

负频反馈半导体激光器的量子噪声

李 林 林

(郑州大学)

Quantum noise in negative frequency feedback semiconductor lasers

Li Linlin

(Zhengzhou University, Zhengzhou)

Abstract: A model for negative frequency feedback (NFFB) semiconductor lasers (LD) is presented and the quantum noise of this type is analyzed. NFFB can not only induce the reduction of FM noise, but also the spurious intensity modulation.

一、引 言

相干光通信系统和相干光学测量对 LD 的噪声特性要求十分严格^[1], 因此 LD 的噪声及其抑制一直是近年来人们十分关注的问题。为了抑制 LD 的量子噪声, 已采用了几种方法^[2,3], 但这又带来了机械稳定性的问题。最近报道了用 NFFB 抑制 LD 的线宽和 FM 噪声^[4,5], 对此也已有了解释^[6,7]。但是在[6]的分析中未引入反馈项, 相当于开环的情况; [7]的分析中则将反馈项引到了相位方程中, 这是不符合客观情况的。

本文给出的模型不仅解释了 FM 噪声的抑制, 而且也解释了 AM 噪声的增大。得到的线宽与实验结果相吻合。

二、模 型

反馈环路采用直接鉴频检波方式的 NFFB LD 原理图如图 1 所示^[7]。设激光场的相位是 $\phi(t)$, 则瞬时振荡频率为 $\frac{d}{dt} \phi(t)$ 。将其通过一个反馈环路 $h(t)$, 也即将激光器的频率变化(FM 噪声)经限幅器, 通过直接鉴频检波方式变换为电信号的变化, 再经放大器、滤波器等, 然后将其反相加在 LD 的注入电流上。由于 LD 具有直接调频的能力, 因此反相的电信号(也即相反方向的频率变化)就可以抵消 LD 原来的频率变化(FM 噪声), 从而达到了抑制 FM 噪声的目的。但由于反馈信号仅反映了频率的

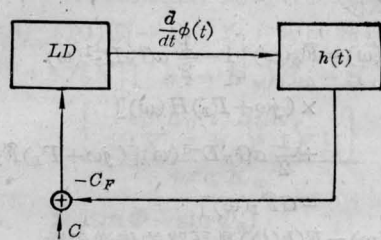


图 1 NFFB LD 示意图

变化, 因为 LD 也具有直接调幅的能力, 所以这又引起了所谓“伪强度调制”, 也即 AM 噪声的增加。

描述 NFFB LD 的速率方程组为^[8]

$$\frac{d}{dt} I(t) = (G - \gamma)I + R + F_I(t) \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} N(t) = C - GI - S + F_N(t) - C_F \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = \frac{1}{2} \alpha(G - \gamma) + F_\phi(t) \quad (3)$$

I 是激光腔中的光子数, N 是有源区的电子数, G 为增益, γ 为腔损耗, R 为自发辐射速率, C 是泵浦率, S 是载流子复合速率, α 是线型展宽因子, $F_I(t)$ 等为 Langevin 噪声源, C_F 为引入的负频反馈项, 它取负号表示电信号的负反馈, 以抵消 LD 原有的频率变化。

在反馈环路采用直接鉴频检波方式时^[7];

$$C_F = \frac{d}{dt} \phi(t) \otimes h(t) \quad (4)$$

“ \otimes ”表示卷积运算, $h(t)$ 是反馈环路总的冲激响应。

令 $I(t) = \bar{I} + \Delta I(t)$, \bar{I} 为(1)~(3)式的稳态均

值, $\Delta I(t)$ 为光子数的随机扰动。代入到(1)~(3)式中去, 就有

$$\frac{d}{dt} \Delta I(t) = G_N I \Delta N - \Gamma_I \Delta I + F_I(t) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Delta N(t) = & -\Gamma_N \Delta N - (G + G_I I) \Delta I + F_N(t) \\ & - \left[\frac{\alpha}{2} (G_N \Delta N + G_I \Delta I) + F_\phi \right] \otimes h(t) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta \phi(t) = \frac{1}{2} \alpha (G_N \Delta N + G_I \Delta I) + F_\phi(t) \quad (7)$$

这里表示均值的符号省略了, $\Gamma_I = \frac{R}{I} + I G_I$, $G_N = \frac{\partial G}{\partial N}$, $G_I = \frac{\partial G}{\partial I}$, $\Gamma_N = G_N I + \frac{\partial S}{\partial N}$, 稳态扩散系数 $2D_{II}$ 等同[8]。

对(5)~(7)式进行傅里叶变换, 即令 $\delta I(\omega) = F(\Delta I(t))$, $\tilde{F}_I(\omega) = F(F_I(t))$, 就有强度漂移

$$\begin{aligned} \delta I(\omega) = D^{-1}(\omega) \left[\left(j\omega + \Gamma_N + \frac{1}{2} \alpha G_N H(\omega) \right) \tilde{F}_I(\omega) \right. \\ \left. + G_N I (\tilde{F}_N(\omega) - H(\omega) \tilde{F}_\phi(\omega)) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

和频率漂移

$$\begin{aligned} j\omega \delta \phi(\omega) = \tilde{F}_\phi(\omega) \left[1 - \frac{1}{2} \alpha G_N D^{-1}(\omega) \right. \\ \left. \times (j\omega + \Gamma_I) H(\omega) \right] \\ + \frac{1}{2} \alpha G_N D^{-1}(\omega) [(j\omega + \Gamma_I) \tilde{F}_N(\omega) \\ - G \tilde{F}_I(\omega)] \end{aligned} \quad (9)$$

上面 $H(\omega) = F(h(t))$ 是环路的传递函数

$$\begin{aligned} D(\omega) = \Gamma_I \Gamma_N - \omega^2 + \left(\Gamma_N + \frac{1}{2} \alpha G_N H(\omega) \right) j\omega \\ + \Gamma_I j\omega + G_N I G + \frac{1}{2} \alpha G_N \Gamma_I H(\omega) \end{aligned}$$

在(9)式的推导中, 表示“烧孔”的项 $G_I \Delta I$ 由于很小, 故忽略。

因此, 可以得到 AM 噪声谱

$$S_I(\omega) = \langle |\delta I(\omega)|^2 \rangle / I^2 \quad (10)$$

和 FM 噪声谱

$$S_\phi(\omega) = \langle |j\omega \delta \phi(\omega)|^2 \rangle \quad (11)$$

三、讨 论

由(9)式可以看到, 当 $|H(\omega)|$ 充分大时, (9)式第二项的贡献就很小, 可以不计。而在(9)式的第一项中若 $|H(\omega)| \rightarrow \infty$, 则 $\frac{1}{2} \alpha G_N D^{-1}(\omega) (j\omega + \Gamma_I) H(\omega) \rightarrow 1$, 也即第一项接近于 0, 这意味着整个 FM 噪声非常小。因此, 只要环路有足够的增益, 就可使 FM 噪声得到极大的抑制。这与[7]的结论类似。

为了便于数值计算, 设

$$H(\omega) = \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_1} + 1} \cdot \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_a} + 1} \cdot C_1 \cdot e^{-j\omega T} \quad (12)$$

式中 C_1 为环路增益, T 为环路时延, ω_a 是环路带宽(检波器等), ω_1 为低通滤波器带宽, 它应较窄, 从而使反馈到 LD 的电流仅反映中心频率的飘移。

数值计算的取值同[8]。 ω_1 取为 1 kHz, 归一化

环路带宽 $\Omega_D = \frac{\omega_a}{\omega_R} = 2$, $\omega_R^2 = G G_N I + \Gamma_I \Gamma_N$ 。

在图 2 中, 环路时延 $T = 0.01$ ns, 归一化环路增

益 $C = \frac{1}{2} \frac{\alpha G_N \omega_1 C_1}{\omega_R^2} = 10$ 。由图 2 可见, NFFB LD 的 FM 噪声谱类似于通常单腔 LD 的 FM 噪声谱。腔中光子数(光功率)越大, 噪声性能越好, 而且张弛谐振频率也越高。

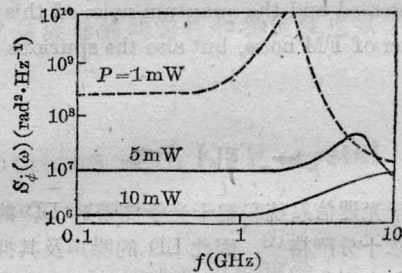


图 2 NFFB LD 的 FM 噪声谱

由图3(上)可以看到 NFFB 对 LD 的 AM 噪声谱的影响。NFFB 使 AM 噪声谱的幅度增大了, 这正是伪强度调制的结果。从图 3(上)可以得知, 负频反馈对 AM 噪声谱的影响主要在低频端。而且, 环路增益越大, 伪强度调制的影响越明显。而在高频端, 这种影响则相当小。

图 3(下)表示了 NFFB 对 LD 噪声谱的影响。 $C=0$ 表示无反馈。由图 3(下)可知, 在 $C=2$ 时, FM 噪声谱的幅度就大大降低了, 在 $C=10$ 时, FM 噪声谱的幅度降到了极低的程度。可以推断, 若环路增益再增加, 则 NFFB LD 的 FM 噪声仅取决于反馈环路本身所产生的噪声了[6,7]。

不同于外部光反馈和注入锁定[2,3], 负频电反馈不能同时抑制 AM 噪声和 FM 噪声。因此, 尽管 NFFB LD 具有良好的 FM 噪声特性, 它仅适用于对 AM 噪声不敏感的场所。

环路时延对 FM 噪声谱的影响如图 4 所示。图中 $P=10$ mW; $C=10$ 。由图中可知, 当环路时延 T 较大时, 噪声谱出现了振荡。 T 越大, 振荡越明显。就 ~GHz 的工作范围, 应使环路时延小于 0.1 ns。所以, 一个集成的光-电反馈环路是需要的[7]。

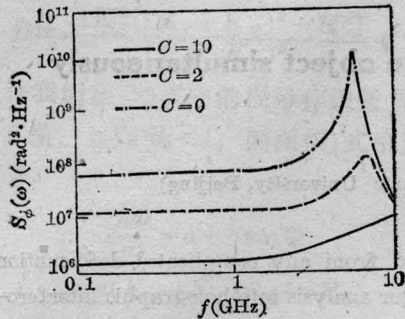
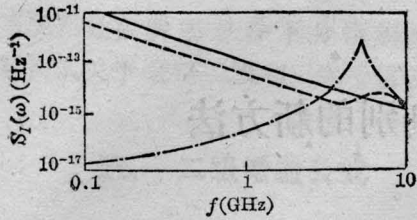


图3 环路增益对噪声的影响

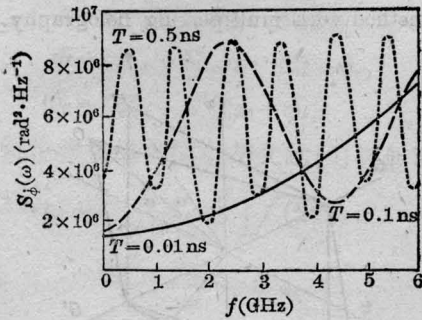


图4 环路时延对 FM 噪声的影响

为了便于和实验数据比较,图5给出了NFFB LD的线宽随环路增益变化的曲线。 $P=10\text{mW}$, $T=0.01\text{ns}$ 。由图中可知, $C=4$ 时线宽约为330 kHz。

这与目前得到的最佳数据是吻合的^[6]。

同理也可讨论反馈环路采用外差检波时的噪声特性。

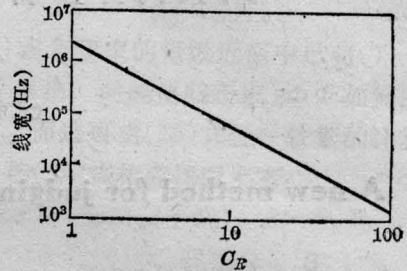


图5 NFFB LD的线宽

作者对 C. H. Henry 博士和王之光同志的有益讨论表示感谢。

参 考 文 献

- 1 Kikuchi K et al. *IEEE J. Light wave Technology*, 1984; **LT-2**: 1024
- 2 Mogensen F et al. *Electr. Lett.*, 1985; **21**: 696
- 3 Wyatt R. Proc. Conf. Opt. Fiber Commun., San Diego, CA 1985
- 4 Saito S et al. *Appl. Phys. Lett.*, 1985; **46**: L256 3
- 5 Ohtsu M et al. *Japan. J. Appl. Phys.*, 1985; **24**: L256
- 6 Ohtsu M et al. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1985; **QE-21**: 1905
- 7 Yamamoto Y et al. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1985; **QE-21**: 1919
- 8 Agrawal G P. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1985; **QE-21**: 680

(收稿日期: 1987年5月13日)

(上接第619页)

涉条纹均含有相同的信息,因此可具有多通道的功能,这又是这种解调方式的潜在长处,可望得到相应的应用。

参 考 文 献

- 1 董孝义. 物理, 1986; **15**(6): 375

- 2 Mallein H F. *Fiber and Int. Opt.*, 1983; **4**(4): 339
- 3 董孝义 et al., 光学学报, 1984, **4**(3): 760
- 4 Ohtsuka Y et al., *Opt. Act.*, 1983; **29**(3): 169
- 5 董孝义 et al. 中国激光, 1986; **13**(1): 8
- 6 董孝义 et al. 通信学报, 1986; **7**(2): 83
- 7 董孝义; 光波电子学, 南开大学出版社, 天津, 1987, 第5.3节