

基于双通构型的和频、差频可变波长路由方案及其应用^{*}

喻松[†] 张华 申静 张永军 顾晓仪

(北京邮电大学, 光通信与光波技术教育部重点实验室, 北京 100876)

(2006 年 11 月 25 日收到, 2007 年 7 月 16 日收到修改稿)

提出了双通构型的基于“和频”和“差频”级联二阶非线性效应的可变波长路由方案, 通过调节两个抽运源的频率, 可以从一个 WDM (wavelength division multiplexing) 链路中取出任意一个信道, 然后将其转换为任意一个波长并插入到另一个 WDM 链路中去, 实现了可调谐波长转换和光波长路由的结合. 通过小信号分析, 给出了相位匹配情况下, 输入信号光在波导中功率变化的表达式和输出转换光功率变化的表达式, 并给出了提高系统效率的对两个抽运光功率的优化方案. 数值计算表明, 只要信道间隔大于 0.2 nm (25 GHz), 就可以对感兴趣的信道安全地进行波长转换和路由操作, 不会影响 WDM 链路中的其他信道. 通过改变输入-输出的配置, 该方案还可以形成可调波长上路器, 可调波长下路器/宽带可调光滤波器以及可调波长转换器. 将两个可变波长路由器组合在一起, 可以构成波长转换型光交叉连接单元.

关键词: 光波长路由, 光波长转换, 光交换, PPLN

PACC: 4265, 4265K, 4280L, 4280S

1. 引言

在下一代光网络, 尤其在光互联网中, 随着数据业务和多媒体业务的增加, 对光网络的动态可重构能力提出了更高的要求.

动态的网络需要动态可调的光交换节点来支撑. 由于 WDM 网络是以波长为标识和单位进行交换和路由的, 光网络节点需要具有对波长进行操作的能力, 也就说需要具有波长转换和波长交换功能^[1,2].

目前的波长转换器大多是固定的, 输出波长和输入波长的对应关系是不可变的. 虽然信号光波长是可变的, 但是对某个具体的信道而言, 由于抽运光的波长是固定的, 其输出的转换光的频率 ω_c 是确定了的. 可调谐波长转换具有“可变输入-可变输出”能力. 可以从 WDM 链路中选定感兴趣的信道并将其转换到空闲的其他信道上去, 具有固定波长转换器不具备的很多优点^[3-8].

在 PPLN (periodically poled LiNbO₃) 波导中利用

级联二阶非线性实现波长转换具有很大的优势^[9-11]. 人们已经开展了大量的理论^[9,12-14]和实验^[11,15-19]工作. PPLN 波导不仅在固定波长转换方面有很好的应用, 在可调谐波长转换方面仍然具有很大的优势^[3-6].

前人的可调谐波长转换方案^[4-6]大多基于单通构型的“和频+差频”效应, 文献^[12]指出双通构型的“和频+差频”方案在固定波长转换方面相对单通构型有较大优势. 本文通过引入“双通”概念^[9,12], 提出了一种新颖的“可变波长路由方案”, 可以从一个 WDM 链路中取出任意一个信道并将其转换到另一个 WDM 链路中任意一个信道中去, 不但实现了可调谐波长转换, 而且改变了信道的路由, 具备一定的全光交换能力^[13]. 通过改变输入-输出的配置, 该方案还可以作为可调谐波长转换器, 可变波长上路器, 或者可变波长下路器/可调谐光信道监测器使用. 通过将两个“可变波长路由方案”组合在一起, 形成了 2×2 的光交叉连接单元, 可以将两个 WDM 链路中任意两个信道进行交叉互换, 实现了光波长转换和光交换的结合^[20]. 相对于已有的单通方案, 该方案

^{*} 国家自然科学基金 (批准号: 60602004), 中国博士后科学基金, 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2006AA01Z244) 和教育部留学归国人员教学、科研经费建设项目资助的课题.

[†] E-mail: yusong@bupt.edu.cn

提高了转换效率约一倍,并且实现了转换后信号和输出信号的分离,抽运光附近的信道也能得到应用;相对于已有的双波导方案,该方案只需要一个波导,避免了耦合损耗和耦合器设计,降低了器件的成本和复杂度;如果在该方案中采用的 PPLN 波导具有多个相位匹配频率^[21],那么就可以同时对多个信道实现波长转换和波长路由,将大大提高光通信节点的处理能力和效率.

2. 可变波长路由方案

Osellame 等人^[4]的方案需要两个波导,波导之间需要方向耦合器.该耦合器需要特殊设计成对和频光导通对信号光截止,不但增加了系统的复杂度,而且会有耦合损耗.为此,我们提出了一种双通方案,通过将 PPLN 波导利用两次,只需要一个波导,避免了波导之间的耦合损耗,提高了转换效率和集

成度,降低了器件的成本和复杂度.

该方案通过在和频过程(前向传输)和差频过程(反向传输)中分别引入一个可调谐抽运源,利用和频过程严格的相位匹配条件,可以从一个 WDM 链路中取出任意一个波长的信道,利用差频过程,可以将其转换到任意一个空闲波长上去,并且将其插入到另外一路 WDM 链路中去.在这个过程中不但进行了波长转换,而且还改变了信道的路由,实现了波长路由.我们将其称之为“可变波长路由方案”^[13].

2.1. 原 理

如图 1 所示,两个 WDM 链路分别从端口 A 和端口 B 入射,假设 WDM 链路 1 中的第 i 个信道(频率为 ω_i)需要被取下来插入到 WDM 链路 2 中第 j 个信道中去(假设该信道为空闲,频率为 ω_j).假设该 PPLN 波导的相位匹配频率为 ω_0 .

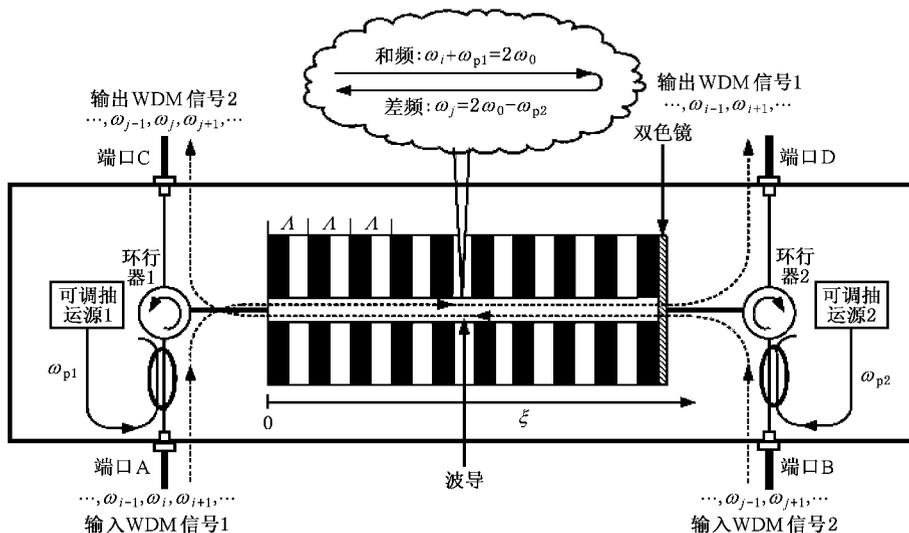


图 1 可变波长路由方案原理图

在单通构型中,和频过程与差频过程是同时进行的,和频光刚产生就被差频过程利用,因而效率不高.而在双通构型中,和频过程和差频过程是独立进行的.这样在发生差频过程之前,和频光已经足够强,从而提高了转换效率.并且在双通构型中,和频过程与差频过程是独立进行的,所以,两者可以分开考虑.

2.1.1. 和频过程

由于环行器 1 的作用, WDM 链路 1 和抽运光 1 将会进入波导前向传输(向右).为了取出频率为 ω_i 的信道,需要把抽运光 1 的频率调节到 $\omega_{p1} = 2\omega_0 -$

ω_i .此时抽运光 1 和第 i 个信道相位匹配,波矢失配量将会等于 0,和频过程的效率最高,能量不断地从第 i 个信道转移到和频光上去,第 i 个信道的能量会越来越小,生成的和频光频率为 $2\omega_0$.如果信道之间的间隔足够大,其他信道的波矢失配量不等于 0,和抽运光 1 的作用会很弱,这些信道将会几乎不受影响地从端口 D 出射.

通过合理调节抽运光 1 的功率,第 i 个信道在非线性相互作用过程将会被耗尽.在端口 D 出射的 WDM 链路 1 中将不再有该信道.也就是说,通过和频过程该信道被取下来了,其携带的信息转换到和

频光上.

2.1.2. 差频过程

在 PPLN 波导的右侧镀了一双色镜(dichroic mirror, DM),该镜对 $1.5 \mu\text{m}$ 波段的信号光和抽运光是透明的,而对 780 nm 波段附近的和频光是反射的.由于双色镜的作用,前向传输过程产生的和频光将会被反射而发生反向传输.反向传输的和频光将与抽运光 2 发生差频过程.如果把抽运光 2 的频率调节到 $\omega_{p2} = 2\omega_0 - \omega_j$,那么对于频率为 ω_j 的转换光而言,其波矢失配量等于 0,和频光与抽运光 2 发生的差频过程效率最高,而其他频率的转换光由于波矢失配,产生的效率很低.如果抽运光 2 的功率合适,频率为 ω_j 的转换光可以在输出端达到最大.通过环形器 2 的作用,该转换光将会从端口 C 输出.而从端口 B 输入的 WDM 链路 2 的信道由于相位不匹配,如果信道间隔足够的话,将会从端口 C 几乎不受影响的输出.

如果需要转换后的波长和原来被取出信道的波长相同,只需令 $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_i$ 即可.

就这样,WDM 链路 1 中第 i 个信道携带的信息转移到了 WDM 链路 2 中第 j 个信道中去了.实现了波长转换和波长选路功能的结合.将该方案应用在光网络节点中可以提高光网络的灵活性和效率^[13].

2.2. 理论分析

在慢变包络近似下,和频过程和差频过程可以由一系列简化耦合方程来描述.

在接下来的分析中, E_l , P_l , N_l 和 λ_l 分别代表频率为 ω_l 时的光场分布、功率、模折射率和波长.下标 $l = p1, s, SF, p2$ 和 c 分别代表抽运 1,信号光,和频光,抽运 2 以及转换光. N_l 可以由 Sellmeir 方程^[22]给出. P_{p10} 和 P_{p20} 是输入抽运光的功率. P_{s0} 是输入信号光的功率.传输损耗在理论分析中被忽略.

2.2.1. 耦合方程

如图 1 所示,抽运光 1 和信号光从波导的左侧($\xi = 0$)入射并通过和频过程相互作用.该过程可以表示为^[9,13,16,18]

$$\frac{\partial E_{p1}}{\partial \xi} = -i\omega_{p1}\kappa_{SF}E_s^*E_{SF}\exp(-i\Delta\beta_{SF}\xi), \quad (1a)$$

$$\frac{\partial E_s}{\partial \xi} = -i\omega_s\kappa_{SF}E_{p1}^*E_{SF}\exp(-i\Delta\beta_{SF}\xi), \quad (1b)$$

$$\frac{\partial E_{SF}}{\partial \xi} = -i\omega_{SF}\kappa_{SF}E_{p1}E_s\exp(+i\Delta\beta_{SF}\xi), \quad (1c)$$

其中 $\Delta\beta_{SF}$ 是和频过程的相位失配,可以表示为

$$\Delta\beta_{SF} = 2\pi(N_{SF}/\lambda_{SF} - N_{p1}/\lambda_{p1} - N_s/\lambda_s - 1/\Lambda), \quad (2)$$

κ_{SF} 是波导的耦合常数,可以表示为

$$\kappa_{SF} = d_{\text{eff}}\sqrt{\frac{2\mu_0}{cN_{SF}N_{p1}N_sS_{SF}}}, \quad (3)$$

其中 d_{eff} 是有效非线性系数, S_{SF} 是和频过程的有效相互作用面积.

在波导的右侧($\xi = L$)产生的和频光被双色镜反射,通过差频过程开始频率下转换,该过程可以表示为

$$\frac{\partial E_{SF}}{\partial \xi'} = -i\omega_{SF}\kappa_{DF}E_{p2}E_c\exp(+i\Delta\beta_{DF}\xi'), \quad (4a)$$

$$\frac{\partial E_{p2}}{\partial \xi'} = -i\omega_{p2}\kappa_{DF}E_c^*E_{SF}\exp(-i\Delta\beta_{DF}\xi'), \quad (4b)$$

$$\frac{\partial E_c}{\partial \xi'} = -i\omega_c\kappa_{DF}E_{p2}^*E_{SF}\exp(-i\Delta\beta_{DF}\xi'), \quad (4c)$$

其中 $\xi' = L - \xi$ (由于差频过程在波导的右侧开始发生), $\Delta\beta_{DF}$ 是差频过程的相位失配,可以表示为

$$\Delta\beta_{DF} = 2\pi(N_{SF}/\lambda_{SF} - N_{p2}/\lambda_{p2} - N_c/\lambda_c - 1/\Lambda), \quad (5)$$

κ_{DF} 是波导的耦合系数,其定义为

$$\kappa_{DF} = d_{\text{eff}}\sqrt{\frac{2\mu_0}{cN_{SF}N_cN_{p2}S_{DF}}}, \quad (6)$$

其中 S_{DF} 是差频过程的有效作用面积.

2.2.2. 小信号分析

为了将频率为 ω_i 的信道从 WDM 链路 1 中取出,并且将其转换为 WDM 链路 2 的 ω_j ,抽运光 1 和抽运光 2 的频率应该设定为 $\omega_{p1} = 2\omega_0 - \omega_i$ 和 $\omega_{p2} = 2\omega_0 - \omega_j$.在这种情况下,如果认为 $N_{p1} = N_{p2} = N_i = N_j = N_0$, $\Delta\beta_{SF}$ 和 $\Delta\beta_{DF}$ 可以认为等于零.其中, N_0 , N_i 和 N_j 是频率为 ω_0 , ω_i 和 ω_j 的模折射率.

应用小信号分析, $P_{p1}(\xi)$ 和 $P_{p2}(\xi)$ 可以认为在相互作用过程保持不变.由于在大多数实验环境中,抽运光的功率远远大于信号光的功率,所以这个近似可以认为是合理的^[19].这样方程(1)和(4)可以得到解析解.在和频过程中被取出信道的功率($P_i(\xi)$)以及在差频过程中被插入信道的功率($P_j(\xi')$)可以表示为^[13]

$$P_i(\xi) = P_{s0}\cos^2(g_1z), \quad (7)$$

$$P_j(\xi') = P_{s0}\frac{\omega_j}{\omega_i}\sin^2(g_1L)\sin^2(g_2\xi'), \quad (8)$$

其中 $g_1 = \kappa_{SF} \sqrt{2\omega_0 \omega_i P_{10}}$, $g_2 = \kappa_{DF} \sqrt{2\omega_0 \omega_j P_{20}}$.

为取出选定的信道, $P_c(\xi)$ 应该在和频过程中完全被耗尽. 如文献 [8] 指出的那样, 在单通构型中, 由于和频过程和差频过程纠缠在一起, 很难将需取出信道的功率耗尽. 而在我们的双通方案中, 根据方程 (7), 如果将抽运光 1 的功率设定为

$$P_{10} = \frac{\pi^2}{8\omega_0 \omega_i L^2 \kappa_{SF}^2}, \quad (9)$$

那么被选定信道的功率将可以完全转换为和频光.

同样的, 根据方程 (8), 为了最大限度提高插入信道的功率, 抽运光 2 的功率应该设置为 [13]

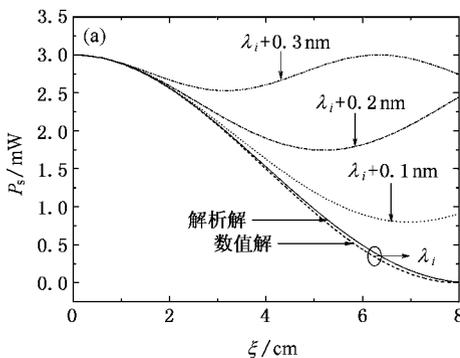
$$P_{20} = \frac{\pi^2}{8\omega_0 \omega_j L^2 \kappa_{DF}^2}, \quad (10)$$

这样, 我们得到了对抽运光功率进行优化简单而有效的方案.

2.3. 数值模拟

方程 (7) 和 (8) 是在相位匹配条件下得到的. 对于其他相位不匹配的信道, 根据信道间隔的大小, 实际上也会和两个抽运光有一定的相互作用. 到底多大的信道间隔才是安全的, 我们用四阶龙格库塔法对方程 (1) 和 (4) 作了数值解 [13].

在下面的计算中, 相位匹配波长为 1556 nm, 温度为 25°C [11]. $S_{SF} = S_{DF} = 46.5 \mu\text{m}^2$, $d_{\text{eff}} = 2/\pi \times 27 \text{ pm/V}$, $L = 8 \text{ cm}$, $\Delta = 18.8636 \mu\text{m}$. 根据方程 (9) 和 (10), 两个抽运光的功率设定为 $P_{p10} = 24.87 \text{ mW}$ 和 $P_{p20} = 24.23 \text{ mW}$. 输入信号光的功率为 $P_{s0} = 3 \text{ mW}$. 需要取出的信道的波长和转换后信道的波长分别



1576 和 1536 nm [13].

图 2 显示 4 个间隔为 0.1 nm 的信道通过波导时的功率变化. 波长为 λ_i 的信道通过和频过程从 WDM 链路 1 中被取出, 然后通过差频过程其波长被转换为 λ_j 并插入到 WDM 链路 2 中去. 图 2(a) 显示前向传输中发生的和频过程, 图 2(b) 显示后向传输过程中的差频过程. 实线代表理论值, 从方程 (7) 和 (8) 得出. 虚线代表数值计算值, 两者符合得很好, 说明方程 (7) 和 (8) 对相位匹配的情况是有效的. 如图 2(a) 显示的那样, 根据方程 (9) 设定抽运光 1 可以使选定的信道在和频过程中几乎完全耗尽 [13].

从图 2(a) 也可以看到, 如果信道的波长远离 λ_i , 那么该信道将会几乎不受影响的通过波导. 如果信道的波长挨着 λ_i , 比如说波长为 $\lambda_i + 0.1 \text{ nm}$, 那么该信道由于接近于相位匹配, 也会和抽运光发生比较强烈的反应, 其功率在和频过程中会减少很多, 这些减少的功率将会在接下来的差频过程形成串扰. 从图 2(b) 可以看出, 设定频率间隔为 0.2 nm (25 GHz) 的话, 就可以安全的将感兴趣的信道取出. 在 $\xi = L$ 和频光开始反向传输并且通过差频过程和抽运 2 相互作用产生转换光. 如图 2(b) 所示, 对频率为 λ_j 的信道, 其相位在差频过程中是匹配的. 如果抽运光 2 按方程 (10) 配置, $P_c(\xi')$ 将会单调递增并且会达到其最大值. 图 2(b) 中其他的曲线代表串扰. 最大的串扰来自于 WDM 链路 1 中频率为 $\lambda_i + 0.1 \text{ nm}$ 的信道. 所以, 为了避免串扰, 信道间隔应该大于 0.1 nm [13].

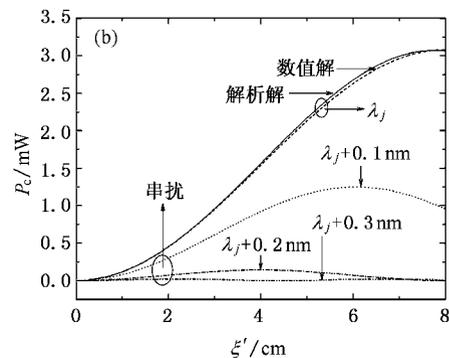


图 2 (a) 被选定下路的信道以及其他三个相邻的信道在前向传输 (和频) 过程中功率的变化 (b) 上路信道和串扰在反向传输 (差频) 过程中功率的变化, 其中 $\xi' = \xi - L$

2.4. 和前人方案的比较

和单通方案相比 [5-7], 我们的可调谐波长转换

方案实现了转换后信道和其他信道的空间分离, 并且提高了转换效率. 图 3 显示了双通构型和单通构型的比较. 显示了当输入信号的波长在 λ_i 附近变化

的时候,转换后转换光的在 $\xi' = L$ (或者 $\xi = 0$) 的输出光谱. 计算所用的参数与图 2 一样. 和预期的一样,在频率 λ_j 附近有一个峰值. 实线和虚线分别代表单通和双通构型. 显然,在输出功率和器件的选择性上,双通构型更有优势. 通过采用双通构型, $P_c(\xi' = L)$ 比单通构型提高了 1 mW 以上. 3 dB 准相位匹配带宽从 0.26 nm 减少到了 0.16 nm. 这说明采用双通构型,可以从间隔为 0.16 nm 的 WDM 链路中选择出想要的信道,而采用单通构型,只能从间隔为 0.26 nm 的 WDM 链路中选择出想要的信道. 另外,通过采用双通构型,抽运光附近的信道也能使用^[9,12]. 而在单通构型里,由于和频过程和差频过程纠缠在一起,这些信道不得不被放弃.

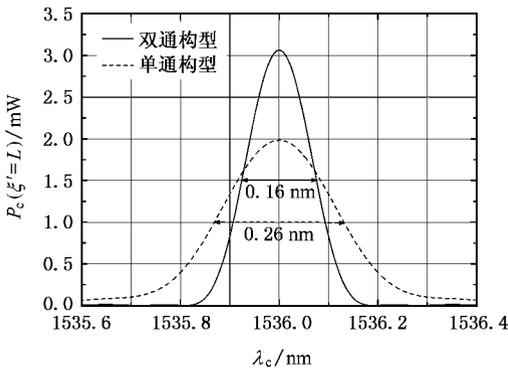


图3 双通构型和单通构型转换光光谱的比较

Osellame 等人^[4]的双波导方案需要在波导之间设计方向耦合器. 引入耦合器增加了系统的复杂度,需要精确的设计并带来了 3 dB 的耦合损耗. 我们的方案采用一个 PPLN 波导,避免了损耗,降低了器件的成本,增加了集成度^[13].

3. 应 用

通过将可变波长路由方案进行组合或者简化,可以配置成全光通信节点所需要的几种器件.

3.1. 光交叉连接单元

通过将两个“可变波长路由”方案的组合在一起,可以配置成“具有波长转换能力的光交叉连接单元”. 如图 4 所示,该方案可分为 Part A 和 Part B 两部分. 每部分实际上就是一个可变波长路由器. 两个 WDM 链路分别从端口 A 和端口 B 入射. 假设这时需要将 WDM 链路 1 里频率为 ω_i 信道所携带的信息和 WDM 链路 2 里频率为 ω_j 信道所携带的信息进行

交换,这可由我们的 OXC 单元来完成^[20]. 简述如下.

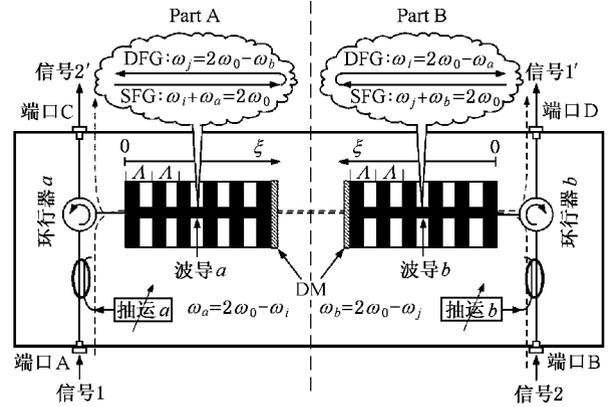


图4 2×2 波长转换型光交叉连接单元实现方案

1) 为了完成信息交换,我们需要将抽运光 a 的频率设定为 $\omega_a = 2\omega_0 - \omega_i$, 将抽运光 b 的频率设定为 $\omega_b = 2\omega_0 - \omega_j$. 如果信道间隔足够大(大于 25 GHz 中),由于相位匹配,实际上只有 WDM 链路 1 中频率为 ω_i 的信道和抽运 a 作用,以及 WDM 链路 2 中频率为 ω_j 的信道抽运 b 作用,其他的信道并不受影响,将会从两个波导里穿行而过. WDM 链路 1 的主体从端口 D 输出, WDM 链路 2 的主体从端口 C 输出.

2) 在波导 a 中, WDM 链路 1 中频率为 ω_i 的信道首先和抽运光 a 发生和频过程,生成频率为 $2\omega_0$ 的和频光. 只要波导足够长,并且抽运 a 的功率配置适当,该信道在和频过程中将会被耗尽,不会从端口 D 出射. 产生的和频光将携带了该信道的信息. 由于双色镜的原因,产生的和频光被反射并开始和抽运光 b 发生差频过程. 产生的转换光的频率:

$$\begin{aligned} \omega_c &= 2\omega_0 - \omega_b \\ &= 2\omega_0 - (2\omega_0 - \omega_j) = \omega_j, \end{aligned} \quad (11)$$

该转换光将携带原来频率为 ω_i 的信道所携带的信息. 由于原来 WDM 链路 2 中频率为 ω_j 的信道在波导 b 中由于和频过程已经完全消耗了,新产生的转换光和原来的信道并不会冲突. 新产生的转换光将和 WDM 链路 2 的其他信道一起从端口 C 输出.

3) 同样的过程也会发生在波导 b 中. WDM 链路 2 中频率为 ω_j 的信道在波导 b 中,首先和抽运光 b 发生和频过程,生成频率为 $2\omega_0$ 的和频光. 只要波导足够长,并且抽运 b 的功率配置适当,该信道在和频过程中将会被耗尽,不会从端口 C 出射. 产生的和频光携带了该信道的信息. 由于双色镜的原因,

产生的和频光被反射并开始和抽运光 a 发生差频过程.产生的转换光的频率为

$$\begin{aligned}\omega_c &= 2\omega_0 - \omega_a \\ &= 2\omega_0 - (2\omega_0 - \omega_i) = \omega_i,\end{aligned}\quad (12)$$

该转换光将携带原来频率为 ω_j 的信道所携带的信息.由于原来 WDM 链路 1 中频率为 ω_i 的信道在波导 b 中和频过程已经完全消耗了,新产生的转换光和原来的信道并不会冲突.新产生的转换光将和 WDM 链路 1 的其他信道一起从端口 D 输出.

就这样,原来 WDM 链路 1 里的频率为 ω_i 信道所携带的信息变成了原来 WDM 链路 2 里的频率为 ω_j 信道所携带的信息,原来 WDM 链路 2 里的频率为 ω_j 信道所携带的信息变成了原来 WDM 链路 1 里的频率为 ω_i 信道所携带的信息.所以,该方案通过波长转换能够实现两个 WDM 链路中的任意两个信道所携带信息的交叉互换,而其他信道将不会受到影响.该单元为 2×2 的,以此为基础,可形成光交叉连接矩阵^[20].

该交叉连接单元可用于网络节点.比如说,在一个网络节点中,接入了两个 WDM 链路.其中,链路 1 中频率为 ω_i 的信道要去往 B 地,而其他所有的信道要去往 A 地,链路 2 中频率为 ω_j 的信道要去往 A 地,其他所有信道要去往 B 地.常规的处理方法非常麻烦,需要性能非常好的光滤波器和耦合器.而在我们的方案中,我们只需要将两个抽运光的频率分别调整为 $2\omega_0 - \omega_i$ 和 $2\omega_0 - \omega_j$ 即可将两个信道互换,使得两个信道有了合适的路由,不需要中转的信道,也不会有阻塞.

3.2. 波长转换器、波长上路器和波长下路器

通过简化输入输出配置,我们的可变波长路由方案可以很方便的配置成可调谐波长转换器,光波长下路器/可调谐光滤波器,光波长上路器.

3.2.1. 可调谐全光波长转换器

在图 1 的基础上简化,如果仅仅端口 A 有一个信道入射,通过“和频+差频”过程,可以从端口 C 输出任意想要的波长,从而实现了可调谐波长转换.

3.2.2. 可变波长下路器/宽带可调谐光滤波器

在图 1 的基础上简化.如果只是端口 A 有一个 WDM 链路,我们需要将其中频率为 ω_i 的信道取下来作为本地信号.那么我们可以通过如 2.1 节所述的“和频+差频”过程,通过“和频过程”将该信道选定,再通过“差频过程”将其转换到合适的频率,然后

从端口 C 输出,WDM 链路的其他信道将从端口 D 输出,实现了可变波长下路.

该配置还作为宽带可调谐光滤波器用于光层面的网络监控与管理.以目前的技术而言,若要监控不同的光信道,必须针对不同的波长设置不同的设备,这种方式不但所需的设备昂贵,且线路复杂、管理不易.如果以可调式滤波器为基础进行光通道监控和管理,只需要透过可调式滤波器,将要处理的波长筛选出来即可,不同波长可共用同一套设备,可大大简化光通道监管系统的架构.利用 PPLN 波导宽广的工作范围,调谐宽度可达到 70—80 nm.

3.2.3. 可变波长上路器

在图 1 的基础上简化.如果本地信道从端口 A 入射,其频率为 ω_i .假设我们要将其插入到从端口 B 入射到 WDM 链路中去,而该链路中频率为 ω_j 的信道是空闲的.通过如 2.1 节所述的“和频+差频”过程,可以将任意频率的本地信道转换成 WDM 链路中的一个空闲频率并插入进去.

4. 结 论

提出了一种基于“和频+差频”级联二阶非线性效应的可变波长路由方案.“和频过程”发生在前向传输中;“差频过程”发生在反向传输中.可从一个 WDM 链路中任意取出(下路)一个信道进并将其以任意波长插入(上路)到另外一个 WDM 链路中去,实现了波长转换和波长路由的融合.通过小信号分析,给出了下路信道功率变化的解析表达式以及将该信道完全消耗所需要的抽运光 1 的功率.也给出了上路信道传输过程中功率变化的解析表达式以及使其最大化的所需要的抽运光 2 的功率.通过数值模拟,调查了因为信道间隔过小造成的串扰.显示该方案可以对间隔为 0.2 nm 的 WDM 链路安全地进行操作.

和已有的方案相比,该方案做了较大的改进.和单通方案相比,提高了波长转换效率大约 1 倍,避免了抽运光附近的信道不能被使用的缺点,提高了信道的选择能力,增加了波长选路功能.和 Osellame 的双 PPLN 波导方案相比,本文的方案只需要一个波导,不需要复杂的方向耦合器,避免了损耗,提高了器件的集成度.将本文的两个可变波长路由器组合在一起,可以形成波长转换型光交叉连接单元.将本文的可变波长路由方案的输入-输出简化,可以配置

成可调谐波长上路器,可调波长下路器/宽带可调光 滤波器以及可调谐波长转换器.

- [1] Yoo S J B 1996 *J. Lightwave Technol.* **14** 955
- [2] Yoo S J B ,Lee H J ,Vaidianathan S ,Okamoto K ,Kamei S 2002 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **14** 1211
- [3] Lee Y L ,Suche H ,Min Y H ,Lee J H ,Grundkotter W ,Quiring V ,Sohler W 2003 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **15** 978
- [4] Osellame R ,Ramponi R ,Marangoni M ,Tartarini G ,Bassi P 2001 *Appl. Phys. B* **73** 505
- [5] Yamawaku J ,Takada A ,Yamazaki E ,Tadanaga O ,Miyazawa H ,Asobe M 2003 *Lasers and Electro-Optics ,CLEO '03. Conference on* , 1-6 June 2003 p1135
- [6] Min Y ,Lee J ,Lee Y ,Grundkoetter W ,Quiring V ,Sohler W 2003 *Optical Fiber Communications Conference March* 2003 p767-768 23-28
- [7] Tang M ,Gong Y ,Shum P 2005 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **17** 148
- [8] Lee Y L ,Jung C ,Noh Y C ,Park M ,Byeon C I ,Ko D K ,Lee J 2004 *Opt. Express* **12** 2649
- [9] Katia G ,Gaetano A 1999 *J. Opt. Soc. Am.* **16** 741
- [10] Chen B ,Xu C Q 2004 *IEEE J. Quantum Electron.* **41** 256
- [11] Chou M H ,Brener I ,Fejer M M ,Chaban E E ,Christman S B 1999 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **11** 653
- [12] Yu S ,Gu W Y 2004 *IEEE J. Quantum Electron.* **40** 1548
- [13] Yu S ,Gu W Y 2005 *IEEE J. Quantum Electron.* **41** 1007
- [14] Gao S M ,Yang C X 2004 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **16** 557
- [15] Wang J ,Sun J Q ,Lou C H ,Sun Q Z 2005 *Opt. Express* **13** 7405
- [16] Zhang B G ,Yao J Q ,Lu Y ,Jin F ,Zhang T L ,Xu D G ,Wang P ,Xu K X 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 1793 (in Chinese)[张百钢、姚建铨、路洋、纪峰、张铁犁、徐德刚、王鹏、徐可欣 2006 物理学报 **55** 1793]
- [17] Ma B Q ,Wan T ,Sheng Y ,Ni P G ,Cheng B Y ,Zhang D Z 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 3670 (in Chinese)[马博琴、王霆、盛艳、倪培根、程丙英、张道中 2005 物理学报 **54** 3670]
- [18] Zhao C Y ,Tan W H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2723 (in Chinese)[赵超樱、谭维翰 2005 物理学报 **54** 2723]
- [19] Chen Y L ,Yuan J W ,Yan W G ,Zhou B B ,Luo Y F ,Guo J 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2079 (in Chinese)[陈云琳、袁建伟、闫卫国、周斌斌、罗勇锋、郭娟 2005 物理学报 **54** 2079]
- [20] Yu S ,Zhang Y J ,Zhang H ,Gu W Y 2007 *Optics Communications* **272** 480
- [21] Yamazaki E ,Takada A ,Yamawaku J 2004 *IEEE Electron. Lett.* **40** 492
- [22] Deng L H ,Gao X M ,Cao Z S ,Chen W D ,Yuan Y Q ,Zhang W J ,Gong Z B 2006 *Opt. Commun.* **268** 110

A tunable wavelength routing scheme based on the sum- and difference-frequency generation with double pass configuration and its applications^{*}

Yu Song[†] Zhang Hua Shen Jing Zhang Yong-Jun Gu Wan-Yi

(*Key Laboratory of Optical Communication and Lightwave Technologies ,Ministry of Education ,
Beijing University of Posts and Telecommunications , Beijing 100876 ,China*)

(Received 25 November 2006 ; revised manuscript received 16 July 2007)

Abstract

A tunable wavelength routing scheme based on sum- and difference- frequency generation(SFG + DFG) is proposed , where the concept of double pass configuration is employed. An arbitrary channel can be dropped from a WDM signal and added to another WDM signal at arbitrary wavelength. Therefore , the tunable wavelength conversion and wavelength routing are integrated together in this scheme. The theoretical expression of the input signal wave and the converted wave are derived under the assumption of “ small signal ” when the phase is matched perfectly. Numerical calculations were performed which showed that the cross-talk can be suppressed provided the spacing of the WDM channels is greater than 0.2 nm(25 GHz). If the input or output of this device is changed , this scheme can be utilized as tunable wavelength add multiplexer , tunable wavelength drop multiplexer , wide tunable wavelength filter or tunable wavelength converter. A wavelength interchange cross connection(WIXC) unit can also be realized by employing two devices of this scheme.

Keywords : optical wavelength routing , optical wavelength conversion , optical switching , PPLN

PACC : 4265 , 4265K , 4280L , 4280S

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China(Grant No. 60602004) , China Postdoctoral Science Foundation , Hi-Tech Research and Development Program of China(Grant No. 2006AA01Z244) and Teaching and Scientific Research Foundation for the Returned Overseas Chinese Scholars , State Education Ministry.

[†] E-mail : yusong@bupt.edu.cn