

文章编号: 0258-702X(2002)01-0057-04

一体化 OADM/OXC 节点降低串扰结构研究

宗 磊, 李艳和, 郑小平, 张汉一, 郭奕理

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

提要 提出并分析了一体化光分插复用/光交叉连接(OADM/OXC)的降低串扰节点结构。在波分复用(WDM)光传送网络中,一体化节点可以同时完成对光通道的上下路与交叉连接功能。与传统结构节点相比,该结构中使用一组 1×2 和 2×1 光开关与小规模的光交叉连接阵列实现光通道的上下路与交叉连接。仿真结果证明,该结构中由于同频串扰造成的功率代价显著下降。

关键词 波分复用,同频串扰,一体化光分插复用/光交叉连接节点

中图分类号 TN 929.11 **文献标识码** A

Study on Homodyne Crosstalk Reduction in Integrative OADM/OXC Node

ZONG Lei, LI Yan-he, ZHENG Xiao-ping, ZHANG Han-yi, GUO Yi-li

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract A low crosstalk structure is proposed and analyzed for the integrative optical add and drop multiplexer/optical cross-connect node (OADM/OXC) that implements the function of the OADM and the OXC simultaneously in wavelength division multiplexing (WDM) optical transport networks. For joined adding and dropping, a set of 1×2 and 2×1 switches are placed before the cross-connect switches instead of using larger dimensional cross-connect array. Simulation result shows that the power penalty can be decreased significantly in the proposed structure.

Key words wavelength division multiplexing (WDM), homodyne crosstalk, integrative add and drop multiplexer/optical cross-connect (OADM/OXC)

光分插复用(OADM)和光交叉连接(OXC)是波分复用(WDM)光传送网络中重要的网元设备。然而,由于解复用器、光开关和复用器等光器件非理想性能的影响,在OADM和OXC中光信号会受到同频串扰的影响,从而导致系统性能恶化^[1,2]。随着光通信网络容量的不断增大,OXC节点的规模也越来越大。例如,256 × 256端口的OXC已见报道。因此,OXC节点中的同频串扰已是一个严重问题。

关于减少同频串扰影响的研究有很多,例如在OADM节点中码型错位^[2]和环形网络中光源频率调制^[3]等。本文提出一种适用于一体化OADM/OXC的降低串扰节点结构,其原理如图1(a)所示。与图1(b)中所示的传统节点结构^[4]相比,它使用由一组 1×2 和 2×1 光开关组成的上下路模块与小规模的

交叉连接阵列实现光信道的上下路与交叉连接。仿真结果显示,降低串扰的节点结构中,同频串扰被显著抑制;当节点需要对大量的输入输出光纤进行交叉连接,同时需要多个光通道上下路时,该结构具有更明显的低串扰优势。

1 同频串扰分析

如图1所示,一个 $N \times N$ 的OXC具有 N 个输入和输出光纤,每条光纤中传输 M 个波长信道($\lambda_1 \sim \lambda_M$)。输入光纤中的WDM信号经过解复用器后被分解成空间光通道,然后分别进行上下路与交叉连接。降低串扰节点结构与传统节点结构的区别在于光开关阵列。在降低串扰结构中,光通道的上下

收稿日期 2000-12-05

基金项目 863 高科技研究与发展计划、国家自然科学基金(编号 69990540)资助项目。

作者简介 宗磊(1966—),男,清华大学电子工程系,博士生,主要从事光网络节点的研究。E-mail: zonglei@263.net

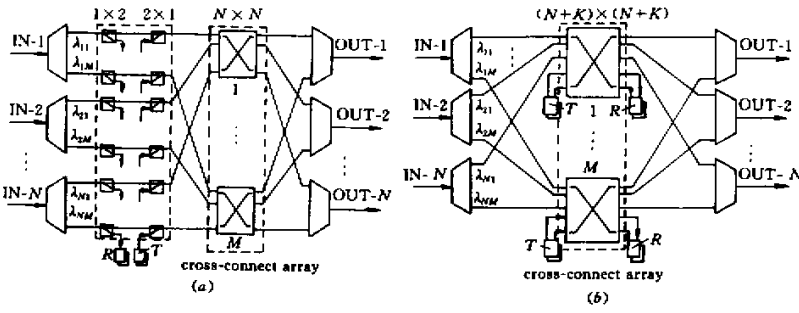


图 1 一体化 OADM/OXC 节点结构

(a) 降低串扰节点结构 (b) 传统结构

Fig.1 Schematic diagram of integrative OADM/OXC nodes

(a) proposed low crosstalk structure ;(b) conventional structure

路通过由 1×2 和 2×1 光开关组成的上下路功能模块实现,交叉连接则由 $N \times N$ 规模的光开关完成。而在传统结构节点中,解复用后的光通道直接输入到 $(N+K) \times (N+K)$ 的光开关中,与 K 个上路信道进行交叉连接与上下路。在两种结构中,经过交叉连接与上下路操作后,不同波长的信号都会在 N 个复用器中重新组合成 WDM 信号输出。

在降低串扰结构中,把来自输入端口 1 的 λ_{11} 信号作为主信号加以研究。假设主信号直接经过节点后从端口 OUT-1 输出而没有被下路。以下研究节点中同频串扰对主信号的影响。

当主信号被解复用时,由于解复用器的非理想滤波特性,主信号中的一部分会被泄漏到其他 $M-1$ 个波长通道 ($\lambda_{12} \sim \lambda_{1M}$) 中。其次,当主信号通过上下路模块中的 2×1 光开关与 $N \times N$ 的交叉连接光开关时,它会受到光开关其他端口上同波长信号的

同频串扰影响。最后,当主信号在复用器 l 中与其他 $M-1$ 个不同波长信号混合时,由于这 $M-1$ 个信号含有主信号或者其他同波长信号 ($\lambda_{21} \sim \lambda_{N1}$) 的串扰成分,因此会再次对主信号产生同频串扰影响。在这 $M-1$ 个不同波长的光信号中,假设其中 S_j 个信号来自输入端口 IN-J,而 S_a 个信号来自上路信号。由于一体化节点的上下路与交叉连接状态会时常改变,因此 S_j 与 S_a 也会随着改变,它们之间的关系满足

$$S + S_a = M - 1 \quad (1)$$

其中

$$S = \sum_{j=1}^N S_j \quad (2)$$

假设所有输入光信号与上路信号的光功率相同,同时忽略系统中各个光学器件的损耗,于是主信号及同频串扰分量的电场可以表示为

$$\begin{aligned} \vec{E}(t) = & Eb_s(t) \cos[\omega_s t + \phi_s(t)] \vec{P}_s + \sqrt{\beta} Eb_{a1}(t - \tau_{a1}) \cos[\omega_{a1}(t - \tau_{a1}) + \phi_{a1}(t - \tau_{a1})] \vec{P}_{a1} + \\ & \sum_{k=2}^N \sqrt{\beta} \{ Eb_k(t - \tau_k) \cos[\omega_k(t - \tau_k) + \phi_k(t - \tau_k)] \vec{P}_k + \\ & \sqrt{\beta} Eb_{ak}(t - \tau_{ak}) \cos[\omega_{ak}(t - \tau_{ak}) + \phi_{ak}(t - \tau_{ak})] \vec{P}_{ak} \} + \\ & \sum_{k=1}^{S_1} \sqrt{\gamma} \{ \sqrt{\alpha} Eb_s(t - \tau_{sk}) \cos[\omega_s(t - \tau_{sk}) + \phi_s(t - \tau_{sk})] \vec{P}_{sk} + \\ & \sum_{q=2}^N \sqrt{\alpha\beta} Eb_q(t - \tau_{kq}) \cos[\omega_q(t - \tau_{kq}) + \phi_q(t - \tau_{kq})] \vec{P}_{kq} \} + \\ & \sum_{j=2}^N \sum_{k=1}^{S_j} \sqrt{\gamma} \{ \sqrt{\alpha} Eb_k(t - \tau_{kj}) \cos[\omega_k(t - \tau_{kj}) + \phi_k(t - \tau_{kj})] \vec{P}_{kj} + \\ & \sqrt{\alpha\beta} Eb_s(t - \tau_{skj}) \cos[\omega_s(t - \tau_{skj}) + \phi_s(t - \tau_{skj})] \vec{P}_{skj} + \\ & \sum_{q=2, q \neq j}^N \sqrt{\alpha\beta} Eb_q(t - \tau_{kjq}) \cos[\omega_q(t - \tau_{kjq}) + \phi_q(t - \tau_{kjq})] \vec{P}_{kjq} \} + \\ & \sum_{k=1}^{S_a} \sqrt{\gamma} \{ \sqrt{\alpha\beta} Eb_s(t - \tau_{sk}) \cos[\omega_s(t - \tau_{sk}) + \phi_s(t - \tau_{sk})] \vec{P}_{sk} + \\ & \sum_{q=2}^N \sqrt{\alpha\beta} Eb_q(t - \tau_{kq}) \cos[\omega_q(t - \tau_{kq}) + \phi_q(t - \tau_{kq})] \vec{P}_{kq} \} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 E 为各个光信号的电场强度； α 、 β 和 γ 分别为解复用器、光开关和复用器的串扰系数； $b_s(t)$ 、 $b_k(t)$ 和 $b_{ak}(t)$ 分别为主信号、各串扰分量及上路信号的二进制码型 $(\omega_s, \phi_s(t), \tau_{sk}, \vec{P}_s)$ 、 $(\omega_k, \phi_k(t), \tau_k, \vec{P}_k)$ 和 $(\omega_{ak}, \phi_{ak}(t), \tau_{ak}, \vec{P}_{ak})$ 分别为主信号、串扰分量与上路信号的角频率、相位、延时与单位极化向量。

(3) 式中，第一项是主信号的电场；第二项是主信号经过上下路模块中的 2×1 光开关时，开关另一个端口上路信号的串扰；第三项是 $N \times N$ 光开关中其他 $N - 1$ 个端口上光信号造成的同频串扰电场，最后三项是在复用器中，其他 $M - 1$ 个不同波长信号的同频串扰电场。

根据文献 [2] 和 [5] 中的理论分析与实验结果，可以忽略主信号与同频串扰分量的相干性，同时忽略各个信号之间码型的相关性。假设主信号与所有同频串扰光信号的中心频率相同，即 $\omega_s = \omega_k$ 。同时由于 α 、 β 和 γ 的高阶项非常小 ($< 10^{-2}$)，因此加以忽略。当 $b_s(t) = 1$ 时，主信号及其同频串扰的归一化光电流为

$$\xi_1 = 1 + \sum_{k=1}^N \sqrt{\beta} b_k(t) \cos[\phi_s(t) - \phi_k(t)] \cos\theta_k + \sum_{k=1}^S \sqrt{\alpha\gamma} b_k(t) \cos[\phi_s(t) - \phi_k(t)] \cos\theta_k \quad (4)$$

其中

$$\cos\theta_k = \vec{P}_s \cdot \vec{P}_k \quad (5)$$

在 (4) 式中第二项和第三项分别是光开关和复用器中同频串扰分量的拍噪声电流。假设系统具有理想的消光比，同时接收机带宽大于拍噪声频谱宽度，于是，根据文献 [1] 中的 (1) 式可求得相对强度噪声为

$$\sigma_{\text{RIN},p}^2 = \beta \sum_{k=1}^N \cos^2\theta_k + \alpha\gamma \sum_{k=1}^S \cos^2\theta_k \quad (6)$$

式中 $\sigma_{\text{RIN},p}^2$ 的下标 p 表示这是针对直通 (pass-through) 信号的计算结果。在 (6) 中，还假设了在通常的通信系统中， $b_k(t)$ 的平均值为 0.5。当采用固定电平接收机时，根据文献 [1] 中的 (7) 式可得功率代价为

$$PP_{1p} = -5 \log[1 - 4\sigma_{\text{RIN},p}^2 Q^2] \quad (7)$$

其中 $Q = 5.9$ 代表 $\text{BER} = 10^{-9}$ 。功率代价 PP_{1p} 的最大值，即最坏情况下直通信号的功率代价为

$$PP_{1p\text{Max}} = -5 \log[1 - 4\text{Max}(\sigma_{\text{RIN},p}^2) Q^2] = -5 \log\{1 - 4[N\beta + (M - 1)\alpha\gamma] Q^2\} \quad (8)$$

这就意味着，在最坏情况下，所有信号的极化向量方向相同或者相位差为 π ，因此 $\cos\theta_k = \pm 1$ 。同时 $S = M - 1$ ，说明没有上路信号被交叉连接到复用器 I 。

当主信号在节点中被下路时，一个同波长的信号会被上路。因此由于同频串扰的影响，下路与上路信号的功率代价为

$$PP_{1d} = PP_{1d\text{Max}} = 0 \quad (9)$$

$$PP_{1a} = -5 \log[1 - 4(\beta \sum_{k=1}^{N-1} \cos^2\theta_k + \alpha\gamma \sum_{k=1}^S \cos^2\theta_k) Q^2] \quad (10)$$

$$PP_{1a\text{Max}} = -5 \log\{1 - 4[(N - 1)\beta + (M - 1)\alpha\gamma] Q^2\} \quad (11)$$

其中下标 d 和 a 表示这是分别针对下路和上路信号的计算结果。

类似地，在图 1(b) 所示的传统结构一体化 OADM/OXC 节点中，由于同频串扰的影响，直通信号、下路信号与上路信号的功率代价可以分别表示为

$$PP_{2p} = PP_{2a} = -5 \log[1 - 4(\beta \sum_{k=1}^{N+K-1} \cos^2\theta_k + \alpha\gamma \sum_{k=1}^S \cos^2\theta_k) Q^2] \quad (12)$$

$$PP_{2d} = -5 \log[1 - 4(\beta \sum_{k=1}^{N+K-1} \cos^2\theta_k) Q^2] \quad (13)$$

于是，功率代价的最大值分别为

$$PP_{2p\text{Max}} = PP_{2a\text{Max}} = -5 \log\{1 - 4[(N + K - 1)\beta + (M - 1)\alpha\gamma] Q^2\} \quad (14)$$

$$PP_{2d\text{Max}} = -5 \log\{1 - 4(N + K - 1)\beta Q^2\} \quad (15)$$

将 (8)(9)(11) 与 (14)(15) 相比较，可以看出在最坏条件下，降低串扰结构节点中，直通信号、下路和上路信号的功率代价都明显小于传统结构节点中的对应值。

2 仿真结果

首先比较最坏情况下的功率代价。假设 $M = 32$ ， $\alpha = \gamma = -28 \text{ dB}(10^{-2.8})$ ， $\beta = -40 \text{ dB}(10^{-4})$ ，取 $Q = 5.9$ ($\text{BER} = 10^{-9}$)。则最坏情况下功率代价与输入光纤数目之间的关系如图 2 所示。从图中可以看出，在最坏情况下，传统结构节点中的直通与上、下路信号功率代价不仅明显大于降低串扰结构中相应信号的功率代价，而且还随着 K 从 $N/4$ 到 N 的增加而急剧增加。因此，在需要对大量的光纤进

行交叉连接,同时又需要同时上下路多个通道的情况下,降低串扰结构具有明显的低串扰优势。

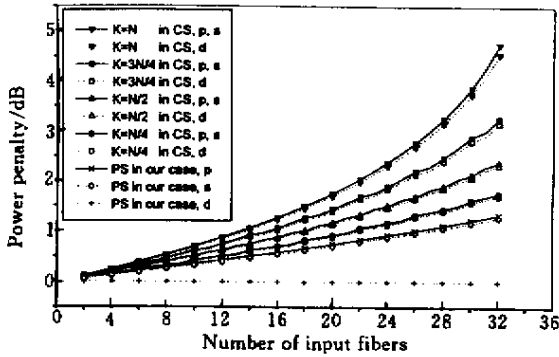


图2 最坏情况下同频串扰造成的功率代价

CS :传统结构 ;PS :降低串扰结构 ;

P :直通信号 ;a :上路信号 ;d :下路信号

Fig.2 Power penalty caused by homodyne crosstalk in the worst case

CS : conventional structure ; PS : proposed structure ;

P : pass-through signals ; a : add signals ; d : drop signals

一体化 OADM/OXC 节点的状态会由于动态重构与网络恢复而变化。此外由于热效应与机构应力的影响,主信号与同频串扰分量的极化向量和相对相位在随机波动⁵。因此式(7)(10)(12)与(13)所表示的功率代价也在随机波动。

以上各信号功率代价的分布概率可以通过统计运算求得。针对每一个信号,对其功率代价进行了一百万次的重复运算。每次运算中都随机产生一个节点状态,即 S 取从 0 到 $M - 1$ 的随机整数,同时为主信号与同频串扰分量分配一组随机相位 θ_k (从 0 到 2π)。假设 $N = 16, M = 32, \alpha = \gamma = -28$ dB ($10^{-2.8}$), $\beta = -40$ dB (10^{-4}) 并取 $Q = 5.9$, 于是功率代价分布概率的统计结果如图 3 所示。从图中可以看出在降低串扰结构中,信号的概率峰在最左边,而传统结构中信号的概率峰随着 K 的增加而逐渐右移。这说明降低串扰结构中信号的最可几功率代价最小。从图中还可以看出,降低串扰结构中信号的功率代价分布比较集中;而传统结构中信号的功率代价分布范围较宽,并且随着 K 的增大而逐渐加宽。这是由于降低串扰结构中,一体化节点的状态变化对节点串扰性能影响较小的缘故。降低串扰结构中信号的功率代价小并且比较确定,这对 WDM 光传送网络的设计和规划是很有利的。

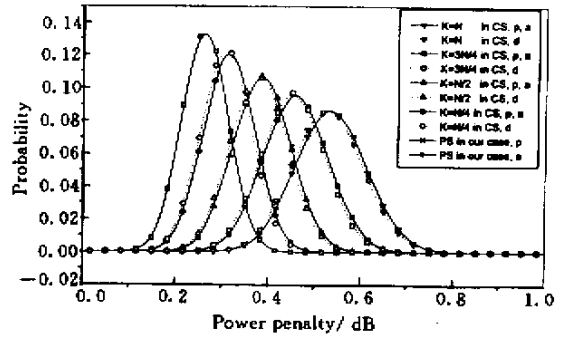


图3 功率代价分布概率

CS :传统结构 ;PS :降低串扰结构 ;

P :直通信号 ;a :上路信号 ;d :下路信号

Fig.3 Power penalty distribution probability

CS : conventional structure ; PS : proposed structure ;

P : pass-through signals ; a : add signals ; d : drop signals

3 结 论

降低串扰的一体化 OADM/OXC 节点结构,与传统的节点结构相比,该结构中使用单独的上下路模块与较小规模的交叉连接阵列。两种结构中最坏情况下功率代价与功率代价分布概率的仿真结果证明,降低串扰节点结构中的同频串扰较小,同时在改变节点状态时同频串扰功率代价的变化也比较小。这些特性有利于 WDM 光传送网络的设计与规划。

仿真结果还显示,在同时上下路多个信道时,降低串扰节点结构具有明显的低串扰优势。

参 考 文 献

- 1 H. Takahashi, K. Oda, H. Toba. Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on $N \times N$ optical interconnection [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(6):1097 ~ 1105
- 2 R. Khosravani, M. I. Hayee, B. Hoanca et al. . Reduction of coherent crosstalk in WDM add/drop multiplexing nodes by bit pattern misalignment [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**(1):134 ~ 136
- 3 K. Inoue. Suppression of influence of homowavelength crosstalk in an optical add/drop multiplexing system by modulating LD light frequency [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1999, **11**(9):1177 ~ 1179
- 4 L. Gillner, C. P. Larsen, M. Gustavsson. Scalability of optical multiwavelength switching networks: crosstalk analysis [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(1):58 ~ 67
- 5 Y. Shen, K. Lu, W. Gu. Coherent and incoherent crosstalk in WDM optical networks [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(5):759 ~ 764