

文章编号 : 0253-2239(2001)10-1256-04

交叉增益调制型波长转换器噪声特性的研究*

张新亮¹⁾ 黄德修¹⁾ 孙军强¹⁾ 刘德明¹⁾ 易河清²⁾

(1), 华中理工大学光电子工程系, 武汉 430074
(2), 武汉邮电科学研究院, 武汉 430074

摘要: 对基于半导体光放大器的交叉增益调制型波长转换器相向和同向两种工作方式进行了研究。实验上分别实现了两种工作方式在 1550 nm 波段的波长转换, 比较了相同外部条件下两种工作方式的噪声特性。在全面考虑放大自发辐射噪声及其消耗载流子、增益谱的色散性和有源区内部损耗等因素的基础上, 运用放大器的分段模型, 计算了不同条件下两种方式的输出噪声功率。结果表明 相向型工作方式受放大自发辐射噪声的影响要远大于同向工作方式, 输出放大自发辐射噪声功率的大小主要取决于载流子浓度的高低, 而载流子空间分布的不均匀程度则决定两种工作方式输出噪声功率的差值大小。

关键词: 交叉增益调制型波长转换; 放大自发辐射噪声; 相向; 同向

中图分类号: TN366 文献标识码: A

1 引 言

波长转换将逐步取代现行的时隙交换, 成为高速大容量全光网络中的关键技术。基于半导体光放大器(SOA)的交叉增益调制型波长转换器具有结构简单、容易实现、转换效率高、转换波长范围宽等优点^[1], 具有良好的应用前景。

按探测光注入方式的不同, 交叉增益调制型转换器可采取相向和同向两种工作方式。若探测光和抽运光从放大器的同一端耦合进放大器中, 则为同向工作方式; 若探测光和抽运光分别从放大器的两端耦合进放大器, 则为相向工作方式, 如图 1 所示。

Obermann 等^[2]报道了对两种工作方式的理论分析, 并认为相向方式不需要滤波器, 结构更加简单, 并且可实现同波长转换, 推荐采用相向工作方式。但本文实验结果表明, 相向工作方式放大自发辐射噪声要远大于同向工作方式。另外, 在 Obermann 的分析中作了很多近似, 如忽略放大自发辐射引起的载流子消耗或近似认为载流子浓度沿放大器长度方向是均匀分布的。本文在全面考虑放大自发辐射引起的载流子消耗、增益谱的色散性和有源区内部损耗等条件下, 运用放大器的分段模型, 对相向和同向工作方式的输出放大自发辐射噪声进行

了计算。计算结果定性验证了实验结果。

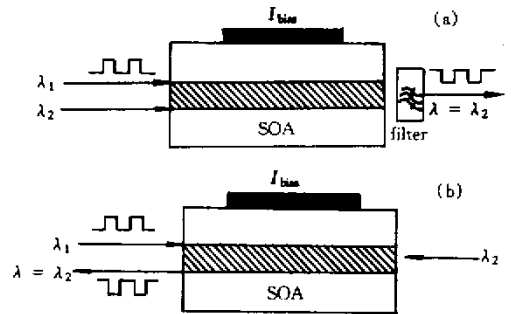


Fig. 1 Diagrams for XGM wavelength conversion based on two different operational configurations: (a) Co-propagating; (b) Counter-propagating

2 实验结果

图 2 所示为比特流为“1010111”的非归零(NRZ)信号在相同外部条件(转换速率为 140 Mbit/s、抽运功率为 -1.2 dBm、探测功率为 -13 dBm、抽运波长为 1.562 μm、探测波长为 1.556 μm和放大器注入电流为 100 mA)不同工作方式的转换结果, 图 2(a)为同向工作方式的转换结果, 图 2(b)为相向工作方式的转换结果。照片中上面的波形代表电调制参考信号(与抽运光相位相同), 下面的波形代表转换器滤波器输出经光电转换后的波形, 可见转换后的波形与原调制信号是反相的。由图可清楚地看出, 相向工作方式的转换结果信噪比(约 3 dB)远小于同向工作方式的(约

* 国家高技术研究发展计划(863-307-16-03)和国家“973”计划(G2000036605)资助课题。

收稿日期 2000-02-01; 收到修改稿日期 2000-10-01

8 dB)。实验中的半导体光放大器采用混合应变多量子阱结构,有源层是由基于 $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_{1-y}\text{P}_y$ 四元系材料的匹配量子阱和张应变量子垒组成,采用金属有机物化学汽相沉积(MOCVD)外延生长技术制作。有源腔长度为 $500\ \mu\text{m}$,宽度为 $2.0\ \mu\text{m}$,总厚度为 $0.09\ \mu\text{m}$ 。腔面增透后剩余反射率控制在 10^{-4} 量级。放大器偏置在 $100\ \text{mA}$ 时的增益峰值波长为 $1.565\ \mu\text{m}$ 。

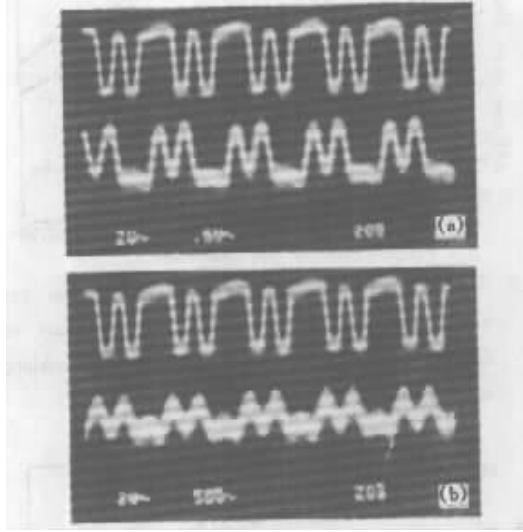


Fig.2 Conversion results for different operational configurations with the same condition. (a) Co-propagating; (b) Counter-propagating

3 理论模型

对于基于半导体光放大器的交叉增益调制型波长转换器,由稳态载流子速率方程和传输方程可得^[3]:

$$\frac{\pm dx_j}{dz} = \{ \Gamma_{gN_j} [N(z) - N_{0j}] - \alpha_{\text{int}} \} x_j(z), \quad (1)$$

$$\bar{N} - N(z) = \sum_{j=1,2} [N(z) - N_{0j}] x_j(z) + S_{\text{ASE}}(N). \quad (2)$$

(1)式中“+”号对应同向工作方式、“-”号对应相向工作方式。 x_j 是分别对应抽运光($j=1$)和探测光($j=2$)的归一化输入功率。 $\bar{N} = I\tau_s/eV$ 为注入的载流子浓度,其中 e 为单位电荷电量, V 为有源区体积。其它符号的意义与文献[3]中相同。(2)式中 $S_{\text{ASE}}(N)$ 代表放大自发辐射引起的载流子消耗。

3.1 噪声功率的确定

放大器的输出端耦合到信号光上的放大自发辐射噪声功率谱密度可表示为^[2]:

$$e_{\text{ASE}j} = \int_0^{L_j} e_{\text{sp}j} [N(z)] \exp \left\{ \int_z^L [\Gamma_{g_j} N(z') - \alpha_{\text{int}}] dz' \right\} dz, \quad (3)$$

其中 $e_{\text{sp}j} = \hbar\omega_j \Gamma_{g_j} (N) n_{\text{sp}j} (N)$ 代表有源区中单位长度上的自发辐射噪声功率谱密度; $\hbar\omega_j$ 代表相应频率的光子能量; $n_{\text{sp}j} (N)$ 为对应特定载流子浓度的粒子数反转参数,在本文的计算中,对应平均载流子浓度可取为 1.53 ; L_j 为考察的有源区长度。

确定噪声功率谱密度之后,就可以利用 $P_{\text{ASE}j} = e_{\text{ASE}j} \Delta\nu$ 计算出噪声功率, $\Delta\nu$ 为波长转换器的等效噪声带宽。

3.2 分段模型

由前面分析可以看出,要计算噪声功率,就必须确定沿放大器长度方向的载流子浓度分布。文献[2]中的理论分析,是作了一些近似后才可以对(1)式、(2)式、(3)式解析求解,例如忽略了放大自发辐射引起的载流子消耗、忽略了增益谱的色散性或近似认为载流子浓度沿放大器长度方向是均匀分布的。可采用放大器分段模型,利用传输矩阵方法对波长转换器进行研究,具体的方法在其它文章中已有详细讨论^[4],本文不再赘述。放大器被均匀地分成 M 段,每一段长度为 Δz 。只要 M 足够大,就可以认为在放大器的每一小段中,载流子是均匀分布的。同时在计算放大器第 k 段中输出的放大自发辐射噪声时,忽略内部损耗,但计算这部分噪声在放大器剩余部分放大的过程中考虑了内部损耗的影响。由(3)式就可以得到长度为 L_k 的第 k 段中输出的放大自发辐射噪声功率谱密度为:

$$e_{\text{ASE}j}^k = \int_0^{L_k} \hbar\omega_j \Gamma_{g_j} (N_k) n_{\text{sp}j} \times \exp \left\{ \int_z^{L_k} [\Gamma_{g_j} (N_k)] dz' \right\} dz = \hbar\omega_j n_{\text{sp}j} \int_0^{L_k} \Gamma_{g_j} (N_k) \times \exp [\Gamma_{g_j} (N_k) (L_k - z)] dz = \hbar\omega_j n_{\text{sp}j} \{ \exp [\Gamma_{g_j} (N_k) L_k] - 1 \}, \quad (4)$$

其中载流子在第 k 段中均匀分布, $g_j(N_k)$ 与 z 无关。设 $G_j^k = \exp [\Gamma_{g_j} (N_k) L_k]$ 则

$$e_{\text{ASE}j}^k = \hbar\omega_j n_{\text{sp}j} (G_j^k - 1). \quad (5)$$

确定放大自发辐射噪声功率谱密度后,就可得到放大器第 k 段中放大自发辐射引起的载流子消耗:

$$S_{\text{ASE}}^k(N_k) = \Gamma g_j(N_k) e^{k_{\text{ASE},j} \Delta\nu / (A \hbar \omega_j)}, \quad (6)$$

式中 A 代表有源区横截面面积。利用(5)式和(6)式以及传输矩阵计算方法,就可以计算出不同条件下波长转换器的输出放大自发辐射噪声。

3.3 增益谱的模拟

计算中还需准确模拟增益谱。在一般的情况下,考虑增益的色散性和增益谱的非对称性,可用如下的公式来模拟增益谱^[4]:

$$g_j^k = g_{N_j}(N_k - N_{0,j}) - r_2(\lambda_j - \lambda_N)^2 + r_3(\lambda_j - \lambda_N)^3, \quad (7)$$

其中 r_2 、 r_3 为增益常数, r_2 与放大器的增益带宽有关, r_3 与增益谱的非对称性有关, λ_N 为对应特定载流子浓度的增益峰值波长。

另一方面,光信号得到放大的同时,会消耗注入的载流子。增益峰值波长会随载流子浓度的改变而发生漂移。通常可用下式来模拟峰值波长的漂移:

$$\lambda_N = \lambda_p - k_0(N_k - N_{0,j}), \quad (8)$$

其中 λ_p 为对应透明时载流子浓度的增益峰值波长, k_0 为常数。

4 结果与讨论

利用前面讨论的理论模型,在考虑放大自发辐射噪声及其消耗载流子、增益谱的色散性和有源区内部损耗的基础上,对不同条件下同向和相向工作方式的输出噪声进行了计算。计算中用到的参数如表1所示,其中忽略了抽运光和探测光微分增益系数、模场限制因子和透明载流子浓度的差异,并且近似认为粒子数反转参数是均匀分布的。

Table 1. General parameters in theoretical calculation for wavelength conversion

| parameters | value |
|---|-------------------------------------|
| chip length L | 500 μm |
| equivalent noise bandwidth $\Delta\nu$ | 10 GHz |
| inversion parameter $n_{\text{sp},j}$ | 1.53 |
| peak wavelength at transparency λ_p | 1.55 μm |
| pump wavelength λ_1 | 1.562 μm |
| shift constant for peak wavelength k_0 | $1.2 \times 10^{-31} \text{ m}^4$ |
| mode confinement factor Γ | 0.3 |
| differential gain coefficient g_{N_j} | $2.0 \times 10^{-19} \text{ m}^2$ |
| transparent carrier density N_0 | $1.0 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$ |
| gain spectrum coefficient r_2 | $1.0 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$ |
| gain spectrum coefficient r_3 | $3.1 \times 10^{25} \text{ m}^{-4}$ |
| probe power | -13 dBm |

图3所示为不同平均抽运功率条件下,两种工

作方式输出放大自发辐射功率与探测波长的关系。此时有源区内部损耗为 40 cm^{-1} 。图4所示为不同内部损耗条件下,两种工作方式输出噪声功率与平均抽运功率的关系。此时探测波长为 $1.53 \mu\text{m}$ 。图中虚线表示相向工作方式的计算结果,实线表示同向工作方式的计算结果。

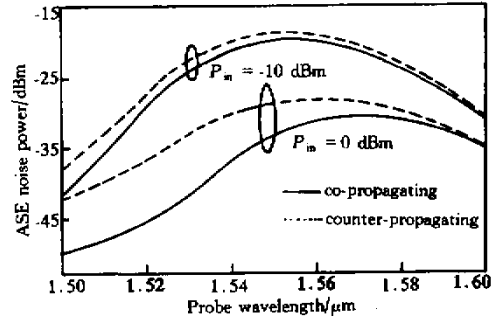


Fig.3 The output ASE noise power versus the probe wavelength for two operational configurations with different averaged pump power. The pump wavelength is 1562 nm

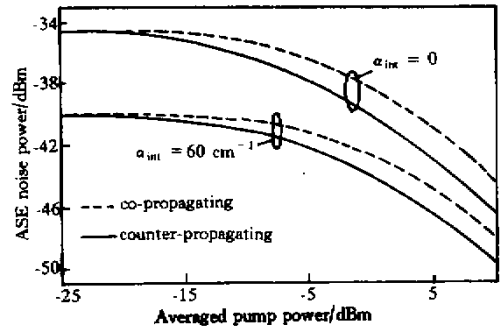


Fig.4 The output ASE noise power versus the averaged pump power for two operational configurations with different internal loss

由图3、图4可见,任何对等条件下,相向工作方式的输出噪声都要大于同向工作方式的输出噪声,这与前面的实验结果相一致。同时从图中可得出以下结论:

1) 如图3所示,由于增益谱的色散性,对应不同的波长转换间隔,两种方式的输出噪声功率之差也不相同。波长向下转换时,转换间隔越大,噪声功率之差也越大,而波长向上转换时,转换间隔越大,噪声功率之差越小。

2) 图3中清楚地显示出,平均抽运功率为0 dBm时的输出噪声功率要远小于平均功率为-10 dBm时的情况。这主要是由于抽运光功率越

大,放大器饱和程度越深,载流子浓度也越低,因而放大自发辐射噪声功率较小。

3)如图4所示,抽运功率较大时,两种工作方式的输出噪声功率相差的幅度要远大于抽运功率较小的情况。例如当探测波长为 $1.53\ \mu\text{m}$ 时,抽运功率为0 dBm时,两种方式的输出噪声功率之差约为8 dB;抽运功率为-10 dBm时,输出噪声功率之差仅为1.5 dB左右。这是由于抽运功率越大,放大器饱和程度越深,造成载流子沿有源区长度方向的分布越不均匀,两种工作方式的输出噪声功率之差就会越大。

4)如图4所示,有源区内部损耗对波长转换器的输出噪声功率有较大的影响。内部损耗越大,输出噪声功率越小。这一点可从(3)式中清楚地看出,内部损耗越大,放大器内部每一点产生的自发辐射噪声得到的放大就越小,即放大自发辐射噪声功率越小。同时内部损耗大时,两种方式的输出噪声功率之差要小。例如 $\alpha_{\text{int}} = 60\ \text{cm}^{-1}$ 时,不同抽运功率条件下最大的差值约为1.8 dB;而当 $\alpha_{\text{int}} = 0$ 时,最大的差值约为2.5 dB。这是由于内部损耗大时,载流子分布的不均匀性要弱于内部损耗小时的情况,因而两种工作方式的输出噪声功率之差要小。

结论 实验中利用自行研制的半导体光放大器分别

实现了同向和相向工作方式的波长转换,理论上在考虑放大自发辐射噪声及其消耗载流子、增益谱的色散性和有源区内部损耗等因素的基础上,运用放大器的分段模型,计算了不同条件下两种方式的输出噪声功率。实验和理论都证明了相向工作方式的放大自发辐射噪声要远大于同向工作方式的情况。理论计算结果表明:有源区内部损耗、平均抽运功率和波长转换间隔对波长转换器的输出放大自发辐射噪声都有影响,输出放大自发辐射噪声功率的大小主要取决于载流子浓度的高低,而载流子空间分布的不均匀程度则决定两种工作方式输出噪声功率的差值大小。

参 考 文 献

- [1] Durhuus T, Mikkelsen B, Joergensen C *et al.*. All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers. *J. Lightwave Technology*, 1996, **14**(6):942~954
- [2] Obermann K, Kindt S, Breuer D *et al.*. Performance analysis of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers. *J. Lightwave Technology*, 1997, **16**(1):78~85
- [3] 张新亮,孙军强,黄德修等.基于半导体光放大器的交叉增益型波长转换器的转换特性的研究.物理学报, 2000, **49**(4):741~746
- [4] 张新亮,孙军强,黄德修等.交叉增益型波长转换器消光比退化机理的研究.华中理工大学学报, 1999, **27**(10):15~17

Noise Characteristics in XGM Wavelength Conversion

Zhang Xinliang¹⁾ Huang Dexiu¹⁾ Sun Junqiang¹⁾ Liu Deming¹⁾ Yi Heqing²⁾

(1), Department of Optoelectronics Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074
(2), Wuhan Research Institute of Posts and Telecommunications, Wuhan 430074

(Received 1 February 2000; revised 1 October 2000)

Abstract: Theoretical analysis and experimental study on noise characteristics in cross-gain modulation (XGM) wavelength conversion based on the copropagating and the counterpropagating configuration are presented. Results show that amplified spontaneous emission noise in counterpropagating configuration is more serious than that in copropagating configuration. Carrier consumption induced by amplified spontaneous emission, gain dispersion and internal loss in active region are all taken into account in numerical calculation which is based on section amplifier model and transfer matrix method. It can be shown from theoretical calculation that the amplified spontaneous emission noise power is mainly related to the carrier density while the power difference between two operational configurations is mainly determined by the uniform spatial distribution of the carrier density.

Key words: cross-gain modulation wavelength conversion; amplified spontaneous emission noise; counterpropagating; copropagating