

概率整形相位共轭孪生波 OFDM WDM 系统 IQ 不平衡研究

易 航, 杜建新*, 夏松格

(南京邮电大学 电子与光学工程学院、柔性电子学院, 南京 210046)

摘要: 为探究 IQ 不平衡产生机理, 结合偏振复用(PDM)、16 进制正交幅度调制(QAM)、相位共轭孪生波(PCTW)、正交频分复用(OFDM)、波分复用(WDM)等技术, 采用 OptiSystem 软件搭建了 PCTW-OFDM-WDM 系统, 分析了概率整形、串扰、统计相关噪声引起 IQ 不平衡的机理。理论分析和仿真结果表明: IQ 不平衡是由多种因素造成的, 只有过大的 IQ 不平衡才会对系统性能产生较为明显的影响; 几何整形方案对系统 IQ 不平衡和性能改善的作用有限; 在时隙和子载波 PCTW 模式下, 适当地改变共轭分量的分布位置可有效改善 IQ 不平衡, 并获得比相邻结构更好的传输性能表现。

关键词: 相位共轭孪生波; 正交频分复用; IQ 不平衡; 非线性效应; 星座整形

中图分类号: TN929.11 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2023)02-0078-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2023.02.016

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Study of IQ imbalance in probabilistic shaping phase conjugate twin waves OFDM WDM system

YI Hang, DU Jianxin*, XIA Songge

(College of Electronic and Optical Engineering & College of Flexible Electronics,
Nanjing University of Posts & Telecommunications, Nanjing 210046, China)

Abstract: In order to explore the mechanism of IQ imbalance, combining polarization multiplexing(PDM), hexadecimal orthogonal amplitude modulation(QAM), phase conjugate twin waves(PCTW), orthogonal frequency division multiplexing(OFDM), wave division multiplexing(WDM) and other technologies, this paper uses OptiSystem software to build PCTW-OFDM-WDM system. The mechanism of IQ imbalance caused by probabilistic shaping, crosstalk and statistical correlation noise is analyzed. The theoretical analysis and simulation results show that IQ imbalance is caused by many factors, and only a large IQ imbalance will have a significant impact on the system performance. Geometric shaping scheme has limited effect on IQ imbalance and performance improvement. In the time slot and subcarrier PCTW mode, appropriately changing the location of the distribution of the conjugate components can effectively improve the IQ imbalance and obtain better transmission performance than adjacent structures.

Key words: phase conjugate twin waves, orthogonal frequency division multiplexing, IQ imbalance, nonlinear effect, constellation shaping

0 引言

相位共轭孪生波(PCTW)技术^[1]是一种有效的数字去损伤方法。文献[2]将 PCTW 偏振(POL)、时隙(CDR)和子载波(SUB)3 种共轭模式与概率整形技术

收稿日期: 2022-10-23。

基金项目: 江苏省高校自然科学研究面上项目(16KJB510033)资助。

作者简介: 易航(1998—), 男, 硕士研究生, 现就读于南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子学院电子信息专业, 主要从事光纤通信与非线性光学方面的研究工作, 重点研究相干光通信中非线性补偿算法的优化和频谱效率的提升。

* 通信作者: 杜建新(1972—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为光纤通信系统。



相结合, 大幅度提升了系统性能, 并且在仿真过程中观察到 PCTW 系统同相分量 I 和正交分量 Q 的误码率相差较大(IQ 不平衡)现象, 但没有对其深入研究。为探究 IQ 不平衡的产生机理, 本文结合偏振复用(PDM)、16 进制正交幅度调制(QAM)、正交频分复用(OFDM)、波分复用(WDM)等技术, 搭建 PCTW-OFDM-WDM 系统, 介绍和分析几种 IQ 不平衡形成机理。

1 PCTW 原理

2013 年, LIU X 等人^[3]首次提出了 PCTW 技术, 通过在 2 个正交偏振态上传输一对相位共轭的光信号(这对相位共轭信号的非线性失真是反相关的, 可以

在接收端进行线性叠加消除),改善系统传输性能。在 PCTW-OFDM 系统中,每个 OFDM 符号由多个正交子载波相互叠加形成,OFDM 符号周期内每个子载波均承载一个调制符号的信息。当不考虑偏振态时,每个信号的具体传输位置则由 OFDM 符号周期序号和子载波序号共同决定。在 POL 模式中,原信号与共轭信号分别被调制在同一光载波的 2 个正交偏振方向,并置于 OFDM 符号周期序号和子载波序号均相同的位置;在 CDR 模式^[4]中,原信号与共轭信号分别被调制在相邻 OFDM 符号周期序号上的相同子载波序号位置;在 SUB 模式^[5]中,原信号与共轭信号分别被调制在相同 OFDM 符号周期序号上的相邻子载波序号位置。

2 仿真系统搭建

为分析不同共轭模式 IQ 不平衡产生的原因,本文设计了 PCTW-OFDM-WDM 系统,如图 1 所示,仿真模型采用双偏振结构。系统基本工作原理如下:在发送端,伪随机序列生成器生成伪随机二进制序列,首先经过 Matlab 组件进行 16QAM 和概率整形,得到同相序列 I 路信号和正交序列 Q 路信号,再经过 PCTW 处理、OFDM 调制。连续波激光器产生的 45°线偏振光经偏振分束器后得到 x、y 2 个正交方向的线偏振光,然后分别与 OFDM 调制器输出的同相序列和正交序列电信号经 IQ 调制器完成电光调制。x 偏振与 y 偏振的光信号经过偏振合束器进入光纤传输链路。在接收端,光信号经偏振分束器得到 x、y 方向偏振光,经

90°混频器混频后,光电二极管(PIN)对光信号进行相干检测,将光信号转换成电信号,电信号经 OFDM 解调后,在 Matlab 组件中进行对称解码和误码率计算。

本文传输光路包含多个循环链路,每段循环由 3 种光纤和 1 个掺铒光纤放大器(EDFA)组成(EDFA 的噪声系数和增益系数分别为 4 dB 和 10.45 dB),实现在线色散完全补偿^[6]和光功率放大,各光纤参数如表 1 所示。

表 1 传输链路光纤参数

光纤	长度/ km	色散/ [ps/(nm·km)]	衰减/ (dB/km)	有效面 积/ μm^2
正色散光纤	15	18	0.2	100
色散斜率补偿光纤	15	-22	0.23	30
非归零色散位移光纤	20	3	0.2	50

本文根据图 1 和表 1,利用 OptiSystem 和 Matlab 混合编程搭建了 16QAM 格式下哈夫曼(Huffman)编码式概率整形和 3 种 PCTW 共轭模式组合的 PCTW-OFDM-WDM 系统。传输链路参数设置如下:光纤链路跨段数设为 8,传输总长度为 400 km,WDM 信道数为 32,中心信道频率为 193 THz,信道间隔为 100 GHz,OFDM 调制器子载波数设置为 128,每个偏振方向信道比特率设为 160 Gb/s。由于非线性效应的影响,克尔非线性失真会随着功率增大而急剧增加,总误码率会出现先减后增的趋势。

为深入分析 IQ 不平衡产生机理,本文定义 IQ 不

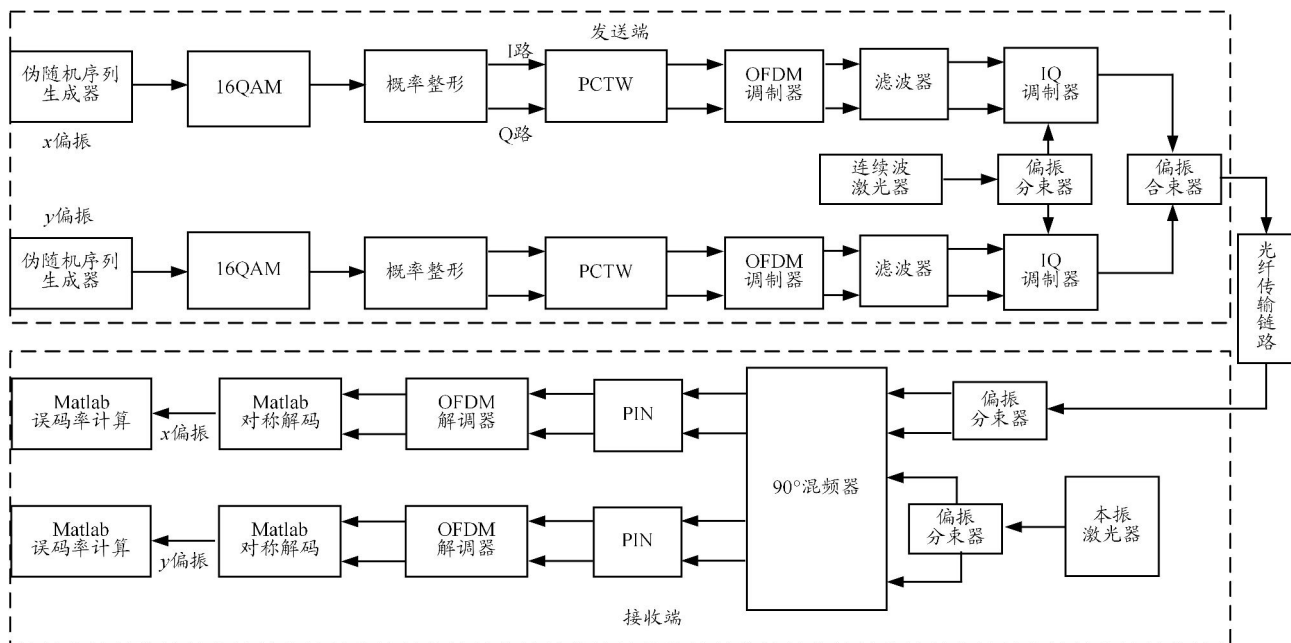


图 1 PCTW-OFDM-WDM 系统原理框图(单信道)

易航,杜建新,夏松格,等:概率整形相位共轭孪生波 OFDM WDM 系统 IQ 不平衡研究

平衡程度量 $\delta=10\lg(D_0/D_1)$, 其中 D 为品质因子, 表达式为 $D=\sqrt{2} \operatorname{erfcinv}(2 \times W_{\text{BER}})$, W_{BER} 为系统误码率。

3 IQ 不平衡形成机理分析

3.1 概率整形导致 IQ 不平衡

Huffman 编码^[7]是概率整形技术的一种, 本文采用概率均匀分布的 16QAM 星座图(如图 2 所示), 按以下规则进行编码: 将信号前 2 个比特的不同组合“11”、“01”、“10”、“00”分别编码为“1”、“01”、“001”、“000”, 由于每个 16QAM 符号都由 4 个比特组成, 因此需要再分别读取信息比特序列接下来的 3 位、2 位、1 位和 1 位比特, 重构成一个新的 16QAM 符号。例如“1100”, 输入前 2 位比特为“11”, 将其编码为“1”, 再补充 3 比特信息序列, 那么输出的新 16QAM 符号“1100”的概率为 1/32。以此类推, 通过上述设计, 前 2 位比特组合为“11”、“01”、“10”、“00”的信号原本都是 1/16 的概率分别变成 1/32、1/16、1/32、1/8, 从而使星座图内圈低功率信号的发送概率增大, 但是这种概率整形方法会对同相分路 I 和正交分路 Q 产生不同影响, 如图 3 所示。可以看出, 经过 Huffman 编码后 I 路与 Q 路符号发送的概率分布并不一致, I 路、Q 路符号中 -3、-1、1、3 的发送概率分别为 12.5%、37.5%、37.5%、12.5% 和 18.75%、31.25%、31.25%、18.75%, 这导致 I 路、Q 路出现了一定程度的误码率差异。

3.2 串扰导致 IQ 不平衡

采用 PCTW 技术将原信号与共轭信号放在 2 个

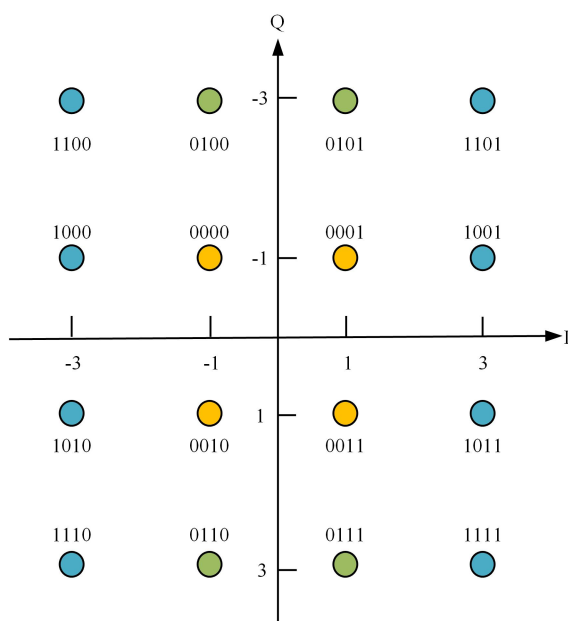


图 2 16QAM 星座图

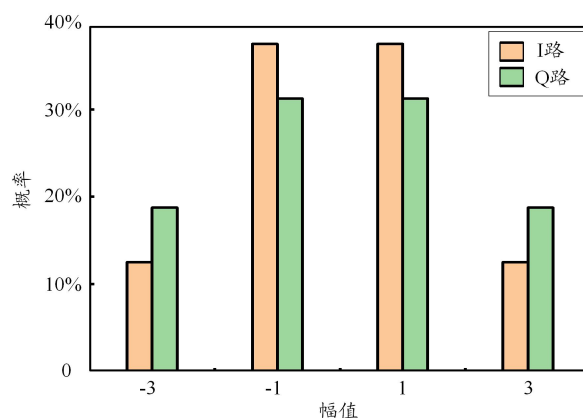


图 3 Huffman 编码后 I、Q 路信号发送概率分布图

相邻的正交维度中传输, 此过程中存在各种信号串扰也会导致 IQ 不平衡。以子载波串扰为例, 假设原信号为 $3+3i$, 共轭信号为 $3-3i$, 子载波间串扰量为 0.02, 经过子载波串扰后原信号变为 $(2.8+0.02)+(2.8-0.02)i$, 共轭信号变为 $(2.8+0.02)+(-2.8+0.02)i$, 两信号在接收端相干叠加后得到 $2 \times 2.82 + 2 \times 2.78i$ 。由此可见, 因为 PCTW 信号的特性, 色散、非线性效应、滤波器等因素导致频谱波形发生变化引起的子载波间串扰对 I 路、Q 路信号的影响不一, 造成 IQ 不平衡。类似地, CDR 模式中也存在符号间干扰导致 CDR-IQ 不平衡。

3.3 统计相关噪声导致 IQ 不平衡

3.3.1 非线性加性噪声导致 IQ 不平衡

PCTW 技术是通过在数字域相干叠加消除非线性失真的, 该过程可用式(1)进行描述。

$$\begin{cases} E_x = E, E_y = E^* \\ E_{tx} = E + \delta_a, E_{ty} = E^* + \delta_b \\ E_R = E_{tx} + E_{ty}^* = E + E + \delta_a + \delta_b^* \xrightarrow{\delta_b^* = -\delta_a} 2E \end{cases} \quad (1)$$

其中, E 为一个信号 (E^* 是其共轭), E_x 、 E_y 分别为原信号和共轭信号, E_{tx} 、 E_{ty} 分别为经光纤传输后的原信号和共轭信号, δ_a 、 δ_b 分别为原信号和共轭信号受到的非线性失真, E_R 为在接收端相干叠加后的信号, E_{ty}^* 、 δ_b^* 为对应信号 E_{ty} 、 δ_b 的共轭。传输信号在频域中会存在非线性失真^[8], 在一阶近似条件下失真信号可描述为

$$\begin{aligned} \delta_{E_{x,y}}(L, \omega) = & i \frac{8}{9} \gamma P_0 L_{\text{eff}} \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega_1 \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega_2 \eta(\omega_1, \omega_2) \times \\ & [E_{x,y}(\omega + \omega_1) E_{x,y}(\omega + \omega_2) E_{x,y}^*(\omega + \omega_1 + \omega_2) + \\ & E_{y,x}(\omega + \omega_1) E_{y,x}(\omega + \omega_2) E_{y,x}^*(\omega + \omega_1 + \omega_2)] \quad (2) \end{aligned}$$

其中, L 为信号传输总距离, P_0 为平均发射功率, γ 为光纤非线性系数, ω 、 ω_1 、 ω_2 为不同的频率, $E_{x,y}$ 为非线性失真中 y 方向对 x 方向的干扰项, $E_{y,x}$ 为非线性失真中 x 方向对 y 方向的干扰项。 $\eta(\omega_1 \omega_2)$ 为非线性传递函数, $\eta(\omega_1 \omega_2) = \int_0^L \exp[G(z) - i\omega_1 \omega_2 C(z)] dz / L_{\text{eff}}$; L_{eff} 为光纤有效长度, $L_{\text{eff}} = \int_0^L \exp[G(z)] dz$; $G(z)$ 为信号功率, $G(z) = \int_0^z [g(z') - \alpha(z')] dz'$; $C(z)$ 为累积色散, $C(z) = \int_0^z \beta_2(z') dz'$ 。 z 为信号当前传输的距离, α 、 g 、 β_2 分别为光纤的衰减系数、增益系数、色散系数。当传输链路的色散功率图对称时,即满足

$$G(z) \approx G(L-z), C(z) \approx -C(L-z) \quad (3)$$

此时 $\eta(\omega_1 \omega_2)$ 的值接近一个实数,因此原信号与共轭信号的非线性失真是反相关的,并且它们的非线性失真都接近一个纯虚数^[9]。根据第二节传输链路参数设置,仿真模型的色散功率图并不满足式(3)。将非线性传输函数 $\eta(\omega_1 \omega_2)$ 记作 $m+n \cdot i$ 代入式(2)中(m 、 n 为任意常数),并将原信号与共轭信号的非线性失真在接收端相干叠加,得到

$$\begin{aligned} & \delta E_{x,y}(L, \omega) + [\delta E_{x,y}(L, -\omega)]^* = \\ & i \frac{8}{9} \gamma P_0 L_{\text{eff}} \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega_1 \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega_2 (2n \cdot i) \times \\ & [E_{x,y}(\omega + \omega_1) E_{x,y}(\omega + \omega_2) E_{x,y}^*(\omega + \omega_1 + \omega_2) + \\ & E_{y,x}(\omega + \omega_1) E_{y,x}(\omega + \omega_2) E_{y,x}^*(\omega + \omega_1 + \omega_2)] = 2R_e \end{aligned} \quad (4)$$

其中, R_e 为一个实数。由式(4)可见,色散功率图的不对称会导致非线性失真有实部残余,无法通过 PCTW 技术消除,从而导致系统 IQ 不平衡。

3.3.2 PIN 噪声未打开随机种子导致伪 IQ 不平衡

以往仿真研究选用系统最小误码率及其对应的最佳发射功率确定各方案对非线性效应抑制效果的优劣。这种仿真研究方法需要足够多的采样数,受限于仿真时长,通常在 OptiSystem 软件中不打开 PIN 噪声随机种子以节省仿真算力,保证仿真实验有效完成。这种仿真方式给系统带来了较大的伪 IQ 不平衡。本文以 POL 模式为例,具体分析如下:随机种子关闭状态下, PIN 噪声分布不采用随机数设置,同一时刻同一频率下共轭信号 I、Q 路受到的噪声与原信号处相同,记作 N_1 和 N_0 ,假设原信号为 $c+d \cdot i$ (c 、 d 为任意实数),受到

噪声后的原信号、共轭信号、相干叠加结果分别如式(5)~式(7)所示。

$$S_0 = c + N_1 + (d + N_0) \cdot i \quad (5)$$

$$S_0^* = c + N_1 + (-d + N_0) \cdot i \quad (6)$$

$$S_{\text{sup}} = 2(c + N_1) + 2d \cdot i \quad (7)$$

由式(7)可知,随机种子关闭状态下, PIN 噪声会集中作用于 I 路,造成较大 IQ 不平衡。随机种子设置对 POL 模式的影响仿真结果(背靠背传输)如表 2 所示。可以看出,关闭 PIN 噪声随机种子形成的伪统计相关性噪声会造成过大伪 IQ 不平衡,从而严重影响 POL 模式误码性能。现实中噪声的分布是统计不相关的,这种伪 IQ 不平衡情况并不会发生,因此在仿真过程中要避免类似伪 IQ 不平衡的发生。

表 2 随机种子设置对 POL 模式的影响仿真结果(背靠背传输)

随机种子	发射功率/mW	误码率	δ
关闭	20	2.56e-5	8.07
	30	4.83e-7	7.48
	40	9.82e-9	6.92
打开	20	3.01e-8	0.027 4
	30	1.75e-11	-0.002 27
	40	2.60e-14	-0.171

对于 CDR、SUB 模式, PIN 噪声随机种子的设置并不会产生较大 IQ 不平衡,因为在这 2 种模式下,原信号处受到的噪声与共轭信号处受到的噪声不在同一时刻同一频率,是非统计相关的。

4 IQ 不平衡抑制与提升性能方案仿真结果

经过上述理论分析,为抑制不同 PCTW 模式 IQ 不平衡,进一步提升系统误码性能,本文结合几何整形和新型数据结构,对 PCTW-OFDM-WDM 系统进行相关仿真。受限于仿真时长, PIN 噪声随机种子依旧选择关闭状态,仿真条件如表 3 所示。

表 3 仿真模型参数设置

参数	值或状态
偏振状态	双偏振
总传输距离/km	400
非线性效应	包含
概率整形	Huffman 编码
PIN 噪声和散粒噪声	包含
PIN 噪声随机种子状态	关闭
其余器件随机种子状态	打开
串扰	包含

4.1 结合几何整形技术

几何整形技术是通过不改变信号点概率分布,对星座几何结构的再塑造(增大最小欧式距离)来改进星座性能,使系统具有一定的整形增益,在功率受限情况下增加系统容错能力。本文将图 2 中 I、Q 路的幅值分别调整为 $-t$ 、 -1 、 1 、 t 和 $-p$ 、 -1 、 1 、 p ,通过改变 t 和 p 的取值(t 、 p 为任意实数),降低某一路的平均功率和增大另一路的平均功率以抑制 IQ 不平衡并改善系统性能。为系统分析几何整形对不同共轭模式 IQ 不平衡影响程度和改进后 PCTW 系统对非线性效应的抑制效果,本文按照表 3 对各共轭模式中不同幅值组合(t 、 p)选择各自最佳发射功率进行仿真,以获取该情形下的最小误码率,并把其中对应误码率最小的幅值组合(t 、 p)称为最佳星座点。具体仿真结果如表 4 所示。

表 4 几何整形后最佳星座点仿真数据

模式	整形前后	最佳星座点	最佳发射功率/mW	误码率	δ
POL(忽略 PIN 噪声)	整形前	(3,3)	33	7.65e-9	-0.108
	整形后	(2.9,3)	35	8.68e-9	0.003 22
CDR	整形前	(3,3)	31	6.87e-5	0.004 77
	整形后	(3.1,3.1)	29	6.46e-5	0.001 66
SUB	整形前	(3,3)	29	1.46e-4	-0.114
	整形后	(3.2,3.1)	27	1.29e-4	-0.156
POL(包含 PIN 噪声)	整形前	(3,3)	40	6.94e-5	1.63
	整形后	(3.2,2.4)	44	2.07e-5	0.411

由表 4 可见,几何整形的引入对于经 Huffmmn 式概率整形的 PCTW 系统 IQ 不平衡影响较小。其中,忽略 PIN 噪声影响的 POL 模式中,几何整形的引入确实可以改善 IQ 不平衡,但是误码性能表现反而不如原星座点方案;几何整形对 CDR 和 SUB 模式误码性能都有略微的提升,但对 IQ 不平衡改善不显著;对比有无 PIN 噪声影响的 POL 模式仿真结果,可以看出,几何整形在 IQ 不平衡较小的情况下,并不能带来较多的误码性能改善,但对于 IQ 不平衡较大的情况,几何整形可以很好地抑制 IQ 不平衡,大幅度提升系统误码性能。

4.2 采用新型数据结构

针对 IQ 不平衡的理论分析,为了克服串扰引起的 IQ 不平衡,进一步改善非线性效应对 PCTW 系统的影响,本文对常规 PCTW 数据结构进行了优化,即通过改变共轭分量的位置,提出了隔 N 位间插的新数据结构(常规的相邻数据结构可记作 $N=0$ 的情况),如表 5、

表 5 CDR 模式隔 N 位间插结构示意图

方向	N=1		N=3	
	信号	位置	信号	位置
x,y 方向	m_1	$k, j-3$	m_1	$k, j-3$
	m_2	$k, j-2$	m_2	$k, j-2$
	m_3	$k, j-1$	m_3	$k, j-1$
	m_4	k, j	m_4	k, j
	m_5	$k, j+1$	m_5	$k, j+1$
	m_6	$k, j+2$	m_6	$k, j+2$
	m_7	$k, j+3$	m_7	$k, j+3$
	m_8	$k, j+4$	m_8	$k, j+4$
与原信号一致方向	m_1^*	$k+2, j-3$	m_1^*	$k+4, j-3$
	m_2^*	$k+2, j-2$	m_2^*	$k+4, j-2$
	m_3^*	$k+2, j-1$	m_3^*	$k+4, j-1$
	m_4^*	$k+2, j$	m_4^*	$k+4, j$
	m_5^*	$k+2, j+1$	m_5^*	$k+4, j+1$
	m_6^*	$k+2, j+2$	m_6^*	$k+4, j+2$
	m_7^*	$k+2, j+3$	m_7^*	$k+4, j+3$
	m_8^*	$k+2, j+4$	m_8^*	$k+4, j+4$

表 6 所示。其中, k 为信号在时域中的 OFDM 符号周期序号, j 表示信号在频域中的子载波序号,每个信号的具体位置由 k 、 j 共同决定。

保持仿真条件不变,在 CDR 模式下 N 取 0、1、3, SUB 模式下 N 取 0、1、63,对 2 种模式不同 N 值的数据结构性能表现进行了相关仿真,仿真结果如图 4、图 5 所示。由图 4 可知,CDR 模式 3 种数据结构中, $N=1$ 时的数据结构误码性能最佳,比 $N=0$ 时提升了 1.66 dB。经过各自最佳发射功率点(发射功率最低值)后,3 种数据结构 δ 值较为接近。在最佳发射功率点, $N=0$ 时数据结构的 δ 值绝对值最小, $N=1$ 时次之, $N=3$ 时最大,但是 $N=0$ 时的数据结构误码性能表现反而是三者中最差的。这是因为 IQ 不平衡的影响因素是多元化的,小范围的 IQ 不平衡并不会损害系统性能,只要控制在一定区间,就能在原 PCTW 方案基础上进一步优化系统。

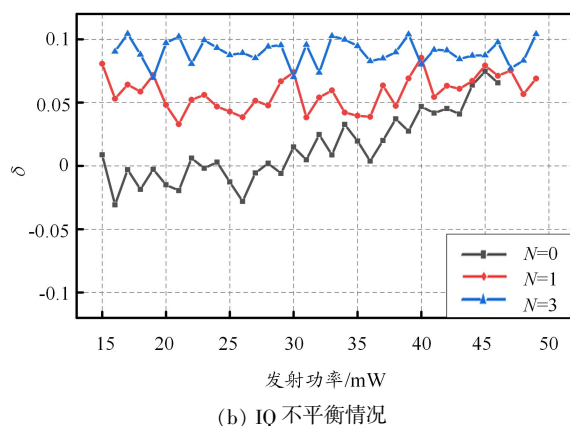
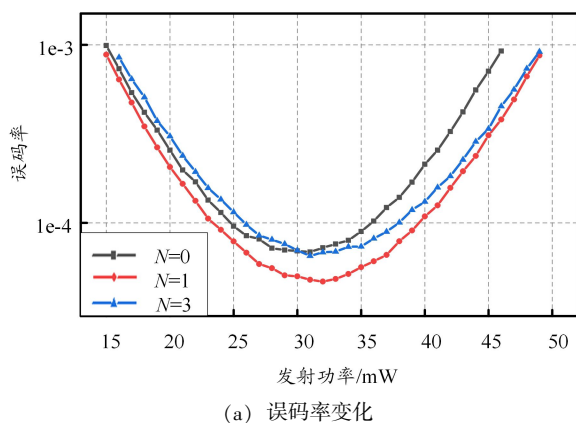
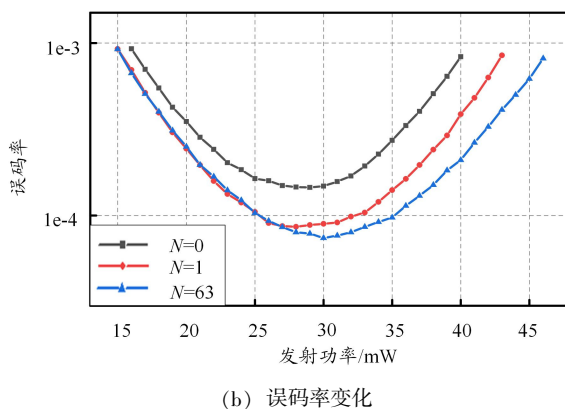
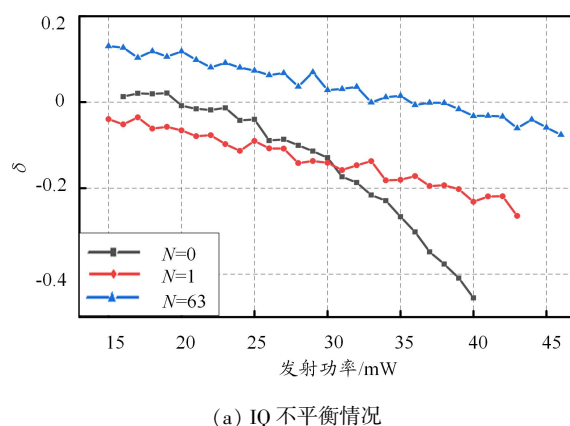
从图 5(a)可知,在 SUB 模式中, $N=1$ 和 $N=63$ 时的数据结构都能较好地抑制 IQ 不平衡(δ 的绝对值越接近于 0),随着发射功率的增大, δ 值逐渐向负轴增大,本文认为该现象是传输过程中非线性失真加剧造成的。

表 6 SUB 模式隔 N 位间插结构示意图

方向	$N=1$		$N=63$	
	信号	位置	信号	位置
x, y 方向	m_1	$k, j-3$	m_1	$k, j-3$
	m_2	$k, j-2$	m_2	$k, j-2$
	m_3	$k, j+1$	m_3	$k, j-1$
	m_4	$k, j+2$	m_4	k, j
	m_5	$k, j+5$	m_5	$k, j+1$
	m_6	$k, j+6$	m_6	$k, j+2$
	m_7	$k, j+9$	m_7	$k, j+3$
	m_8	$k, j+10$	m_8	$k, j+4$
与原信号 一致方向	m_1^*	$k, j-1$	m_1^*	$k, j+61$
	m_2^*	k, j	m_2^*	$k, j+62$
	m_3^*	$k, j+3$	m_3^*	$k, j+63$
	m_4^*	$k, j+4$	m_4^*	$k, j+64$
	m_5^*	$k, j+7$	m_5^*	$k, j+65$
	m_6^*	$k, j+8$	m_6^*	$k, j+66$
	m_7^*	$k, j+11$	m_7^*	$k, j+67$
	m_8^*	$k, j+12$	m_8^*	$k, j+68$

从图 5(b)也可以看出,低功率区间两者误码率曲线基本一致,经过最佳发射功率后, $N=1$ 时的数据结构误码率上升得更快,这是因为 $N=1$ 时数据结构对非线性失真的消除能力不如 $N=63$ 时的数据结构。3 种结构中, $N=63$ 时的数据结构在最佳发射功率处 δ 绝对值最小,误码性能最佳。

仿真过程中,2 种模式的最佳发射功率及其对应的误码率、 δ 值如表 7 所示。可以看出,SUB 模式中 $N=63$ 时的数据结构误码率依然高于 CDR 模式任一种数

图 4 CDR 模式隔 N 位间插结构仿真结果图 5 SUB 模式隔 N 位间插结构仿真结果表 7 隔 N 位间插结构仿真数据

模式	N 取值	最佳发射功率/mW	误码率	δ
CDR	0	31	6.87×10^{-5}	0.004 77
	1	32	4.69×10^{-5}	0.054 0
	3	31	6.53×10^{-5}	0.095 7
SUB	0	29	1.46×10^{-4}	-0.114
	1	28	8.62×10^{-5}	-0.142
	63	30	7.42×10^{-5}	0.028 1

易航,杜建新,夏松格,等:概率整形相位共轭孪生波 OFDM WDM 系统 IQ 不平衡研究

据结构,这是因为 SUB 模式存在较多的无法找到其相位共轭分量^[10]的四波混频(FWM)噪声项,导致 SUB 模式的非线性抑制能力劣于 CDR 模式,但是 CDR 模式传输会占用更多的数据存储空间,对硬件要求更高。因此,SUB 模式比CDR 模式更适合实际使用。

5 结束语

本文搭建了 PCTW-OFDM-WDM 系统,探究了系统内不同模式的 IQ 不平衡产生机理,并在 CDR、SUB 模式中提出隔 N 位间插新型数据结构,进一步提升了系统性能。仿真结果表明:概率整形、串扰、相关噪声都会引起不同程度的 IQ 不平衡,过高的 IQ 不平衡会影响系统性能,特别是由于仿真软件设置带来的伪 IQ 不平衡须引起重视;隔 N 位间插新型数据结构中,与 CDR 模式相比,尽管 SUB 模式的非线性抑制能力较弱,但对硬件要求不高,更适合商用推广。

参考文献:

- [1] 曹文华,王勇,刘颂豪. 光纤通信系统中基于光学相位共轭和预啾啾的色散及非线性补偿研究[J]. 光学学报,2012,32(9):56-65.
- [2] 王陈,杜建新,易航,等. 基于概率整形相位共轭孪生波系统的仿真

研究[J]. 光通信研究,2022,48(1):37-44.

[3] LIU X, CHRAPLYVY A R, WINZER P J, et al. Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit [J]. Nature Photonics, 2013, 7(7): 560-568.

[4] ELIASSON H, JOHANNISSON P, KARLSSON M, et al. Mitigation of nonlinearities using conjugate data repetition [J]. Optics Express, 2015, 23(3): 2392-2402.

[5] LIU X, CHANDRASEKHAR S, WINZER P J. Generalized phase-conjugated twin waves for fiber-nonlinearity-tolerant transmission[C]//Photonics Society Summer Topical Meeting Series, July 14-16, 2014, Montreal, Canada. Piscataway: IEEE, 2014: 134-135.

[6] 韩飞,杜建新,杨文平. 基于非线性分离模型的四波混频噪声分析[J]. 光通信研究,2015,41(4):16-18.

[7] 许齐佳. 编码调制相干光传输系统的概率整形等关键技术研究与设计[D]. 北京:北京邮电大学,2019.

[8] WEI X. Power-weighted dispersion distribution function for characterizing nonlinear properties of long-haul optical transmission links [J]. Optics Letters, 2006, 31(17): 2544-2546.

[9] LIU X, CHANDRASEKHAR S, WINZER P J, et al. Fiber-nonlinearity-tolerant superchannel transmission via nonlinear noise squeezing and generalized phase-conjugated twin waves[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(4): 766-775.

[10] 吴佳琳. OFDM 光纤通信系统数字去非线性损伤的理论及仿真研究[D]. 南京:南京邮电大学,2020.