

文章编号: 0258-7025(2004)07-0857-04

光探测器芯片的高频特性测量

张胜利, 孙建伟, 刘 宇, 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 为了克服用共面探针测量光探测器芯片的高频特性对电极结构的限制, 提出了一种精确测量光探测器芯片的阻抗和频率响应的新方法。对于任意电极结构的探测器芯片, 首先把芯片与测试夹具连接, 通过一系列的校准和测量, 可以得到夹具的 S 参数, 进而利用微波理论扣除整个测试夹具的影响, 得到探测器芯片的 S 参数, 计算出光探测器的阻抗和频率响应特性。用该方法对 P 极和 N 极共面的光探测器芯片的阻抗和频率响应特性进行了测量, 并与直接用微波探针测量的结果相比较, 验证了该方法在 50 MHz~16 GHz 的频率范围内的正确性。

关键词 光电子学; 光探测器; 微波网络分析仪; 频率响应

中图分类号 TN 29 **文献标识码** A

Measuring the High-Frequency Characteristics of Chip Photodiodes

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

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

Abstract An accurate measurement technique for the impedance and modulation frequency response of photodiodes is presented. In the measurement, the photodiode is mounted on a submount, and bond wires are used to connect the electrodes of chip. The test fixture consists of a microwave probe, a submount, and bond wires, and their scattering parameter can be attained by some accurate measurements. So the intrinsic characteristics of chips can be obtained by completely removing the effect of test fixture using microwave network theory and overcome the dependency on the electrode figures in conventional methods. Experimental results for a photodiode with coplanar electrodes demonstrate the validity of the proposed technique in the region 50 MHz~16 GHz.

Key words optoelectronics; photodiode; microwave network analyzer; frequency response

1 引 言

在光电集成电路和光纤通信系统的设计过程中, 往往需要建立精确的光电子器件(激光器、探测器和调制器等)模型, 其中模型参数的取值需由器件的测量来确定, 模型的准确性取决于测量的精度^[1,2]。因此, 器件的精确测量对于建立准确的器件模型是十分必要的。此外, 光电子器件的设计制作和封装也需要对其进行精确测量^[3]。

光探测器芯片的测量需要借助测试夹具来完

成, 为了得到探测芯片的真实特性, 首先要对测试夹具进行校准, 然后再把夹具的影响从测量结果中扣除。测量的精度取决于夹具校准所采用的标准和计算方法。对于 P 极和 N 极共面的光探测器芯片, 可以使用共面微波探针直接进行测量。由于微波探针可以用常规的开路-短路-匹配负载(open-short-load, OSL)方法校准, 因此, 测量中探针带来的误差可以被完全消除^[4]。但是, 通常情况下探测器芯片的 P 极和 N 极并不共面, 无法用微波探针直接进行测量。P. D. Hale 等^[5]提出用 SMA 同轴连接器作

收稿日期: 2003-03-24; 收到修改稿日期: 2003-05-08

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

作者简介: 张胜利(1976—), 男, 中国科学院半导体研究所博士研究生, 主要从事高速光电器件及收发模块的设计与测试。
E-mail: zhangsl@red.semi.ac.cn

为测试夹具的测量方法。该方法的缺点是不能对测试系统进行严格校准,而且只能用于 0~6 GHz 的频率范围内,现在高速光通信系统中光探测器的带宽已经超过了 10 GHz。因此,这种方法在测试精度和频率范围上都不能满足实际工作的需要。

本文提出了一种不受电极结构限制的精确测量光探测器芯片的新方法。用该方法对 P 极和 N 极共面的光探测器芯片的阻抗和频率响应特性进行了测量,并与直接用微波探针测量的结果进行了比较。

2 测试系统

光探测器芯片的测试系统由 HP8720D 矢量网络分析仪、校准的 1.3 μm 光源和测试夹具组成,其中测试夹具包括 Cascade ACP40-GS-200 微波探针,带一共面电极的陶瓷基片和连接金丝。测量过程中,首先把探测器芯片压焊在陶瓷基片上,然后通过两条金丝将芯片的 P 极和 N 极与基片的接触电极连接起来(对于 P 极和 N 极不共面的探测器只需要一条金丝),最后用微波探针对整个器件进行测量,测量系统的配置如图 1 所示。其中 HP 8720D 网络分析仪是在同轴环境下用 HP85052D 3.5 mm 校准标准进行的短路-开路-匹配负载-传输线(SOLT)双端口校准(需要接短路-开路-匹配负载-传输线),校准后的网络分析仪的测试参考面为参考面 1 和参考面 3。由于光源和探测器之间的光反射作用是非常弱的,它们之间的反向传输系数 S_{12}^{L+PH} 可以忽略,因此光源和探测器组成的复合系统的 S 参数为^[4]

$$S_{11}^{L+PH} = S_{11}^L \quad (1)$$

$$S_{21}^{L+PH} = S_{21}^L \times S_{21}^{PH} \quad (2)$$

$$S_{12}^{L+PH} = 0 \quad (3)$$

$$S_{22}^{L+PH} = S_{22}^{PH} \quad (4)$$

式中上标 L 表示校准的光源,PH 表示探测器(包括测试夹具),L + PH 表示光源和探测器复合系统,

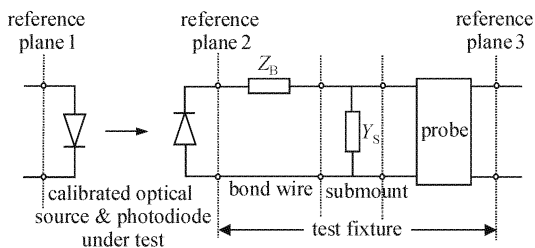


图 1 探测器芯片测试系统示意图

Fig. 1 Schematic of measurement system for chip photodiodes

探测器的调整响应 S_{21}^{PH} 定义为探测器的输出电流与入射光功率的比率。用在 50 MHz~45 GHz 频率范围内响应平坦的 New Focus Model 1014 探测器对测量用的光源进行校准,测得光源在 60 mA 的偏置电流下的传输系数 S_{21}^L 如图 2 所示。

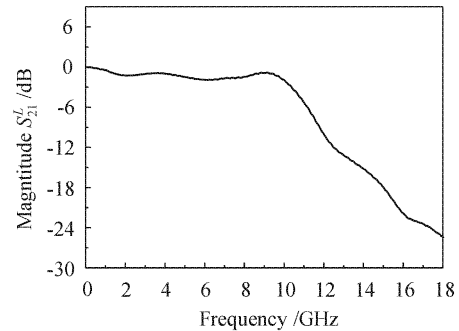


图 2 校准的光源的频率响应

Fig. 2 Frequency responses of calibrated source

以上的测量系统中存在下列四项误差:网络分析仪的输出与光源输入之间的阻抗 (S_{11}^L) 失配,探测器芯片的输出与夹具输入之间的阻抗失配,测试夹具的输出 (S_{22}^{PH}) 与网络分析仪输入端之间的阻抗失配,以及测试夹具本身的衰减。由于网络分析仪的输出端口和光源的电输入端相对匹配比较好,因此第一项误差的影响可以忽略,影响测量精度的主要是其他三项误差^[4]。为了消除这三项影响而得到探测器芯片的真实 S 参数,必须对整个测试夹具进行校准。

3 测量夹具的校准

测试夹具由探针、陶瓷基片和金丝三部分组成,因此需要对各个部分分别进行测量或校准才能够得到整个夹具的 S 参数。微波探针的校准是把探针接在网络分析仪的任一端口上再接开路-短路-匹配负载进行的,测试数据代入下式^[6]

$$S_{P11} = \Gamma_M^L \quad (5)$$

$$S_{P22} = \frac{\Gamma_M^O + \Gamma_M^S - 2\Gamma_M^L}{\Gamma_M^O - \Gamma_M^S} \quad (6)$$

$$S_{P21} S_{P12} = S_{P11} S_{P22} + \frac{(\Gamma_M^O + \Gamma_M^S)\Gamma_M^L - 2\Gamma_M^S\Gamma_M^O}{\Gamma_M^O - \Gamma_M^S} \quad (7)$$

式中下标 M 表示测量得到的反射参数,上标 S,O,L 分别代表短路、开路和匹配负载三个标准,下标 P 表示微波探针。探针可视为互易网络,即 $S_{P12} = S_{P21}$,所以 S_{P12} 的幅值可由(7)得出, S_{P12} 和 S_{P21} 的相位值

可以用扩展的开路-短路-匹配负载方法来确定^[6]。图 3 给出了测量的微波探针的 S 参数,从图中看到 S_{P21} 的幅度随着频率的升高而增大, S_{P11} 在 50 MHz ~18 GHz 的范围内低于 -10 dB。

基片的测量可以通过校准后的微波探针来进行,校准后的测试参考面位于探针头上,用探针测量得到基片的反射参数 Γ_s , 导纳 Y_s 为

$$Y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{(1 + \Gamma_s)Z_C} \quad (8)$$

式中网络分析仪测试端口的特征阻抗 Z_C 为 50 Ω 。图 4 给出了陶瓷基片的结构示意图及测得的阻抗,基片的阻抗呈现出电容特性,在低频下阻抗很高,随着频率的升高阻抗逐渐降低。

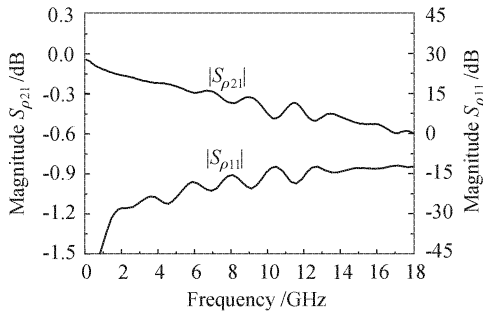


图 3 测量的微波探针的 S 参数

Fig. 3 Measured S-parameters of microwave probe

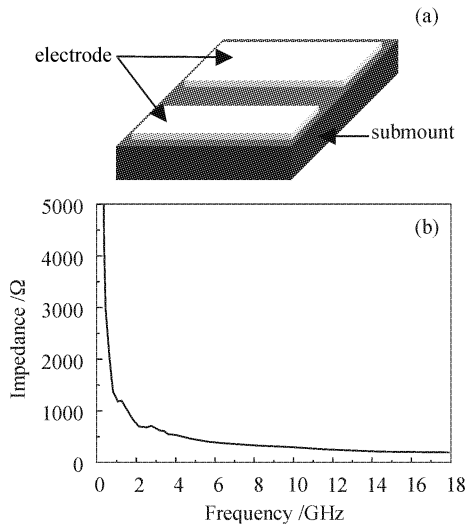


图 4 (a) 基片的示意图;(b) 陶瓷基片的阻抗

Fig. 4 (a) Schematic of submount;
(b) Impedance of submount

为了测量金丝的阻抗,首先将相同长度的金丝与基片的两个接触电极连接在一起,然后重复上面的测试过程就可以得到金丝和基片并联在一起的反射参数 Γ_{SB} , 则金丝的阻抗 Z_B 为

$$Z_B = \frac{1}{Y_{SB} - Y_s} = \frac{1}{\frac{1 - \Gamma_{SB}}{(1 + \Gamma_{SB})Z_C} - \frac{1 - \Gamma_s}{(1 + \Gamma_s)Z_C}} \quad (9)$$

图 5 给出了金丝的测量示意图和测得的金丝阻抗,测量中,用于连接芯片和基片接触电极的每条金丝长度约为 0.3 mm。从图中可以看到金丝呈现电感特性,并计算出金丝的电感值为 0.32 nH。

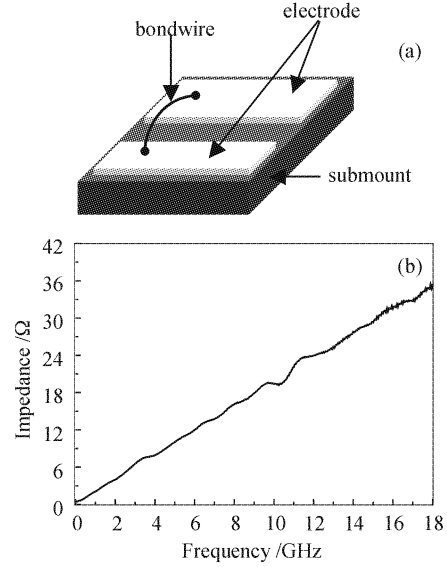


图 5 (a) 金丝的测量示意图;(b) 金丝的阻抗
Fig. 5 (a) Schematic of bonding wire;
(b) Impedance of bonding wire

通过以上的测量和校准,则整个测试夹具的 S 参数为^[7]

$$S_{F11} = \frac{(1 - S_{S22}S_{B11})S_{P11} - (S_{S11} - S_{B11}\Delta_s)\Delta_P}{\Delta} \quad (10)$$

$$S_{F12} = \frac{S_{P12}S_{S12}S_{B12}}{\Delta} \quad (11)$$

$$S_{F21} = \frac{S_{P21}S_{S21}S_{B21}}{\Delta} \quad (12)$$

$$S_{F22} = \frac{(1 - S_{S11}S_{B22})S_{B11} - (S_{S22} - S_{P22}\Delta_s)\Delta_B}{\Delta} \quad (13)$$

其中

$$S_s = \frac{1}{2 + Y_s Z_C} \begin{bmatrix} -Y_s Z_C & 2 \\ 2 & -Y_s Z_C \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$S_B = \frac{1}{2 + Z_B/Z_C} \begin{bmatrix} Z_B/Z_C & 2 \\ 2 & Z_B/Z_C \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\Delta = 1 - S_{S11}S_{P11} - S_{S22}S_{B11} + S_{P22}S_{B11}\Delta_s \quad (16)$$

$$\Delta_X = S_{X11}S_{X22} - S_{X12}S_{X21} \quad X = S, B, P \quad (17)$$

式中 S 表示测量夹具中的基片, B 表示连接金丝, F 表示整个测试夹具。

这样就得到了扣除测量夹具影响后的探测器芯片的阻抗 Z_D 和传输系数 S_{21}^D 为^[8,9]

$$Z_D = \frac{1}{Y_{SBD} - Y_S} - Z_B \quad (18)$$

$$S_{21}^D = \frac{(1 - S_{F22} \Gamma_D) S_{21}^{L+PH}}{S_{F21} S_{21}^L} \quad (19)$$

其中

$$Y_{SBD} = \frac{(1 - S_{22}^{PH})}{(1 + S_{22}^{PH}) Z_C} \quad (20)$$

$$\Gamma_D = \frac{Z_D - Z_C}{Z_D + Z_C} \quad (21)$$

按照上述步骤,我们对 OptoSpeed 公司的 PDCS30T 型 InGaAs/InP 探测器芯片的阻抗和频率响应特性进行了测量,测量中的偏置电压为 -2 V,测量频率范围为 50 MHz \sim 16 GHz。之所以选择该类型芯片,是因为这种芯片的 P 极和 N 极共面,既可以用上述方法测量,也可以用微波探针直接测量,以便对两种方法加以比较。图 6 给出了测量的探测器芯片的阻抗,从图中可以看到,探测芯片呈现容性,阻抗随着频率的增加而减小,扣除夹具前的电容大于扣除夹具后的电容,这主要是由于基片电容的影响造成的。扣除夹具后的结果与微波探针直接测量的结果吻合得很好。图 7 给出了探测器芯片的频率响应曲线,从图中可以看到未扣除夹具的曲线在 10 GHz 的位置出现一谐振峰,并且 3 dB 带宽被扩展,这是由探测器芯片、基片的电容与连接金丝的电感之间的谐振引起的。扣除了夹具后的曲线未出现此现象,而且与微波探针直接测量的曲线符合得很好,测得的调制响应 3 dB 带宽为 11 GHz。

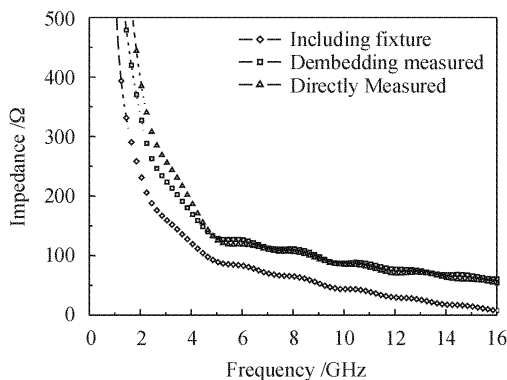


图 6 测量的探测器芯片的阻抗

Fig. 6 Measured impedance of photodiode chip

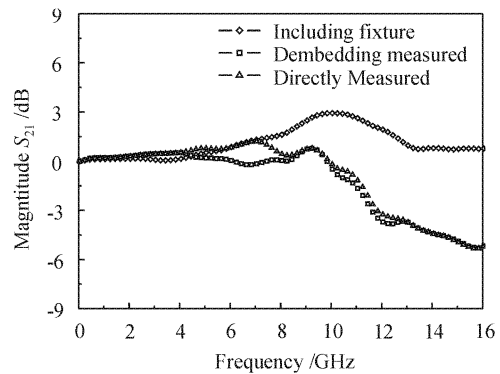


图 7 测量的探测器芯片的频率响应

Fig. 7 Measured frequency responses of chip photodiodes

4 结 论

提出了一种精确测量光探测器芯片的阻抗和频率响应的新方法,通过一系列的校准和测量,可以得到微波探针、陶瓷基片和连接金丝的 S 参数,进而可以扣除掉整个测试夹具的影响,得到探测器芯片的本征特性。用该方法对 OptoSpeed 公司的 PDCS30T 型共面电极的探测器芯片的阻抗和频率响应特性进行了测量,并与用微波探针直接测量的结果相比较,二者在 50 MHz \sim 16 GHz 的频率范围十分吻合,验证了该方法的正确性。

参 考 文 献

- 1 H. Elkadi, J. P. Vilcot, D. Decoster. An equivalent circuit model for multielectrode lasers; Potential devices for millimeter-wave applications [J]. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 1993, **6** (4):245~249
- 2 P. Debie, L. Martens. Correction technique for on-chip modulation response measurements of optoelectronic devices [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1995, **43** (6):1264~1269
- 3 N. H. Zhu, Y. Liu, E. Y. B. Pun *et al.*. Scattering-parameter measurements of laser diodes [J]. *Optical and Quantum Electron.*, 2002, **34**:747~757
- 4 P. Debie, L. Martens, D. Kaiser. Improved error correction technique for on-wafer lightwave measurements of photodetectors [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, **7** (4):418~420
- 5 P. D. Hale, T. S. Clement, D. F. Williams *et al.*. Measuring the frequency response of gigabit chip photodiodes [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2001, **19** (9):1333~1339
- 6 Chen Zhen-yu, Wang You-lin, Zhu Ning-hua. The extended OSL method for calibrating the two-port microwave test fixtures [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2002, **30** (11):1711~1714
陈振宇,王幼林,祝宁华. 扩展 OSL 方法校准微波双口测试夹具 [J]. *电子学报*, 2002, **30** (11):1711~1714
- 7 R. A. Speciale. A generalization of the TSD Network-Analyzer calibration procedure, covering n -port scattering-parameter measurements, affected by leakage errors [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1977, **25** (12):1100~1115
- 8 K. J. Silvonen. Calibration of test fixtures using at least two standards [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1991, **39** (4):624~630
- 9 Ninghua Zhu. Phase uncertainty in calibrating microwave test fixtures [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1999, **47** (10):1917~1922