

## 非线性编码叠加调制的两发一收可见光通信系统研究

徐增熠<sup>1,2,3</sup>, 牛文清<sup>1,2,3</sup>, 陈慧<sup>1,4</sup>, 贺志学<sup>4</sup>, 迟楠<sup>1,2,3</sup>

(1. 复旦大学电磁波信息科学教育部重点实验室, 上海 200433; 2. 上海低轨卫星通信与应用工程技术研究中心, 上海 200433;  
3. 上海低轨卫星通信技术协同创新中心, 上海 200433; 4. 鹏城实验室, 广东 深圳 518055)

**摘要:** 基于发光二极管(LED, light-emitting diode)的可见光多输入单输出(MISO, multi-input single-output)系统信道带宽往往受LED器件的非线性和其发光的非相干特性限制。在信号传输中使用预编码可以以较低的成本缓解这一限制, 目前的研究多采用相同的编码方式对全部信道进行编码。提出了一种非对称的编码方式, 在两发一收的可见光通信系统中的一路使用了非线性编码。该方法以编码信道的误码率为代价, 扩展了未编码信道的动态范围。在误码率门限设置为 $3.8 \times 10^{-3}$ 时, 这一编码方式使得未编码信道较编码信道的动态范围扩大30%。若同时使用非对称的前向纠错编码冗余, 此种编码方式可以在维持两路信道正常通信的前提下灵活控制信道的动态范围, 从而适应信道环境的变化。该研究将有利于室内多光源多输入可见光系统或水下可见光通信系统的研究。

**关键词:** 可见光通信; 非线性编码; 叠加幅度相位调制; 多输入单输出

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

doi:10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00275

## Exploring the nonlinear coded superposed modulation MISO visible light communication system

XU Zengyi<sup>1,2,3</sup>, NIU Wenqing<sup>1,2,3</sup>, CHEN Hui<sup>1,4</sup>, HE Zhixue<sup>4</sup>, CHI Nan<sup>1,2,3</sup>

1. Key Laboratory of EMW Information, Fudan University, Shanghai 200433, China

2. Shanghai Engineering Research Center of Low-Earth-Orbit Satellite Communication and Applications, Shanghai 200433, China

3. Shanghai Collaborative Innovation Center of Low-Earth-Orbit Satellite Communication Technology, Shanghai 200433, China

4. Peng Cheng Laboratory, Shenzhen 518055, China

**Abstract:** The light-emitting diode (LED) based visible light multi-input single-output (MISO) system usually suffers from the nonlinearity in LED and its incoherent nature in emission. Adopting precoding would alleviate this limitation at comparatively lower cost. Existing researches usually apply the same coding scheme to all the channels. An asymmetric coding scheme was proposed, which nonlinearly encodes one of the two channels in a MISO system. This solution enlarges the dynamic range of the uncoded channel at the cost of a higher bit error ratio (BER) in the coded one. When the BER threshold is set at  $3.8 \times 10^{-3}$ , the uncoded channel gains a dynamic range 30% larger than that of the coded one. If this solution is combined with flexible forward error correction redundancy, it would allow the system to adapt to varying channel condition while still maintaining the communication in both channels. This research would be beneficial in the study on indoor or underwater visible light communication (VLC) system.

**Key words:** VLC, nonlinear coding, superposed modulation, MISO

收稿日期: 2022-01-21; 修回日期: 2022-06-15

通信作者: 迟楠, Nanchi@fudan.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61925104, No.62031011, No.62074072); 中国国家博士后创新人才支持计划 (No.BX2021082); 中国博士后科学基金资助项目 (No.2021M700025); 鹏城实验室重大项目 (No.PCL2021A14)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61925104, No.62031011, No.62074072), The China National Postdoctoral Program for Innovative Talents (No.BX2021082), The China Postdoctoral Science Foundation (No.2021M700025), The Major Key Project of Peng Cheng Laboratory (No.PCL2021A14)

## 0 引言

5G 通信的大规模商业化应用之后，6G 也不再遥远。相比于 5G，下一代的移动通信网络将具有革命性的变化。相比于 5G 描绘的愿景，6G 在这一基础上更进一步。在已有的文献中<sup>[1]</sup>，6G 被描述为“智慧连接”“深度连接”“全息连接”和“泛在连接”。预计在未来的 2030 年，仅移动网络的数据流量将是 2020 年的 81 倍<sup>[2]</sup>。呈指数上升的数据流量、激增的连接数量和更严格的时延要求，迫使人们不断地挖掘频谱资源。随着现有频段资源的不断消耗，可见光频段因此获得了关注<sup>[3]</sup>。除了更高频段带来的潜在更大带宽之外，可见光通信在安全性、保密性以及同室内照明系统（特别是基于发光二极管器件的照明系统）的适配性上都有着独特的优势<sup>[1,4]</sup>。因而，可见光通信被认为是实现 6G 的一大关键基础技术，而可见光通信系统也被认为是未来 6G 系统中的重要组成部分。

与此同时，现有的通信系统也在尝试更加充分地利用空间资源。在这一方面，多输入多输出（MIMO, multiple-input multiple-output）系统极大地拓展了单个节点的收发能力。尽管这一技术目前主要在无线频段的通信领域应用，但是也有大量的实验研究可见光的多输入多输出系统。可见多输入多输出系统可以利用室内照明系统<sup>[5-6]</sup>，实现了高速率可见光通信和照明的融合。同时，在室内可见光通信系统中，往往多个发射机对应一个接收机，所以多输入单输出（MISO, multiple-input single-output）可见光通信系统也获得了关注<sup>[7-8]</sup>。目前除了室内可见光 MIMO 系统研究，还有针对水下可见光 MIMO 系统的探索<sup>[7,9-10]</sup>。这些研究显示，在未来，多输入多输出场景将在可见光系统中极为常见。

然而，现有的研究指出，可见光通信系统还受器件本身的制约。基于发光二极管的可见光通信系统极易受到发射机的非线性影响。并且，接收机也存在非线性。非线性带来的一大影响是可用带宽随着功率的增加不增反降。而受限于自发辐射发光非相干的物理特点，这一类的可见光通信系统不能像基于激光的可见光通信系统一样使用相干调制，而只能使用直接调制<sup>[4]</sup>。这意味着必须从其他角度入手，尽可能地克服非线性的影响，提高谱效率。主要的方法包括均衡技术和应用先进调制格式。

这两种方法的着眼点不同。均衡技术注重复原

非线性影响前的波形或符号，如使用硬件对信号做预失真处理<sup>[11-12]</sup>，从而抵消信道的失真，或者在接收端训练简单的线性（如 LMS）或非线性（如 Volterra）均衡器减轻码间干扰和信道间干扰带来的影响<sup>[13-15]</sup>。随着机器学习的兴起，计算潜力更强的神经网络也被用于后均衡处理<sup>[16-17]</sup>。但是硬件预失真均衡技术损失了低频分量的功率，而后均衡技术往往需要增加接收端的计算力满足训练均衡器的要求。而先进调制格式则力图在现有的信噪比下提高频谱效率，如离散多音频调制（DMT, discrete multi-tone modulation）<sup>[18-19]</sup>、无载波调幅/调相（CAP, carrierless amplitude phase modulation）<sup>[20]</sup>。而概率整形（PS, probabilistic shaping）<sup>[21-22]</sup>实现了非整数调制阶数，改变了传统调制格式下通信速率和信道信噪比之间“阶梯状”的关系，从而使得实际通信速率更加逼近香农极限。但是此类调制格式往往涉及大量复数运算，而且概率整形还涉及分布匹配和编码效率的问题。编码中引入的冗余降低了信道的传输速率。

以上两种思路对软件端的信号处理提出了更高的要求，且大多没有在非线性的源头——发射机的光电转换上解决问题。虽然新的发光二极管器件，如微发光二极管<sup>[23-25]</sup>具有更高的可用带宽（可达 GHz 级别），但是目前还未能大规模推广运用。而依靠预编码技术可以改变峰均功率比，如 Tomlinson-Harashima 预编码<sup>[26]</sup>（THP）、Sigma-Delta 调制<sup>[27-28]</sup>（SDM），以及非线性空时预编码（NLTCP）<sup>[29-30]</sup>。其中，非线性空时预编码所消耗的计算资源少，但是目前只研究了两路信道对称情况下的系统表现。在现实中，受限于光路、发射机功率等因素的影响，两路信道有可能出现非对称的信号功率。从而有必要研究在单路应用预编码，而另一路保持不变的情形。

本文基于前人所提出的编码方式<sup>[29-30]</sup>，在多输入系统信号功率不对称的情景，在系统的某一路单独使用预编码，探索了这一编码方式单独使用时对系统两路通信效果的影响。该方法利用预编码技术解决非线性问题的策略消耗计算资源较少，却可以实现概率整形和几何整形的效果，降低高功率信号的使用概率，从而降低非线性的负面影响。同时编码过程不会引入冗余符号，编码前后信息传输速率不变。这一研究将有助于分析编码在非对称信道条件下对通信系统的作用。

## 1 实验原理

### 1.1 副载波叠加调制多输入单输出系统

多输入单输出系统有多种实现方式，如使用叠加调制的方式，将一个二维矢量信号降阶，拆解成为两个正交的一维的标量信号。而单个发射机则发射其中的一路信号。而在接收机上，两路信号就叠加形成了一个矢量信号，只需要一路输出即可。待矢量信号被接收机接收后，利用信号的正交性，接收机将信号分解为两路，再分别得到两路的信号。

非对称编码的 NCNS 调制系统流程如图 1 所示，其中信号的编码、解码，调制、解调均在软件端完成。本次实验中所使用的调制格式为脉冲幅度调制 (PAM, pulse amplitude modulation)，使用不同振幅来表示不同符号。实验中的原始信号是四电平信号，故使用 PAM4 调制格式发射，而预编码后的信号为 6 电平信号，使用 PAM6 调制格式发射。

$$C_4(n) \in \{-3, -1, 1, 3\}, C_6(n) \in \{-5, -3, -1, 1, 3, 5\}$$

其中， $C_4(n)$ 和 $C_6(n)$ 分别是四电平和六电平的原始信号，它们对应的时域信号分别表示为 $c_{Tx1}(t)$ 与 $c_{Tx2}(t)$ 。在实际实验中，由于二者使用相同的最大峰峰值电压 ( $V_{pp}$ ) 发射， $c_{Tx1}(t)_{max} = c_{Tx2}(t)_{max}$ ，所以发射时的六电平信号的隔离度小于四电平信号的隔离度。

本文使用的多输入单输出系统利用了两个相互正交的副载波分别发送降阶之后的标量信号。两路标量信号首先需要经过三倍上采样，并使用根升余弦滤波器在软件端对波形进行滤波。滤波后的信号和一组正交的副载波混合，从而得到供任意波形发生器发射的信号。

$$X_{1,2}(t) = s_{Rx1,2}^{up}(t) \otimes m_{1,2}(t) \quad (1)$$

其中， $X_{1,2}(t)$ 是任意波形发生器发射的时域信号，

$s_{Rx1,2}^{up}(t)$ 代表经过上采样的发射符号， $m_{1,2}(t)$ 代表滤波以及混合副载波的过程。 $m_{1,2}(t)$ 可以表示为

$$\begin{cases} m_1(t) = F_{Tx}(t) \cdot \cos \omega_0 t \\ m_2(t) = F_{Tx}(t) \cdot \sin \omega_0 t \end{cases} \quad (2)$$

其中， $F_{Tx}(t)$ 是发射端根升余弦滤波器的冲激响应， $\omega_0$ 是载波的角频率。在与副载波混合后，两路信号由发射机发射。发射机首先使用任意波形发生器生成发射信号，信号发射到 LED 光源之前经过了放大和偏置。为了补偿信道的高频衰落，实验中还使用了硬件均衡板，从而使得接收端信号的功率谱更为平坦。而在接收机处，接收到的信号是二者叠加生成的信号。信号是正交的，所以可以将信号两路正交分量对应复平面的实轴和虚轴，用一个复数来表示符号，标量信号从而转化为了矢量信号，可表示为

$$\mathbf{S}(t) = X_1(t) + jX_2(t) \quad (3)$$

其中， $\mathbf{S}(t)$ 即叠加形成的矢量信号。在解调矢量信号的过程中，首先对信号进行同步。之后分别使用同频率的正交的载波与接收信号相乘。原本叠加的信号因此可以被分开成单独的两路。类似于调制过程，解调过程可以用式(4)表示。

$$s_{Rx1,2}^{up}(t) = \mathbf{S}(t) \otimes d_{1,2}(t) \quad (4)$$

其中， $d_{1,2}(t)$ 代表接收端对应的滤波以及再次混合副载波的过程， $s_{Rx1,2}^{up}(t)$ 代表尚未下采样的接收符号。此时需要严格保证时钟同步，这一过程可以用式(5)描述。

$$\begin{cases} d_1(t) = F_{Rx}(t) \cdot \cos \omega_0 t \\ d_2(t) = F_{Rx}(t) \cdot \sin \omega_0 t \end{cases} \quad (5)$$

其中， $F_{Rx}(t)$ 是接收端根升余弦滤波器的冲激响应， $\omega_0$ 是载波的角频率。此后进行下采样得到符号。此

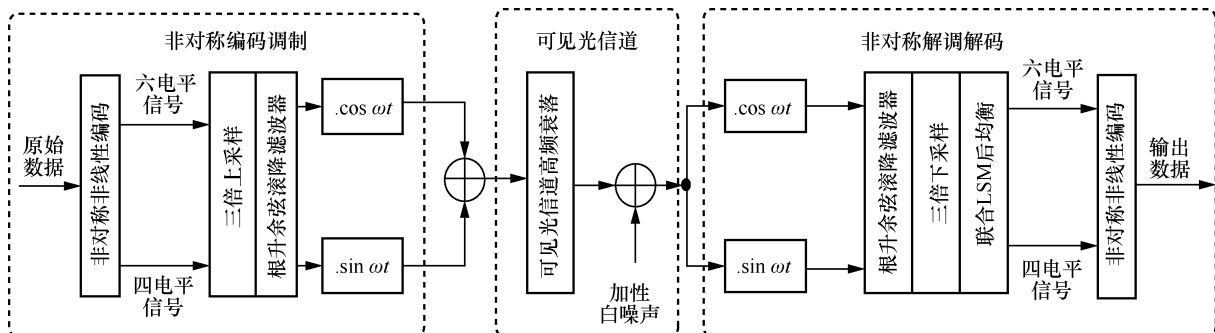


图 1 非对称编码的 NCNS 调制系统流程

时由于存在信道损伤，单路输出的实数符号不再是整数。此时需要使用最小欧氏距离判决该实数符号对应的整数发射符号。

$$c_{Tx}^* = \arg \min [c_{Rx}(t) - c_{Tx}(t)] \quad (6)$$

符号等间距排列，所以每个符号两侧，在符号间距的一半范围内，为该符号的判决区间。如果从叠加矢量符号得到的标量 PAM 符号落入了其他 PAM 符号的判决区间，则出现判决错误。

判决后的符号再次恢复为四电平（六电平）信号，此时再进行解调得到二进制数据，最后对比传输前后的二进制数据，计算此次通信过程的误码率（BER, bit error ratio）。

## 1.2 非线性编码

本文使用的编码方式是利用相邻的符号进行编码，并使用取整的方式实现非线性编码。其编码过程为（详见文献[29-30]）

$$C_6(n) = C_4(n-1) + \frac{C_6(n-1)}{2} \quad (7)$$

$C_4(n)$  是编码前的四电平信号（符号），而  $C_6(n)$  是编码后的六电平信号。由于编码时利用了相邻符号，这一方法带来了两点结果。其一，编码后符号分布非均匀。其中，中间的符号出现概率较两侧符号的出现概率更大。在通信系统中，这意味着采用更小  $V_{pp}$  发射的信号占比更大。其次，直接采用相邻符号进行编码，使得计算过程十分简洁。其空间（存储）复杂度为  $O(1)$ ，与编码方式无关。其时间复杂度和编码长度成线性关系，复杂度为  $O(n-1)$ 。与大多数编码方式相比，时间复杂度和空间复杂度都较低。在本次实验中，需要验证使用非对称编码

时系统的表现，所以实验中使用的多输入单输出系统仅仅在第二个信道使用该非线性编码。而第一个信道不采用任何编码。虽然本实验中信道是否采用非线性编码是预先决定的，但是得益于较低时间复杂度和空间（存储）复杂度，不要求复杂的信道条件估测和学习训练过程，切换编码并不会造成长时间的通信中断，也不要求预置复杂的软硬件，这一编码技术具有随环境动态调整的潜力，在系统检测到一路误码率恶化的时候使用非线性编码。

## 1.3 实验装置

实验装置如图 2 所示，展示了两发一收的可见光通信系统，展示了发射机和接收机的系统组成及相对位置。系统由两套发射机和一套接收机组成。发射机使用 LED 光源，在偏置器和放大器的驱动下发射来自任意波形发生器的信号。接收机使用 PIN 光电探测器，输出波形至示波器，并由示波器显示和采集接收信号波形。其峰值波长为 450 nm（蓝光波段），实验最大通信速率为 2.25 Gbit/s。接收机使用滨松光子生产的 S10784 型 P-I-N 光电二极管。其工作波长为 400~1 000 nm，可以覆盖实验中发射机所使用的波段。生成信号使用的是泰克 AWG520 任意波形发生器，Mini-circuits 生产的 ZFBT-4R2GW-FT 偏置器和 ZHL-6A-S+放大器。观测接收信号使用的是安捷伦生产的 MSO9254A 型示波器。LED 光源和 P-I-N 接收机之间的距离约为 1.5 m。

## 2 实验结果分析

### 2.1 非对称编码的符号分布分析

非对称编码的 NCNS 符号频数分布直方图如图 3 所示，CH1 表示未编码，CH2 表示编码，采用非对

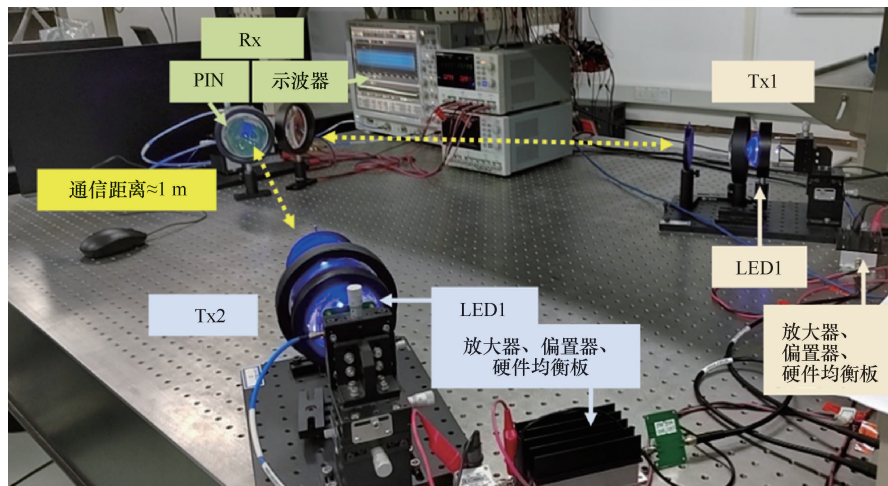


图 2 实验装置

称编码后，两路信道所发射的符号出现了不对称。从发射端的频数分布直方图图 3(a)和图 3(b)可以看出，在预编码后的符号分布不均匀。大多数符号分布在中心的 4 个符号处，而两端的两个符号很少出现。相比而言，未编码的信道的符号均匀分布在 4 个电平上。图 3(c)中按照等间距排布了两个信道的符号，但是实际上发射时两个信道使用同样的峰峰值电压，所以在六电平信号的方向上，符号的排列应该更为紧密。

在接收机处，由于信道损伤，如高频衰弱，码间、信道间干扰的存在，实际接收的符号会偏离发射时的数值。从图 3(d)可以看出，信号的频数分布直方图不再只有 4 个数值，而是以原有的符号值为中心向两侧扩散，而扩散距离越大的情况所对应的符号越少。如果使用高斯分布近似这种扩散效果，则可以写成

$$c_{Rx}(t) = c_{Tx}(t) + N(c_{Tx}(t), \sigma) \quad (8)$$

图 3(d)中两个相邻的聚类没有接触到对方，反映实际信号扩散幅度（标准差  $\sigma$ ）有限，相邻符号重叠范围很小（但不是 0，虽然无法看出重叠部分直方图的高度）。而图 3(e)可以和图 3(d)形成很好的对比。可以看出，图 3(e)中的聚类没有出现明显的分隔，而是接触到了相邻的聚类。这意味着在两个聚类的中间地带存在着从不同聚类扩散的符号。对

应式(6)，此时存在符号误判的可能。从图 3(f)也可以看出，在未编码维度上，位于两个相邻聚类之间的符号出现频率较低。而在预编码后的信道维度上，位于两个相邻聚类之间的符号出现频率较高（均相比于聚类的高度）。所以在图 3 的条件下，未编码的信道较编码后的信道通信质量更佳。

### 2.2 非对称编码的误码率分析

误码率随信道  $V_{pp}$  变化的热力图如图 4 所示，其描述的是采用非对称编码的叠加调制系统各通道以及两通道的平均误码率。实验中等间距测量了从 200~1 000 mV 峰峰值电压下系统的误码率，采样间隔为 200 mV。并且对进行了三次方多项式插值，从而得到该热力图。为了排除信道中其他干扰因素的影响，实验中交换了未编码信道和预编码信道，HYB46 即第一路未编码而第二路编码的情形，HYB64 则相反。图 4 中白色虚线为 7%前向纠错所对应的门限误码率。从图 4 可以粗略看出使用非对称编码带来的影响：未使用非线性编码的通道（图 4(a)、图 4(e)）在更大的电压范围（200~800 mV），可以保证信道的误码率维持在可用的范围内。然而，使用非线性编码的通道（图 4(b)、图 4(d)）可用范围相比之下更为狭窄，最大可用的峰峰值电压仅为 600 mV。

因而受此影响，在最后的两路平均误码率热力图中（图 4(c)、图 4(f)），沿着编码信道的方向可用区域的长度大于沿着未编码方向的长度。这

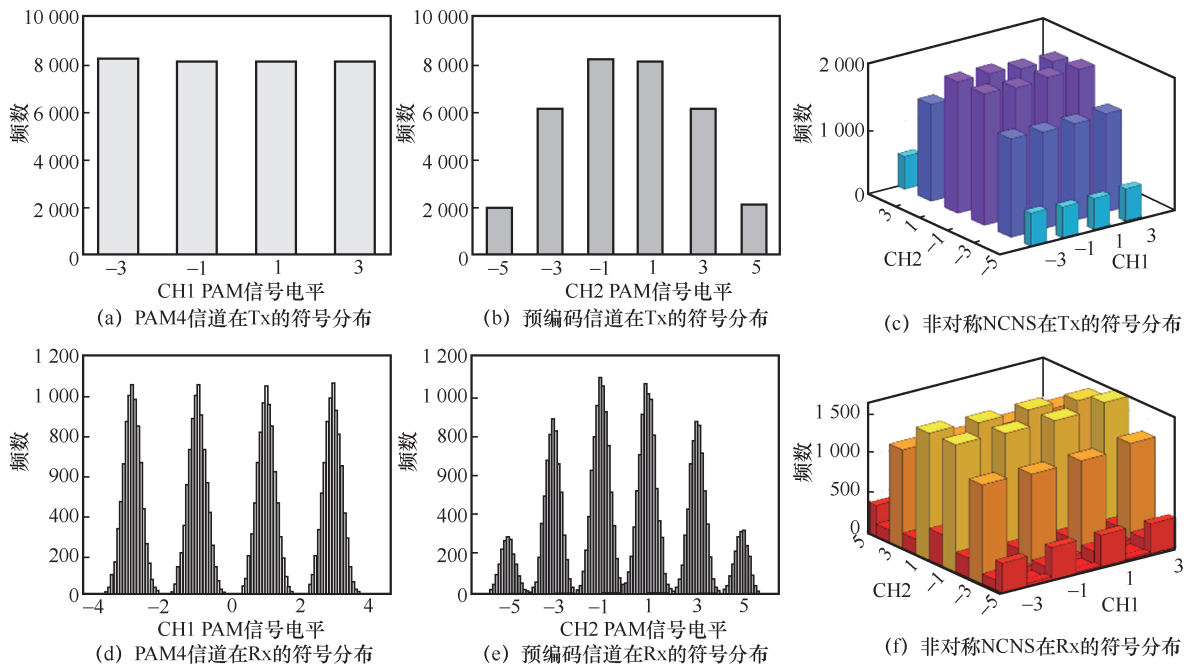


图 3 非对称编码的 NCNS 符号频数分布直方图

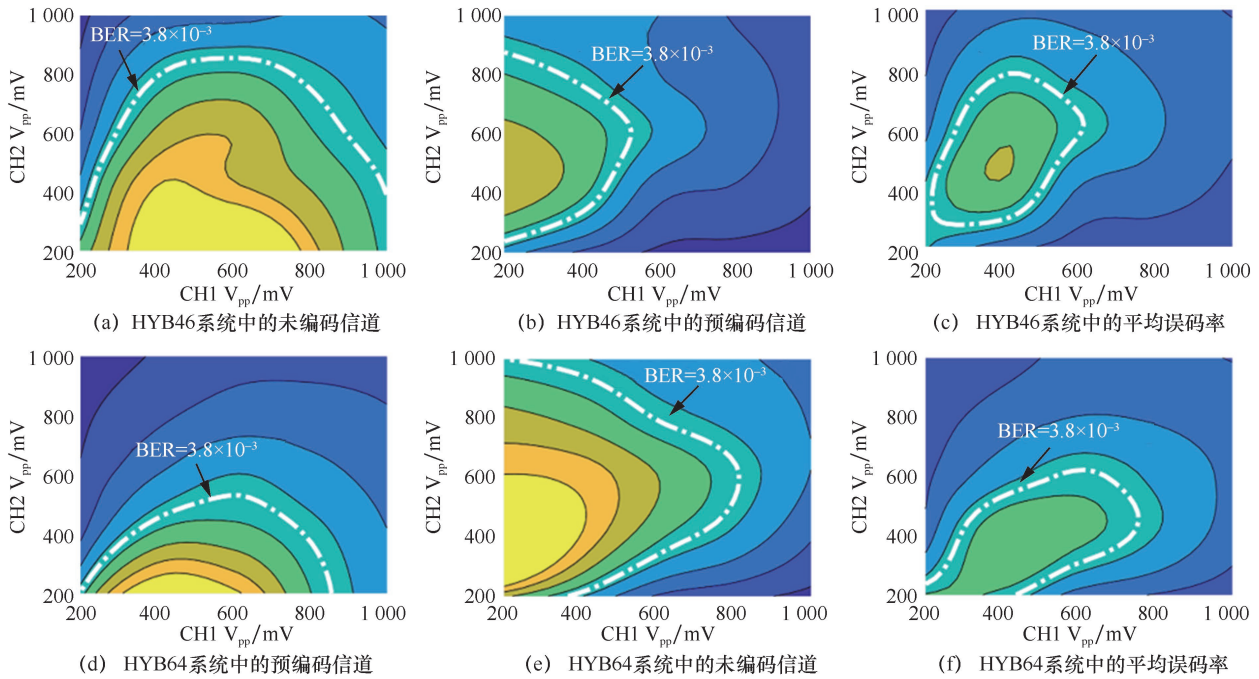


图 4 误码率随信道  $V_{pp}$  变化的热力图

意味着当信道信号功率不稳定时，系统对未编码信道的功率波动的鲁棒性更高。而另一路则可以接收信号功率较低，或者信号功率波动范围较小的信道。

从微观的角度分析，取实验中有代表性的数据，两种编码方式与信道  $V_{pp}$  对系统误码率的影响如图 5 所示。图 5(a)展示了两种非对称编码策略下，设定一路信道  $V_{pp}$  为 400 mV 时变化另一路信道  $V_{pp}$  的情景。图 5(b)对应图 5(a)中灰色虚线圈出的样本。图 5(b)的子图分别标记了这 3 组样本在热力图上的对应位置。图 5 的线图能够较为准确地反映两路编码的误码率差异。而星座图可以直观地体现接收符号的分布，体现通信信号的质量。数据在热

力图上的对应位置对应一条垂直于某一信道峰值电压的直线。首先，分析浅红色和深红色所对应的数据，其反映了 HYB46 系统（第一路未编码，第二路编码）中两路信道误码率的差异。固定编码信道的功率为 400 mV，在未编码信道发射信号功率为 200 mV 和 400 mV 时，两路信号的误码率差异很小，如 A 处虚线圈所示。星座图显示，此时的系统受噪声的影响要强于受非线性的影响，因为星座点呈现的椭圆形形状较为规则。而在 B 处所圈出的数据则表示：此时两路误码率差异急剧上升达到最大。根据星座图可以判断，此时信号已经出现了非线性。在 C 处所圈出的数据处，两路信道的误码率在进一步增大，但是误码率的差异却在缩小。同

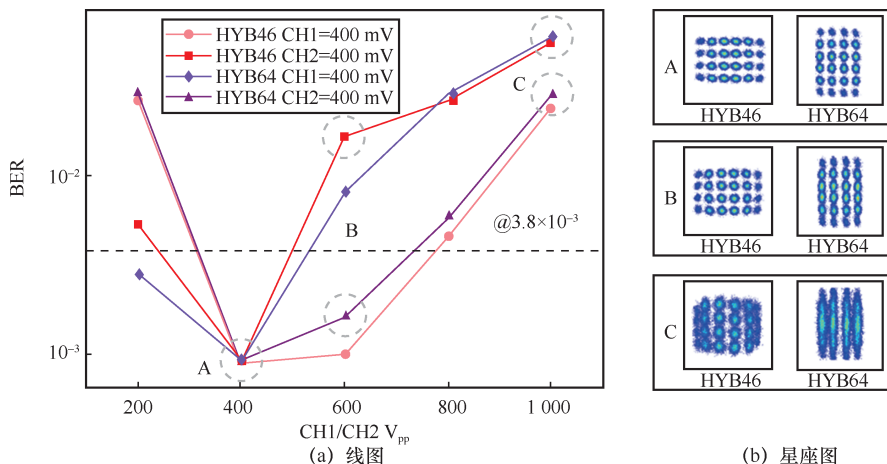
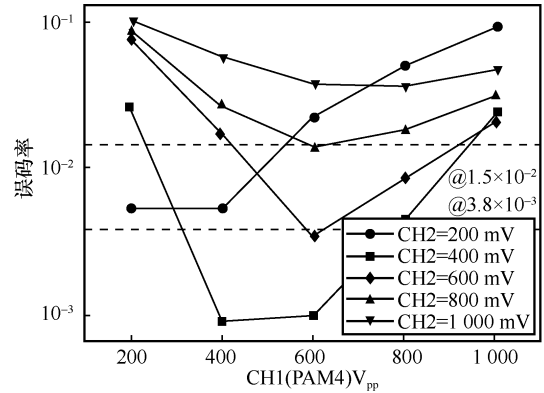


图 5 两种编码方式与信道  $V_{pp}$  对系统误码率的影响

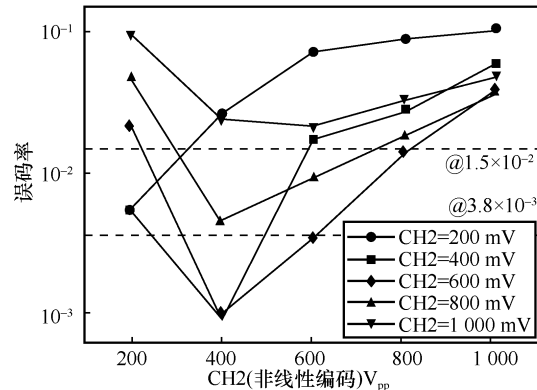
时星座点出现了扭曲,显示出此时极为严重的非线性。其次,分析浅紫色和深紫色所对应的 HYB64 系统(第一路编码,第二路未编码),可以发现相似的趋势。然而,在 HYB64 系统信道一峰峰值电压为 400 mV、信道二为 600 mV 的情境下,编码信道和未编码信道的平均误码率都要低于 HYB46 系统中所对应的情况。这一点显示出,不对称编码的系统在两路信号功率确定的情况下交换编码设置有可能导致通信质量变化。所以接下来进行非对称编码的干扰分析,以研究这一情况。

### 2.3 非对称编码的干扰分析

首先,将两路平均误码率的热力图沿着两路信道的方向分别转化为两张线图,分别表示固定一路信道峰峰值电压而改变另一路的系统误码率。信道  $V_{pp}$  对系统误码率的影响如图 6 所示,同一条线上的误码率最小值反映出:如果降低此时信号功率,则导致噪声影响太强,而继续升高信号功率则会使得非线性愈发明显,而增加的功率带来的失真反而使得信号质量更差。观察图 6(a)可以发现,随着非线性编码信道信号功率的提升,线图的最小值点逐渐向右侧(高功率)移动。在编码信道峰峰值电压为 200 mV 时,对应的最小值出现在 200~400 mV。当编码信道峰峰值电压为 1 000 mV 时,对应的最小值出现在 800 mV 附近。而图 6(b)也反映出类似的情况,只是相比于图 6(a),这一变化幅度并不明显。如果将最小误码率左侧的区间称为“有益区间”(升高信号功率则误码率下降),则未编码信道的有益区间要显著高于编码信道。这一现象主要归结于非线性编码信道的电平数量。在非线程度相似的前提下,更多的电平数使得非线性带来了更为严重的码间干扰。而这一干扰很难被线性的后均衡器所消除。从而,在较低的发射功率下,升高信号功率带来的信噪比增益就已经被非线性带来的失真所抵消。如果需要提高非线性编码信道的动态范围,则需要提升编码信道的前向纠错冗余。观察对比两图可以发现,编码信道在采用 20% 冗余的硬判决前向纠错(对应误码率门限为  $1.5 \times 10^{-2}$ ) 时,该信道的  $V_{pp}$  动态范围可以达到此前的约 200%,同时可以容忍未编码信道更大的功率波动。这意味着,如果两路信道的条件都不佳可以配合使用非对称的冗余编码。相比于将两路信道的冗余都提升到 20%,整体的编码冗余更少,通信速率更大。



(a) 分别设定预编码信道的  $V_{pp}$  在 200 mV、400 mV、600 mV、800 mV 和 1 000 mV 下,增加未编码信道  $V_{pp}$  时误码率的变化



(b) 设定预编码信道的  $V_{pp}$  在与(a)相同的电压下,增加未编码信道  $V_{pp}$  时误码率的变化

图 6 信道  $V_{pp}$  对系统误码率的影响

尽管后均衡器无法完全消除非线性的码间干扰和信道间干扰,但是它仍然提供了分析的数据。联合 LMS 后均衡器工作时将码间干扰和信道间干扰视为线性的。当前接收的符号被视作此时符号、码间干扰和信道间干扰三者的线性组合。通过估计这一线性组合的系数,后均衡器可以在得到的符号中估计码间干扰和信道间干扰的大小,并从当前接收符号中扣除这一干扰。后均衡器将当前相邻符号乘以估计的系数得到码间干扰和信道间干扰。在线性损伤仍占主导的情境下,假设不同时间下信号的平均功率是相等的,  $\bar{P}_1(0) = \bar{P}_1(1) = \bar{P}_1(2) = \dots = \bar{P}_1(n)$ , 则权重的均方根可以反映码间干扰和信道间干扰的严重程度。用于消除码间干扰的抽头权重的均方根记为 RMS ISI, 消除信道间干扰的则记为 RMSICI。而  $t$  时刻的符号  $C_{rx}(t)$  对应抽头权重记为  $W_0$ 。后均衡器反映的码间干扰和信道间干扰见表 1, 两种信道的 RMSISI 比  $W_0$  基本相同,这反映出二者的码间干扰水平基本一致。然而,未采用非线性预编码的信道  $\text{RMSICI}/W_0$  小于未采用非线性编码的信道。

表1 后均衡器反映的码间干扰和信道间干扰

信道	$W_0$	RMS ISI	RMS ICI	RMS ISI/ $W_0$	RMS ICI/ $W_0$
编码信道 600 mV	1.13	0.037 8	0.140	0.033 5	0.124
未编码信道 400 mV	1.09	0.034 0	0.078 2	0.031 2	0.071 9

## 2.4 总结分析

非线性编码给对应信道带来的最大影响在于：非线性编码后，较低发射功率的信号更有可能出现。同时，电平数量也会增加，这一点可以从符号分布分析中看出。所以，在可用的最大发射功率一定时，非线性编码将会降低信道的平均功率，这使得其对另一路信道的信道间干扰水平下降。而误码率分析则说明，采用非线性编码后，两路信道的可用动态范围差距明显。理论上可以增加未编码通道可承受的信号波动，但是为了保证另一路同样可以保持在前向纠错码率门限以下，需要同时搭配更高的编码冗余。而干扰分析则支撑了前两部分的分析结果，指出未编码信道在更小的信道间干扰下有着更低的误码率水平和更大的动态范围。同时，如果在非线性编码信道搭配前向纠错冗余，相较于在两路都提高冗余的做法，可以在提高动态范围的同时拥有更低的编码冗余和更高的传输速率。文中所示方法的负面作用在于，从信道的角度，本文方法削弱了编码信道的抗信道间干扰能力，使其应对突发的信道波动能力下降。从通信系统的角度，虽然此编码方式复杂度低，仍然增加了收发系统的复杂度，在信道条件良好的情景下其配置的相关软硬件不能提升系统的表现。但是总的来说，本文方法仍然在较小的代价内提供了一种简单可靠的抗非线性编码策略。

## 3 结束语

本文对采用不对称的非线性编码可见光多输入单输出系统进行了探索。实验中的两发一收系统成功地实现了一路均匀四电平信号和另一路非均匀六电平信号的收发和编解码。实验中发现，这种编码方式使得未采用非线性编码的信道可以承受更高的信号功率波动。如果适当增加编码信道的编码冗余，还将进一步提高可见光多输入系统两路的动态范围。这一研究的意义在于：它提供了一种简单易行的方案，解决两路信道条件不同时，如何稳定实现通信的问题。在信号较为稳定的信道使用非线性编码，牺牲其部分的动态范围和误码率，降低对另一路信道的串扰，以保证信号功率波动较大或

者信号功率较小的一路能够在当前误码率门限工作。因此，这一探索对室内多光源或者水下强干扰的LED可见光通信系统的设计有一定启发意义。

## 参考文献：

- [1] 赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G移动通信网络: 愿景、挑战与关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2019, 49(8): 963-987.  
ZHAO Y J, YU G H, XU H Q. 6G mobile communication networks: vision, challenges, and key technologies[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2019, 49(8): 963-987.
- [2] CHOWDHURY M Z, SHAHJALAL M, AHMEDS, et al. 6G wireless communication systems: applications, requirements, technologies, challenges, and research directions[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 1: 957-975.
- [3] YANG P, XIAO Y, XIAOM, et al. 6G wireless communications: vision and potential techniques[J]. IEEE Network, 2019, 33(4): 70-75.
- [4] CHI N, ZHOU Y J, WEI Y R, et al. Visible light communication in 6G: advances, challenges, and prospects[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 93-102.
- [5] CHEN C, ZHONG W D, YANG H L, et al. On the performance of MIMO-NOMA-based visible light communication systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(4): 307-310.
- [6] GUO X Y, CHI N. Superposed 32QAM constellation design for  $2 \times 2$  spatial multiplexing MIMO VLC systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(7): 1702-1711.
- [7] JI H, QIAO S, ZHANG T. A MISO-VLC system based on LA-CO-OFDM and superposed constellation demodulation[C]//Proceedings of 2019 9th International Conference on Information Science and Technology (ICIST). Piscataway: IEEE Press, 2019: 294-298.
- [8] WANG W Y, ZHU Y J, ZHANG Y Y, et al. An optimal power allocation for multi-LED phase-shifted-based MISO VLC systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(22): 2391-2394.
- [9] YILMAZ A, ELAMASSIE M, UYSAL M. Diversity gain analysis of underwater vertical MIMO VLC links in the presence of turbulence[C]//Proceedings of 2019 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [10] AMANTAYEVA A, YERZHANOVA M, KIZILIRMAK R C. Multiuser MIMO for underwater visible light communication[C]//Proceedings of 2018 International Conference on Computing and Network Communications (CoCoNet). Piscataway: IEEE Press, 2018: 164-168.
- [11] CHI N, ZHOU Y J, LIANG S Y, et al. Enabling technologies for high-speed visible light communication employing CAP modulation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(2): 510-518.
- [12] ZHANG Z Y, LAI Y J, LV J L, et al. Over 700 MHz-3 dB bandwidth UOWC system based on blue HV-LED with T-bridge pre-equalizer[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(3): 1-12.
- [13] WANG Y G, TAO L, HUANG X X, et al. Enhanced performance of a high-speed WDM CAP64 VLC system employing Volterra series-based

- nonlinear equalizer[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(3): 1-7.
- [14] STEPNIAK G, SIUZDAK J, ZWIERKO P. Compensation of a VLC phosphorescent white LED nonlinearity by means of Volterra DFE[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(16): 1597-1600.
- [15] SCHÜPPERT M, BUNGE C A. 5Gb/s eye-safe LED-based SI-POF transmission with equalization of transmitter nonlinearities[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(23): 2732-2735.
- [16] MIAO P, YIN W B, PENG H, et al. Deep learning based nonlinear equalization for DCO-OFDM systems[C]//Proceedings of 2021 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Mechatronics Technology. Piscataway: IEEE Press, 2021: 699-703.
- [17] LI X Y, GAO Q, GONG C, et al. Nonlinearity mitigation for VLC with an artificial neural network based equalizer[C]//Proceedings of 2018 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [18] HU F C, LI G Q, ZOU P, et al. 20.09-gbit/s underwater WDM-VLC transmission based on a single Si/GaAs-substrate multichromatic LED array chip[C]//Proceedings of 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-3.
- [19] HAN S Q, WANG C F, LI G Q, et al. A 427.5 mbit/s automotive headlight visible light communication system utilizing 64QAM-DMT modulation with software pre-equalization[C]//Proceedings of 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 169-172.
- [20] BAMIEDAKIS N, PENTY R V, WHITE I H. Carrierless amplitude and phase modulation in wireless visible light communication systems[J]. Philosophical Transactions Series A, Mathematical, Physical, and Engineering Sciences, 2020, 378(2169): 20190181.
- [21] ZOU P, ZHAO Y H, HU F C, et al. Square geometrical shaping 128QAM based time domain hybrid modulation in visible light communication system[J]. China Communications, 2020, 17(1): 163-173.
- [22] AOUDIA F A, HOYDIS J. Joint learning of probabilistic and geometric shaping for coded modulation systems[C]//Proceedings of GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [23] RASHIDI A, MONAVARIAN M, ARAGON A, et al. Nonpolar m-plane InGaN/GaN micro-scale light-emitting diode with 1.5 GHz modulation bandwidth[J]. IEEE Electron Device Letters, 2018, 39(4): 520-523.
- [24] WANG L, WEI Z X, CHEN C J, et al. 13 GHz E-O bandwidth GaN-based micro-LED for multi-gigabit visible light communication[J]. Photonics Research, 2021, 9(5): 792.
- [25] XIE E Y, BIAN R, HE X Y, et al. Over 10 gbps VLC for long-distance applications using a GaN-based series-biased micro-LED array[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2020, 32(9): 499-502.
- [26] KIM J H, OLSON A, GOVINDASAMY S, et al. An approach for tomlinson-harashima precoding in visible-light-communications systems[C]//Proceedings of 2018 International Conference on Computer, Information and Telecommunication Systems (CITS). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [27] QIAN H, CHEN J, YAO S J, et al. One-bit sigma-delta modulator for nonlinear visible light communication systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(4): 419-422.
- [28] NIU W Q, CHEN H, ZHANG J W, et al. Nonlinearity mitigation based on modulus pruned look-up table for multi-bit delta-sigma 32-CAP modulation in underwater visible light communication system[J]. IEEE Photonics Journal, 2021, 13(1): 1-12.
- [29] YAMAMOTO S, MASUDA A, TANIGUCHI H, et al. 92-Gbaud

PAM4 transmission using spectral-shaping trellis-coded-modulation with 20 GHz bandwidth limitation[C]//Proceedings of Optical Fiber-Communication Conference (OFC) 2019. Washington, D.C.: OSA, 2019.

- [30] YAMAMOTO S, TANIGUCHI H, MATSUSHITA A, et al. Spectral-shaping technique based on nonlinear-coded-modulation for short-reach optical transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(2): 466-474.

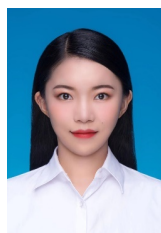
#### [作者简介]



徐增熠(1999-),男,复旦大学博士生,主要研究方向为MIMO可见光通信系统、可见光通信器件和基于机器学习的可见光通信信号处理。



牛文清(1997-),女,复旦大学博士生,主要研究方向为可见光通信系统编码与基于机器学习的可见光通信信号处理。



陈慧(1994-),女,复旦大学博士生,主要研究方向为水下可见光通信系统与基于机器学习的可见光通信信号处理。



贺志学(1983-),男,博士,鹏城实验室高级工程师,主要研究方向为高速长距离光传输系统。



迟楠(1974-),女,博士,复旦大学教授,主要研究方向为先进调制格式、光纤通信系统、可见光通信系统。