

马赫-陈德尔型全光波长变换器的 动态特性分析*

郑学彦 管克俭 叶培大

(北京邮电大学电信工程学院, 北京 100088)

摘 要 利用高频饱和滤波效应和动态载流子恢复时间概念分析了基于半导体光放大器中交叉相位调制的马赫-陈德尔型全光波长变换器的频率啁啾和码间干扰。当采用反向波长变换时, 对于不同的探测光功率在维持消光比不变的情况下, 变换信号性能较差的原因是较长的载流子恢复时间和较强的码间干扰。但是对于同向波长变换, 在大的探测光功率和快的载流子恢复时间的情况下变换信号的性能并不一定好于探测光功率较小时达的变换信号的性能。

关键词 全光波长变换, 交叉相位调制, 啁啾, 半导体光放大器, 饱和滤波效应。

1 引 言

随着波分复用(WDM)技术的日益广泛实用, 波分复用光网络正在逐步形成, 同时对波分复用光网络的灵活性、可扩展性和自愈性的要求也越来越迫切。由于波分复用系统中信道承载的速率越来越高, 信道数目越来越多, 用传统的单纯基于电路的网管技术会造成整个网络复杂性的增加和成本的提高。既简单又具有一定灵活性的方法是在波分复用的通道层上应用全光波长变换技术和基于波长或空分变换的方法来完成波分复用网络的路由调度和交叉连接(OXC)^[1]。其中的关键技术之一就是全光波长变换(AOWC)。利用它可以实现波长的再利用, 解决OXC中波长的竞争问题^[2]。

半导体光放大器(SOA)具有处理高速信号($> 10 \text{ Gbit/s}$)的能力, 还易于和其他半导体光电器件集成在一个芯片中, 所以基于半导体光放大器的全光波长变换器受到了广泛的重视。它主要有三种: 利用半导体光放大器中的交叉增益调制(XGM)效应; 利用半导体光放大器中的交叉相位调制(XPM)效应; 利用半导体光放大器中的四波混频(FWM)效应^[3]。其中利用交叉增益调制实现的全光波长变换器, 具有结构简单、响应速度快等优点, 其最高变换速率已达 40 Gbit/s 。但是它的最大缺点就是转换信号将产生较大的频率啁啾。它的起因是由于信号光强的变化引起半导体有源层内载流子密度的变化, 从而引起折射率的变化, 使转换信号产生啁啾。当转换后的信号在常规光纤中传输时, 此啁啾将引起信号劣化, 误码率增加。另外基于交叉增益调制的全光波长变换器转换信号的消光比劣化较严重。这两点极大地限制了

* 国家自然科学基金和邮电部重点科研资助项目。

收稿日期: 1997-11-03; 收到修改稿日期: 1998-01-20

它的应用。利用半导体光放大器中四波混频效应的全光波长变换器可以实现对任意调制方式和高达上百 Gb/s 的信号透明转换,而且转换信号的啁啾与原信号是共轭的,但其最大缺点是效率较低,这也使它的应用受到了很大的限制。相比之下,基于半导体光放大器中交叉相位调制的干涉型波长变换器(IWC)具有高效、高消光比和低功率光信号驱动的特点,最高变换速率已达 40 Gb/s。它最大的优点是:1) 信号既可以向长波长方向又可以向短波长方向变换;2) 转换信号既可以与原信号同相又可以与原信号反相;3) 转换信号的啁啾与输入信号无关。当全光波长变换器同相工作时,半导体光放大器有源层载流子密度变化引起的啁啾有利于信号在常规光纤中传输^[4]。正是由于这些优点,基于交叉相位调制机理的全光波长变换器越来越受到重视。

但对基于交叉相位调制的干涉型波长变换器(IWC)的啁啾至今还未见详细分析与计算,而这一点对干涉型波长变换器在波分复用光网络中的应用是极其重要的。本文利用动态载流子恢复时间来等效半导体光放大器的高频滤波特性,从理论上分析了基于半导体光放大器中交叉相位调制的马赫-陈德尔型全光波长变换器的啁啾对输入信号光啁啾的独立性,数值模拟了当探测光功率不同时,同相与反相变换两种情况下当输入信号速率为 10 Gb/s 时,啁啾和码间干扰对变换信号的影响。为下一步分析干涉型波长变换器在波分复用网络中的级联性提供了一种简单的方法。

2 理论分析与数值模拟

图 1 为一种基于半导体光放大器中交叉相位调制实现马赫-陈德尔(Mach-Zehnder)型波

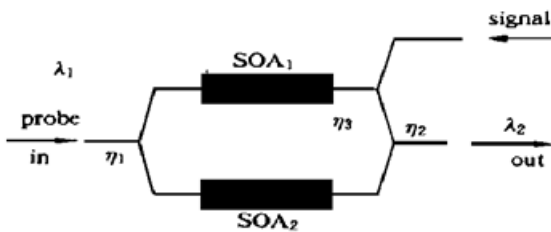


Fig. 1 Schematic of a Mach-Zehnder wavelength converter

长变换器的原理示意图。SOA₁ 和 SOA₂ 被非对称地放置在马赫-陈德尔干涉仪的两个臂上。为了增强其稳定性,普遍采用单片集成技术实现。通过改变 SOA₁ 和 SOA₂ 的参量,在静态下波长为 λ₁ 的探测光(CW)通过两臂后其相位差可以为“0”,也可以是“π”,前者输出信号为“1”,后者输出为“0”。当有波长为 λ₂ 的信号光入射时,它将

引起半导体光放大器有源层载流子密度的变化,其折射率也随之变化,从而实现了耦合进 SOA₁ 的探测光的相位调制。如果入射光功率使 CW 光相位在“0”和“π”之间变化,也就实现了信号从 λ₂ 到 λ₁ 的变换。若变换信号与原信号反相,称为反相变换;若变换信号与原信号同相的,则称为同相变换。

半导体光放大器的载流子恢复时间均大于几百皮秒。这样的响应速度无论对基于交叉增益调制还是交叉相位调制的全光波长变换器,按经典理论计算得到的最高转换速度仅为几个 GHz。但在实验上基于这两种机理的全光波长变换器的转换带宽均达到了几十 GHz。文献[4]和[5]用半导体光放大器的饱和滤波效应对此进行了解释。本文将饱和滤波效应和经典理论相结合来计算基于交叉相位调制的全光波长变换器的啁啾大小。

在分段模型^[4]下,对不同速率的输入信号,其在半导体光放大器中传输时引起的载流子密度总的变化为:

$$\Delta N = - \sum_n \frac{\tau_c \cdot n v_g (g_n^{\text{sig}} \Delta S_{\text{out}, n-1}^{\text{sig}} + g_n^{\text{pro}} \Delta S_{\text{out}, n-1}^{\text{pro}})}{1 + j\omega_m \tau_c} \quad (1)$$

式中 $\tau_{e, n}$ 、 g_n 、 v_g 、 ω_m 分别为第 n 段载流子有效寿命、第 n 段的材料增益系数、群速度和调制角频率, $\Delta S_{out, n-1}$ 为第 $n-1$ 段的光子数密度变化。

半导体光放大器/干涉型波长变换器的速度响应归根结底反应到其动态响应速度的加快, 为了计算变换信号的啁啾, 可以把 ΔN 的变化等效为载流子恢复时间的变化, 称之为动态载流子恢复时间 $\tau_{e, d}$ 。它与 ΔN 的关系可表示为^[6]:

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{e, d})^2}} \quad (2)$$

式中 ΔN_0 表示信号光不加调制时的半导体光放大器载流子密度变化。在高频时 $\tau_{e, d}$ 较静态时大大变短。本文计算中所取各量与文献[5]相同, 均为半导体光放大器中的典型数据。图 2 为在不同的光功率下, 对 10 Gbit/s 的信号, 半导体光放大器的动态载流子恢复时间的变化。从图中可以看出: 随平均入射功率的增加, 载流子恢复时间明显加快, 当平均入射光功率为 -11 dBm 时载流子恢复时间约为静态时的三分之一。计算中取半导体光放大器的长度为 $800 \mu\text{m}$ (芯片内部增益为 30 dB), 饱和输出功率为 5 mW, 静态载流子恢复时间为 200 ps。它与文献[7]中用其它分析法所得的结果也是相符的。

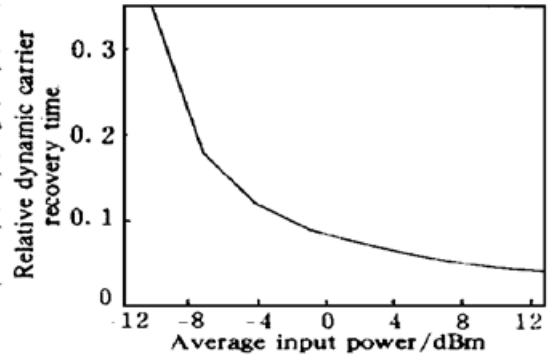


Fig. 2 Dynamic carrier recovery time versus average input power for 10 Gbit/s input signal

本文用动态载流子恢复时间的概念把频域上的高频滤波效应转化到时域上进行处理, 这样在处理基于半导体光放大器的高频动态特性时更简单, 物理概念更清楚。利用它可以简单地计算出变换信号在不同探测光下的啁啾和码间干扰特性, 由此又可以计算出它们对变换信号长途传输性能的影响。有关利用动态载流子恢复时间来等效半导体光放大器的高频滤波效应, 作者已在文献[6]中进行了较详细的理论分析。

1) 变换信号的啁啾独立性

假设半导体光放大器为理想行波放大器, 则由载流子浓度变化引起的探测光的相位变化可以表示为:

$$\Delta\Phi = - \frac{2\pi}{\lambda_l} \frac{\partial n}{\partial N} L \Delta N \quad (3)$$

把(1)式代入上式得:

$$\Delta\Phi = - \frac{2\pi}{\lambda_l} \frac{\partial n}{\partial N} L \sum_n \frac{\tau_{e, n} v_g (g_n^{\text{sig}} \Delta S_{out, n-1}^{\text{sig}} + g_n^{\text{pro}} \Delta S_{out, n-1}^{\text{pro}})}{1 + j\omega_m \tau_{e, n}} \quad (4)$$

综合(4)式和上面的推导可看出, $\Delta\Phi$ 只与光子数浓度变化有关, 它只与信号光的包络有关。也即说即使输入一个有啁啾的信号, 变换后信号的啁啾也不会受其影响。这就是变换信号的啁啾独立性。这也是一种消啁啾的方法。变换后信号的啁啾仅是由于半导体光放大器中自身载流子浓度变化所引起的。很明显, 在高频时高频滤波效应也使相位的变化变大了。

2) 载流子密度变化所引起转换信号的啁啾

设半导体光放大器的小信号增益为 30 dB, 内部损耗为零。半导体光放大器在只有探测光输入时的增益变化由下式决定^[8]:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g_0 L - h}{\tau} - \frac{P_{in, p}}{E_{\text{sat}}} (\exp h - 1) \quad (5)$$

式中, $h(\tau) = \int_0^L g(z, \tau) dz$, $\tau = t - z/v_g$ 是随信号而运动的参考坐标系横轴, $P_{in, p}$ 是探测光的输入功率, $g(z, \tau)$ 是随长度和时间而变化的增益系数, L 是半导体光放大器的长度, τ_c 是载流子恢复时间。

在只有探测光输入的情况下半导体光放大器的增益变化最终会趋向于一稳定值, 设半导体光放大器的稳态增益为 g'_0 , 当有信号光输入马赫-陈德尔型全光波长变换器一臂时, 它将通过改变半导体光放大器的静态增益来改变探测光的相位, 此时半导体光放大器增益的变化是在 g'_0 的基础上改变的, 此时增益的变化和信号光的相位输出可写为:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g'_0 L - h}{\tau_{c, d}} - \frac{P_{in, s}(\tau)}{E_{sat}} (\exp h - 1) \quad (6)$$

$$\phi_{out, s}(\tau) = \phi_{in, s}(\tau) - \frac{1}{2} \alpha h(\tau) \quad (7)$$

其中, $P_{in, s}(\tau)$ 是泵浦光即信号光的输入功率, α 是线宽增加因子, $\phi_{out, s}(\tau)$ 是转换后信号输出相位, $\tau_{c, d}$ 是由(2)式决定的动态载流子恢复时间。

因为无论信号光还是探测光, 由于载流子浓度的变化引起的相位变化是相同的, 只是正负号相反, 故经全光波长变换器两臂的探测光相位变化差为:

$$\Delta\phi_{out, p}(\tau) = \frac{1}{2} \alpha [h(\tau) - g'_0 L] \quad (8)$$

由此可得全光波长变换器的输出为:

$$P_{out, AOWC}(\tau) = P_{p, 2} + P_{p, 1}(\tau) + 2 \sqrt{P_{p, 1}(\tau) P_{p, 2}} \cos [\phi_0 + \Delta\phi_{out, p}(\tau)] \quad (9)$$

$P_{p, 2}$ 为 SOA₂ 的静态输出, $P_{p, 1}$ 为 SOA₁ 的动态输出, 同相变换时 ϕ_0 取 π , 反相变换时 ϕ_0 取 0。

从前面的讨论可知: 马赫-陈德尔型全光波长变换器变换信号的啁啾与输入信号的啁啾无关, 设探测光的初始啁啾为零, 则全光波长变换器输出的转换信号啁啾可写为:

$$\Delta\nu_{out}(\tau) = \pm \frac{\alpha}{4\pi} \frac{\partial h}{\partial \tau} \quad (10)$$

同相变换时取 “+”, 反相变换时则取 “-”。

3 结果与讨论

设输入信号速率为 10 Gb/s 的超高斯型 (m 取 1.436) 脉冲序列 “0101100111010001010”, 输入全光波长变换器的信号使探测光产生的最大相移为 π 。半导体光放大器长 800 μm (芯片内部增益为 30 dB), 饱和输出功率为 5 mW, 静态载流子恢复时间为 200 ps。探测光功率分别取 -11 dBm 和 -4 dBm, 在信号光和探测光共同作用下, 后者的载流子恢复时间比前者快约 2 倍。

图 3 和图 4 分别为在不同的探测光功率时, 同相和反相两种情况下干涉型波长变换器的变换信号的输出波形。可以看出, 无论同相还是反相变换, 在探测光功率较强时变换信号的输出波形明显变好, 码间干扰也变小。这是由于载流子的恢复时间加快造成的。但在经过一段光纤传输后情况就要发生变化了, 对此后面将进行论述。

图 5 所示为不同的探测光功率情况下, 信号光使探测光产生 π 的相位变化时变换信号的

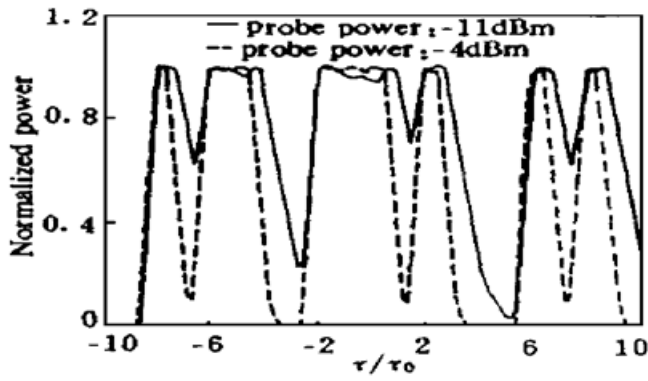


Fig. 3 The output waveform when the converted signal is in phase

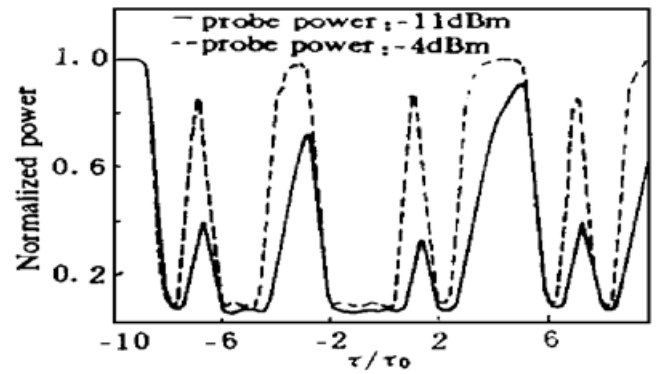


Fig. 4 The output waveform when the converted signal is out phase

啁啾变化曲线。无论是同相变换还是反相变换,载流子密度变化所引起的相位变化是相同的,只是对同相变换时,变换信号的前沿为红移,后沿为兰移,这对信号在常规光纤中传输是有利的。反相变换时,其前沿变为兰移,后沿为红移,这将使信号在常规光纤中传输时更易展宽,它对高速信号的长途传输是极不利的。所以同相变换的干涉型波长变换器也受到了广泛的重视。从图中还可以看出,兰移比红移小,这是由于入射信号为超高斯波形,上升与下降沿均较陡峭,而载流子恢复时间呈指数变化所致。图中的“11”码间的小啁啾峰是由于输入信号“11”码间的强度变化所致。

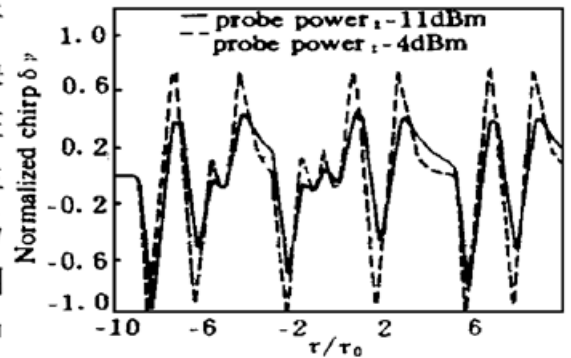


Fig. 5 Frequency chirp imposed on the converted signal for hypothetical super Gaussian input signal date sequence of "0101100111010001010"

从图 5 还可以看出:在高的探测光功率下,由于载流子恢复时间的加快,造成较大的啁啾,但啁啾在变换信号的前后沿处持续时间却较短;在低探测光功率下,啁啾较小,但变换信号的啁啾在前后沿处持续时间却较长。对用电信号调制的半导体激光而言,弛豫振荡时间较短,其啁啾持续的时间也就越短,虽然在短的弛豫时间会使短时间内输出光信号的啁啾值较大,但它对光信号传输的影响却比较小;当弛豫时间较长时,输出信号的啁啾值较小,但持续时间较长,它对光信号的长途传输的影响要比前者大得多。对光调制的全光波长变换器而言,道理是一样的。对 $m = 1.436$ 的超高斯脉冲而言,在高探测光功率下,其变换信号中心部分的啁啾几乎为零,啁啾主要作用在脉冲的前后沿;而在低探测光功率下,由于载流子恢复时间较长,啁啾在脉冲的中心部分并不为零,这将使信号在传输过程中,中心产生移动,而且由于码间干扰的存在,“1”码和“11”码的中心移动并不相同,从而在接收端造成误码。如果超高斯脉冲的 m 值取得更大一些,则脉冲包络对啁啾的影响将更小,但为了更接近实际的脉冲形状, m 的取值恰能满足 10 Gbit/s 非归零码要求。另一方面,对同相变换的情况,由于低探测光时的啁啾对变换信号影响较大,当脉冲在常规光纤中传输时的初始压缩就较大,这就使本来初始波形不太好的变换波形经长途传输后反而比高探测光功率的情况好。这与反相变换或基于交叉增益调制方式的情况完全相反。但是半导体光放大器的响应速度太慢又会造成较大的码间干扰,所以基于交叉相位调制的同相波长变换器应有一个响应速度,使码间干扰和啁啾最佳,从而使变换信号经长途传输后的误码率最小。经一段光纤传输后的波形可以更清楚地说明了以上所述。

图 6 是当输入信号为 10 Gbit/s 的同相变换情况下, 由干涉型波长变换器变换后的信号经 180 km 的常规光纤传输后的波形。图 7 为反相变换的情况, 由于负啁啾的作用, 它只经过了 40 km 的常规光纤传输。图中波形是通过非线性薛定谔方程进行分步快速傅里叶变换而得到的。为计算干涉型波长变换器所造成的啁啾影响, 只考虑色散的作用。在接收之前光波经过了一个带宽 40 GHz 的光滤波器。啁啾和码间干扰的共同作用使不同探测光下的变换信号在常规光纤中传输后发生很大的变化。反相变换时, 高探测光功率下的波形明显好于低探测光功率的情况。而对同相变换, 虽然低探测光功率时的初始变换波形并不好, 但经 140 km 的光纤传输后反而比高探测光功率的情况好。这与前面的理论分析是一致的。

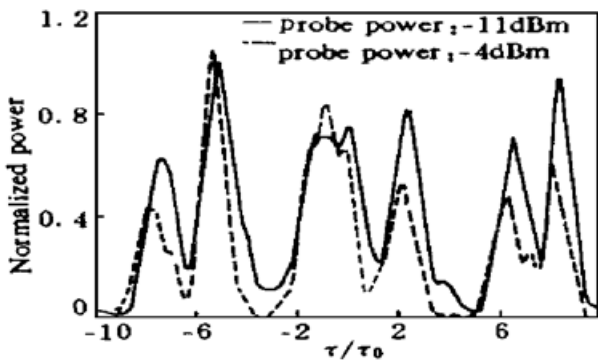


Fig. 6 The waveform of the in phase converted signal after 140 km NDS fiber, only the dispersion effect is considered

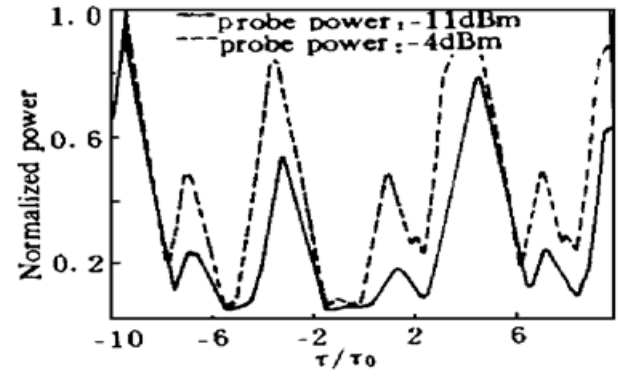


Fig. 7 The waveform of the out-phase converted signal after 40 km NDS fiber, only the dispersion effect is considered

从上面的讨论可知: 基于半导体光放大器中交叉相位调制的干涉型波长变换器不但转换信号的啁啾与入射信号的啁啾无关, 即具有消啁啾特性, 而且如采用同相变换方式变换信号的啁啾还有利于其在常规光纤中传输。这两点都是基于交叉增益调制的全光波长变换器所无法比拟的。值得注意的一点是: 高的探测光功率虽然对反相变换或基于交叉增益调制的方式能减小长途传输的误码率, 并在完全色散补偿的情况下增加波长变换器的数目, 但对单个同相变换的干涉型波长变换器, 高的探测光功率却并不一定对变换信号的长途传输有益。因为较长的载流子恢复时间所带来的对变换信号影响较大的啁啾可以使本来并不好的波形经一段光纤传输后变好, 即产生较大的初始脉冲压缩。高探测光功率下载流子恢复时间加快, 啁啾对变换信号的作用减小, 初始的脉冲压缩也变小, 所以经过一段距离的传输后其波形的展宽更快一些。

结 论 利用动态载流子恢复时间来等效半导体光放大器的高频滤波效应, 分析了基于半导体光放大器中交叉相位调制的干涉型波长变换器的啁啾特性。用此方法解释了变换信号的啁啾对输入信号啁啾的非依赖性; 并且对 10 Gb/s 输入信号, 计算了在不同的探测光功率下同相与反相两种情况下的啁啾特性。指出高探测光功率对反相变换是有益的, 但由于反相变换与同相变换的啁啾是相反的, 高探测光功率使载流子恢复时间加快, 啁啾对变换信号的影响变小。故对同相变换的情况, 在高探测光功率下, 经长途传输后其波形反而比低探测光功率时差。所以基于交叉相位调制的同相波长变换器应有一最佳响应速度, 使码间干扰和啁啾呈最佳作用, 从而使变换信号经长途传输后的误码率最小。本文所采用的方法对在波分复用网络中设计级联的干涉型波长变换器是很有意义的。

参 考 文 献

- [1] Masafumi Koga, K. Magan, H. Yasaka *et al.*. Design and performance of an optical path cross-connect system based on wavelength path concept. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(6) : 1106~ 1119
- [2] Charles A. Brackett. A scalable multiwavelength multihop optical network: a proposal for research on all-optical networks. *J. Lightwave Technol.*, 1993, **11**(5) : 736~ 753
- [3] M. C. Tatham. 20 nm optical wavelength conversion using nondegenerate four-wave mixing. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, 1993, **5**(11) : 1303~ 1306
- [4] Terji Durhuus, B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer *et al.*. All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers. *J. Lightwave Technol.*, 1996, **14**(6) : 942~ 954
- [5] Terji Durhuus, B. Mikkelsen, K. E. Stubkjaer *et al.*. Detailed dynamic model for semiconductor optical amplifiers and their crosstalk and intermodulation distortion. *J. Lightwave Technol.*, 1992, **10**(8) : 1056~ 1065
- [6] 郑学彦, 管克俭, 叶培大. 基于饱和滤波效应的半导体光放大器高速调制特性分析. 光子学报, 1998, **27**(2) : 110~ 116
- [7] Mehdi Asghari, Ian H. White, Richard V. Penty. Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers. *J. Lightwave Technol.*, 1997, **15**(7) : 1181~ 1190
- [8] G. P. Agrawal, N. A. Olsson. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1989, **25**(11) : 2297~ 2306

Dynamic Characteristics of a Mach-Zehnder Wavelength Converter

Zheng Xueyan Guan Kejian Ye Peida

(*Post-Telecommunication University of Beijing, The School of Telecommunication Engineering, Beijing 100088*)

(Received 3 November 1997; revised 20 January 1998)

Abstract By using the high frequency saturation filtering effect and dynamic carrier recovery time, the dependence of the frequency chirping and intersymbol interference (ISI) of a wavelength converter based on cross-phase modulation in Mach-Zehnder wavelength converter is analyzed. While the extinction ratio is kept the same at different probe power for out-phase converting, the poorer performance of the converted signal is due to a longer gain recovery time and the larger intersymbol interference. But for in-phase converting, the high probe or fast carrier recovery time is not surely better than that of low probe power.

Key words all-optical wavelength conversion, cross-phase modulation, chirp, semiconductor optical amplifier, saturation filtering effect.