

基于Kramers-Kronig接收技术的光发射机IQ损伤估计

高宇洋^{1,2}, 李宇峰¹, 鲍思鸿¹, 李明华², 张帆³, 周娴^{1,2}

(1.北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083; 2.北京科技大学顺德创新学院, 广东 佛山 528300; 3.北京大学光子传输与通信
全国重点实验室, 北京 100871)

摘要: 本文提出了一种基于Kramers-Kronig接收技术的光发射机IQ损伤估计方法, 通过引入辅助载波构建单边带信号, 使用直接检测技术替代传统相干接收架构, 有效规避了接收端IQ损伤对发射端IQ损伤监测的干扰。同时, 本文提出可以基于双音信号的频谱特征, 实现对IQ两路幅度不平衡、相位不平衡与IQ偏斜三类损伤参数的分离与估算。仿真验证结果表明, 在4GHz的接收带宽下, 所提方案的估计精度达到: 幅度不平衡估计误差 $<0.03\text{dB}$, 相位不平衡估计误差 $<0.2^\circ$, IQ偏斜估计误差 $<0.3\text{ps}$ 。

关键词: 光发射机IQ损伤; Kramers-Kronig接收; 单边带信号; 双音频信号

中图分类号: TN913

文献标志码: A

Optical Transmitter IQ impairments estimation based on Kramers-Kronig Receiver

GAO Yuyang^{1,2}, LI Yufeng¹, BAO Sihong¹, LI Minghua², ZHANG Fan³, ZHOU Xian^{1,2}

1. School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

2. Shunde Innovation School, University of Science and Technology Beijing, Foshan 528300, China

3. State Key Laboratory of Photonics and Communications, Peking University, Beijing 100871, China

Abstract: In this paper, an IQ impairment estimation method of optical transmitter based on Kramers-Kronig receiving technology is proposed. By introducing auxiliary carrier to construct single sideband signal and using direct detection technology instead of traditional coherent receiving architecture, the interference of IQ impairment at the receiving end to IQ impairment monitoring at the transmitting end is effectively avoided. Meanwhile, this paper proposed that three types of impairments: IQ amplitude imbalance, phase imbalance, and IQ skew can be separated and estimated by the spectral characteristics of the dual-tone signal. The simulation results showed that under the condition of 4GHz receiver bandwidth, the IQ amplitude imbalance estimation error was less than 0.03dB, the IQ phase imbalance estimation error was less than 0.2° and the IQ skew estimation error was less than 0.3 ps.

Keywords: optical transmitter IQ impairments, Kramers-Kronig receiver, single-sideband signal, dual-tone signal

0 引言

根据工信部发布的数据显示, 截止2024年上半年, 中国三大电信运营商的固定互联网宽带接入用户总数达6.54亿户。其中, 100Mbps及以上宽带

接入用户达6.2亿户, 1000Mbps及以上宽带接入用户达1.87亿户^[1]。与此同时, 不断涌现的各类新型应用对数据流量的需求呈爆炸式增长。这对当前的光纤传输网络的容量提出了更高的要求。采用高阶调制格式和高符号速率的相干光纤通信系统是实现

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

通信作者: 周娴, zhouxian219@ustb.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(NO. 62571030);北京市自然科学基金资助项目(NO. L247023)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (NO. 62571030), Beijing Natural Science Foundation (NO. L247023)

大容量光网络的关键技术。高速相干光传输系统中收发机的 I 路和 Q 路之间的不平衡损伤会对系统性能产生严重的影响^[2]。IQ 损伤的产生原因有很多。首先,收发机中 I 路与 Q 路的放大器增益不匹配、链路损耗不同等原因会导致 IQ 两路幅度不平衡;其次,90°移相器可能存在加工工艺不完美导致两路不完全正交,引起 IQ 相位不平衡;第三,两路如果存在时延差会引入 IQ 偏斜 (IQ skew)。而随着符号速率与信号调制格式的提高,符号间隔变小,信号的星座点变密集,系统对 IQ 损伤也会变得更加敏感。以 IQ skew 为例,当存在 0.5ps 的未补偿损伤时,64QAM 信号的光信噪比损失比 16QAM 高出近 1.8dB^[3]。因此,高速相干光传输系统中收发模块的 IQ 损伤补偿与校准十分重要。

目前关于相干光纤通信系统的接收机 IQ 损伤估计与补偿已有一些成熟的解决方案。例如可以使用经典的施密特正交法或几何构造法进行接收端 IQ 正交不平衡估计与补偿^[4]。也可以通过数字滤波平方定时或者多入多出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 均衡器等方法补偿 IQ 偏斜^[5-6]。但是,对于发射机 IQ 损伤的关注以及如何分离收发端 IQ 损伤的研究则不够充分。目前,光发射机 IQ 损伤的处理主要分为收端补偿和发端校准两类方案。在收端补偿研究方面,文献[7-8]提出了一种利用频偏隔离收发端损伤的方案。该方案首先在接收端数字信号处理 (digital signal processing, DSP) 中使用基于恒模算法的 MIMO 均衡器对接收机损伤进行补偿。待频偏补偿和相位恢复之后,再使用基于最小均方误差 (least mean squares, LMS) 的 MIMO 均衡器对发射机损伤进行补偿。在高信噪比条件下,均衡器系数的逆矩阵即为需要估计的 IQ 损伤。文献[9]提出了基于决策直接最小均方算法并使用 4×4 实值 MIMO 均衡器来补偿发射机的 IQ 不平衡;文献[10]提出了一种 8×2 广泛线性 MIMO 均衡器,嵌入复加权决策辅助最大似然相位估计器,用于联合计算 MIMO 系数和载波相位以补偿发射机损伤。可以看到,收端补偿方案的优势在于对收发端损伤实现一次性补偿,但也存在令接收端 DSP 复杂化,残余损伤降低补偿性能等问题。针对这些问题,一些基于直接接收的 IQ 损伤发端校准方案被提出。文献[11]通过控制光纤长度对载波进行移相实现了载波自相干的直接接收与 IQ 不平衡

估计。文献[12]中提出,可以通过分析单边带 (single sideband, SSB) 梳状信号光谱实现 IQ 不平衡的估计。文献[13]发现,当 IQ 两路传输相同信号且存在 IQ skew 时,其频谱呈周期性变化,因此可以通过傅里叶变换特性实现基于单个光电探测器 (photo-detector, PD) 的 IQ skew 估计。文献[14]通过 IQ 两路分别传输不同频率的余弦信号,分离出 IQ 链路损伤信息。在数字子载波复用系统中,还可以使用设计的训练序列通过配对子载波实现发射机 IQ skew 的高精度估计^[15]。针对光发射机 IQ 损伤的在线监测,有研究者提出了一种基于误差反向传播的发射机 IQ 损伤监测与预补偿方案^[16]。该方案利用已知的平方律检测和 LMS 算法,仅使用单个 5GHz 带宽的 PD 即可准确监测发射 96 Gbaud 信号的相干发射机的全部线性特性与 IQ 损伤,为低成本、低功耗的发射机在线监测与补偿提供了可行路径。然而,当前光模块厂商数量众多,大量的中小规模光模块企业并不具备高速任意波形发生器 (arbitrary waveform generator, AWG) 和示波器,因此出厂质检环节无法检测光发射机 IQ 的具体损伤值。在这样的场景下提出一套不需要收发端复杂软硬件设备的光模块发射机 IQ 损伤估计方法具有重要研究意义。

本文基于 Kramers-Kronig (KK) 接收提出了一种低成本低复杂度的发射机 IQ 不平衡损伤估计方案。方案采用光载波辅助 (optical carrier assisted, OCA) 的 SSB 信号构建方法,避免了发射机中 IQ 正交不平衡对 KK 接收性能的影响。同时,直接接收可以避免由相干接收机引入的收端 IQ 损伤。在接收 DSP 中,方案首先基于双音信号的频谱特性,利用三角函数特性进行积化和差来分离出 IQ 链路损伤信息。其次,方案在提取直流分量后,通过比值消去线宽的影响,最终获得损伤估计值。基于上述方案,本文搭建了光纤传输仿真系统,分析了不

同参数对估计效果的影响,验证了方案的可行性与鲁棒性。本文提出的方案可以使用低成本的仪器仪表实现高速相干光发射机的 IQ 损伤估计,有助于推动未来大容量光纤网络的发展。

1 系统模型

1.1 系统结构

目前有两种构建 SSB 信号的方案^[17]。第一种方案是光载波辅助构建单边带信号。该方案除了发射机外,还需要引入一个额外的激光器。激光器与光信号中心频率需要存在一个频率差,在信号频谱的边缘形成一个辅助光载波,由此生成单边带信号。第二种方案在发端 DSP 构建单边带信号。通过在发端数字信号处理时对电信号进行移频,将信号的实部与虚部分别作为 IQ 调制器两路的射频输入,在经过马赫-曾德尔调制器 (mach-zehnder modulator, MZM) 电光调制与光耦合后,恢复成单边带信号。当发射机中存在 IQ 不平衡时,方案二通过耦合器恢复的单边带信号会存在频谱泄露的问题,降低 KK 接收性能。因此本文采用方案一生成单边带信号,系统结构如图 1 所示。发射端 DSP 生成数字信号后经数模转换器 (digital-to-analog converter, DAC) 生成 IQ 调制器的射频输入,并通过 MZM 将信息调制到光载波 CW1 (continuous wave, CW) 上。CW2 作为辅助光载波与调制的光信号通过保偏光纤耦合器耦合到同一根保偏光纤的同一偏振态上形成单边带信号。本文的研究目的为发射机 IQ 损伤估计,不考虑光纤传输中的损伤,因此仿真实验在背靠背下进行。光信号经过一段短纤后通过可调光衰减器 (variable optical attenuator, VOA) 调整功率并由 PD 接收转换为电信号,再由模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 采样量化后进入 DSP 模块。

1.2 数学模型

根据 MZM 的传递公式,当射频信号处在线性映射区且偏置电流设置在正交偏置点时,经过 IQ 调制器之后的光信号可用如下公式表示

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{1}{2} E_{\text{in}}(t) \left[\frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{V_{\pi}}(V_1 + V_{\text{bias}})} + \frac{1}{2} e^{-j\frac{\pi}{V_{\pi}}(V_1 + V_{\text{bias}})} \right] + \frac{\alpha e^{j(\pi/2 + \theta)}}{2} E_{\text{in}}(t) \left[\frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{V_{\pi}}(V_Q + V_{\text{bias}})} + \frac{1}{2} e^{-j\frac{\pi}{V_{\pi}}(V_Q + V_{\text{bias}})} \right] \approx \frac{1}{2} E_{\text{in}}(t) \frac{\pi}{V_{\pi}} [V_1 + \alpha e^{j(\pi/2 + \theta)} V_Q] \quad (1)$$

$$E_{\text{in}}(t) = A_1 \exp(j(2\pi f_{c1}t + n_1(t))) \quad (2)$$

$$V_1 = I(t + \tau_1) \quad (3)$$

$$V_Q = Q(t + \tau_2) \quad (4)$$

其中 $E_{\text{in}}(t)$ 为发射机光载波, A_1 、 f_{c1} 、 $n_1(t)$ 分别代表激光器的振幅、中心频率、相位噪声。 V_1 、 V_Q 、 V_{π} 、 V_{bias} 分别为 IQ 射频输入、MZM 半波电压与偏置电压。 α 、 θ 、 τ_1 与 τ_2 分别代表 IQ 幅度不平衡、IQ 相位不平衡、I 路时延与 Q 路时延。

光信号与辅助载波通过保偏光耦合器耦合进同一根保偏光纤的同一个偏振态上,耦合后的光信号为

$$E_{\text{combine}}(t) = E_{\text{out}}(t) + A_2 e^{j(2\pi f_{c2}t + n_2(t))} = m(t) e^{j(2\pi f_{c2}t + n_2(t))} \quad (5)$$

$$m(t) = \left[\frac{A_1 \pi}{2V_{\pi}} (V_1 + \alpha e^{j(\pi/2 + \theta)} V_Q) e^{j(2\pi \Delta f_c t + \Delta n(t))} + A_2 \right] \quad (6)$$

其中 A_2 、 f_{c2} 、 $n_2(t)$ 分别代表辅助激光器的振幅、中心频率、相位噪声。 Δf_c 、 $\Delta n(t)$ 代表了两个激光器之间的中心频率差与相位噪声差。为了构建单边带需要大于信号的基带带宽。光信号经 PD 进行平方信号,辅助载波需要在信号频谱范围之外,即 Δf_c 律检测后得到的电信号为

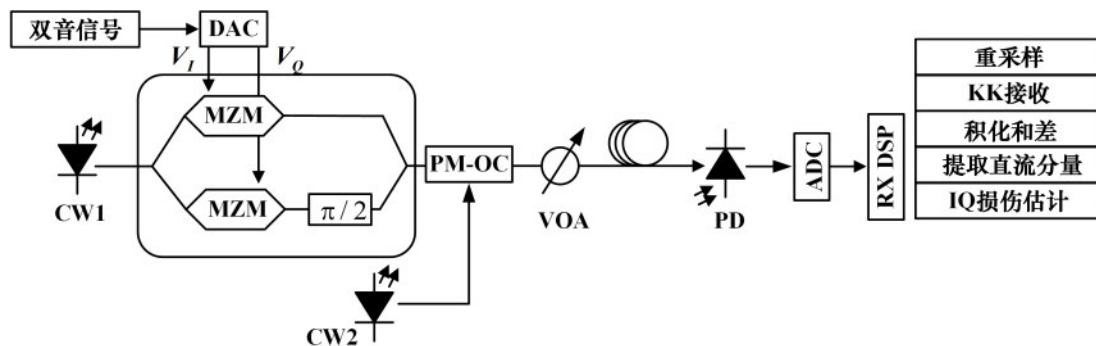


图 1 OCA-SSB 系统结构

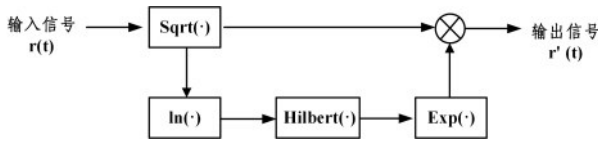
$$r(t) = |E_{\text{combine}}(t)|^2 = |m(t)|^2 \quad (7)$$

由于 PD 的平方律检波要求必须同一偏振态上的光信号才能产生拍频, 因此当辅助光载波和信号光存在部分偏振失配时, 和信号光处在正交偏振方向的辅助光载波无法和信号光产生拍频, 而是经过平方律检波成为直流并被滤除, 因此会使辅助载波能量下降, 但对(7)式没有影响。

2 算法原理

2.1 KK 接收算法

光通信中的 IQ 调制利用具有相同频率以及固定相位差的光载波同时传输多路信号, 可以增大系统的传输容量, 但同时在接收端通常也需要使用相干探测进行信号的接收与解调。KK 接收算法的原理是利用单边带信号的实部与虚部呈希尔伯特(Hilbert)变换对的关系^[18], 从接收信号的幅度信息中恢复出相位信息, 重建信号完整的场信息, 从而突破了单一 PD 只能检测强度调制信号的局限, 实现了场调制信号的直接接收。



对于任意信号 $m(t)$ 可以将其以幅度与相位的形式表示

$$m(t) = |m(t)|e^{j\varphi(t)} \quad (8)$$

$$\ln[m(t)] = \ln[|m(t)|] + j\varphi(t) \quad (9)$$

其中, $|m(t)|$ 为强度信息, $\varphi(t)$ 为相位信息, 通过对 $m(t)$ 取自然对数可以获得强度信息与相位信息的线性关系, 若 $\ln[m(t)]$ 为单边带信号, 则两者呈希尔伯特变换对关系, 可通过 PD 平方律检测的强度信息恢复信号。

根据 $\ln(x)$ 函数的泰勒展开, 当 $|p(t)| < 1$ 时, 有

$$\ln[p(t) + 1] \approx \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} p^n(t)/n \quad (10)$$

显然, 当 $p(t)$ 为单边带信号时, $\ln[p(t)+1]$ 也为单边带信号。由此可知, 当 $m(t)$ 由一个单边带信号与一个直流信号构成时, 在直流载波影响下信号随时间的运动轨迹不再围绕原点, $\ln[m(t)]$ 可以看作单边带信号。这就是 KK 接收所需满足的最小相位条件。满足最小相位条件的 $m(t)$ 的频谱特性与星座

点轨迹如图 2 所示。

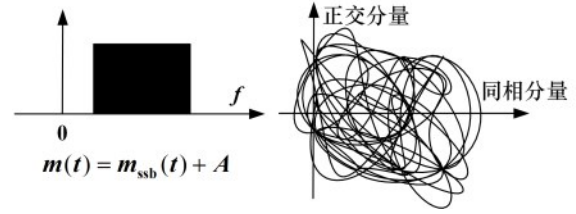


图 2 最小相位条件

该条件可由载波信号比 (carrier-signal power ratio, CSPR) 衡量, 计算公式为

$$\text{CSPR} = 20 \log_{10} \frac{A}{|m_{\text{ssb}}(t)|} \quad (11)$$

其中, A 为载波信号振幅, $m_{\text{ssb}}(t)$ 为单边带调制信号的包络。根据 1.2 小节的公式推导, 载波辅助的单边带信号由直流加上单边带信号再乘上关于激光器频偏与相位噪声的指数函数, 经过 PD 平方律检测后与所需信号结构相符。因此对其作平方根运算即可得到幅度信息。再对幅度信息作对数运算与 Hilbert 变换即可得到相位信息。KK 接收算法的流程如图 3 所示。

图 3 KK 接收流程

2.2 双音频 IQ 损伤估计算法

根据发射机的数学模型以及 KK 接收算法原理可以得到最终恢复的信号为

$$r'(t) = [V_1 + \alpha e^{j(\pi/2 + \theta)} V_Q] e^{j[2\pi\Delta f_c t + \Delta n(t)]} \quad (12)$$

由公式可见, 由于相位不平衡的存在, 接收信号的实部与虚部均存在 I 路和 Q 路的损伤信息, 无法简单地分离。同时, 激光器频偏与相位噪声还需要进行额外的补偿。考虑到上述问题, 本文提出基于双音信号的估计算法。通过在 IQ 两路中分别传输不同频率的余弦信号, 利用三角函数特性进行积化和差即可分离出不同频率信号所携带的损伤信息。传输双音信号的接收信号为

$$r'(t) = [\cos \omega_1(t + \tau_1) + \alpha e^{j(\pi/2 + \theta)} \cos \omega_2(t + \tau_2)] \times e^{j[2\pi\Delta f_c t + \Delta n(t)]} \quad (13)$$

其频谱如图 4 所示。

通过寻峰函数可以找到单边带双音信号的四个频率 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 。激光器的频偏为 4 个频率的均值 $\frac{1}{4} \sum_{n=1}^4 f_n$ 。将补偿频偏之后的信号分别乘以 $\cos \omega_1 t$ 、

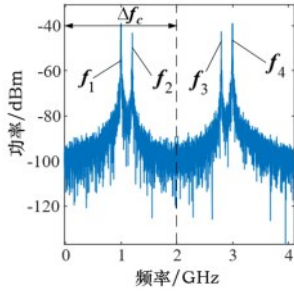


图4 双音信号KK接收频谱

$\sin \omega_1 t$ 、 $\cos \omega_2 t$ 、 $\sin \omega_2 t$ ，并使用积化和差公式对结果进行变换，可以得到四组携带直流信息的信号，其表达式分别为

$$\begin{aligned} r'(t) \cos \omega_1 t &= \frac{1}{2} [\cos \omega_1 \tau_1 + \cos (2\omega_1 t + \omega_1 \tau_1) \\ &+ a e^{j(\pi/2 + \theta)} \cos (\omega_2 t + \omega_2 \tau_2 - \omega_1 t) \\ &+ a e^{j(\pi/2 + \theta)} \cos (\omega_2 t + \omega_2 \tau_2 + \omega_1 t)] e^{j\Delta n(t)} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} r'(t) \sin \omega_1 t &= \frac{1}{2} [-\sin \omega_1 \tau_1 + \sin (2\omega_1 t + \omega_1 \tau_1) \\ &- a e^{j(\pi/2 + \theta)} \sin (\omega_2 t + \omega_2 \tau_2 - \omega_1 t) \\ &+ a e^{j(\pi/2 + \theta)} \sin (\omega_2 t + \omega_2 \tau_2 + \omega_1 t)] e^{j\Delta n(t)} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} r'(t) \cos \omega_2 t &= \frac{1}{2} [a e^{j(\pi/2 + \theta)} \cos \omega_2 \tau_2 \\ &+ a e^{j(\pi/2 + \theta)} \cos (2\omega_2 t + \omega_2 \tau_2) \\ &+ \cos (\omega_1 t + \omega_1 \tau_1 - \omega_2 t) \\ &+ \cos (\omega_1 t + \omega_1 \tau_1 + \omega_2 t)] e^{j\Delta n(t)} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} r'(t) \sin \omega_2 t &= \frac{1}{2} [-a e^{j(\pi/2 + \theta)} \sin \omega_2 \tau_2 \\ &+ a e^{j(\pi/2 + \theta)} \sin (2\omega_2 t + \omega_2 \tau_2) \\ &- \sin (\omega_1 t + \omega_1 \tau_1 - \omega_2 t) \\ &+ \sin (\omega_1 t + \omega_1 \tau_1 + \omega_2 t)] e^{j\Delta n(t)} \end{aligned} \quad (17)$$

图5为四组积化和差变换后信号的频谱。可以看出当存在延时，频率 ω 与时延 τ 的乘积不为0， $r'(t) \sin \omega_1 t$ 与 $r'(t) \sin \omega_2 t$ 频谱的零频率处产生功率分量。其中图5(h)的零频功率分量大于图5(f)。这是由于设置的 $\omega_2 \tau_2$ 大于 $\omega_1 \tau_1$ 且两者均处于区间 $[-\pi/2, \pi/2]$ 。在该区间内正弦函数为单调递增。从上述公式可以看出，其直流分量呈正余弦关系。可以根据这四个信号的直流分量进行损伤估计，具体的计算公式如下

$$\tau_{1,2} = -\arctan \left(\frac{\overline{r'(t) \sin \omega_{1,2} t}}{\overline{r'(t) \cos \omega_{1,2} t}} \right) / \omega_{1,2} \quad (18)$$

$$skew_{IQ} = \tau_2 - \tau_1 \quad (19)$$

$$\theta = \text{angle} \left(\frac{\overline{r'(t) \cos \omega_2 t}}{\overline{r'(t) \cos \omega_1 t}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{|\overline{r'(t) \cos \omega_2 t}|^2 + |\overline{r'(t) \sin \omega_2 t}|^2}{|\overline{r'(t) \cos \omega_1 t}|^2 + |\overline{r'(t) \sin \omega_1 t}|^2}} \quad (21)$$

需要特别说明的是，发射机中MZM可能因器件老化而偏离正交偏置点，偏移对相位不平衡和IQ skew的估计没有影响，但是当偏移较大时会对幅度不平衡的估计产生影响。

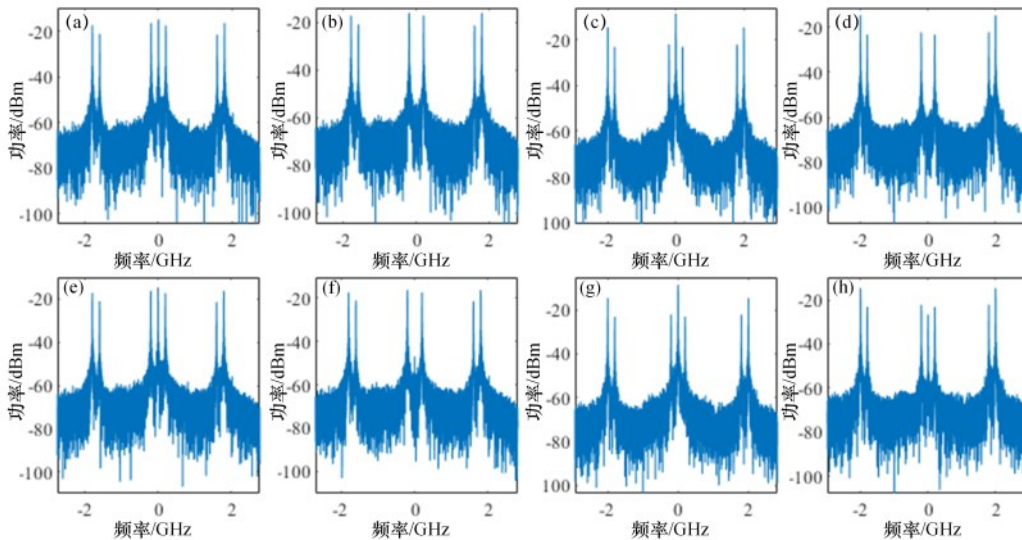


图5 积化和差信号的频谱

(a) $r'(t) \cos \omega_1 t$, $\tau_1=0\text{ps}$; (b) $r'(t) \sin \omega_1 t$, $\tau_1=0\text{ps}$; (c) $r'(t) \cos \omega_2 t$, $\tau_2=0\text{ps}$; (d) $r'(t) \sin \omega_2 t$, $\tau_2=0\text{ps}$; (e) $r'(t) \cos \omega_1 t$, $\tau_1=5\text{ps}$; (f) $r'(t) \sin \omega_1 t$, $\tau_1=5\text{ps}$; (g) $r'(t) \cos \omega_2 t$, $\tau_2=20\text{ps}$; (h) $r'(t) \sin \omega_2 t$, $\tau_2=20\text{ps}$;

3 仿真实验与结果分析

3.1 仿真系统与参数设置

在本文的仿真实验中, 双音信号的频率分别设置为 800MHz 与 1GHz。信号在发端数字信号处理中添加 IQ skew 后导入仿真系统。信号的实部与虚部分别作为 IQ 调制器的两个射频输入。通过设置射频放大器的参数模拟 IQ 幅度不平衡, 通过移相器调节参数设定模拟 IQ 相位不平衡。IQ 调制器输出的光信号与额外引入的辅助光载波通过保偏耦合器在一个偏振态上进行耦合, 两个激光器的中心频率相差 2GHz。由于光发射机 IQ 损伤估计并不需要经过长距离光纤传输, 因此合成的光信号通过可调光衰减器调整功率并经过 500m 光纤传输后由光电探测器直接检测, 之后通过带宽为 4GHz 的低通滤波器后进行 ADC 采样量化。500m 光纤用来模拟测试系统中器件尾纤和跳线。在接收端的数字信号处理中, 使用 KK 算法进行信号恢复, 之后估计 IQ 损伤。仿真实验的具体参数设置见表 1。

表 1 仿真系统参数

参数	数值
双音信号频率/GHz	0.8/1
符号长度	2^{13}
接收机带宽/GHz	4
频偏/GHz	2
CW1 与 CW2 线宽/Hz	$1e^5/1e^6$
CSPR/dB	9
OSNR/dB	34
接收光功率/dBm	-3
PD 响应度/ $A \cdot W^{-1}$	0.65
PD 热噪声/ $pA \cdot \sqrt{Hz}$	20
PD 暗电流/nA	10

3.2 仿真参数分析

1) CSPR 对信号恢复的影响

根据 KK 接收算法原理, 单边带信号需要满足最小相位条件, 可以用参数 CSPR 衡量。在仿真实验中传输 10GBaud 的 16QAM 信号, 以 1dB 为间隔扫描 CSPR 在 [4dB, 14dB] 区间内所对应的接收误码率, 其结果如图 6 所示。当 CSPR 较小时, 公式 (10) 所示的泰勒展开近似值存在较大误差, 此时的接收误码率较大。随着 CSPR 的增大, 近似结果变

得精准, 误码率逐渐下降并在 9dB 时达到最低。从 10dB 开始, 误码率曲线重新开始上升。这是因为在接收光功率一定的情况下, CSPR 越大实际信号功率占比越小, 系统的信噪比越低。因此, 根据扫描结果选择 9dB 作为仿真实验的最佳 CSPR 值。

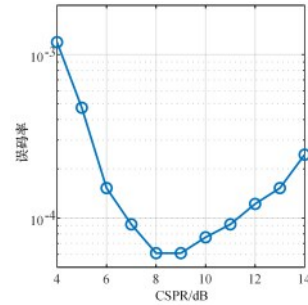


图 6 误码率随 CSPR 的变化

2) 数据长度对 IQ 损伤估计的影响

在实验中, 由于噪声的存在会对算法精度有较大影响, 需要传输一定长度的信号以保证其统计特性。同时数据长度的增加也会加大硬件资源的消耗, 因此需要对数据长度的影响进行探究。本文将幅度不平衡、相位不平衡和 IQ skew 三种损伤分别设置为 3dB, 30°, 5ps, 并扫描了不同信号长度下的估计效果, 以估计误差评估精度。扫描的结果如图 7 所示。其中, IQ skew 在信号长度较短时的误差过大, 为了显示区分度, 纵坐标以对数坐标表示。从图 7(a)中可以看到, 在数据长度较短时, IQ 幅度不平衡的估计误差有接近 0.2dB 的起伏, 这是由于噪声还不具有理想的随机特性导致的。在数据长度大于 2^{10} 后, 估计误差降低到了 0.1dB 以下。图 7(b)中的结果显示, IQ 相位不平衡损伤的估计误差在数据长度大于 2^{10} 后达到了 1° 以下。图 7(c)的结果显示 IQ skew 估计对噪声的影响更加敏感, 估计误差在数据长度超过 2^{13} 后达到了 0.1ps 以下。综合考虑三种损伤的估计精度, 信号数据长度需取 2^{13} 以上。

3) 双音信号频率对时延估计的影响

根据 IQ skew 的估计公式 (18) 可以看出, 估计值除了与积化和差信号的直流分量有关, 还与双音信号的频率 ω 有关。当系统中存在噪声时, 直流分量的比值会存在一定的误差, 且信号频率越高, 误差的影响越小。为了探究不同信号频率下 IQ skew 的估计精度, 将 IQ 中的一路置零, 另一路以

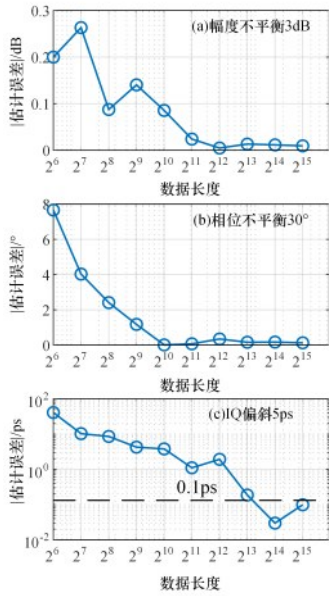


图7 估计误差随数据长度的变化

(a) IQ 幅度不平衡估计误差;(b) IQ 相位不平衡估计误差;(c) IQ 偏斜估计误差

100MHz 为间隔传输不同频率的余弦信号，这样做可以严格控制变量，让时延估计误差仅由单一信号频率作用决定，避免双频耦合干扰，扫描结果如图 8 所示。仿真结果显示在频率为 100M 时，估计误差非常大，这是因为频率过低时，直流分量与其他信号分量在频域十分接近，由于线宽的存在，相互之间干扰严重。当频率为 200MHz 时，估计误差迅速降低，并随着频率的增大逐渐收敛。当信号频率达 400MHz 时估计误差已经小于 1ps。由于本方案

是分别对 IQ 两路进行时延估计再相减，因此估计误差可能会叠加。为了保证 IQ skew 估计有较好的效果，信号频率应取 800MHz 以上。同时，考虑到

现实中的激光器中心频率会存在频率漂移，漂移量通常为数百 MHz，因此将两个激光器频率差设为 2GHz。双音信号频率分别取 800MHz 与 1GHz，信号与辅助载波间保留了 1GHz 的间隔以保证频率漂移不会影响单边带信号的构成。

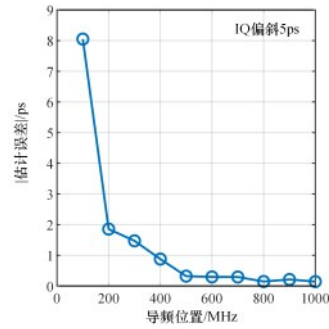


图8 IQ 偏斜估计误差随信号频率的变化

3.3 仿真结果对比

本文分别对不同程度的幅度不平衡、相位不平衡以及 IQ skew 损伤的估计效果进行了扫描，并与基于 LMS 的 2×2MIMO 估计方案进行了对比，对比结果如图 9 所示。2×2MIMO 估计方案的基本原理是通过实际接收信号与训练序列的误差对信号进行迭代补偿，根据其抽头系数的逆矩阵进行 IQ 损伤估计。从图 9(a)和(b)中可以看出，随着 IQ 幅度不平衡与相位不平衡的增加，基于 LMS 的 2×2MIMO 补偿效果逐渐受限，因此估计误差也逐渐增加。而基于双音频信号的估计方案则对不同程度的损伤有着相近的估计效果。在 4GHz 接收带宽条件下，所提方案能够实现幅度不平衡估计误差<0.03dB，相位不平衡估计误差<0.2°。在 IQ skew

估计方面，所提方案的整体估计误差<0.3ps。可以看到，尽管在小偏斜时 LMS 均衡能够提供更好的补偿，但随着损伤增大，其估计误差也逐渐增

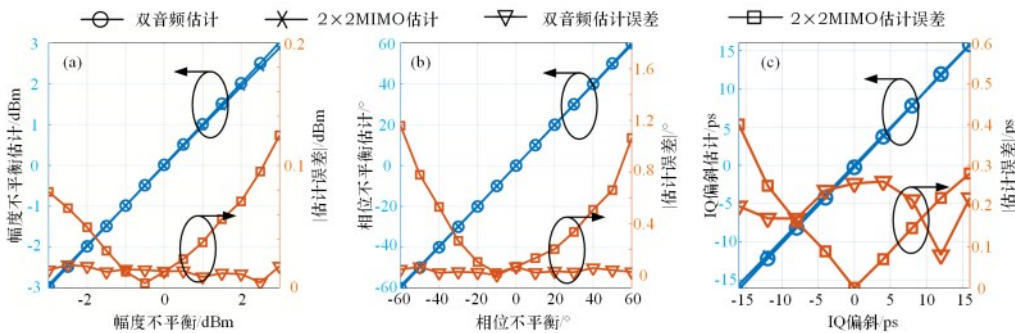


图9 双音频估计 vs. 2×2MIMO 估计 (a) IQ 幅度不平衡估计及误差;(b) IQ 相位不平衡估计及误差;(c) IQ skew 估计及误差

大。同时, 2×2 MIMO 估计方案需要拟合关于 IQ skew 的一次函数, 并通过其斜率进行损伤估计。为了估计的精准性, 不得不对信号带宽提出较高要求。此外, LMS 均衡的迭代补偿与相位噪声恢复的计算复杂度也较高, 增加了整个方案的成本。因此, 综合估计精度和方案成本两方面来看, 本文提出的双音信号估计方案具有一定的优势。本方案与文献[15]中的方案都能够实现亚 ps 级 IQ skew 估计, 其中本论文提出的方案无需专项训练序列, 硬件成本更低、场景通用性更强。本文方案与文献[16]中所提估计方法都避免了使用高速相干光接收机带来的高复杂度、高功耗和高成本, 且都能准确估计光发射机的 IQ 损伤。相比而言, 本文提出的基于双音信号的估计方案在监测 IQ skew 时不存在梯度消失问题, 无需迭代更新, 因此在响应速度上更具优势。

4 结束语

本文提出了一种基于 KK 接收技术的光发射机 IQ 损伤估计方案。首先, 通过直接接收避免了相干接收机对发端损伤估计的影响, 然后通过双音信号分别记录 IQ 两条链路的损伤信息, 最后利用信号间的频率差异分离出 IQ 损伤信息而无需对信号进行完全恢复, 降低了算法复杂度。本文通过仿真对比验证了所提方案的可行性与可靠性。仿真结果表明在低损伤程度时, 本文方案对发射机三种 IQ 损伤的估计与 MIMO 估计方案相近; 随着损伤的增大, 本文所提方案体现出更加稳定的估计性能。本文所提方案一方面有助于高速相干光模块的质检与性能监测。另一方面, 可以在精确估计出光发射机的 IQ 损伤并预补偿之后, 使用经典的施密特正交法或几何构造法进一步估计并补偿出接收端的 IQ 损伤。

参考文献:

[1] 工业和信息化部运行监测协调局. 2024 年上半年通信业经济运行情况[EB/OL]. 2024-7-23/2025-4-20.
Operation and Monitoring Coordination Bureau of the Ministry of Industry and Information Technology. Economic Operation of the Telecommunications Industry in the First Half of 2024[EB/OL]. 2024-7-23/2025-4-20.

[2] Ng W C, Tang X, Zhang Z. Transmitter IQ Skew Calibration using Direct Detection[J]. arxiv preprint arxiv: 2106.00802, 2021.

[3] Khanna G, Spinnler B, Calabro S, et al. Accurate Estimation of Trans-

mitter I/Q Skew for High-Rate Spectrally Efficient Optical Transponders [C]//2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), Rome, Italy, 2018, pp. 1-3.

[4] Petrou C S, Vgenis A, Roudas I, et al. Quadrature Imbalance Compensation for PDM QPSK Coherent Optical Systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(24): 1876-1878.

[5] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5): 605-612.

[6] Rios-Muller R, Renaudier J, Charlet G. Blind Receiver Skew Compensation and Estimation for Long-Haul Non-Dispersion Managed Systems Using Adaptive Equalizer[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(7): 1315-1318.

[7] Liang J, Fan Y, Tao Z, et al. Transceiver Imbalances Compensation and Monitoring by Receiver DSP[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 39(17): 5397-5404.

[8] Ju C, Liu N, Li C. In-Service Blind Transceiver IQ Imbalance and Skew Monitoring in Long-Haul Non-Dispersion Managed Coherent Optical Systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 150051-150059.

[9] Gong Z, Shi F, Wang H, et al. Transmitter IQ Imbalance Mitigation using 4×4 Real Value MIMO Equalizer Based on DD-LMS Algorithm[C]//2023 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Shanghai, China, 2023, pp. 1-4.

[10] Hu X, Gong Z, Wei P P, et al. Transmitter Impairment Mitigation by 8×2 Widely Linear MIMO Equalizer with Improved Frequency Offset Tolerance[C]//2024 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Diego, CA, USA, 2024, pp. 1-3.

[11] Chen X, Che D. Direct-Detection Based Frequency-Resolved I/Q Imbalance Calibration for Coherent Optical Transmitters[C]//2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, 2021, pp. 1-3.

[12] Chen H, Su X, Tao Z, et al. An Accurate and Robust In-phase/ Quadrature Skew Measurement for Coherent Optical Transmitter by Image Spectrum Analyzing[C]//2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), Gothenburg, Sweden, 2017, pp. 1-3.

[13] Wang J, Wang L, Yan Y, et al. A Simple and Precise IQ Skew Calibration Method by Spectrum Analysis for Coherent Transmitters[C]//2023 Asia Communications and Photonics Conference/2023 International Photonics and Optoelectronics Meetings (ACP/POEM), Wuhan, China, 2023, pp. 1-3.

[14] Li H, Yang Y, Huang C, et al. Fast and simple calibration of frequency response and IQ skew for a coherent optical transmitter using a low-bandwidth photodetector[J]. Optics Letters, 2021, 47(1): 118-121.

[15] Lin H, Zhang J, Hu S, et al. Transmitter IQ Skew Estimation Using the Designed Training Sequence in Digital Subcarrier Multiplexing Systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2025, 43(16): 7580-7589.

[16] Zhang K, Li J, Ye T, et al. In-Service Monitor and Pre-Compensation of 100 G baud Class Coherent Transmitter by a 5 GHz Photodetector [C]//2025 Optical Fiber Communication Conference (OFC), San Francisco, CA, USA, 2025, pp. 1-3.

[17] Lu D, Lau A P T, Lu C, et al. Theoretical CSPR Analysis and Performance Comparison for Four Single-Sideband Modulation Schemes with Kramers-Kronig Receiver[J]. IEEE Access, 2019, 7: 166257-166267.

[18] 薄天外, Hoon Kim. Kramers-Kronig 接收机的技术问题和实用性探究(特邀)[J]. 光通信研究, 2019, 45(6): 63-68.

Bo T W, Kim H. Technical Issues and Practicality Exploration of Kramers-Kronig Receiver (Invited)[J]. Study on Optical Communications, 2019, 45(6): 63-68.

高宇洋 (1989-), 男, 安徽合肥人, 博士, 北京科技大学副教授, 主要研究方向为高速光纤通信、光电子器件。



李宇峰 (1997-), 男, 江苏苏州人, 北京科技大学硕士生, 主要研究方向为相干光通信、光收发机损伤检测。

