

高速半导体激光二极管的微波特性研究¹

喻志远 林为干

(电子科技大学应用物理研究所 成都 610054)

摘 要 本文通过测试器件的微波 S 参量, 对半导体量子阱激光二极管的微波特性进行了深入的研究。在计及器件本身特性以及器件在微波频率下的寄生参量的前提下给出了器件微波等效电路和相应的数字模拟方法。由测量出的微波 S_{11} 参量建立适当的目标函数, 选择正确的计算方法, 成功地模拟出电路各参量。实际计算结果与测出的器件 S_{11} 参量比较, 表明我们给出的等效电路是正确的, 相应的计算方法是成功的。

关键词 高速激光二极管, 数字模拟, 微波等效电路

中图分类号 TN365

1 前 言

近来由于高速光通信, 光与微波的相互作用以及超短光电脉冲等技术的发展, 高速激光调制器显得日益重要, 人们对此项技术给予了极大的重视。高速激光调制一般可分为外调制和内调制(即直接调制技术)。直接调制技术有着结构简单价格低的特点, 成为人们研究的热点之一。在高速半导体激光器的直接调制技术中^[1,2], 无论是采用无源还是有源微波调制技术, 在一定的微波频段内建立有效的微波等效电路, 是正确设计调制电路的基础。半导体激光二极管的高速调制特性, 从理论上来说是由其率方程(rate equations)确定的^[3], 然而在实际使用中半导体激光器的高频特性不可避免地受到其封装寄生参量的影响。用解率方程的方法来确定半导体激光器的微波特性, 不易计入封装寄生参量的影响, 也难分析调制电路与器件的相互作用。因而需用分析器件的等效电路来确定其微波特性。本文给出了一个由七元件组成的半导体激光器小信号微波等效电路, 用此电路模型以及测量出的一实际量子阱半导体激光器的 S_{11} (反射系数)参量, 采用最优化计算方法, 成功地计算出了等效电路的各元件参量。计算出的 S_{11} 在很宽的频率范围内(2—4.2GHz)与实测值吻合得很好。

2 半导体激光器的调制特性

半导体的动态特性可以用率方程描述:

$$\frac{dn}{dt} = [I/eV] - V_g \Gamma \sum_i g_i S_i, \quad (1)$$

¹ 1994-08-15 收到, 1994-12-30 定稿

$$dS/dt = V_g(\Gamma g_i - \alpha_T)S_i, \quad (2)$$

这里, n 是器件中载子密度, I 是注入电流, e 为电子电量, V 是器件有源层的体积, $R(N)$ 是总的载子复合率, V_g 是光子群速, Γ 为限制因子, S_i 为纵模光子密度, g_i 为模式 i 的净增益。在频率 ω 下, 总的光子密度调制响应为

$$(\Delta S)^2 = \left[\frac{1}{eV} \frac{\delta I}{V_g} \alpha_T \right]^2 \frac{\omega_0^4}{((\omega^2 - \omega_0^2) + \gamma^2 \omega^2)}, \quad (3)$$

其中谐振频率 ω_0 由下式给出:

$$\omega_0^2 = V_g \Gamma \alpha_T (dG/dN) S, \quad (4)$$

式中 dG/dN 为微分增益, $S = \sum S_i$, γ 为衰减因子,

$$\gamma = 1/\tau_c + \omega_0^2/(V_g \alpha_T) + \gamma_a, \quad \gamma_a = V_g \Gamma \sum_i \sum_j \varepsilon_{ij} Q_i Q_j S,$$

τ_c 为 $(dK/dN)^{-1}$ 是微分光子寿命; $Q_i = S_i/S$ 为模式 i 的归一化光子密度; 由 (3) 式我们可以得到器件的 3dB 调制响应频率为

$$\omega_{3dB}^2 = 2\omega_0^2 - \gamma^2 + ((2\omega_0^2 - \gamma^2)^2 + 4\omega_0^4)^{1/4}. \quad (5)$$

由上式可以看出, 半导体激光器的最高调制频率, 仅与器件的谐振频率 ω_0 以及衰减因子有关。

以光功率代替光子密度, 重新改写 (5) 式:

$$\omega_0^2 = (V_g/\hbar\nu)(\Gamma/dW)(1/L)(\alpha_T/\alpha_m)(dW/dN)P_n, \quad (6)$$

式中 d 为器件有源层的厚度; L 为激光器腔长; W 为平均光模式横向宽度; α_m 是镜损耗; P_n 是偏置功率。从 (6) 式可以看出, 器件的最高调制带宽由器件的工作状态及其结构确定。但是上面的分析中并未计入器件的封装的寄生参量; 如引线的分布电感、射频趋肤电阻、封装电容等。而在实际应用中, 这些参量的影响是不可避免的。它们的存在将使器件的 3dB 调制带宽小于 (5) 式给出的值。为了正确分析实际器件的微波特性, 我们需要由器件的工作状态和结构得出合理的微波等效电路, 再由实际测量得到的 S_{11} 参量, 用数学方法得到等效电路的各元件值。

3 半导体激光器的微波等效电路

率方程描述了激光器光强度与注入载流子之间的关系。本征激光二极管由此可以得出以 RC 并联电路来代表的等效电路。封装引线的阻抗, 即其电感和趋肤电阻可以用一电感和电阻的串联来表示。一般引线的电感量在 1nH 以下。单位长的引线的电感量与引线的直径和曲率有关, 一般为 0.67nH/mm。实际测量表明, 当此电感为 0.2 — 0.3 nH 时, 至少

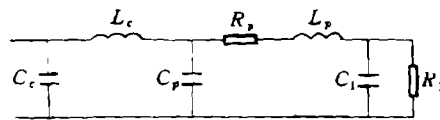


图1 半导体激光二极管的微波等效电路

在 15GHz 以下，器件的 RC 常数是激光器调制带宽的主要限制因素。寄生电容包括激光器受激区以外的器件上部和下部之间的分布电容。此电容与器件的结构和尺寸以及所用的材料有关。对不同的激光器件此电容的离散性很大。计入测量时器件与微波接头处的不连续，用电感 L_c 电容 C_c 来表示。这样由上面的分析我们可以得到一处于正向偏置，偏置电流高于器件阈值电流以上的半导体激光器的微波等效电路，如图 1 所示。其中 R_L 、 C_L 为半导体激光二极管结电导等效元件。通常， R_L 在 $2-10\Omega$ ； C_L 为 $2-10$ pf。它们为非线性元件，取值与偏置有关。在一定的直流偏置下，当微波调制功率较小时，我们可以将其作为线性元件来处理。 L_p 、 R_p 、 C_p 为封装寄生参量，其值与器件的封装结构有关， L_c 、 C_c 为接头处的不连续，取值由实际情况确定。

4 等效电路的数值模拟

为了得到激光器件的等效电路中的各元件的参量我们采用求多变量函数的极值的方法。即给定一组等效电路中各元件的参量，在给定的频率下，我们可以求出此等效电路的输入阻抗 Z'_{in} ，由 S 参量可以方便地得出网络的实际输入阻抗 Z_{in} ，而器件的 S 参量可由测量得出。这样问题就归结为求一组元件值使得在某一频带内 $Z'_{in}(f_i) - Z_{in}(f_i)$ 的差的绝对值的和为最小。

4.1 目标函数的确定

在一定的频率范围内测量出器件的 S 参量，我们可以用数值方法确定出图 1 中各元件的值。将图 1 的二端网络的输入阻抗视为一个七变量的函数，显然它也是频率的函数。从表面上看，给定七个不同的频率点，我们可以得到七个不同频率下的输入阻抗。取他们与测量 S_{11} 而得出的输入阻抗的差为零，我们可以得到由七个方程组成的非线性方程组。于是，问题可以归结为求解一非线性方程组的问题。但是实际上，上述方程组在一般情况下是无解的。这是由于问题的复杂性所决定的。首先激光器是一非线性器件，而我们的等效电路是由线性元件组成的，从理论上说我们只能在一定的频带内给出实际器件的近似。近似的程度由电路的合理性和数字技术有效性所确定。此外对于非线性元件，它们不但在不同的偏置下取不同的值，在不同的频率下也可能取不同的值^[4]。因而，要求出等效电路的元件的参量只有采用最优化的数值方法来解决这一问题，即求一组元件值使得输入阻抗与测量值在给定的频率范围下取得最小值。此时所求得的这一组等效电路的元件值只要方法适当可作为实际元件值的很好近似。为此我们有下面的目标函数：

$$F_x = \sum_i [\operatorname{Re}^2(Z_0(i) - Z_{in}(i)) + \operatorname{Im}^2(Z_0(i) - Z_{in}(i))], \quad (7)$$

其中 $Z_0(i)$, $i = 1, 2, 3, \dots, 7$, 是一维七元素数组, 它是由测量的反射系数 $S_{11}(i)$ 得到的半导体二极管的实测输入阻抗 (对 50Ω 传输线而言), 即

$$Z_0(i) = 50 \times (1 - S_{11}(i)) / (1 + S_{11}(i)), \quad i = 1, 2, \dots, 7; \quad (8)$$

其中 $Z_{in}(i)$ 是由图 1 推导出的等效网络输入阻抗在各频率点: $i = 1, 2, \dots, 7$ 的值。Re, Im 分别表示取复变量的实部和虚部, 这样问题就转变为求一组元件值, 使得目标函数 (7) 式, 即 F_x 取得极小值 (趋于零) 的最优问题。实际计算表明, (7) 式作为目标函数是不适当的。从简单的分析可知, 包含在 (7) 式中的 $Z_{in}(i)$ 是一有理分式, 当其分母为零时, 函数 F_x 会出现多个极值点, 这些极值点与我们的目标无关, 但却对我们的计算产生严重的干扰, 因为在这些点上计算机会因溢出而中断计算。为了避开这些极点我们选用下面的目标函数来代替 (7) 式。

$$F_{x_{mm}} = \sum_i [\text{Re}^2(Z_0(i) \bullet \text{Den}(i) - \text{Num}(i)) + \text{Im}^2(Z_0(i) \bullet \text{Den}(i) - \text{Num}(i))], \quad (9)$$

这里 $\text{Den}(i)$ 和 $\text{Num}(i)$, 分别为输入阻抗 $Z_{in}(I)$ 的分母和分子, 即有

$$Z_{in}(i) = \text{Num}(i) / \text{Den}(i). \quad (10)$$

新的目标函数是一关于图 1 等效电路各元件参量的多项式。实际计算表明, (9) 式完全可以取代 (7) 式作为同一问题的目标函数, 即在最优计算中它们是等效的, 但 (9) 式已不存在极点问题可顺利地进行计算。

4.2 计算方法

多元函数的无约束最优化计算有多种算法, 它们具有各自的特点^[6]。有的算法虽然稳定性较好但收敛速度不理想, 有的则相反。变度量算法对我们的具体问题而言其收敛速度在初值选得适当时收敛较快, 但对不同的初值其数值稳定性较差, 有时甚至得不出结果来。梯度牛顿法数值稳定性较好但收敛速度较前者为慢, 我们利用两者各自的特点适当的结合得到满意的结果。

5 计算实例

我们计算频率范围是 2.0-3.6 GHz, 研究测量的半导体量子阱激光器由中科院半导体所提供, 采用 Fortran 语言, 在 386-33 微机上进行。CPU 时间为 15 min。为使数字的量级相近, 计算中, 频率单位取为 GHz, 电容的单位取为 pf; 电感的单位取为 nH, 电阻单位取为 Ω 。为避免负解的出现, 加入一定约束条件, 修正原目标函数, 仍可转化为无约束问题来求解。

计算结果: (直流偏值为 8 mA, 器件阈值电流为 6 mA)

$$R_L = 8.7095\Omega, C_L = 4.95\text{pf}, L_p = 1.749\text{nH}, R_p = 0.001\Omega, C_p = 1.068\text{pf}, L_C = 2.2789\text{nH}, C_C = 0.36094\text{pf}.$$

由器件的直流电流电压曲线得出器件的内阻为 8.67Ω (偏置在阈值电流以上) 与计算值相近, 因而上述结果是可信的。

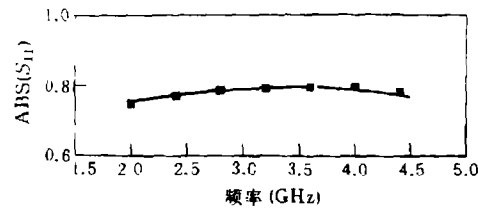


图2 反射系数的模的测量值和计算值比较
— 测量 ■ 计算

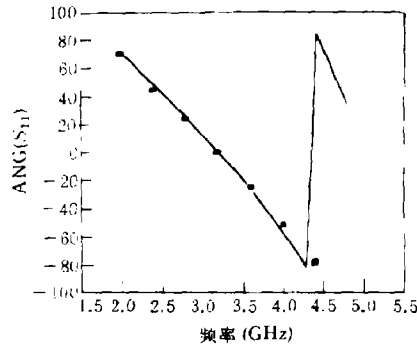


图3 反射系数的相角计算值与测量值的比较
— 测量值 ■ 计算值

图2为由模拟出的元件值计算得到的，是对一 50Ω 传输线等效电路的反射系数的模与测量值的比较；图3为反射系数的相角计算值与测量值的比较。由图2，图3可以看出，虽然我们最优化计算的频率范围是2-3.6GHz，但模拟结果显示，直到4.2GHz测量值和计算值仍吻合得很好。

6 结 论

本文给出了半导体激光器的微波等效电路及其数字模拟方法。计算结果与实际测量的反射系数的比较表明，我们给出的微波等效电路是合理正确的，给出的数字方法是有效的。此电路和模拟出的电路元件参量是进行宽带半导体激光器微波调制电路设计的理论基础。应用本文给出的技术，可用于不同的偏置下等效电路的模拟计算，可得到器件的非线性等效元件的伏安特性曲线。进行分频段计算还可得出这些等效元件在不同频带下取值的变化趋势。

参 考 文 献

- [1] Giasi A, Gopinath A, IEEE Trans. on MTT. 1990. MTT-38(3): 673-675.
- [2] Bercel T, *et al.* IEEE Trans. on MTT. 1992. MTT-40(5): 910-915.
- [3] Lau K Y, *et al.* IEEE. J. of QE, 1985. QE-21(2): 121-138.
- [4] Su C B, *et al.* IEEE J. of QE. 1986. QE-22(9): 1566-1578.
- [5] Maeda M, *et al.* IEEE Trans on COM, 1978. COM-36(7): 1076-1081.

[6] 蔡宣三. 最优化与最优控制. 北京: 清华大学出版社, 1982, 第六章, 236-297.

THE STUDY OF THE MICROWAVE CHARACTERISTICS OF THE HIGH SPEED SEMICONDUCTOR LASER DIODE

Yu Zhiyuan Lin Weigan

(*University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054*)

Abstract This paper presents a deep researching of the microwave characteristics of a quantum well laser diode with the diode's microwave S parameters. By considering the characteristics and microwave packing effects of the device, a microwave equivalent circuit of the semiconductor quantum well laser and the numerical analogous methods for it are proposed. By developing a proper object function and selecting a correct calculation method, the element parameters of the circuit are successfully simulated under the measured microwave S_{11} parameters. By comparing the calculated results and the measured ones, it shows that presented equivalent circuit is correct and the calculation method is effective.

Key words High speed laser diode, Numeral modelling, Microwave equivalent circuit

喻志远: 男, 1946年生, 副教授, 主要从事微波电路, 微波光电子学方面的研究.

林为干: 男, 1919年生, 中国科学院院士, 教授, 主要从事电磁场和微波理论方面的研究.