

基于 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体激光器四波混频的 THz 波长转换特性研究

贾新鸿^{1)†} 钟东洲²⁾ 王 飞³⁾ 陈海涛⁴⁾

1) 四川师范大学物理学院, 成都 610068)

2) 五邑大学信息学院, 江门 529020)

3) 重庆工学院数理学院, 重庆 400050)

4) 中国人民解放军武装警察部队学院基础部, 廊坊 065000)

(2006 年 8 月 17 日收到, 2006 年 9 月 30 日收到修改稿)

利用耦合模方程, 分析了基于 $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体激光器四波混频的波长转换特性. 数值模拟表明: 增大偏置电流、减小失谐量有利于扩展转换效率及消光比的动态范围, 同时恶化了频率啁啾的动态范围; 受激射效应影响, 消光比及频率啁啾在弛豫振荡频率处达到极大值. 通过合理选择系统参量, 可以获得较理想的波长转换效果. 该方案无需抽运光输入, 可实现高速、宽带波长转换, 在光通信系统中有一定的应用前景.

关键词: $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体激光器, 四波混频, 波长转换

PACC: 4230Q, 4280S, 4255P

1. 引 言

全光波长转换器(AOWC)是高速、长距离、大容量波分复用(WDM)系统的关键元件, 可避免波长阻塞、提高系统的灵活性及通信容量^[1]. 基于半导体光放大器(SOA)四波混频(FWM)效应的波长转换具有对调制格式及传输速率透明的特点, 在未来全光网中有广泛的应用前景^[2-10]. 研究表明, 抽运光与信号光间的失谐量低于 ~ 4 THz 范围内, 载流子脉动(CDP)、载流子加热(CH)及频谱烧孔(SHB)等因素对 FWM 起主导作用^[11-13]. 其中 CH 及 SHB 的响应时间为 ~ 100 fs 量级, 因此四波混频可实现 THz 宽带波长转换. 另一方面, 基于 SOA 的 FWM 转换效率较低, 且在级联使用时, 受放大的自发辐射噪声(ASE)的累积影响, 限制了信噪比(SNR)的提高, 容易引起误码率(BER)性能恶化^[14,10].

半导体激光器(LD)在光通信中已有广泛应用^[14-16]. 若使其偏置电流高于阈值, 利用谐振作用增强腔体内抽运光强, 可获得较高的 FWM 转换效率. 同时, 激射光对于载流子密度及增益的钳制作用

可显著降低 ASE 噪声. 此外, 该方案抽运光由激射场提供, 简化了系统结构^[17-21]. 与 FP-LD 相比较, $\lambda/4$ 相移分布反馈半导体激光器(QWS-DFB-LD)的 FWM 由于较好的动态单模(DSM)及稳定性而备受关注^[19-21]. 文献[19]研究了低失谐条件下(约几十 GHz)DFB-LD 的偏置电流对 FWM 转换效率的影响. 在此基础上, Chi 等人将失谐量推广至 \sim THz 范围, 理论上分析了偏置电流、耦合系数等系统参量对转换效率的影响. 结果表明, 转换效率随偏置电流及耦合系数的增大而增大; 但较大的耦合系数易引起带宽的降低, 腔体反馈所致的边模起伏也更明显^[20,21].

然而, 以上分析均建立在小信号假设的基础上. 信号光功率超过某临界值时, 交叉增益调制(XGM)所致增益饱和效应将抑制甚至熄灭激射光场, 因此有必要研究波长转换动态范围. 另外, 以上结论只考察了准连续波(CW)情形, 在动态条件下, 消光比及频率啁啾是衡量共轭光在光纤中传输性能的重要指标^[3,4,10]. 因此有必要考察波长转换动态特性. 基于上述考虑, 本文从耦合模方程出发, 详细分析了系统参量对基于 QWS-DFB-LD 的波长转换动态范围、输出波形、消光比及啁啾的影响, 所得结论对器件的优

† 通信联系人. E-mail: jxh-0@yahoo.com.cn

化设计具有实际意义.

2. 理论模型

2.1. 时域耦合模方程

图 1 给出了基于 QWS-DFB-LD 的波长转换器及 FWM 输出谱示意图. 可调谐光学带通滤波器 (BPF)

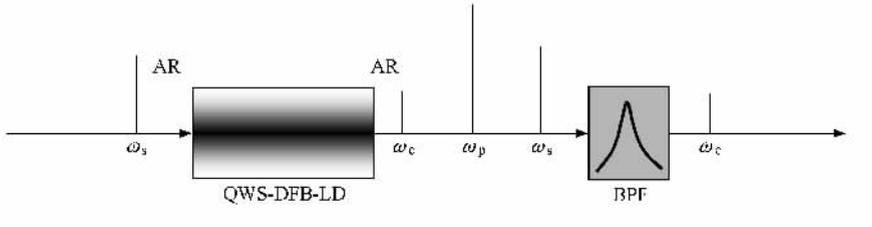


图 1 基于 QWS-DFB-LD 的波长转换器及 FWM 输出谱示意图

A_j, B_j 分别表示前向波及背向波的慢变振幅, $k_B = \pi/\Lambda$ 为布拉格波数, Λ 为光栅周期, ω_j 为各光波中心频率, 且满足

$$\omega_s - \omega_p = \omega_p - \omega_c = \Omega. \quad (2)$$

将 (1) 及 (2) 式代入波动方程, 考虑到 CDP, CH 及 SHB 等非线性响应, 在慢变振幅近似下, 前向波及背向波随时间的演化服从下列修正的耦合模方程^[8-10, 17, 18]:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_p}{\partial t} \\ &= \left[\left(k_p - k_B \right) + \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \Gamma g_p (1 - i\alpha_{\text{CDP}}) \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \alpha_0 \right] A_p + \frac{ik_p}{k_B} B_p \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \Gamma g_p \left[\eta_{\text{ps}} (|A_s|^2 + |B_s|^2) \right. \\ & \quad \left. + \eta_{\text{pc}} (|A_c|^2 + |B_c|^2) \right] A_p + S_{p,f}, \quad (3a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \frac{\partial B_p}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial B_p}{\partial t} \\ &= \left[\left(k_p - k_B \right) + \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \Gamma g_p (1 - i\alpha_{\text{CDP}}) \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \alpha_0 \right] B_p + \frac{ik_p}{k_B} A_p \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_p}{k_B} \Gamma g_p \left[\eta_{\text{ps}} (|A_s|^2 + |B_s|^2) \right. \\ & \quad \left. + \eta_{\text{pc}} (|A_c|^2 + |B_c|^2) \right] B_p + S_{p,b}, \quad (3b) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial A_s}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_s}{\partial t}$$

用来滤除输出抽运光、信号光及部分 ASE 噪声.

DFB-LD 有源层的总光场 E 可表示为前向波及背向波之和, 即

$$\begin{aligned} E(z, t) = & \sum_{j=p,s,c} [A_j(z, t) \exp(ik_B z) \\ & + B_j(z, t) \exp(-ik_B z)] \exp(-i\omega_j t) \\ & + \text{c.c.}, \quad (1) \end{aligned}$$

式中 $j = p, s, c$ 分别表示抽运光、信号光及共轭光,

$$\begin{aligned} &= \left[\left(k_s - k_B \right) + \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s (1 - i\alpha_{\text{CDP}}) \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \alpha_0 \right] A_s + \frac{ik_s}{k_B} B_s \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s \left[\eta_{\text{sp}} (|A_p|^2 + |B_p|^2) \right. \\ & \quad \left. + \eta_{\text{sc}} (|A_c|^2 + |B_c|^2) \right] A_s \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s \eta_{\text{pc}} \left[A_p^2 A_c^* + 2A_p B_p B_c^* \right] \\ & \quad + S_{s,f}, \quad (4a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \frac{\partial B_s}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial B_s}{\partial t} \\ &= \left[\left(k_s - k_B \right) + \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s (1 - i\alpha_{\text{CDP}}) \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \alpha_0 \right] B_s + \frac{ik_s}{k_B} A_s \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s \left[\eta_{\text{sp}} (|A_p|^2 + |B_p|^2) \right. \\ & \quad \left. + \eta_{\text{sc}} (|A_c|^2 + |B_c|^2) \right] B_s \\ & \quad - \frac{1}{2} \frac{k_s}{k_B} \Gamma g_s \eta_{\text{pc}} \left[A_p^2 B_c^* + 2A_p B_p A_c^* \right] \\ & \quad + S_{s,b}, \quad (4b) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial A_c}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_c}{\partial t}$$

$$\begin{aligned} &= \left[\left(k_c - k_B \right) + \frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c (1 - i\alpha_{\text{CDP}}) \right. \\ & \quad \left. - \frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \alpha_0 \right] A_s + \frac{ik_c}{k_B} B_c \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c [\eta_{cp} (|A_p|^2 + |B_p|^2) \\
& + \eta_{cs} (|A_s|^2 + |B_s|^2)] A_c \\
& -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c \eta_{ps} [A_p^2 A_s^* + 2A_p B_p B_s^*] \\
& + S_{c,f}, \\
& -\frac{\partial B_c}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial B_c}{\partial t} \\
= & \left[(\kappa k_c - k_B) + \frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c (1 - i\alpha_{CDP}) \right. \\
& \left. - \frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \alpha_0 \right] B_c + \frac{ik_c k_c}{k_B} A_c \\
& -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c [\eta_{cp} (|A_p|^2 + |B_p|^2) \\
& + \eta_{cs} (|A_s|^2 + |B_s|^2)] B_c \\
& -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c \eta_{ps} [A_p^2 B_s^* + 2A_p B_p A_s^*] \\
& + S_{c,b},
\end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \alpha_0 \left] B_c + \frac{ik_c k_c}{k_B} A_c \right. \\
& \left. -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c [\eta_{cp} (|A_p|^2 + |B_p|^2) \right. \\
& \left. + \eta_{cs} (|A_s|^2 + |B_s|^2)] B_c \right. \\
& \left. -\frac{1}{2} \frac{k_c}{k_B} \Gamma g_c \eta_{ps} [A_p^2 B_s^* + 2A_p B_p A_s^*] \right. \\
& \left. + S_{c,b}, \right.
\end{aligned} \quad (5b)$$

式中 v_g 为光在介质中传播的群速度, Γ 为限制因子, g_j 为增益系数, α_0 为损耗系数, α_{CDP} 为与 CDP 有关的线宽增强因子, $\kappa = \pi \Delta n / \lambda_B$ 为布拉格波长 λ_B 处的耦合系数, Δn 为折射率变化振幅^[20], $k_j - k_B = n_j \omega_j / c - \pi / \Lambda$ 为初始失谐量, n_j 为载流子透明时的有效模式折射率, 表示为

$$n_j = n_0 + (\omega_j - \omega_B) \frac{dn}{d\omega}, \quad (6)$$

式中 n_0 为布拉格频率 ω_B 处对应的折射率, $dn/d\omega$ 为折射率随频率的变化率。

在推导耦合模方程时假定抽运光功率远高于输入信号光功率, 因此高阶 FWM 过程及 FWM 对抽运光的作用可忽略. 注意到有源区长度较短及介质的低色散特性, 相位匹配条件容易满足. 由 XGM 及非线性机理引起的增益饱和已包含在上述方程中. 另外, 与 FWM 有关的系数 η_{jk} , $j, k = p, s, c$ 可写为^[8-10]

$$\begin{aligned}
\eta_{j,k}(z, t) = & \frac{(1 - i\alpha_{CDP}) \mathcal{P}_{sat}}{1 + \mathcal{P}(z, t) \mathcal{P}_{sat} - i(\omega_j - \omega_k) \tau_s} \\
& + \sum_{m=CH, SHB} \frac{(1 - i\alpha_m) \mathcal{P}_{s,m}}{1 - i(\omega_j - \omega_k) \tau_m}, \quad (7)
\end{aligned}$$

式中 $\mathcal{P}(z, t) = \sum_{j=p,s,c} (|A_j|^2 + |B_j|^2)$ 为有源层总功率, τ_s , τ_{CH} 及 τ_{SHB} 分别表示载流子、CH 及 SHB 寿命, \mathcal{P}_{sat} , $\mathcal{P}_{s,CH}$, $\mathcal{P}_{s,SHB}$ 分别为 CDP, CH 和 SHB 饱和功率, α_{CH} 及 α_{SHB} 则分别表示由 CH, SHB 引起的线宽

增强因子.

自发辐射可用六个独立的高斯随机过程 $S_{j,f}$, $S_{j,b}$ 描述, 其自相关函数满足^[3,4]

$$\begin{aligned}
& S_{j,\kappa b}(z, t) S_{j,\kappa b}^*(z', t') \\
& = E_j A_{cross}(\Gamma \beta N^2) \mathcal{L} \delta(z - z') \delta(t - t'), \quad (8)
\end{aligned}$$

式中 A_{cross} 为有源区截面积, E_j , $j = p, s, c$ 为光子能量, β 为辐射复合系数, N 为载流子密度, L 为有源区总长度, β 为自发辐射耦合因子.

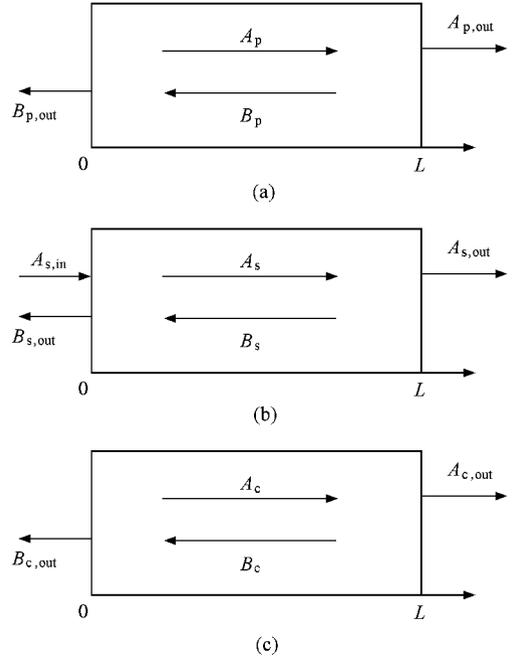


图2 QWS-DFB-LD 光场边界条件示意图 (a) 抽运光 (b) 信号光 (c) 共轭光

本文主要讨论基于 DFB 效应的 FWM 波长转换, 因此端面反馈引起的 FP 腔模扰动及自然解理面处难以控制的光栅相位应尽量避免, 这可通过在端面涂上抗反射 (AR) 膜来实现^[20]. 在此条件下, 慢变振幅在边界处满足下列边界条件 (参见图 2):

$$\begin{aligned}
z = 0: & A_p(0, t) = 0, \\
& B_{p,out}(t) = B_p(0, t), \\
& A_s(0, t) = A_{s,in}, \\
& B_{s,out}(t) = B_s(0, t), \\
& A_c(0, t) = 0 \\
& B_{c,out}(t) = B_c(0, t), \\
z = L: & B_p(L, t) = 0, \\
& A_{p,out}(t) = A_p(L, t), \\
& B_s(L, t) = 0
\end{aligned} \quad (9a)$$

$$\begin{aligned} A_{s, \text{out}}(t) &= A_s(L, t), \\ B_c(L, t) &= 0 \\ A_{c, \text{out}}(t) &= A_c(L, t), \end{aligned} \quad (9b)$$

式中 $A_{s, \text{in}}$ 为入射信号光慢变振幅, $B_{j, \text{out}} (j = p, s, c)$ 分别为各光场(抽运光、信号光、共轭光)前端面输出的慢变振幅, $A_{j, \text{out}} (j = p, s, c)$ 则分别为各光场后端面输出的慢变振幅.

2.2. 载流子速率方程及增益模型

载流子密度 N 的变化可由下列速率方程来描述^[22]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_s(N)} - \frac{\sum_{j=p,s,c} \Gamma g_j (|A_j|^2 + |B_j|^2)}{A_{\text{cross}} E_j}, \quad (10)$$

式中 I 为注入电流, q 为电子电荷, V 为有源区体积, 载流子寿命 τ_s 定义为

$$\tau_s(N) = (A + BN + CN^2)^{-1}, \quad (11)$$

式中 A, C 分别表示无辐射复合及俄歇复合系数.

材料增益系数 g_j 与载流子密度及波长的关系可用下列三次模型模拟^[3, 4, 9, 10]:

$$\begin{aligned} g_j(N, \lambda_j) &= a_0(N - N_0) - a_1(\lambda_j - \lambda_N)^2 \\ &\quad + a_3(\lambda_j - \lambda_N)^3, \end{aligned} \quad (12a)$$

式中 a_0, a_1, a_3 为增益常数, N_0 为透明载流子密度, λ_N 为与载流子密度有关峰值增益波长, 近似为

$$\lambda_N = \lambda_0 - a_2(N - N_0), \quad (12b)$$

式中 λ_0 为透明时的峰值增益波长.

损耗系数 α_0 可用下式描述:

$$\alpha_0 = \Gamma \alpha_a + (1 - \Gamma) \alpha_c + \alpha_{\text{scat}}, \quad (13)$$

式中 $\alpha_a, \alpha_c, \alpha_{\text{scat}}$ 分别表示有源区、包层及散射损耗.

2.3. 数值计算方法

本文采用时域传输矩阵法(TMM)^[3, 4]模拟 DFB-LD 的波长转换动态行为. 将激光器从输入端开始分成 M 子段, 假定每一子段是均匀的, 用 $A_{j, i+1}$ ($B_{j, i+1}$) 及 $A_{j, i}$ ($B_{j, i}$) 表示第 i 段 ($j = p, s, c, i = 1, 2, \dots, M$) 前后的光场振幅, 则

$$\begin{bmatrix} A_{j, i+1} \\ B_{j, i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{j, i} \\ B_{j, i} \end{bmatrix}, \quad (14a)$$

式中传输矩阵具体表达比与作者在文献^[23]给出的传输矩阵相似. 对于相移 DFB-LD, 相移子段的传输矩阵应乘以 $T^{[23]}$:

$$T_p = \begin{bmatrix} \exp(i\psi_{\text{sh}}) & 0 \\ 0 & \exp(-i\psi_{\text{sh}}) \end{bmatrix}, \quad (14b)$$

式中 ψ_{sh} 表示相移大小. 若时域步长 Δt 及空域步长 Δz 满足 $\Delta t = \Delta z/v_g$, 则

$$\begin{bmatrix} A_{j, i+1}(t + \Delta t) \\ B_{j, i}(t + \Delta t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}(t) - \frac{a_{12}(t)a_{21}(t)}{a_{22}(t)} & \frac{a_{12}(t)}{a_{22}(t)} \\ -\frac{a_{21}(t)}{a_{22}(t)} & \frac{1}{a_{22}(t)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{j, i}(t) \\ B_{j, i+1}(t) \end{bmatrix}. \quad (14c)$$

从初始条件出发, 借助四阶龙格-库塔法求解 (10)–(12) 式, 可得到增益系数的空间分布. 再利用 (3)–(5) 及 (14) 式可得到相邻时刻光场的空间分布. 重复以上步骤, 就可得出输出光场的时域波形. 需要指出的是, 适当增大空域的分段数目 M , 可以提高计算精度. 计算表明, 对于通常的激光器长度 ($\sim 300 \mu\text{m}$) 及比特率 (约低于 40 Gb/s), M 取值接近或超过 50 时, 载流子及光场分布基本不变.

数值模拟中所选参数为 $L = 300 \mu\text{m}$, $A_{\text{cross}} = 1.5 \times 10^{-13} \text{ m}^2$, $V = 4.5 \times 10^{-17} \text{ m}^3$, $\Gamma = 0.3$, $\psi_{\text{sh}} = \pi/2$, 布拉格波长 $\lambda_B = 1550 \text{ nm}$, BPF 3dB 带宽 $\Delta\lambda = 0.1 \text{ nm}$, $n_0 = 3.3$, $dn/d\omega = 2.3 \times 10^{-16} \text{ s/rad}^{[17]}$, $N_0 = 1.1 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$, $\alpha_a = 1.4 \times 10^4 \text{ m}^{-1}$, $\alpha_c = 2 \times 10^3 \text{ m}^{-1}$, $\alpha_{\text{scat}} = 1 \times 10^3 \text{ m}^{-1}$, $A = 1.5 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$, $B = 2.5 \times 10^{-17} \text{ m}^3 \text{ s}^{-1}$, $C = 9.4 \times 10^{-41} \text{ m}^6 \text{ s}^{-1}$, $a_0 = 2.5 \times 10^{-20} \text{ m}^2$, $a_1 = 7.4 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$, $a_2 = 3 \times 10^{-32} \text{ m}^4$, $a_3 = 3.155 \times 10^{25} \text{ m}^{-4}$, $\tau_{\text{CH}} = 650 \text{ fs}$, $\tau_{\text{SHB}} = 100 \text{ fs}$, $P_{\text{sat}} = 10 \text{ mW}$, $P_{s, \text{CH}} = 182 \text{ mW}$, $P_{s, \text{SHB}} = 476 \text{ mW}$, $\alpha_{\text{CDP}} = 4.86$, $\alpha_{\text{CH}} = -2.3$, $\alpha_{\text{SHB}} = 0$, $\beta = 1 \times 10^{-5}$, $kL = 0.5$, $\lambda_0 = 1605 \text{ nm}$. 下面就偏置电流、失谐量、传输速率等系统参量对波长转换静态特性及动态响应的影响进行讨论.

3. 静态特性

注意到共轭光相对于输入信号的透过率远高于反射率^[16, 17], 本文将波长转换效率定义为透过率. 图 3 给出了转换效率随失谐量的变化曲线. 作图所用数据为 $I = 100 \text{ mA}$, 输入信号功率 $P_{\text{sin}} = -10 \text{ dBm}$, 抽运波长 $\lambda_p = 1543.3 \text{ nm}$. 由图可知, 转换效率随失谐量的增大而减小, 这是由于非线性过程的频率响应随失谐量的增大而减小的缘故. 由于增益随波长变化的非对称性, 转换效率随失谐量的变化也呈现

出非对称性.另外,转换效率谱出现一系列次峰,对应于激光器不同输出模式,且信号频率愈靠近抽运及增益峰值频率,边模波动愈明显.

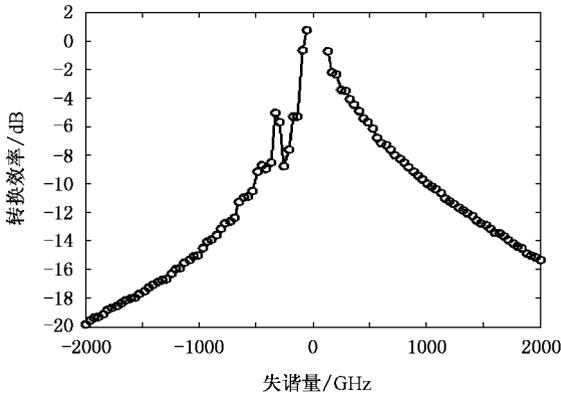


图3 转换效率随失谐量的变化曲线

图4给出了不同偏置电流条件下,转换效率随输入光功率的变化曲线,其中失谐量为 $\Omega/2\pi = 500$ GHz.由图可知,输入功率较低时,受激光场在阈值之上对载流子及增益钳制作用,转换效率几乎保持不变;一旦输入功率超过某一临界值,信号光对载流子的消耗作用不能忽略,使得抽运光功率急剧减少,波长转换效率也快速降低.如果输入光功率过大,抽运光将完全熄灭,导致共轭光信噪比严重恶化.图中显示偏置电流分别为 90,100 及 110 mA(抽运波长分别为 $\lambda_p = 1543.4, 1543.3$ 及 1543.2 nm)时,临界输入功率分别 $\sim -6.7, -5.7$ 及 -5.3 dBm.可见,偏置电流越大,腔内抽运光功率越大,熄灭抽运光所需的临界输入功率也越大,即对应较宽的动态范围.

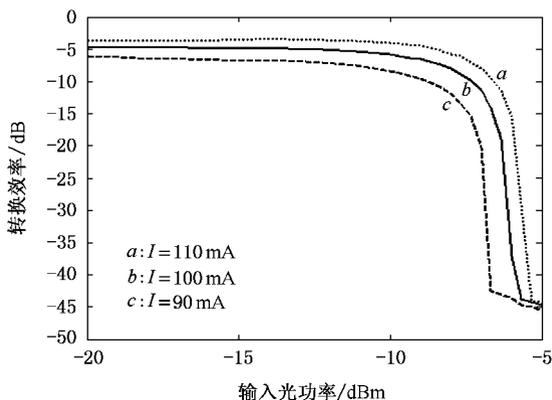


图4 不同偏置电流条件下,转换效率随输入光功率的变化曲线

入光功率的变化曲线,其中 $I = 100$ mA.由图可知,失谐量分别取 500,1000,1500 GHz 时,临界输入功率分别为 $\sim -5.7, -6.7$ 及 -6.7 dBm.可见,失谐量较低时,动态范围随失谐量的减小而增大,超过某一值时,增大速度则趋于平缓.这是由于较低失谐量对应的转换效率较高,因此通过增益饱和效应使抽运光功率减少所需临界输入功率也较大.而随着失谐量的增大,转换效率随之降低的速度愈来愈慢(见图3),从而使临界输入功率的变化也趋于平缓.

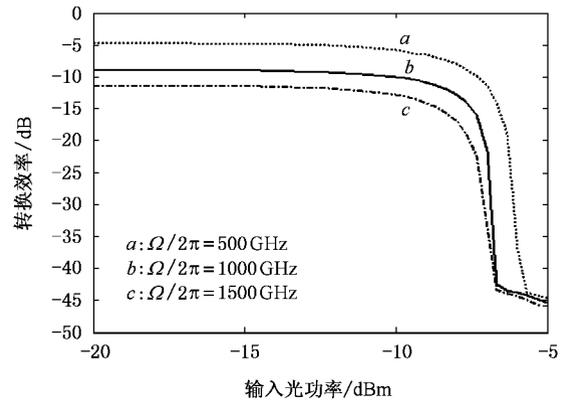


图5 给出了不同失谐量条件下,转换效率随输入光功率的变化曲线

4. 动态响应

为模拟波长转换动态响应,我们选择 $2^7 - 1$ 位伪随机(PRBS)非归零(NRZ)码元作为输入数据流.如前所述,消光比及动态啁啾是决定共轭光传输性能的重要指标,下面将重点分析.啁啾可利用 $\Delta\nu = -(1/2\pi)\chi d\Phi/dt$ 进行计算,其中 Φ 为输出共轭光场相位.

4.1. 输出波形

图6(a)~(e)分别给出了输入光功率处于非饱和区条件下,输入信号光、输出抽运光、信号光、共轭光波形及共轭光眼图.所用数据为 $I = 100$ mA, $\Omega/2\pi = 500$ GHz,数据传输速率 $R = 10$ Gb/s, $P_{\text{sin}} = -15$ dBm.由图可知,受增益饱和和效应影响,抽运光与信号及共轭光呈反相输出.此外,受载流子与光场相互作用的响应速度影响,抽运输出在“1”码的上升及下降沿出现过冲现象,但由于输入光功率较弱,此现象对于信号光及共轭光输出无明显影响.

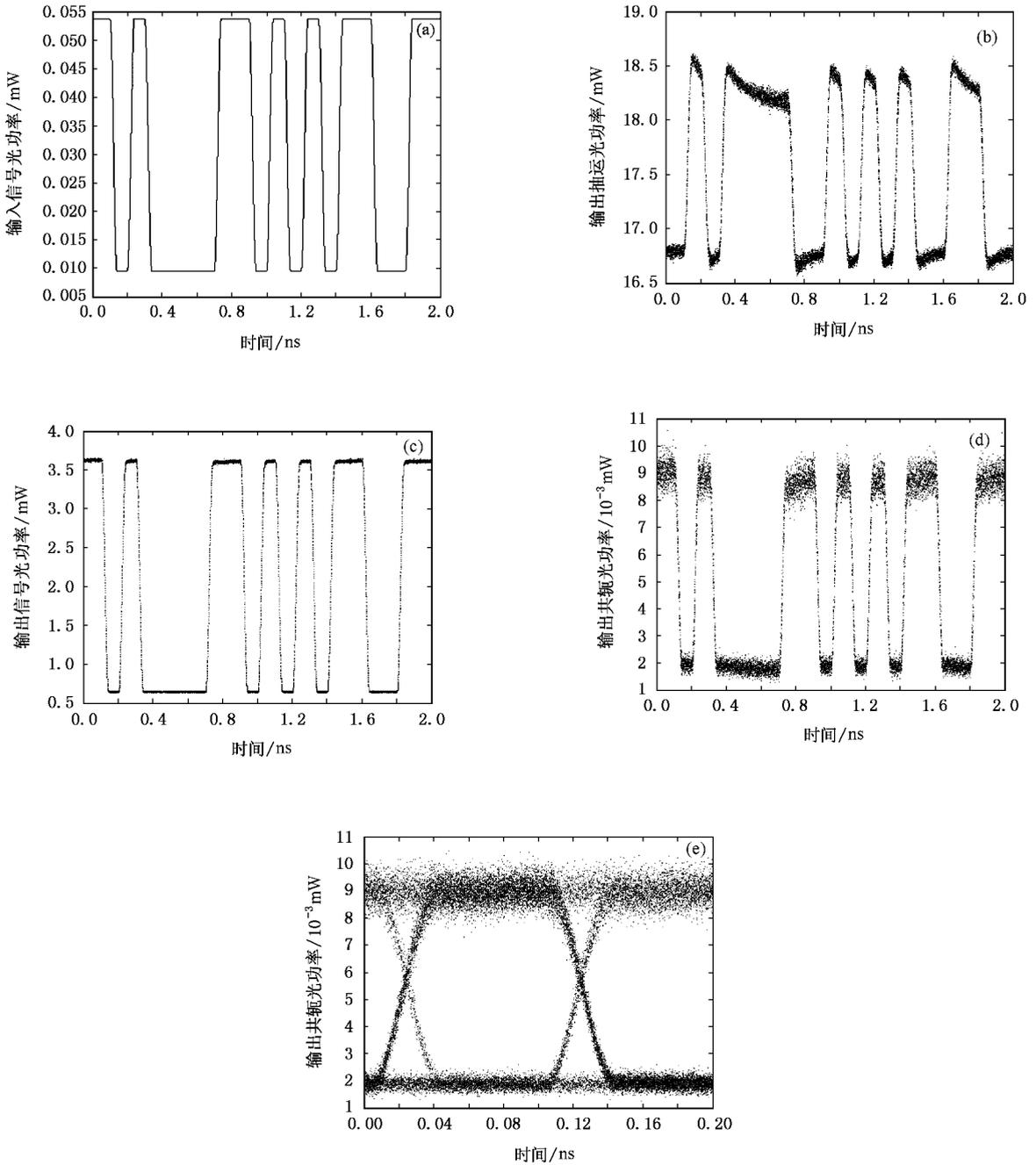


图 6 (a) 输入功率位于非饱和区条件下输入信号光波形 (b) 输入功率位于非饱和区条件下输出抽运光波形 (c) 输入功率位于非饱和区条件下输出信号光波形 (d) 输入功率位于非饱和区条件下输出共轭光波形 (e) 输入功率位于非饱和区条件下输出共轭光眼图

若输入光功率处于饱和区,DFB-LD 的波长转换表现出新的特点.取 $P_{\text{sin}} = -10$ dBm,图 7 给出了各透射光波形及共轭光眼图,所用数据与图 6 相同.比较图 6 与图 7 可知,输入光功率较大时,容易引起载流子及增益的急剧波动,加之 QWS-DFB-LD 的轴向

空间烧孔效应(LSHB)比均匀 DFB-LD 明显得多^[22],抽运光的过冲行为更剧烈,从而使输出共轭光表现出严重的畸变(上升沿出现尖峰).从眼图比较可看出,较小的输入光功率有利于增大眼图张开度及降低信号传输的误码率.

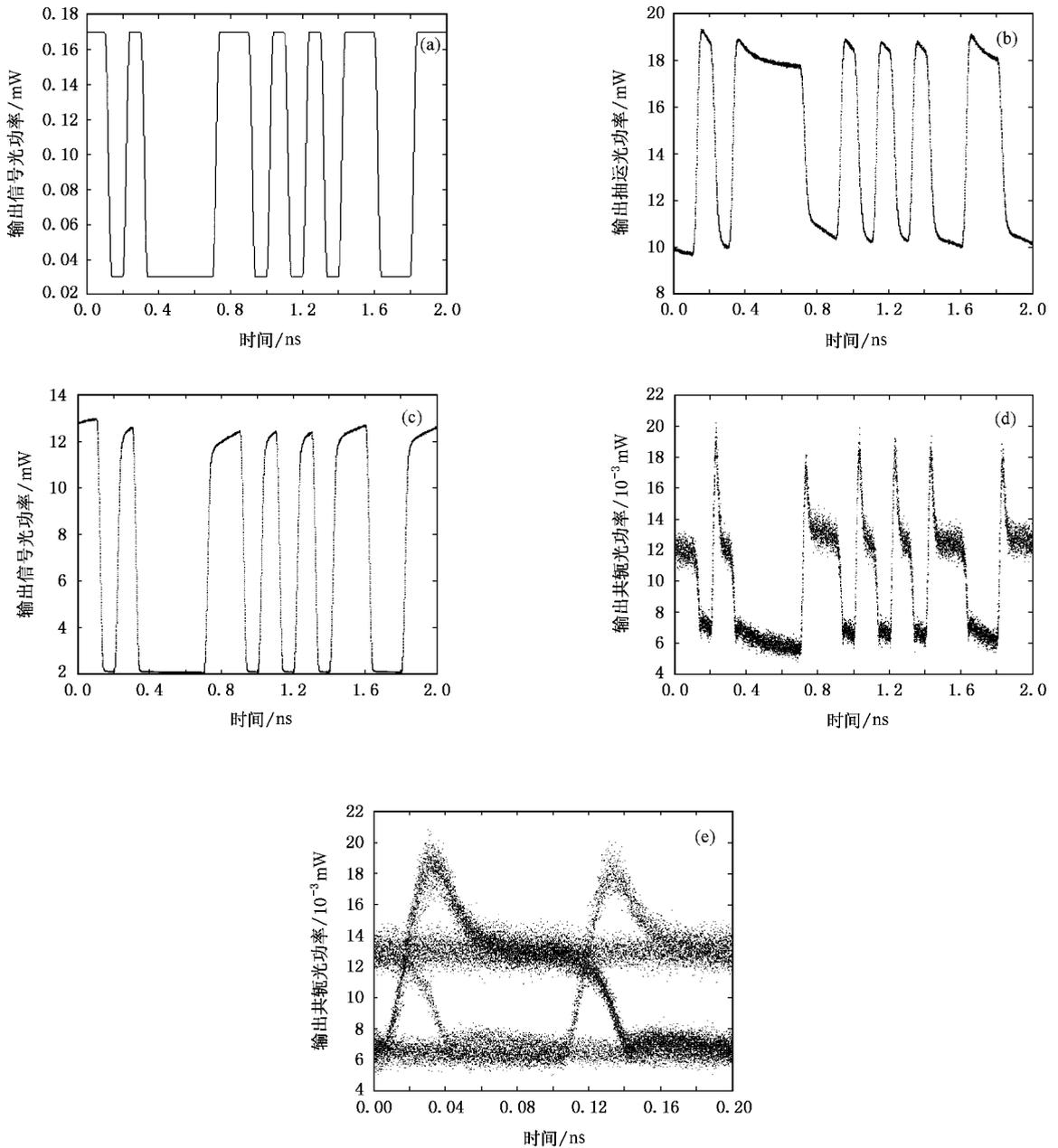


图7 (a)输入功率位于饱和区条件下输入信号光波形 (b)输入功率位于饱和区条件下输出抽运光波形 (c)输入功率位于饱和区条件下输出信号光波形 (d)输入功率位于饱和区条件下输出共轭光波形 (e)输入功率位于饱和区条件下输出共轭光眼图

4.2. 消光比

图8给出了不同偏置电流条件下,消光比随输入光功率的变化曲线,所用数据为 $\Omega/2\pi = 500 \text{ GHz}$, $R = 10 \text{ Gb/s}$.由图可知,偏置电流一定时,由于传输“1”码增益随输入功率的增大而减小的速度较快,而“0”码增益减小的速度则较慢,从而使消光比随输入光功率的增大而减小.另外,偏置电流越大,临界输入功率也越大,其原因与前面解释偏置电流对转换

效率动态范围的影响相似.图9给出了不同失谐量条件下,消光比随输入光功率的变化曲线,所用数据为 $I = 100 \text{ mA}$, $R = 10 \text{ Gb/s}$.可以看出,与转换效率类似,失谐量越小,临界输入功率越大.

图10给出了输入功率取不同值时,消光比随比特率的变化曲线,所用数据为 $I = 100 \text{ mA}$, $\Omega/2\pi = 500 \text{ GHz}$.图中显示输入光功率取非饱和值 -20 dBm 时,消光比在传输速率 $\sim 3.9 \text{ Gb/s}$ 达到极大值 9.3 dB ,而当输入光功率取饱和值 -13 dBm 时,消光比

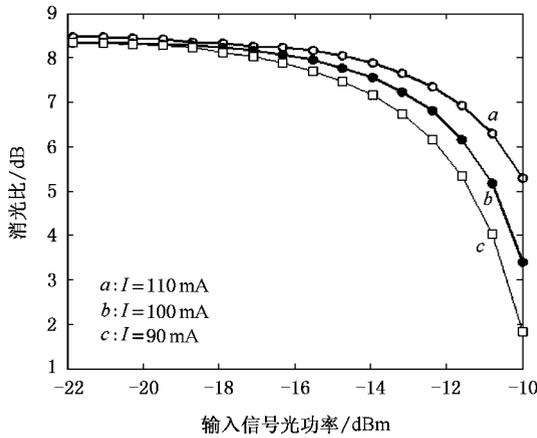


图 8 不同偏置电流条件下,消光比随输入光功率的变化曲线

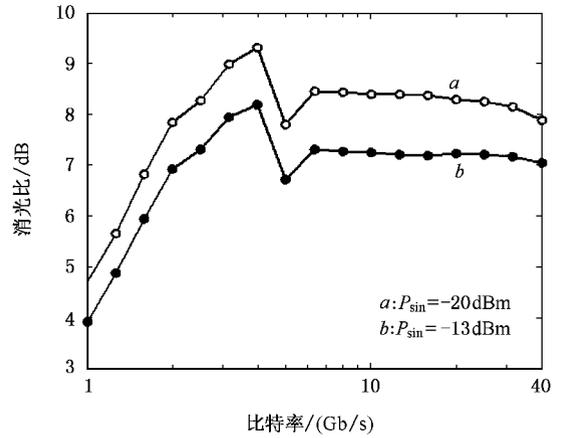


图 10 输入功率取不同值时,消光比随比特率的变化曲线

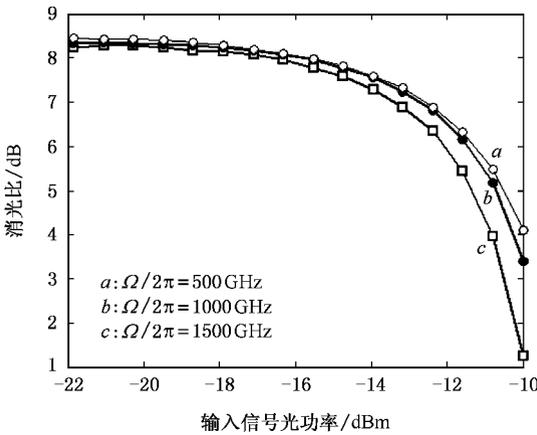


图 9 不同失谐量条件下,消光比随输入光功率的变化曲线

者由于参与交叉相位调制(XPM)的光场不仅有信号与抽运光,还包括各光场的前向与背向波,引起的频率啁啾也较大;而后者XPM作用较弱,加之背向波几乎不起作用,频率啁啾也可忽略。

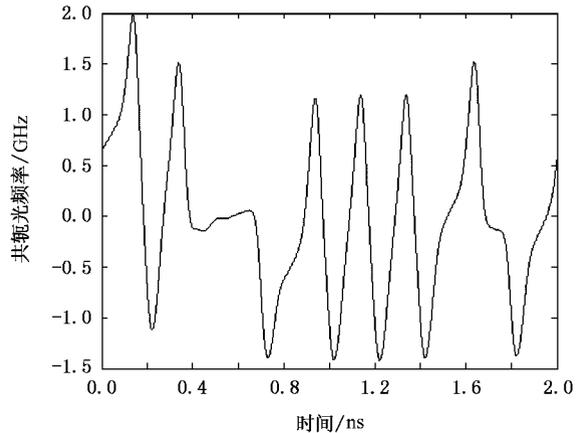


图 11 $P_{sin} = -15$ dBm 条件下,经光学滤波器输出的共轭光频率啁啾图

的极大值 8.2dB 也出现于 ~ 3.9 Gb/s.这一特点与基于 SOA 的波长转换不同,前者由于激射效应,消光比峰值出现在弛豫振荡频率处,偏离这一数值,消光比将逐渐减小,而后者无激射效应,消光比则随比特率增大呈单调减小趋势.从图 10 还可看出,在前文所给系统参量的情况下,消光比在比特率为 10—40 Gb/s 范围内波动很小,表现出良好的平坦特性,说明基于 DFB-LD 的四波混频可实现高速波长转换。

4.3. 频率啁啾

图 11 给出了 $P_{sin} = -15$ dBm 条件下,经光学滤波器输出的共轭光频率啁啾图,所用数据与图 6 相同.可以看出,在输出“1”码的上升沿,载流子密度消耗使有源区折射率增大,共轭光输出表现为负啁啾;相反,“1”码下降沿则表现为正啁啾.需要指出的是,基于 DFB-LD 的波长转换频率啁啾与 SOA 不同:前

尽管如此,只要输入光功率限制在一定范围,DFB-LD 的频率啁啾也较小.为说明这一点,图 12 给出了共轭光峰值频率啁啾随输入光功率的变化曲线.所用数据为 $I = 100$ mA, $\Omega/2\pi = 500$ GHz, $R = 10$ Gb/s.由图可知,输入光功率愈大,XPM 愈明显,峰值频率啁啾也愈大.若输入光功率约低于 -16 dBm,峰值频率啁啾限制在某一较小值内(低于 1.4 GHz),这是由于抽运光场对载流子的钳制作用使折射率波动也较小的缘故。

我们还对不同偏置电流及失谐量条件下,频率啁啾随输入信号功率的变化进行了模拟,发现减小

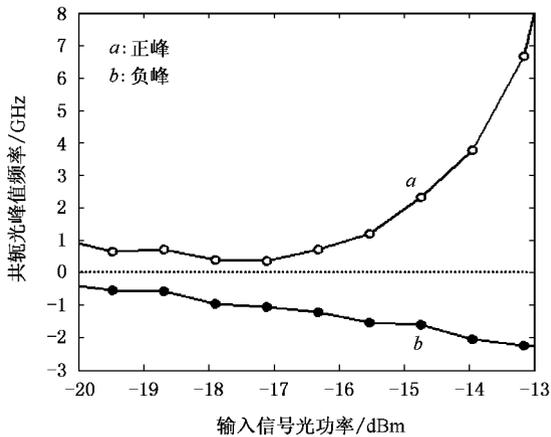


图 12 共轭光峰值频率啁啾随输入光功率的变化曲线

偏置电流及增大失谐量有利于提高频率啁啾的临界输入功率。这是因为较大的偏置电流及较小的失谐量增强了各光场间的相互作用,从而使增益及折射率波动更显著。此外,通过对峰值频率啁啾与比特率

关系的模拟,发现啁啾同样在弛豫振荡频率处达到极大值。

5. 结 论

本文利用耦合模方程,理论分析了基于 QWS-DFB-LD 四波混频效应的波长转换特性。数值模拟的结果表明,增大偏置电流、减小失谐量有利于扩展转换效率及消光比的动态范围,同时恶化了频率啁啾的动态范围;受激射效应影响,消光比及频率啁啾在弛豫振荡频率处达到极大值。实际中,改善共轭光传输性能的途径主要有:1)合理选择偏置电流、初始失谐量等系统参量,以便在获得较大转换效率及消光比、较宽动态范围的同时,尽量减少频率啁啾;2)使 DFB-LD 工作在非饱和区,以利用增益钳制作用;3)在保持较好的 DSM 同时,尽可能使载流子轴向分布较均匀,以削弱 LSHB 对波长转换的不利影响。这可通过附加多相移、变耦合系数^[24]等技术实现。

- [1] Matsumoto A, Nishimura K, Utaka K 2006 *IEEE J. Quantum Electron.* **3** 293
- [2] Reale A, Lugli P, Betti S 2001 *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **7** 703
- [3] Jang H, Hur S, Kim Y, Jeong J 2005 *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* **23** 2638
- [4] Kim Y, Lee H, Kim S, Ko J, Jeong J 1999 *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **5** 873
- [5] Bischoff S, Buxens A, Poulsen H N, Clausen A T, Mørk J 1999 *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* **17** 1617
- [6] Geraghty D F, Lee R B, Verdiell M, Ziari M, Mathur A, Vahala K J 1997 *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **3** 1146
- [7] Diez S, Schmidt C, Ludwig R, Weber H G, Obermann K, Kindt S, Koltchanov I, Petermann K, 1997 *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **3** 1131
- [8] Kothari N C, Blumenthal D J 1996 *IEEE J. Quantum Electron.* **32** 1810
- [9] Gong P M, Hsieh J T, Lee S L, Wu J 2004 *IEEE J. Quantum Electron.* **40** 31
- [10] Hsieh J T, Lee S L, Wu J 2004 *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* **10** 1187
- [11] Agrawal G P 1988 *J. Opt. Soc. Am.* **B 5** 147
- [12] Uskov A., Mørk J, Mark J 1994 *IEEE J. Quantum Electron.* **30** 1769
- [13] Jiang Y, Cui Y P, Pang S M 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 673 (in Chinese) 蒋 雁、崔一平、庞 旻 1999 物理学报 **48** 673]

- [14] Zhao Q, Pan J Q, Zhang J, Zhou G T, Wu J, Zhou F, Wang B J, Wang L F, Wang W 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 261 (in Chinese) 赵 谦、潘教青、张 靖、周光涛、伍 剑、周 帆、王宝军、王鲁峰、王 圩 2006 物理学报 **44** 261]
- [15] Zhao Q, Pan J Q, Zhang J Li B X, Zhou F, Wang B J, Wang L F, Bian J, Zhao L J, Wang W 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 1259 (in Chinese) 赵 谦、潘教青、张 靖、李宝霞、周 帆、王宝军、王鲁峰、边 靖、赵玲娟、王 圩 2006 物理学报 **55** 1259]
- [16] Jia X H, Wu Z M, Lin X D, Bo X, Xia G Q 2005 *Acta Phys. Sin.* **55** 3680 (in Chinese) 贾新鸿、吴正茂、林晓东、柏 熙、夏光琼 2005 物理学报 **55** 3680]
- [17] Tang J M, Shore K A 1998 *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* **16** 876
- [18] Li L, Petermann K 1993 *IEE Proceedings-J* **140** 260
- [19] Mecozzi A, D'Ottavi A, Hui R 1993 *IEEE J. Quantum Electron.* **29** 1477
- [20] Chi J W D, Shore K A, Bihan J L 1997 *IEEE J. Quantum Electron.* **33** 2011
- [21] Chi J W D, Shore K A, Bihan J L 1998 *IEEE J. Quantum Electron.* **34** 1861
- [22] Agrawal G P, Dutta N K 1993 *Semiconductor Lasers* (New York: Van Nostrand Reinhold)
- [23] Wu Z M, Xia G Q, Jia X H 2005 *IEEE J. Quantum Electron.* **41** 384
- [24] Fessant T 1998 *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* **16** 419

Theoretical investigation on THz wavelength conversion based on four-wave mixing in QWS-DFB-LD

Jia Xin-Hong^{1)†} Zhong Dong-Zhou²⁾ Wang Fei³⁾ Chen Hai-Tao⁴⁾

¹⁾ School of Physics, Sichuan Normal University, Chengdu 610068, China)

²⁾ School of Informatics, Wuyi University, Jiangmen 529020, China)

³⁾ School of Mathematica Scientia, Chongqing Institute of Technology, Chongqing 400050, China)

⁴⁾ Fundament Department, The Chinese People's Armed Police Force Academy, Langfang 065000, China)

(Received 17 August 2006 ; revised manuscript received 30 September 2006)

Abstract

By using the coupled mode equations, the characteristics of THz wavelength converter based on four-wave mixing (FWM) in $\lambda/4$ phase-shifted distributed feedback laser diode (QWS-DFB -LD) are analyzed. The numerical simulation indicates that, larger biasing current and smaller detuning expand the dynamic range of conversion efficiency and extinction ratio, but worsen the frequency chirp. Due to the lasing effect, the peak modulation frequency of extinction ratio and chirp occur at the relaxation oscillation frequency. Good conversion characteristics can be obtained by selecting system parameters reasonably. This configuration would have potentials in optics communications because of its wide-band, high-speed and without pump input.

Keywords : $\lambda/4$ phase-shifted distributed feedback laser diode, four-wave-mixing, wavelength conversion

PACC : 4230Q, 4280S, 4255P