

难题1: OXC2.0多带宽业务信号无阻塞混传挑战难题

出题组织: 光产品线研究部 接口专家: 邓宁 ning.deng@huawei.com; 万伟平 wanweiping@huawei.com

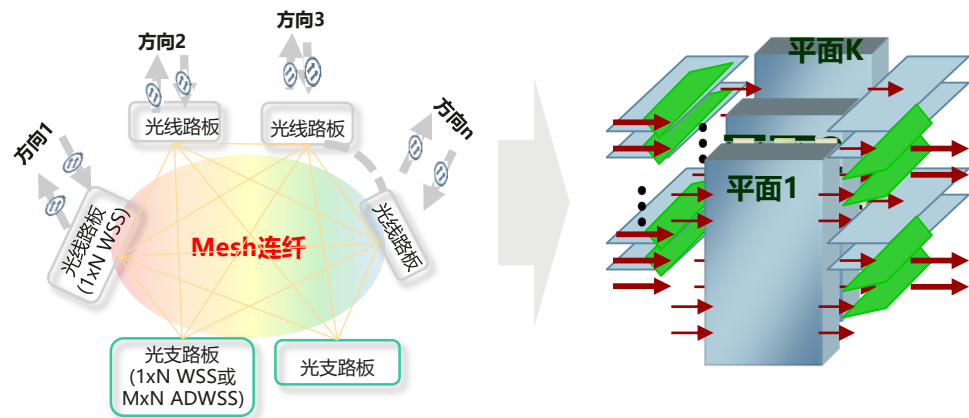


图1 面对新的需求OXC架构可能的演进以支持更大容量更大维度

- 波长级全光交叉 (ROADM/OXC) 主要通过基于硅基液晶 (LCoS) 的波长选择开关 (WSS) 对光网络进行波长级全光调度。
- 当前OXC的现状是最大支持32维度, 支持扩展C+L波段。节点架构是基于1xN的WSS并进行Mesh互联组成NxN的波长交换单元。
- 下一代OXC2.0的演进趋势:
 - ✓ 需要支持更大的容量, 支持64维度或更高维度, 为此架构可能会产生变化, 例如三级分平面的交换架构。
 - ✓ 全光网络会同时存在多种类波特率的光信号, 即多种带宽业务信号混传的场景, 如100/150/200GHz等带宽的信号混传。

技术挑战

- **多种带宽业务信号混传的全光网络:** 150/200GHz两种信号或100/150/200GHz三种信号共同存在于全光网时, 图1的OXC架构节点内部是否会阻塞? 对于整个网络来讲, 很容易发生频谱碎片, 有没有较优/最优的光谱分配机制?
- **光交叉新架构/新技术:** 初步评估若按照图1左侧的传统架构实现64维及64维+、并纤系统的OXC, 将会极具挑战, 因此非常值得探讨更优的架构和相关技术。

当前结果

- **多带宽业务混传的当前情况:** 当前商用网络通常一根光纤只存在一种业务信号带宽 (例如100GHz), 极少数光纤存在混传业务 (例如从短波长开始排100GHz业务, 从长波长开始排50GHz业务)。
- **64维及更高维光交叉:** 当前业界尚无方案。根据传统架构需研发C+L一体的1x64 WSS, 难度非常大。因此可以不局限于传统架构, 通过架构和技术上的创新实现64维及更高维的光交叉。

技术诉求

- **多种带宽业务信号混传难题:** a. 从全网角度探讨和回答上述技术挑战。b. 结合所提议的新型OXC架构与WSS, 研究节点内部多带宽业务信号混传的阻塞特性, 要求性能上与传统架构持平或者优于传统架构。基于一种新架构设计, 通过将波长和带宽抽象和简化, 形成了如下待解决的数学问题。

问题的数学描述

【波长简化】 $A=\{\text{中心点在} 2、4、6、8、10、\dots、120 \text{ 的长度为} 2 \text{ 的线段}\}$, $B=\{\text{中心点在} 2、5、8、11、\dots、118 \text{ 的长度为} 3 \text{ 的线段}\}$, $C=\{\text{中心点在} 2.5、6.5、10.5、14.5、18.5、\dots、118.5 \text{ 的长度为} 4 \text{ 的线段}\}$, $D=\{\text{中心点在} 3、8、13、18、\dots、118 \text{ 的长度为} 5 \text{ 的线段}\}$, 更多线段长度L的简化情况可按B、C、D类推 (注: A为特殊情形)。

【合法序列】从AUBUCUDU...中有序地生成若干线段, 这些线段之间没有交叠部分 (端点除外)。

【模块情况】有m个模块, 每个模块由120个长度为1的小方格排成一排组成。

要求

【获取波长】我们将依次接收上述的一系列合法序列。

【波长部署】每接收到一条线段, 需要立即选择m个模块中的一个, 将接收到的线段放在该模块的对应位置上, 且整体放置策略固定后不再动态改变。

【波长变宽+输出需求】当某线段放置在某个模块后, 该线段左右分别延长长度1。延长后, 自我原地拷贝n份 (n为正整数), 再将拷贝的n份对象以FA的中心间隔分别向右侧依次排列, FA典型值为12。每个模块上所放置的线段之间不能有交叠部分 (包括延长部分和拷贝部分; 端点除外)。

情形

假设从AUBUCUDU...中取出的线段中心点分别为M1, ..., Mn。

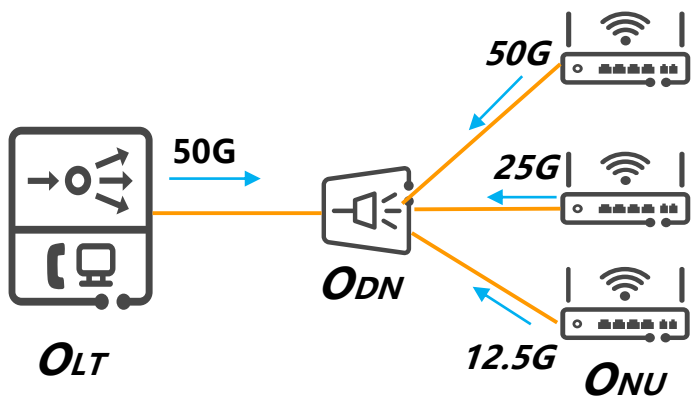
M1, ..., Mn无顺序关系, 随机产生。 (取出的线段从A、B、C、D...中随机选取, 且需满足无交叠的条件)

目标

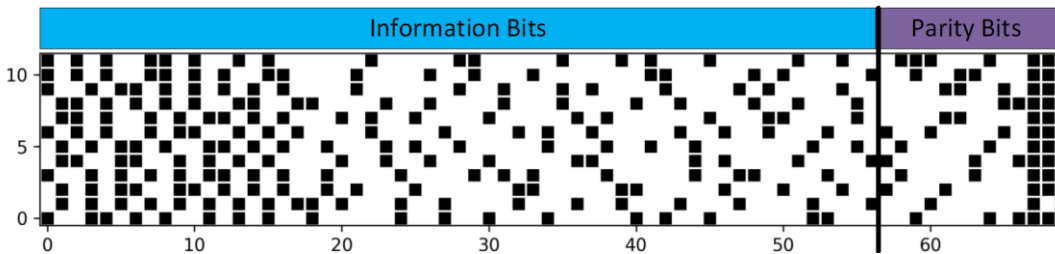
在特定的情形下, 如从AUB中选取无交叠的线段, 构建的模型可以找到最小的正整数m以及一种放置策略, 满足无论怎样从AUB中有序地生成线段, 按照放置策略, 这些线段总能够放置在m个模块上; 同时, 该模型可以满足其他组合情形下的通用求解。

难题2：50G PON 基于G9804.2标准LDPC低复杂度译码算法

出题组织：光产品线研发管理部 接口专家：袁贺 yuanhe.yuan@huawei.com; 陈红 flyhighly.chen@huawei.com; 周恩宇 Zhouenyu@huawei.com



- PON是主流的光接入技术，当前10G PON已规模上量，50G PON G9804.2标准已发布，预计在2023年开始商用。
- 50G PON OLT引入oDSP技术，oDSP现有功耗较大。在双碳节能大趋势下，希望oDSP功耗降低。对oDSP功耗进行分解，其中LDPC译码复杂导致功耗占比较大，需要一种基于G9804.2标准LDPC（12*69非规则矩阵[1]）的低复杂度译码方案，解决oDSP功耗问题。



编码矩阵简易示意图

[1]G9804.2 标准链接 <https://www.itu.int/rec/T-REC-G/en>

技术挑战

- **多速率译码时延**：由于50G PON G9804.2标准要求，同一套译码架构需同时支持50Gbps、25Gbps、12.5Gbps三速率，系统要求各速率的译码时延统一（<4us），且兼容缩短码，需要同时兼顾运算及储存资源，导致LDPC译码复杂度增加。
- **误码平层要求高**：应用场景扩展（园区，工业），纠后误码的要求从1E-12→1E-15，译码算法的实现位宽及迭代级数增加，导致LDPC译码复杂度进一步增加。

当前结果

技术方案	存在的问题
MinSum软译码算法：该算法是sum-product算法变形，将v-to-c简化为最小操作；可降低常规译码算法实现代价，降低算法复杂度。	存在误码平层（纠后1E-15不达标），消平层算法复杂度增加。
FAID译码算法：计算内核和MinSum近似，算法可降低位宽，降低实现代价。	在当前基础上进一步简化FAID算法，会出现错误平层。
bitFlip算法：位宽低，实现简单	单级迭代算法纠错能力不足，为抑制错误平层，需要增加硬判迭代级数，造成复杂度占比升高

技术诉求

适用于50G PON的低复杂度LDPC译码算法，满足如下要求：

- **资源**：相比于Min-sum软判译码算法资源降50%（主频400MHz）；
- **时延**：译码时延<4us，并且三速率延时统一，兼容缩短码（8byte）；
- **纠错能力**：FEC纠错能力纠前2E-2，纠后1E-15。

难题3：多级编码调制系统中的纠前劣化问题

出题组织：光算法开发部 接口专家：肖治宇 xiaozhiyu@huawei.com

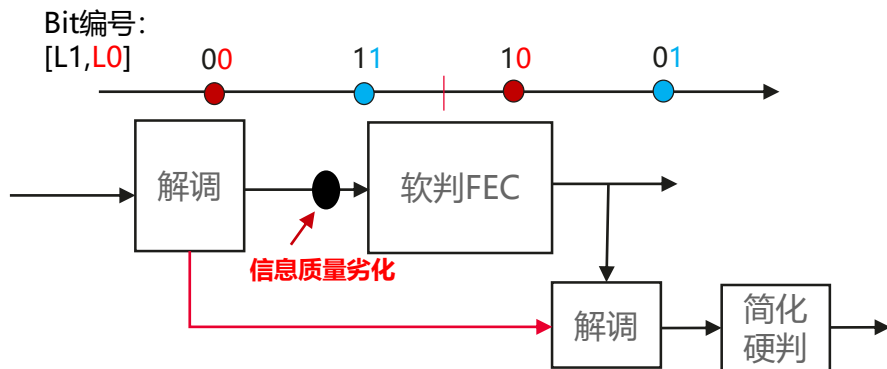


图1 多级编码调制(MLC)下的调制编码系统

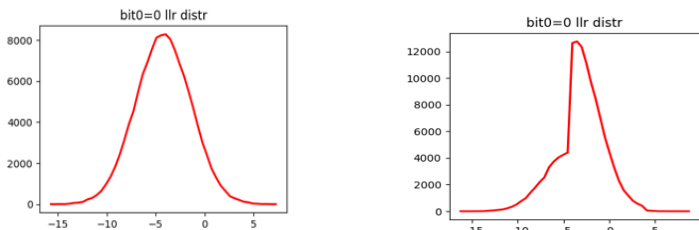


图2 a)传统格雷映射的软值分布 b)MLC映射下L0的软值分布

- MLC对不同映射比特分成多级，每级采用不同FEC分别进行差错保护。
- 例如16QAM MLC调制，I/Q分量的低位比特L0级具有较高的纠前BER，采用高性能FEC进行编码，而高位比特L1级具有更低的纠前BER，可采用低复杂度的低性能FEC编码。L1级在L0级的译码比特辅助解调后，纠前BER可以低两个量级，可以采用极低复杂度的硬判决FEC编码。
- MLC的优势**：软判决FEC只处理部分比特流量，大幅度降低系统整体功耗。
- MLC当前的主要问题**：软FEC入口处的信息质量劣化，造成软FEC误码处理能力的明显下降（例如纠前性能从 3.5×10^{-2} 劣化到 3.2×10^{-2} ，SNR性能劣化约0.3dB）。

技术挑战

多级编码调制，软判决译码处理的bit概率信息质量大幅度下降，其概率密度函数呈现**典型的非高斯特性**（如图2 b），不能很好的匹配各类经典的软判决FEC算法，导致软判决FEC的**纠前容限出现明显降低**，系统性能受损。

当前结果

- 采用格雷调制编码方案，没有纠前误码分布非高斯问题，但所有bit流量均需要软判决FEC译码，功耗消耗大。
- 用多级编码调制，可大幅度降低软判决FEC流量，但因为“L0” bit采用传统欧式距离解调算法获取的软值概率分布质量差，软判决FEC出现比较严重的纠前能力劣化，导致系统性能劣化。

技术诉求

- MLC系统的解调算法**：研究多级编码调制下“L0” bit软值概率分布劣化原因，研究设计新的解调算法，有效提升软值质量，配合经典软判决FEC（例如LDPC，TPC）使用，纠前能力达到和格雷调制下的调制编码系统相同的能力，或者性能劣化小于0.1dB。
- 技术诉求的数学描述**：
 - 映射集合 $\{(L1\ L0):X, 00:-3, 11:-1, 10:1, 01:3\}$
 - X为映射后的值，通过加性高斯白噪声信道，得到 $Y = X + n$;
 - 基于Y解调获得L0 bit的对数似然比LLR0，**需要LLR0概率分布主瓣满足高斯分布**，基于LLR0为输入的经典软判决FEC译码器(LDPC,TPC等)能达到其设计的**纠前容限**。

难题4：支持复杂传输链路的光纤非线性噪声模型

出题组织：光产品线架构与设计部 接口专家：邓建 dengjian@huawei.com

- 光纤非线性效应损伤（简称NLI）是光传输系统中主要的性能劣化因素之一。在网络设计和运维阶段，都需要对于大网（如具有1000个OADM站点和10000条OCh光纤链路的规模）的**每一条拓扑的光信号进行性能预算**，每条OCH的光纤非线性噪声的计算往往需要在ms内完成，且需要**支持实际网络的复杂场景**，包括不同长度、类型传输光纤混合组网，以及不同调制码型波道的混传。
- 计算一个波分传输链路的NLI，最基础的方法是求解非线性薛定谔方程，得到光信号的时域波形在通过光纤后的变化，进而计算光信号的失真。

$$\partial_z E = -\frac{\alpha}{2} E - j \frac{\beta_2}{2} \partial_t^2 E + \frac{\beta_3}{6} \partial_t^3 E + j\gamma |E|^2 E$$

其中 E , $|E|^2$ 分别为光信号的电场强度和光强，

α 为光纤的损耗系数，

β_2 , β_3 为代表色度色散效应的常数因子，

γ 为传输光纤在光信号波长上的非线性系数，

z 为沿光纤传输的距离， t 为时间。

一般**采用分步傅里叶算法（SSFM）数值求解**上述偏微分方程得到光信号的电场强度随沿光纤传输的距离 z 与时间 t 的演化 $E(z, t)$ 。

该方法计算速度较慢，对满波系统的典型计算时间为**几十分钟甚至几十小时**。

- 当前方案
 - ✓ 为了提速NLI的计算，诞生了基于光纤非线性效应的一阶微扰近似、高斯白噪声模型的**GN/EGN模型**[1]，可**解析解**计算每个传输跨段的NLI，以及多个跨段之间NLI的耦合项。
 - ✓ 所有跨段的耦合项可写为 N^ϵ 的形式，其中 N 为跨段数目。当 N 很大时，系数 ϵ 趋近于一个略大于0的数值（右图）。
- 当前问题
 - ✓ 文献1是基于“不同跨段的光参完全相同”这一简化条件。实际传输链路中不同跨段的光纤类型、长度、入纤光功率往往是不同的；即便不同跨段采用同种光纤，它们各自的损耗系数、色散系数、非线性系数等参数也都略有不同。
 - ✓ 未考虑传输光纤的通道间SRS（受激拉曼散射）效应的影响。而在当前C+L传输组网中，必须考虑通道间SRS效应对NLI的影响。

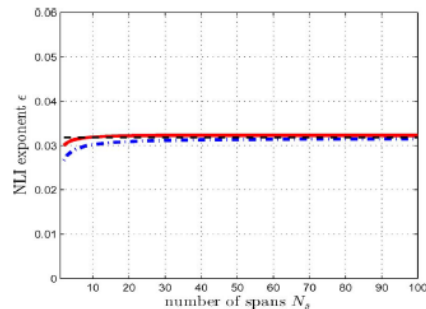


Fig. 16. Plot of the NLI exponent ϵ appearing in (7), versus number of spans N_s for the NY-SMF system using the full C-band. Red solid line: accurate numerical integration of the GNRF. Blue dash-dotted line: (22). Black thin dashed line: (23).

当前结果

技术挑战

对于一个多跨段的光纤传输链路，各跨的光参条件各不相同，如何快速计算该传输链路的总的NLI。

技术诉求

对于一个点到点的光纤传输链路，考虑如下普遍场景：

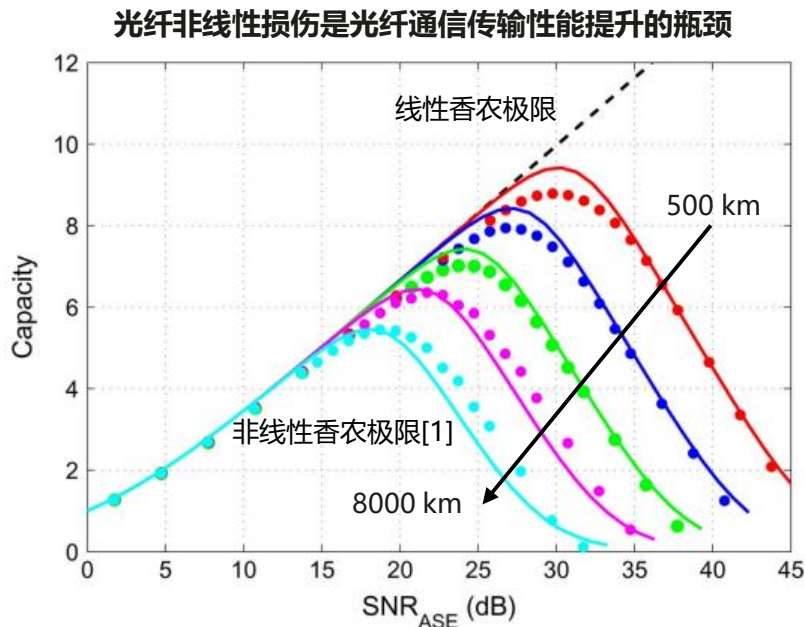
- 每个光纤跨段参数（包括光纤类型、长度、损耗系数、色散系数、非线性系数等）都各有不同；
- 假设通道分布可以是均匀分布的（即满波场景），也可以是非均匀的（即少波）；
- 不同通道的调制格式可以不同；不同波长在不同跨段的入纤光功率也各不相同。
- 纳入传输光纤的通道间SRS效应对NLI的影响

扩充文献1的公式（17）到可以支持上述普遍条件下的闭合公式解；考虑C-band和L-band各40波，20跨光纤传输，基于上述公式体系能以ms/波的效率完成NLI的计算，与SSFM求解的绝对误差不大于+/- 0.2dB，或者相对误差不大于20%。

[1] P. Poggiolini, "The GN Model of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Optical Systems," J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 24, pp. 3857–3878, Dec. 2012.

难题5：抑制光纤非线性损伤的序列筛选算法

出题组织：玻普实验室 接口专家：罗辑 luoji7@huawei.com



- 光纤克尔非线性损伤使通信系统容量受非线性香农极限约束。随信号功率或传输距离的增加，非线性损伤的代价逐渐增大，是影响长途骨干网向800G高速传输迈进的关键问题。
- 传统的光纤非线性噪声处理方法基于逐符号的损伤计算和补偿，复杂度高，实现难度大。近年来，人们提出了另一种基于编码调制研究思路，希望通过发端的序列筛选算法，实现低复杂度的非线性损伤抑制。
- 每个发端序列由长度相同的QAM符号组成，受Kerr效应影响具有不同的非线性性能[2]，序列筛选算法从N个序列中挑选出M个用于传输。**如果序列筛选算法能够选出非线性性能相对好的序列，就能有效抑制光纤非线性损伤。**

[1] A. Mecozzi, et al. JLT, vol. 30, no.12, pp. 2011.

[2] Z. Tao, et al. JLT, vol. 29, no.17, pp. 2570.

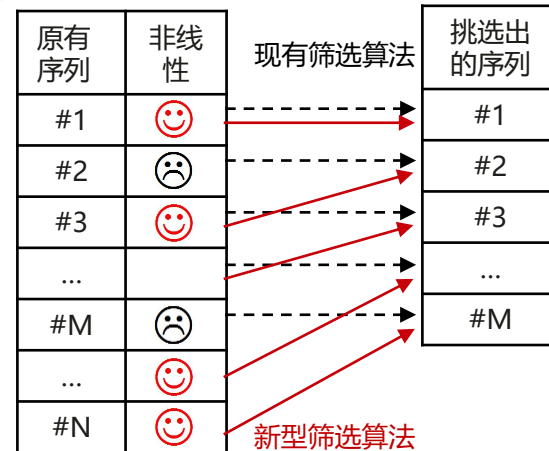
[3] S. Civelli, et al. ECOC 2021.

技术挑战

- 准确的筛选原则：**理想的筛选原则要能对N个序列的非线性性能进行排序，以满足N和M的比例可变的要求。判断序列非线性性能时，不仅要考虑序列对自身的SPM噪声，还要考虑序列对其他序列的XPM噪声。
- 简洁的映射关系：**算法要能实现从原有序列序号到挑选出序列序号的映射和逆映射。尤其是当序列数量随N和M的增大而指数增加时，仍能保持简洁的映射关系，保证算法的可实现性。

当前方案

- N和M很小时，通过对每个序列进行理论计算或仿真，可穷举得到每个序列的非线性性能，用于筛选算法。
- 但实际使用场景中N和M很大（如 $N=2^{100}$, $M=2^{99}$ ），穷举所有序列或存储完整排序用于筛选都不可实现。
- 现有序列筛选算法无法对序列的非线性进行筛选，无法获得非线性收益。**



技术诉求

- 筛选算法有明确的（如可通过公式表示）筛选原则，可达到或接近筛选算法的收益上限[3]。在单波100GBaud+的2000km长途WDM传输中，收益达到0.5dB。
- 筛选算法不通过穷举或存储（包括内存和查找表）所有序列的性能排序来实现。
- 算法有泛化性：可用于不同的N和M，同时适用于16QAM和64QAM星座点构成的序列，同时适用于标准QAM星座点和概率星座整形的QAM星座点（序列中符号分布受限或总能量受限）构成的序列。