A-MFH链路特性理论模型。该方案在发射机中采用PM取代IM，不再需要直流偏置及偏置点控制电路；在接收机中利用MZI获得高线性PM-IM转换，实现光接收机中相位信息的直接检测。理论推导和数学分析表明，与IMDD A-MFH相比，基于单光电探测和平衡探测的PMDD A-MFH分别获得6 dB和12 dB链路射频增益提升。大量数值仿真结果表明，12路100 MHz 64QAM-OFDM信号经过20 km标准单模光纤同步传输后，基于MZI的PMDD A-MFH为接收机灵敏度带来了至少1.6 dB的提升。同时，通过适应性的功率分配，有效补偿了基于MZI的光PMDD A-MFH系统的频率响应滚降效应，平衡了12个信道之间可实现的性能，从而最大程度利用了信道带宽资源。此外，通过优化基于MZI的PM-IM转换结构，提出采用平衡探测的光接收机结构，改善了A-MFH光链路的射频增益，使接收机灵敏度进一步获得1.5 dB的提升。

参考文献：

[1] Udalcovs A, Levantesi M, Urban P, et al. Total cost of ownership of digital vs. analog radio-over-fiber architectures for 5G fronthauling[J]. IEEE Access, 2020, 8: 223562-223573.

[2] Deng M L, Mamadou T, Xing Z B, et al. Digital orthogonal filtering-enabled synchronous transmissions of I/Q waveforms and control words for bandwidth-efficient and low-complexity mobile fronthaul[C]// 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). IEEE, 2021: 1-3.

[3] Torres-Ferrera P, Straullu S, Abrate S, et al. Upstream and downstream analysis of an optical fronthaul system based on DSP-assisted channel aggregation[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(12): 1191-1201.

[4] Li P, Pan W, Zou X, et al. Low-complexity adaptive frequency-domain nonlinear equalization for analog RoF mobile fronthaul using FFT/IFFT-assisted channel aggregation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(4): 1072-1082.

[5] Noor S, Assimakopoulos P, Wang M, et al. Comparison of digital signal processing approaches for subcarrier multiplexed 5G and beyond analog fronthaul[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2020, 12(3): 62-71.

[6] Li W, Zhu N H, Wang L X, et al. Broadband phase-to-intensity modulation conversion for microwave photonics processing using Brillouin-assisted carrier phase shift[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(24): 3616-3621.

[7] Wu R, Jiang T, Yu S, et al. Multi-order nonlinear distortions analysis and suppression in phase modulation microwave photonics link[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(24): 5973-5981.

[8] Chi H, Zou X, Yao J. Analytical models for phase-modulation-based microwave photonic systems with phase modulation to intensity modulation conversion using a dispersive device[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(5): 511-521.

[9] Fujimoto D, Lu H H, Kumamoto K, et al. Phase-modulated hybrid high-speed Internet/WiFi/pre-5G in-building networks over SMF and PCF with GI-POF/IVLLC transport[J]. IEEE Access, 2019, 7: 90620-90629.

[10] de Tarso Neves Junior P, Vieira L C, de Almeida Prado Pohl A. Optical OFDM transmission based on phase modulation and fiber Bragg grating[C]// 2023 International Conference on Optical MEMS and Nanophotonics (OMN) and SBFoton International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC), IEEE, 2023: 1-2.

[11] 丁　鹏，陈　诺，彭若雪，等. 基于激光器RIN抑制的宽带低噪声微波光传输技术[J]. 半导体光电，2024，45(2)：269-273.
Ding Peng, Chen Nuo, Peng Ruoxue, et al. Broadband low-noise microwave optical transmission technology based on laser RIN suppression[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2024, 45(2): 269-273.

[12] Urick V J, Bucholtz F, McKinney J D, et al. Long-haul analog photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(8): 1182-1205.

作者简介：

李庆洪(1971—)，男，四川省蓬溪县人，高级工程师，主要研究方向为高速信号传输、信号与信息处理和微波光子学；

青　廉(1999—)，男，重庆市人，硕士研究生，助理工程师，主要研究方向为高速信号传输、光通信和微波光子学。