

文章编号: 0258-7025(2005)05-0676-05

含寄生网络的激光器小信号调制响应模拟新方法

张尚剑, 刘 宇, 张胜利, 孙建伟, 祝宁华

(中国科学院半导体研究所集成光电子学国家重点实验室, 北京 100083)

摘要 在高速通信中应准确分析激光器高频调制响应需要计及寄生网络的影响。推导了激光器测试系统散射参数与本征响应传输函数之间的关系, 提出用激光器散射参数扣除求取激光器本征响应和模拟激光器整体小信号调制响应的新方法。结合激光器的等效电路和速率方程分析, 避免了单独测量寄生网络和估计有源区电路参数。对法布里-珀罗型激光器样品测试发现, 仿真与实验的结果吻合。这一模拟方法简便快捷, 准确性好。

关键词 光通信; 调制响应; 激光器; 寄生参数; 散射参数测量; 扣除法

中图分类号 TN248.4; TN929.11 **文献标识码** A

New Simulation Method for Small-Signal Modulation Response of Laser with Parasitic Network

ZHANG Shang-jian, LIU Yu, ZHANG Sheng-li, SUN Jian-wei, ZHU Ning-hua

(State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Institute of Semiconductors,
The Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083, China)

Abstract In order to accurately analyze the high frequency modulation response of laser diode (LD) in high speed communication, it is necessary to take the effect of the parasitic network into account. In this paper, the relation between the scattering parameters of laser measurement system and the transfer function of intrinsic response is deduced. By combining the rate equation with its equivalent circuit model, a new method for extracting the intrinsic response of laser and simulating the modulation response of the overall laser diode is proposed. The advantage of this method lies in that there is no need to measure the parasitic network separately and estimate the circuit parameters of active region. The results of measuring Fabry-Perot (F-P) laser sample are in good agreement with the simulation, which indicates that the method is simple and accurate.

Key words optical communication; modulation response; laser diode; parasitic parameters; scattering parameters measurement; subtraction method

1 引 言

半导体激光器是现代光纤通信链路中的关键器件, 调制性能卓越的激光光源是光纤通信速度不断提升的前提。目前在广泛采用的直接调制/直接检测通信方式中光信号是由激光器驱动电流直接调制的, 激光器的高频调制性能由有源区(本征激光器)和寄生网络的高频响应共同决定^[1,2]。在激光器芯片的测试和高频封装中我们发现, 激光器的本征响应决定激光器的潜在性能, 而实际器件性能的发

往往依赖于封装设计^[3], 因此研究含寄生网络激光器整体高频响应对于最大限度发挥其调制性能, 优化激光器封装设计以及评估整个传输系统指标都是非常必要的。

通常寄生网络包括封装寄生网络和芯片寄生网络, 封装寄生网络可以采用等效测量的办法得到元件参量^[3], 而芯片寄生网络与本征激光器共生, 其参量只能估计得到。本征激光器的调制特性分析可以由速率方程解析或者数值求解得到, 也可采用

收稿日期: 2004-02-20; 收到修改稿日期: 2004-07-18

基金项目: 国家 863 计划(2001AA312030, 2001AA312290), 973 计划(G2000036601)和国家杰出青年基金(69825109)资助项目。

作者简介: 张尚剑(1979—), 男, 江西鄱阳人, 中国科学院半导体研究所博士研究生, 主要从事高速光电子器件及收发模块的设计与测试。E-mail: shangjianzhang@red.semi.ac.cn

Tucker^[4]和Katz等^[5]提出的等效电路模型分析方法。这两种方法同出一辙,但各有优缺点:前者方程求解容易,一组参量就可表征本征激光器特性,但是其用来分析时域动态响应和寄生电路影响较难;后者在通用电路分析软件上实现时域、频域仿真容易,但是待确定的电路参量较多,且参量随偏置电流变化,使得单纯电路仿真非常繁琐。

本文在分别采用等效电路模型和速率方程分析有源区本征响应的基础上,用微波网络S参量将两者联系起来,推导出适用于模拟激光器整体调制响应的新方法,该模拟方法回避了只有全部确定有源区电路参量才能仿真的问题,也提供了提取寄生网络参量的途径。最后将模拟与实验结果进行了对比。

2 电路模型与散射参量

依照 Tucker^[4]的用于动态调制模拟分析的激

光器大、小信号建模思路容易得到含寄生网络的激光器等效电路模型。图1所示为激光器小信号测试系统等效电路模型,其中P表示典型的寄生网络,D是有源区小信号等效电路;R代表理想探测器。 C_p, L_p, R_p 代表封装寄生网络中热沉和金丝的等效电路元件, C_c, R_c 代表芯片寄生网络等效电路元件^[1,2];根据我们对典型封装测试,单根 $\phi 25 \mu\text{m}$ 金丝每毫米的 L_p 和 R_p 分别约为1 nH和 2Ω ^[3]。 C_{sc} 是空间电荷电容, C_d, L_x 分别表示有源区内载流子和光子的存储效应; R_1, R_x 用来模拟激光器的张弛振荡阻尼,激光器的光输出用 R_x 上的电流来代表。对于理想的探测器R,可以认为其输出电压正比于 R_x 上的电流,也即激光器的光输出。互阻抗 h 与频率无关。在高速直调AlGaAs激光器中 R_1 一般小于 $1 \Omega, R_x$ 一般为几十毫欧, L_x, C_d 的典型单位分别为皮亨和纳法。

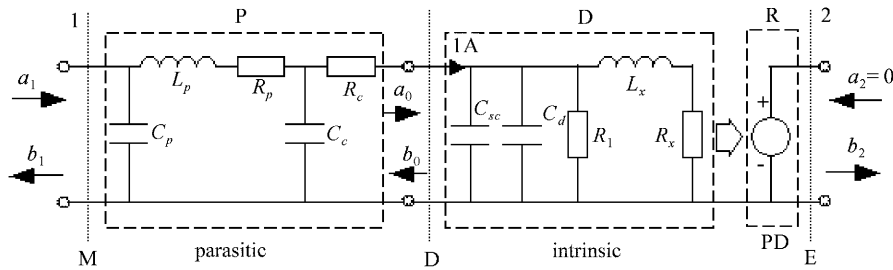


图1 激光器测试系统等效电路模型

Fig. 1 Circuit model of LD measurement setup

假设在图1的小信号测试系统等效电路中激光器与探测器之间的传输的微波调制光信号如下：

$$p(t) = p_0[1 + m\cos(\omega t + \alpha)],$$

其中 m 为调制系数, α 为调制包络的相位。在强度探测中探测器仅响应微波调制包络,这里不考虑光载波的频率和相位,认为没有光的反向传输及探测器和其他光器件所引起的光反射。设M,D,E参考面的入射电信号和反射电信号分别为 a_i, b_i ($i=0, 1, 2$),并设激光器的复数响应为 G ,探测器的复数响应为 R ,由于不考虑光的反向传输,因此2端口的入射波 a_2 对于1端口的反射波 b_1 没有贡献,可得^[6]：

$$\begin{aligned} b_1 &= \Gamma_L a_1, \\ G &= p_0 m \exp(j\alpha) / a_1, \\ R &= \frac{b_2}{p_0 m \exp(j\alpha)} \Big|_{a_2=0}, \end{aligned} \quad (1)$$

其中 G 具有光功率/电幅度即能量平方根单位, R 具有电幅度/光功率即能量平方根分之一单位。 Γ_L 是激光器的电反射系数。在实际激光器测量中一般

采用标准的宽带探测器模块,可认为探测器与测试端口是匹配的,即 $a_2 = 0$ 。结合图1可得1端口和2端口的电信号之间的矩阵关系：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{M11} & S_{M12} \\ S_{M21} & S_{M22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_L & 0 \\ RG & \Gamma_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

此即激光器小信号测试系统的电散射参量矩阵, Γ_R 表示探测器的电反射系数。 S_{M21} 表示M到E参考面的网络传输系数。

对激光器芯片样品($I_{th}=9.4 \text{ mA}$,法布里-珀罗型)的电反射系数进行测试,获得30 mA, 40 mA和50 mA偏置电流下的 S_{M11} 曲线,如图2所示。从图中可以看出不同偏置电流对应的 S_{M11} 幅度和相位差异很小,这是因为在阈值以上激光器有源区输入阻抗很小,且偏置电流越大, R_1 越小,其输入阻抗可近似看作零,整个寄生网络P相当于一端被短路^[5]。基于这一思路,根据寄生网络的电路结构对 S_{M11} 幅度和相位进行最小二乘法拟合求取寄生网络各电路

参量值。为了保证拟合参量的有效性,拟合过程中尽量将元件参量值控制在文献报道的典型值范围内,最后得到寄生网络的各元件值为: $C_P=99.4$ fF, $L_P=0.22$ nH, $R_P=1$ Ω , $C_C=3.5$ pF, $R_C=4.98$ Ω 。拟合结果中封装寄生参量 C_P, L_P, R_P 与在文献[3]直接测量的相似封装寄生网络参量吻合;而由于芯片寄生网络无法单独测量给出测量值,但计算的 C_C, R_C 与文献[4]给出的典型参量接近。模拟结果和实测数据如图3所示,这一结果的有效性还将通过后面的仿真进行验证。

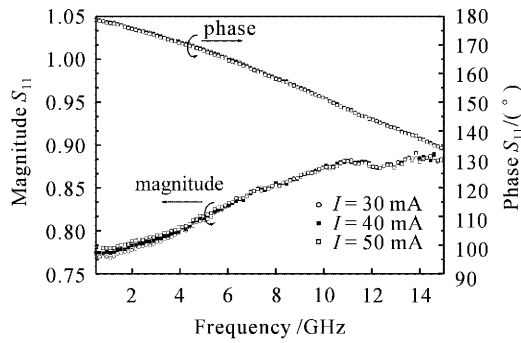


图2 不同偏置电流下 S_{11} 的幅度和相位测量值
Fig. 2 Measured S_{11} at different bias current

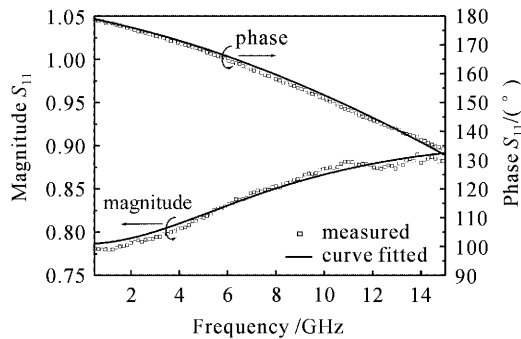


图3 反射系数 S_{11} 最小二乘法拟合
Fig. 3 Curve fitting of reflection coefficient S_{11}

3 本征响应与扣除法

有源区电路模型的基础是速率方程,对具有注入载流子强限制的高速窄条激光器,采用单模速率方程分析其有源区调制特性是合理的^[5,7]

$$\begin{cases} \frac{dN}{dt} = \frac{I_A}{qV_a} - \frac{N}{\tau_n} - g_0(N - N_{0m})(1 - \epsilon S)S, & (3a) \\ \frac{dS}{dt} = \left[\Gamma g_0(N - N_{0m})(1 - \epsilon S) - \frac{1}{\tau_p} \right] S + \Gamma \beta \frac{N}{\tau_n}, & (3b) \end{cases}$$

式中 S, N 分别为光子密度和载流子密度, τ_n 和 τ_p 表示载流子和光子寿命, Γ, β, ϵ 分别为光场限制因子、自发辐射因子和增益压缩因子, g_0 为增益系数, N_{0m} 为透明载流子密度, V_a 为有源区的体积, I_A 为注入有源区的电流,激光器端面输出光功率可以表示为

$$P = SV_a h\nu / (\Gamma \tau_p), \quad (4)$$

在阈值以上,归一化到直流响应的有源区本征响应传输函数可以近似表示为^[8,9]:

$$H_D(f) = \frac{1}{j2\pi f \epsilon / g_0 - 4\pi^2 f^2 \tau_p / g_0 S_0 + 1}, \quad (5)$$

式中 $H_D(f) = p(f)/i_A(f)$, $p(f)$ 和 $i_A(f)$ 分别为输出光功率和注入有源区电流。由于测试中经过光电转换后光的相位信息已经丢失,这里只考察(5)式的幅度。令 $f_r^2 = g_0 S_0 / (4\pi^2 \tau_p)$, $\Gamma_d = S_0 \epsilon / \tau_p$ 代入(5)式,其幅度可简化为

$$|H_D(f)| = \frac{f_r^2}{\sqrt{(f^2 - f_r^2)^2 + (\Gamma_d / 2\pi)^2 f^2}}, \quad (6)$$

(6)式是从速率方程导出的激光器本征响应表达式,式中 f_r 为张弛振荡频率,其表示本征响应曲线中振荡峰的位置, Γ_d 为衰减因子,表征在张弛振荡峰以后,响应曲线的衰减特性^[1]。有源区本征响应为张弛振荡频率 f_r 和衰减因子 Γ_d 的函数,与等效电路的四个电路参量相比,变量数大大减少。下面利用微波网络变换公式进一步推导激光器测试系统的 S 参量与本征响应传输函数 H_D 的关系。由 S 参量定义和激光器小信号高频测试系统的特点可知:注入有源区的电流 i_A 正比于 $(a_0 - b_0)$,输出光功率 p 正比于 b_2 ,即有

$$|S_{D21}| = k \left| \frac{1 - S_{D11}}{R} \right| |H_D(f)|, \quad (7)$$

式中 k 为测试系统阻抗变换系数。根据微波网络变换理论, D 端面的反射系数 S_{D11} , D 到 E 面的传输系数 S_{D21} 与在 M 面的测量值 S_{M11}, S_{M21} 的关系分别为^[2,10,11]:

$$S_{D11} = \frac{S_{M11} - S_{P11}}{(S_{M11} - S_{P11})S_{P22} + S_{P12}S_{P21}}, \quad (8)$$

$$S_{D21} = \frac{(1 - S_{P22}S_{D11})S_{M21}}{S_{P21}}, \quad (9)$$

将(7)式,(8)式代入(9)式得到 S_{M21} 与 $H_D(f)$ 的幅度关系

$$|H_D(f)| = \frac{|R|}{k} \times \left| \frac{S_{P12}}{S_{P12}S_{P21} + (S_{M11} - S_{P11})(S_{P22} - 1)} \right| |S_{M21}|, \quad (10)$$

式中 S_P 为无源寄生网络 P 的 S 参量,与偏置电流

无关;由于在阈值以上 S_{M11} 可认为不随偏置电流变化,显然从(10)式可知 S_{M21} 与 $H_D(f)$ 在幅度上成比例,这一关系与偏置电流无关。假设偏置电流为 I_a 与 I_b 时散射参量为 S_{M21}^a, S_{M21}^b , 对应的本征响应为 $H_D^a(f), H_D^b(f)$, 可得:

$$\left| \frac{S_{M21}^b}{S_{M21}^a} \right| = \left| \frac{H_D^b(f)}{H_D^a(f)} \right| = \frac{f_{r1}^2 \sqrt{(f^2 - f_{r0}^2)^2 + (\Gamma_{d0}/2\pi)^2 f^2}}{\sqrt{(f^2 - f_{r1}^2)^2 + (\Gamma_{d1}/2\pi)^2 f^2}}, \quad (11)$$

式中 $f_{r0}, f_{r1}, \Gamma_{d0}, \Gamma_{d1}$ 是 I_a, I_b 电流下的张弛振荡频率和衰减因子。由(11)式可知,通过对测量得到的 S_{M21} 拟合可获得对应偏置的 $H_D(f)$, 这就是 $H(f)$ 频率响应扣除法基础上扩展的 S_{M21} 到 $H_D(f)$ 的 S 参量扣除法。采用这一扣除法可以较好地排除测试夹具、寄生网络、探测器等对测试结果的影响^[12]。

如果测试中探测器响应度 R 已知或者采用标准宽带探测器,将计算的 $H_D(f), S_P$ 参量和测量的 S_{M11} 参量一并代入(10)式也可反过来求得此偏置电流下 $|S_{M21}|$ 的仿真值。这就是本文激光器高频响应仿真新方法的思路。从仿真的结果也可以评判寄生网络参量估计的准确性。

4 测试与仿真

为了验证 S 参量扣除法提取有源区本征响应的正确性以及基于扣除法的激光器高频响应模拟方法的有效性,选择 HP8720D 矢量网络分析仪和标准宽带探测器模块对激光器芯片样品的 S 参量进行测试。测试前先用 HP85052D 3.5-mm 标准对网络分析仪进行全双端口开路-匹配-直通(SOLT)方法校准,将其测试参考面校准到两同轴端口,再接上 Cascade ACP-GS 200 微波探针,并用 Cascade 103-736 校准件和开路-短路-匹配负载(OSL)方法校准探针,校准后两测试参考面就分别移到图 1 中的 M 和 E 参考面^[3,10]。

对样品进行测试分别得到 30 mA, 40 mA 和 50 mA 的传输系数 S_{M21} , 将其低频值均归一化到 0 dB, 并错开显示在图 4 中(后同)。从图中很容易看出张弛振荡频率随着偏置电流增大而减小,张弛振荡频率随偏置电流增大向高频方向移动。将不同偏置电流下的 S_{M21} 数据相扣除(对数坐标中数据相减),如图 5 所示,并按(11)式进行拟合计算得到,其结果如表 1 所示,由(6)式就可计算对应偏置电流下的 $H_D(f)$ 值。

表 1 S 参量扣除法提取的 f_r 和 Γ_d 值

Table 1 S parameter subtraction for f_r and Γ_d

Parameter	Bias Current		
	30 mA	40 mA	50 mA
f_r/GHz	6.69	8.02	9.19
$\Gamma_d/\times 10^9$	17.94	24.21	29.54

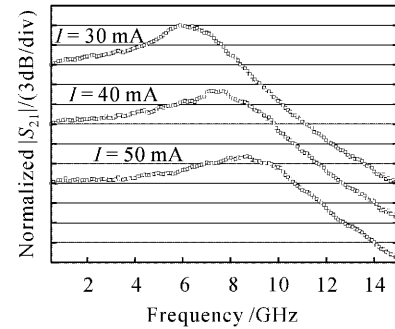


图 4 不同偏电流下的 S_{21} 归一化幅度值

Fig. 4 Normalized $|S_{21}|$ at different bias current

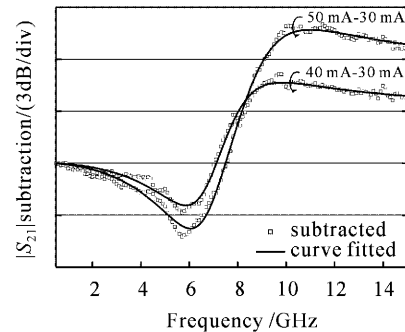


图 5 S_{21} 扣除法提取 f_r, Γ_d 参量

Fig. 5 $|S_{21}|$ subtraction for f_r, Γ_d

为了验证这种扣除法得到的 $H_D(f)$ 有效,将寄生网络的参量 S_P 与已测得的激光器电反射系数 S_{M11} 代入(6)式进行仿真计算。由于实验中采用的探测器为 New Focus Model 1014 标准探测器模块,其带宽可达 45 GHz,在测试频率范围(0.5 ~

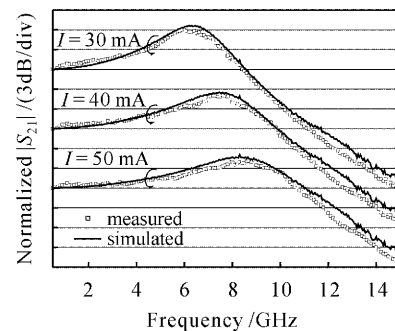


图 6 $|S_{21}|$ 测量和仿真值比较

Fig. 6 Measured and simulated magnitude $|S_{21}|$

15 GHz)认为其响应是平坦的^[6],计算时认为 $R = \text{const}$ 。计算的 $|S_{M21}|$ 归一化处理以便与测量值进行比较。图 6 给出了在偏置电流分别为 30 mA, 40 mA 和 50 mA 下的模拟和测量的 $|S_{M21}|$ 归一化值,可以看出:模拟与测量的结果在激光器带宽范围内十分吻合。当然,由于寄生网络的电路参量是估计的且本征响应 $H_D(f)$ 是近似表达式,使得在偏置电流较小时,仿真的张弛振荡频率位置与测试结果存在一定差异,另外宽带探测器响应并不可能完全平坦,这也造成了整体模拟与实际测量存在差异,但这种差异并不影响所述方法的有效性。

5 结 论

在采用等效电路模型和速率方程分析激光器有源区本征响应的基础上,用微波网络 S 参量变换公式推导了激光器等效电路的 S 参量与本征响应 H_D 的关系,利用这一关系实现了本征响应的提取,从而建立起一种仿真激光器整体响应的模拟方法。该方法以 S 参量测量为基础,结合了等效电路模型和速率方程两种方法的优点,巧妙地回避了确定有源区电路参量的麻烦。实验与仿真结果的一致性说明这种模拟方法简单、准确。

如果考虑张弛振荡频率和衰减因子之间的对数线性关系($f_r^2 \propto \Gamma_d$),该仿真方法还可对指定偏置电流下的激光器整体响应进行模拟,用来预测分析激光器的潜在带宽;在分析中建立的典型寄生网络等效电路模型及激光器调制响应模拟的新方法对于优化激光器芯片的设计和器件的封装设计都具有重要的参考价值。

参 考 文 献

- 1 R. S. Tucker. High-speed modulation of semiconductor lasers [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1985, **3**(6): 1180~1192
- 2 M. L. Majewski, D. Novak. Method for characterization of intrinsic and extrinsic components of semiconductor laser diode circuit model [J]. *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, 1991, **1**(9): 246~248
- 3 N. H. Zhu, Y. Liu, E. Y. B. Pun *et al.*. Scattering-parameter measurements of laser diodes [J]. *Opt. Quant. Electron.*, 2002, **34**(8): 747~757
- 4 R. S. Tucker, D. J. Pope. Microwave circuit models of semiconductor injection laser [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, 1983, **31**(3): 289~294
- 5 J. Katz, S. Margalit, C. Harder *et al.*. The intrinsic electrical equivalent circuit of a laser diode [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1981, **QE-17**(1): 4~7
- 6 P. D. Hale, D. F. Williams. Calibrated measurement of optoelectronic frequency response [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 2003, **51**(4): 1422~1429
- 7 Yang Yi, Ruan Yu, Li Zhengjia. Rate-equation-based VCSEL thermal model and simulation [J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(3): 193~198
杨 宜,阮 玉,李正佳. 基于速率方程的垂直腔表面发射半导体激光器温度模型与仿真[J]. *中国激光*, 2003, **30**(3): 193~198
- 8 Zhu Depeng, Wang Zhuoran, Yu Jinlong *et al.*. Extraction of the parameters of 2.5 GHz DFB-LD based on the measurement [J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(6): 485~488
朱德鹏,王卓然,于晋龙等. 2.5 GHz 分布反馈激光器内部参数的实验测量[J]. *中国激光*, 2003, **30**(6): 485~488
- 9 P. S. Andre, A. Nolasco Pinto, J. L. Pinto *et al.*. Extraction of DFB laser rate equations parameters for optical simulation purpose [C]. *Conftele'99*, ISBN 972-98115-0-4. 561~564
- 10 P. Dible, L. Martens. Correction technique for on-chip modulation response measurements of optoelectronic devices [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.*, 1995, **43**(6): 1264~1269
- 11 Z. Y. Chen, Y. L. Wang, Yu Liu *et al.*. Two-port calibration of the test fixtures with different test ports [J]. *Microwave Optical Technol. Lett.*, 2002, **35**(4): 299~302
- 12 P. A. Morton, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan *et al.*. Frequency response subtraction for simple measurement of intrinsic laser dynamic properties [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1992, **4**(2): 133~136