

# 高速半导体激光器的匹配技术

张志军 吴正德 樊勇 唐小宏

(电子科技大学应用物理研究所, 成都, 610054)

**摘要:** 本文较全面地介绍了高速半导体激光器的匹配技术, 详细讨论了三种匹配网络的设计原理和适用范围, 评述了各自的优缺点。

**关键词:** 半导体激光器 匹配技术 网络

## Matching technology for high speed laser diode

Zhang Zhijun, Wu Zhengde, Fan Yong, Tang Xiaohong

(Institute of Applied Physics, UEST)

**Abstract:** The laser diodes and photoelectron detectors can be used in the range over 10GHz. It is very important to have high transfer efficiency and better frequency response feature for transmitting and receiving units. This paper introduces the matching technology of high speed laser diode thoroughly, design principles and applications of three kinds of matching networks, in detail.

**Key words:** high speed laser diode matching technology networks

## 一、引言

80年代后期有文献报道: 半导体激光器能工作在12~22GHz频率范围, 光电检波器工作频率超过35GHz<sup>[1-3]</sup>, 人们已经注意到在不同的模拟微波系统和高数码率基带数字通信系统中采用这些元件。

未来的“信息高速公路”及先进的雷达系统将要求大容量数据传输和交换, 为了满足它们的需要, 将要求超高速、高效率数据通信和传送系统, 用激光二极管作发射源和光电检波器作接收机的光纤线路有希望满足这些要求, 因为光纤线路具有宽带性能; 能传输高速率数据; 对射频噪声不敏感; 在较高射频下工作不易被干扰和截获。光纤重量轻, 尺寸小, 在站与站之间容易敷设备份光缆, 从而提高系统工作可靠性, 进而改善了系统功能, 另外还能降低雷达和其他机载系统的体积和重量。

为了实现光纤线路在微波系统和数字通信中的应用, 半导体激光器(LD)发射组件和半导体光电接收组件至关重要。因为正是这两种组件实现了从微波到光, 以及从光到微波的转换。收发组件之间微波至微波的转换效率和频响特性是两项主要指标。通常光电接收组件的制作比较容易, 其射频(RF)输出网络的设计也较为简单。而LD发射组件的设计制作则比前者复杂许多, 其中主要的关键是如何将微波或高数码率数据调制到激光上去。为了实现高频电信号对光的调制, 目前有两种主要方式: LD的直接调制和激光外调制, 但由于前者结构简单、效率

高,且具有相当的带宽而受到人们的青睐。然而要采用直接调制技术,就必须为 LD 设计良好的微波封装,因此,高速 LD 的匹配技术便成为重要的研究课题。

在现有某些产品中,LD 组件并未采用匹配电路,这些电路通常都只工作在较低频段上。在它们的工作频段内,LD 管芯及电路其它部分的分布参数特性并不显著,没有产生较强的反射,因此 LD 组件仍可正常工作。随着工作频率升高并进入微波频段后,信号反射迅速增强,不仅反射信号干扰 RF 驱动源的工作状态,而且馈送到 LD 管芯的有效功率明显下降,从而限制了器件的频响特性,LD 组件无法正常工作。

常见的 LD 管芯内阻通常在  $2\sim 8\Omega$  范围内,而常用的同轴传输线的特性阻抗是  $50\Omega$ ,若直接对接,匹配效果很差。为了使 LD 管芯和 RF 信号馈源达到良好匹配,针对不同应用目的,则出现了不同的匹配技术。原理上 LD 组件的匹配网络通常可分为:吸收式匹配网络,分布参数匹配网络,分布参数与集总参数混合匹配网络。

## 二、吸收式匹配网络

吸收式匹配主要有两种形式:内置式匹配<sup>[6-10]</sup>和外置式匹配<sup>[6,11,12]</sup>。

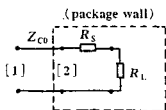


Fig. 1 Circuit of ideal inner matching network

内置式匹配网络原理如图 1 所示,在这里我们假设 LD 的内阻  $R_L = 5\Omega$ ,内置电阻  $R_S$  串联在管芯前, $R_S = Z_{C0} - R_L = 45\Omega$ ,从而使 2 口处等效电阻为  $50\Omega$ ,理论上可得到 1 口处全频段零反射阻抗匹配。

实际工程中,为了焊接 LD 管芯,以及制作薄膜电阻的方便,在  $R_S$  和 LD 之间还有一段传输线,如图 2 所示。若该传输线的特性阻抗  $Z_{C1}$  仍取标准的  $50\Omega$ ,图 3 给出了我们模拟的计算结果,由此可见,该匹配网络的匹配效果与附加传输线的长度  $L$  成反比;在限定回波损耗时,该网络的截止频率也与长度  $L$  成反比,这样的

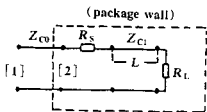


Fig. 2 Circuit of real inner matching network

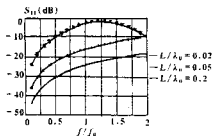


Fig. 3 Calculated return loss of inner matching network ( $Z_{C1} = 50\Omega$ )

匹配网络只能工作在较低的频段。很显然,当取  $Z_{C1} = 5\Omega$  时,理论上可得到 1 口处全频段的零反射匹配。但由于  $5\Omega$  传输线工程实现相当困难,这种结构是不现实的。当兼顾网络的回波损耗和频率响应,并考虑到 LD 管芯寄生参数和网络不连续性的影响,对图 2 中  $R_S$ ,  $Z_{C1}$ ,  $L$  同时进行优化,可以在相当宽的范围内获得射频输入端口的良好匹配。文献[10]采用标准  $50\Omega$  传输线系统,优化结果用国产管芯得到了带宽  $4\text{GHz}$  的组件。文献[7]采用非标准  $25\Omega$  传输线系统,在考虑了众多不连续因素的条件下进行优化,当  $R_S = 20\Omega$ ,  $Z_{C1} = 49\Omega$ ,  $L =$

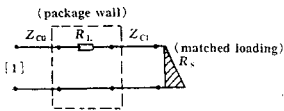


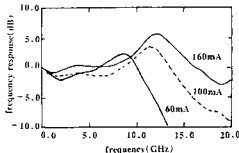
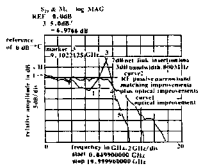
Fig. 4 Circuit of outer matching network

射匹配。由于外置式匹配网络中各传输线尺寸适中,外部吸收负载的精度较薄膜电阻精确,且工艺中也较好控制,因此外置式匹配网络的效果将优于内置式匹配网络,但外置式匹配电路的体积大一些。文献[12]提出的双端激励组件实际上近似于典型的外置式匹配网络,LD两边均采用50 $\Omega$ 传输线,一端用于激励,另一端接匹配负载。因此获得了良好的频率响应,图5<sup>[12]</sup>是测试的归一化频响特性,工作带宽达到20GHz。

最后必须指出,为了获得输入端良好的匹配,吸收式匹配网络吸收了大部分射频能量,仅此一项造成的插入损耗就达10dB量级,以此为代价得到了从低频到数十千兆赫兹的宽带匹配。然而对于某些特殊的应用场合,射频信号仅占据有限宽度的频带,这时利用分布参数低损耗网络可以获得较吸收式匹配网络更好的效果。

0.084in,获得了带宽15GHz的组件。

外置式匹配网络原理如图4,LD管芯串接在级联传输线之间,左边是特性阻抗为 $Z_{C0}$ 的标准传输线,右边是附加传输线,其特征阻抗 $Z_{C1} = Z_{C0} - R_L$ ,在封装外部端接性能优良的匹配负载,在理论上亦有可能实现1口处全频段零反

Fig. 5 Measured normalized frequency response of outer matching network<sup>[12]</sup>Fig. 6 Measured transmission character of band-pass matching network<sup>[13]</sup>

### 三、分布参数匹配网络

采用吸收匹配网络的光电收发组件,微波到微波典型插入损耗约为30~40dB。由于插损过高,限制了该类组件在某些系统中的应用。对于雷达信号和其他一些中心频率较高,但带宽有限的信号,利用带通型匹配可使微波转换效率显著提高。

分布参数匹配网络主要有两种类型:带通型匹配<sup>[13]</sup>和高通型匹配<sup>[14~16]</sup>。应当注意,在微波封装中,低通型分布参数匹配网络,以及起始频率低于1GHz的其他网络的实现均很困难,此时仍需采用吸收式网络。

带通型匹配网络采用传统的微波网络设计方法<sup>[17]</sup>。对于10%左右相对带宽的窄带匹配可用调匹支节、或调匹支节和阻抗变换器结合实现低损耗匹配。对于宽带匹配,采用传统多节阻抗变换器将会遇到麻烦,但可以采用下面将要介绍的混合匹配网络。图6是Blauvelt<sup>[13]</sup>的试验结果。他设计了带通匹配网络,并设法提高光耦合效率,最终获得了工作中心频率9GHz,3dB带宽800MHz,插损仅为7dB的微波光纤线路。这类低插损光电收发组件在未来雷达及航空电子应用中有着极强的竞争力。

另外有一类信号,如短电磁脉冲,其带宽很宽,但低频分量甚少,当这类信号调制LD时采

用高通型匹配网络尤为适合。阻抗渐变线<sup>[17]</sup>是常见的一种高通阻抗变换器,如指数变化型、

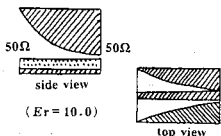


Fig. 7 Transmission line transformer with fin

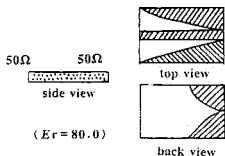


Fig. 8 Transmission line transformer with high dielectric substrate

切比雪夫型和双曲线型,它们都可以在设计的截止频率以上的频段内得到良好的低损耗匹配。但对于各类阻抗渐变线都面临着一个同样的问题,即在靠近 LD 管芯侧的传输线特征阻抗必须很小。因此必须通过选择高介电常数基片、宽中心导带、以及减小各导体间距来达到降低传输线特征阻抗的目的,但具体实现很困难。图 7<sup>[14,15]</sup>,图 8<sup>[16]</sup>分别给出了几种新型高变比阻抗渐变线设计方案。

图 7 的结构是微带和共面波导复合的渐变背地共面线,并在其上加渐变鳍状接地平面进一步降低传输线的特性阻抗<sup>[14]</sup>。在该传输线的高阻端渐变共面地和鳍状地离中心导带足够远,端口横切面近似为普通微带线结构。当共面地和鳍状地向中心导带靠近时,传输特性阻抗将随之减小,最终在低阻抗端口达到 5Ω。在实验中,文献[14]已观察到采用这种传输线带来的好处,在相同的窄脉冲驱动功率下,渐变传输线获得了较传统 50Ω 传输线更高的传输效率。应该看到这种传输线结构不牢固,鳍状地的位置也很难控制。另外,阻抗渐变线的尺寸随着截止频率的降低而增大,所以当截止频率设计过低时,封装尺寸太大。以指数渐变线为例,当截止频率  $f_c = 1\text{GHz}$ ,在陶瓷基片 ( $E_r = 9.9$ )上,电路长度达 50mm 左右。为此,文献[16]提出了改进后的新型传输线,如图 8 所示。为了增强结构的牢固性,并减小结构尺寸,采用了介电常数高达 80 的基片,取消了悬空的渐变鳍状地,并将背地面改为形状渐变的接地面,在保证网络性能的前提下,将长度由 50mm 减至 14mm。

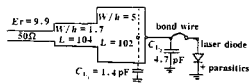


Fig. 9 Circuit of composite matching network

电感或电容,在满足所要求技术指标的前提下,使网络尺寸减小。

图 9 是从 50Ω 到 2Ω 相对带宽 100% 的切比雪夫响应的混合型变换器。若采用常规结构,三节 1/4 波长线的阻抗分别应为 26Ω, 10Ω, 3.8Ω, 后面一节在微带线路制作中已无法接受,因为其宽高比为 25 左右,将激励起横向模式破坏微带线正常工作。采用混合网络,即用在传输线两端并联集中电容的方式,来降低传输的等效阻抗,这样实际需要的低阻抗传输线特性阻抗增至 17.5Ω,微带线的宽高比由 25.5 减至 5,使匹配网络易于实现。图 10<sup>[18]</sup>给出了这种混

#### 四、混合匹配网络

混合匹配网络<sup>[18]</sup>与分布参数网络一样,网络中也没有采用高损耗元件(电阻、吸收负载等),因此它具有与分布参数网络相同的优点——低损耗。而混合匹配网络合理地利用集中

合匹配网络的频响曲线的计算机模拟结果,获得了良好的电气性能。

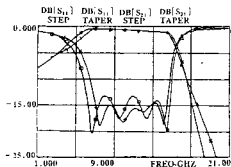


Fig. 10 Calculated frequency response of composite matching network

以实现,才能充分发挥 LD 管芯的潜力,制造出高质量的高速 LD 发射组件。

随着频率的升高,集总元件自身的寄生参数和不连续性影响逐渐显著,网络性能开始下降。因此对于再高的工作频率,分布参数网络比混合匹配网络具有更强的竞争力。

## 五、结束语

高速光电器件的发展不仅依赖于 LD 管芯本身的发展,而且依赖于匹配网络的设计。只有根据不同的应用背景并借助计算机的模拟和优化,设计合理的微波匹配网络,并采用先进的工艺予以实现,才能充分发挥 LD 管芯的潜力,制造出高质量的高速 LD 发射组件。

## 参考文献

- 1 Gee C M, Newberg J L, Thurmond G D *et al.* Proc SPIE, 1986; 716:64~68
- 2 Stephens W E, Joseph T R. J Lightwave Tech. 1987;LT-5:380~387
- 3 Agrawal G P, Dutta N K. Long-wavelength semiconductor lasers. New York: Van Nostrand Reinhold, 1986;23~69, 184~186, 256~263
- 4 Schmidt R V. Integrated optics switches and modulators. in Integrated Optics: physics and applications. Martellucci S, Chester A N Eds, New York:Plenum, 1987
- 5 Becker R A. IEEE J Q E. 1984; QE-20:723~727
- 6 Ulbricht L W, Schlafer J. Proc SPIE, 1986;716:64~68
- 7 Lipson J, Dietrich N R, Tucker R S. Proc SPIE, 1988;994:2~10
- 8 Kanack B, Goldsmith C. Proc SPIE, 1992;1703:338~349
- 9 Atlas D A, Rosiewicz A. IEEE Photon Tech Lett, 1993;5:123-126
- 10 查开德,王新宏.光纤 SCM 激光发射组件的设计.第六届全国光纤通信学会会议论文,1993;212~215
- 11 Lauer R B. Proc SPIE, 1987;756:136~141
- 12 Schlafer J, Lauer R B. IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1990;MTT-38:518~523
- 13 Blauvelt H, Huff D B, Stern G J *et al.* IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1990;MTT-38:662~664
- 14 Carvalho M C, Margulis W. Electron Lett, 1991;27:138~139
- 15 Carvalho M C, Margulis W. IEEE Microwave & Guided Wave Lett. 1991;1:368~370
- 16 Cristina M, Carvalho R, Margulis W *et al.* IEEE Microwave & Guided Wave Lett, 1992;2: 428~430
- 17 Gupta K C, Grag R, Cladha R. Computer-aided design of microwave circuits. New York: Artech House, 1981
- 18 Ghiasi A, Pimath A G. IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1990; MTT-38:673~675



作者简介:张志军(附照片),男,1971年出生。现为电子科技大学应用物理研究所硕士生。  
吴正德,男,1945年出生。教授,博士生导师,美国纽约科学院院士。1991年被授予“做出突出贡献的中国博士学位获得者”称号,现为中国电子学会微波专业委员会委员。长期从事电磁

场理论与微波技术领域科研和教学工作。

柴勇,男,1963年出生。硕士。现从事电磁场理论与微波技术领域的科研和教学工作。

唐小宏,男,1962年出生。博士,副研究员。现从事电磁场理论与微波技术领域的科研和教学工作。