

光端机是光纤通信系统中光纤传输终端设备,它们位于电端机和光纤传输线路之间,包括光发射机和光接收机。在光纤通信系统中,光发射机的作用是将来自电端机的电信号转换为相应的光信号,并通过耦合器将光信号注入作为通信信道的光纤,光接收机的作用是将光信号转换回电信号,恢复光载波所携带的原信号。

随着光纤的普及应用,交换机、路由器、光线路终端、光网络单元等设备中常嵌入光模块进行光/电和电/光转换。光模块主要由光纤接口、信号处理单元、电路接口 3 部分组成,其发射端把电信号转换为光信号,接收端把光信号转换为电信号。光模块广泛应用于数据中心(云)、电信网络(管)和接入网(端)领域。

5.1 光发射机

5.1.1 光发射机的基本构成

光发射机将承载信息的电信号转换为光信号的过程是通过电信号调制光源的光载波而实现的,而受调制的光载波参数有功率、频率和相位。调制有直接调制和间接调制(外调制)两种方案。直接调制的光发射机和间接调制的光发射机的构成有所不同,而且不同厂家生产的光发射机的结构也有所差异。目前,大多数光波通信系统采用数字信号格式。下面以数字光发射机为例,介绍光发射机的基本构成。

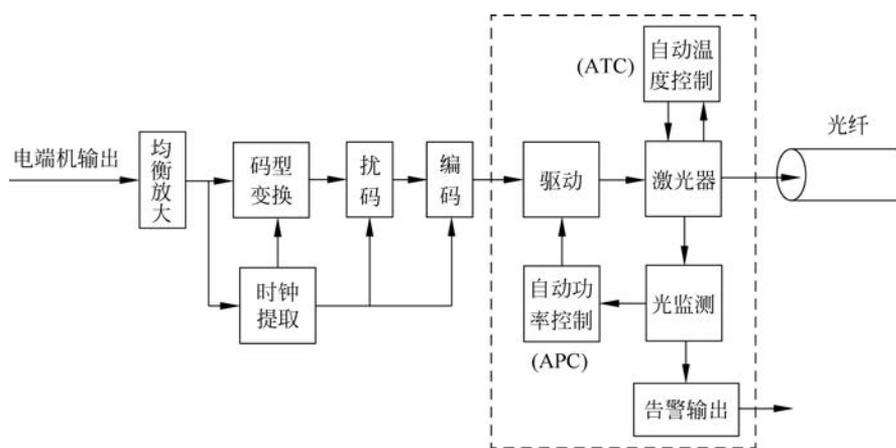
如图 5-1 所示,光发射机主要由光源(如激光器)、驱动电路、光源控制电路(APC 和 ATC)以及光源监测与保护电路等组成,其中数字光发射机还需输入接口,包括均衡放大、码型变换、扰码、编码、时钟提取等。

1. 均衡放大电路

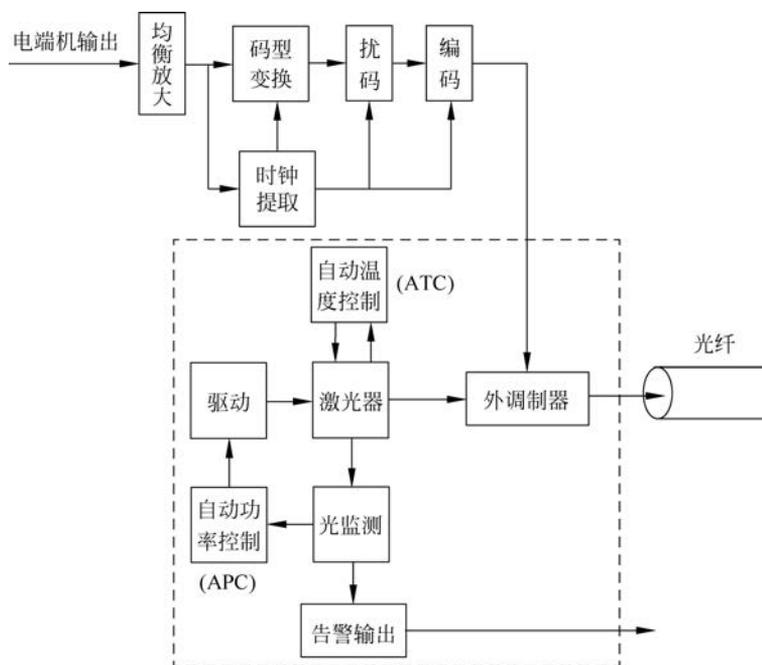
PCM 端机与光发射机之间传输电缆的衰减与信号频率平方成正比,因此,PCM 端机送来的信码经过电缆传输后会产生衰减和畸变。均衡放大电路实际上是利用 RC 均衡网络和放大器来补偿衰减的电平并均衡畸变的波形。

2. 码型变换

PCM 端机输出端口的接口码型为 HDB₃ 码,HDB₃ 码的全称是三阶高密度双极性码,而光纤通信系统中光源不可能发射负脉冲,因此光发射机输入接口需要将 HDB₃ 这种双极性码变换为单极性的 0、1 二电平码,这就要由码型变换电路来完成。



(a) 直接调制光发射机



(b) 间接调制光发射机

图 5-1 数字光发射机构成框图

3. 扰码

若信码流中出现长连 0 和长连 1 时将会给提取时钟信号带来困难,因此为了避免出现这种长连 0 和长连 1 的情况,就要在码型变换之后加一个扰码电路,以达到有规律地破坏长连 0 和长连 1 码流。当然,经过光纤传输后,在接收端则加一个与扰码相反的解扰码电路以恢复码流原来的状态。

4. 线路编码

理论上,经过码型变换和扰码的信码流对光载波进行调制后所形成的光脉冲信号可以在光纤上传输。但在实际的光纤通信系统中,为了便于不间断地进行误码监测,克服直流通分

量的波动,以便于区间通信联络等功能,还要对经码型变换和扰码的信码流再进行编码,以满足上述要求。

5. 时钟提取

由于码型变换和扰码过程都需要以时钟信号作为基准(时间参考),故在均衡放大之后,由时钟提取电路提取 PCM 码流中的时钟信号,用于码型变换、扰码、线路编码。

6. 调制(驱动)

在直接调制光发射机中,经过线路编码后的数字信号通过调制电路对光源进行调制,让光源发出的光强随信号码流变化,形成相应的光脉冲送入光纤。

7. 自动功率控制电路和自动温度控制电路

光发射机的光源经过一段时间的使用后会产生老化,使输出功率降低。另外,激光器 PN 结温度变化也会导致 $P-I$ 曲线变化,从而使输出光功率产生变化。因此,为了使光源的输出功率稳定,光发射机中常使用自动功率控制(APC)电路。另外,由于半导体激光器的 $P-I$ 特性曲线对环境温度的变化反应非常灵敏,为了保证在环境温度变化时输出特性的稳定,一般在激光器的发射盘上装有自动温度控制(ATC)电路。

8. 保护、监测电路

光发射机除了上述各部分电路组成外,还有 LD 保护电路、无光告警电路等辅助电路。

LD 保护电路的功能是使半导体激光器的偏置电流慢速启动以及限制偏置电流不要过大。由于激光器老化以后输出功率将降低,自动功率控制电路将使激光器偏置电流不断增加,如果不限制偏置电流就可能烧毁激光器。

当光发射机电路出现故障,或输入信号中断,或激光器失效使激光器长时间不发光时,延迟告警电路将发出告警指示。



材料

5.1.2 光纤通信对光发射机的要求

光纤通信系统对数字光发射机的要求主要体现在如下方面。

1. 光源的发光波长要合适

由于目前使用的石英光纤有 850nm、1310nm 和 1550nm 三个低损耗窗口,因此光发射机光源发出的光波波长要与这 3 个波长相适应。

2. 合适的输出光功率

从理论上讲,在光纤通信系统中,光源送入光纤的光功率越大,可通信的距离就越长。然而,光源的入纤功率太大会使光纤产生非线性效应,从而对信号传输产生不良影响,因此光发射机要有合适的输出光功率。此外,光发射机的输出光功率稳定度要求为 5%~10%。

3. 较好的消光比

消光比(EXT)就是在全 0 码时的平均输出光功率与全 1 码时的平均光功率之比。一个具有良好调制特性的光源,希望在 0 码时没有光功率输出,否则它将使光纤系统产生噪声,从而使接收机灵敏度降低。一般光发射机消光比应小于 0.1。

4. 响应速度快

响应速度快即要求光脉冲上升时间、下降时间和发光延迟时间应尽量短。

除此之外,还希望光发射机电路简单、功耗低,光源调制特性好、寿命长等。要满足这些要求,就需要合理选择光源以及光源的驱动方法,并设计相应的激光器过流保护电路和告警电路。

5.2 光接收机

在光纤通信系统中,光接收机的作用是将通过光纤传输的光信号转换成电信号,恢复光载波所携带的原始信号。光接收机的主要性能指标包括接收灵敏度、误码率(或信噪比)、带宽和动态范围。光接收机的设计主要取决于发送端所采用的调制方式,特别是与传输信号的类型(模拟信号或数字信号)有关。下面以直接检测的数字光接收机为例,介绍光接收机的构成及特性。

5.2.1 数字光接收机的构成

直接检测的数字光接收机通常由光电探测器、前置放大器、主放大器、均衡滤波器以及判决、时钟恢复和自动增益控制(AGC)等电路组成,如图 5-2 所示。

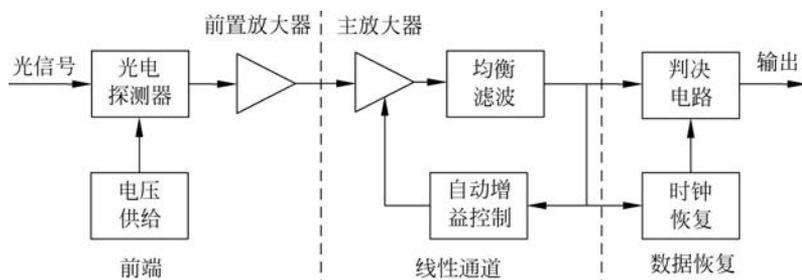


图 5-2 数字光接收机构成框图

1. 光接收机的前端

在光接收机中,首先由光电检测器将光信号转换为电信号,由于光电检测器的输出电流信号很小,必须由低噪声前置放大器进行放大。光电探测器和前置放大器构成光接收机前端,其性能是决定接收灵敏度的主要因素。光电探测器通常采用 PIN 光电二极管或 APD,它是实现光电转换的关键器件,直接影响光接收机的灵敏度。低噪声前置放大器的作用是放大光电二极管产生的微弱电信号,以便后级电路进一步处理。

前置放大器在减弱或防止电磁干扰和抑制噪声方面起着特别重要的作用,所以精心设计前置放大器就显得特别重要。光接收机前置放大器的设计应折中考虑带宽和灵敏度这两个指标。如图 5-3(a)所示,光电二极管产生的信号电流流经负载阻抗 R_L 时产生光信号电压。如果采用较大的负载阻抗,那么一方面可以提高输入到前置放大器的电压,另一方面可以降低热噪声,提高接收机灵敏度。但高阻抗前端的主要缺点在于其带宽窄,因为带宽 $\Delta f = (2\pi R_L C_T)^{-1}$,其中, C_T 是总的输入电容,包括光电二极管结电容和用于放大的晶体管输入电容,即负载电阻越大,带宽越小。光接收机的带宽受它的低频分量所限制,如果带宽 Δf 小于信号的传输速率 B ,则高阻抗的前端就不能被采用。为了扩大带宽,有时采用均衡技术,均衡器对低频分量的衰减高于高频分量,因而可以有效地提高前置放大器的带宽。假如光接收机的灵敏度不是主要关心的问题,则可以简单地采用减小 R_L 的方法来增加接收机前端的带宽,这种小负载阻抗的前端称为低阻抗前端。

采用跨阻放大器(Trans-Impedance Amplifier, TIA)的前端能同时具备以上两种前端的优点,它具有高灵敏度和宽频带的特性。如图 5-3(b)所示,这种前端将负载电阻跨接到



视频

反相放大器输出和输入端,因而又称互阻抗前端,它是一个性能优良的电流-电压转换器。如果前置放大器的增益为 G ,负反馈使有效输入阻抗降低为原来的 $\frac{1}{G}$,即 $R_{in} = R_L/G$ 。因此,TIA 前端的带宽是高阻抗前端的 G 倍,具有频带宽、噪声小、灵敏度高、动态范围大等优点,在光纤通信系统中被广泛采用。

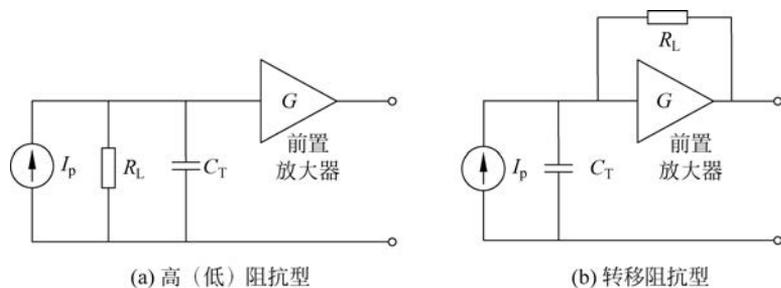


图 5-3 光接收机前端等效电路

2. 光接收机的线性通道

光接收机的线性通道由高增益的主放大器、均衡滤波器和自动增益控制电路组成,其功能是对信号进行高增益放大与整形,提高信噪比,减少误码率。主放大器把前端输出的信号放大到后继电路需要的电平,并通过自动增益控制(AGC)电路实现增益控制,使输出信号在一定范围内不受输入信号变化的影响,保证主放大器的动态范围。均衡滤波器的作用是减小噪声,克服和消除放大器及其他部件(光纤)引起的信号波形失真,使噪声及码间串扰(ISI)降到最低,对失真的信号进行补偿,使输出信号波形能够用于正确判决。

3. 数据恢复

光接收机的数据恢复部分由判决电路和时钟恢复电路组成,它的作用是把线性通道输出的升余弦波形恢复成数字信号。时钟恢复电路是从接收到的信号中提取出 $f = B$ 的分量,用来提供给判决电路作时隙($T_B = 1/B$)信息,帮助同步判决过程。在归零码(RZ)格式中, $f = B$ 的频谱分量就存在于接收信号中,用窄带滤波器(如表面声波滤波器)即可简单地滤出该频谱分量。对于非归零格式,由于接收信号中本身不存在 $f = B$ 的频谱分量,所以一般需要利用高通滤波器先得到 $f = B/2$ 的频谱分量,再经平方律检波后得到 $f = B$ 的分量。

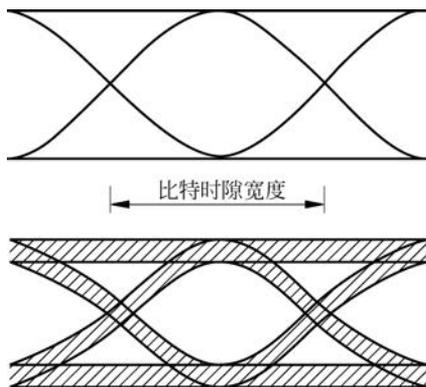


图 5-4 RZ 格式的理想眼图(上)和退化眼图(下)

判决电路在时钟恢复电路决定的取样时间对将线性通道输出的信号进行取样,然后与一个阈值电平相比较,确定码元是 0 还是 1,从而将升余弦波形恢复再生成原传输的数字信号。最佳取样时间对应 0 和 1 信号电平相差最大的位置,该位置可根据眼图来判定。眼图是比特流中 2 或 3 个比特长的电信号相互叠加形成的,如图 5-4 所示,上图为理想眼图,下图为噪声和时间抖动导致的半张半闭的退化眼图,最佳取样时间对应眼睛睁开最大状态的时刻。任何光接收机都存在固有噪声,带有噪声的判决电路对带有噪声的信号进行判决时总存在错误的可能,数字光接收机设计的目的就是使这种误码减到最小。



视频

5.2.2 光接收机的信噪比

光接收机通过光电二极管将入射光功率 P_{in} 转换为电流信号,关系式 $I_p = RP_{in}$ 是在没有考虑噪声的情况下得到的。然而,即使是设计十分完美的光接收机,当入射光功率不变时,散粒噪声和热噪声也会引起输出电流的起伏。这种电流起伏引起的噪声将影响接收机的性能。

1. 散粒噪声和热噪声

散粒噪声是电子数目的随机涨落引起电流的随机起伏。当考虑散粒噪声时,由恒定光信号功率产生的光电二极管电流可表示为

$$I(t) = I_p + i_s(t) \quad (5-1)$$

式中, $I_p = RP_{in}$ 是平均信号电流; $i_s(t)$ 是散粒噪声引起的电流起伏,与之有关的均方散粒噪声电流为

$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = 2q(I_p + I_d)\Delta f \quad (5-2)$$

式中, Δf 是接收机的带宽; q 是电子电荷; I_d 是暗电流。

热噪声是在有限温度下,导电介质内自由电子和振动离子间的热相互作用而引起的一种随机脉动。一个电阻中的这种随机脉动,即使在没有外加电压时也表现为一种电流波动。在光接收机中,将前端负载电阻中产生的这种电流波动记作 $i_T(t)$,与之有关的均方热噪声电流为

$$\sigma_T^2 = \langle i_T^2(t) \rangle = (4k_B T/R_L)\Delta f \quad (5-3)$$

该噪声电流经放大器放大后要扩大 F_n 倍,这里 F_n 为放大器的噪声指数,于是式(5-3)变为

$$\sigma_T^2 = (4k_B T/R_L)F_n\Delta f \quad (5-4)$$

将散粒噪声和热噪声的影响相加,总的均方噪声电流为

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_T^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f + (4k_B T/R_L)F_n\Delta f \quad (5-5)$$

2. PIN 光接收的信噪比

信噪比(SNR)是评价光接收机的一个重要性能指标,其定义为平均信号功率与噪声功率之比。考虑到电功率与电流的平方成正比,SNR 可表示为

$$\text{SNR} = I_p^2/\sigma^2 \quad (5-6)$$

将 $I_p = RP_{in}$ 以及式(5-5)代入式(5-6),可得 PIN 光接收的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{R^2 P_{in}^2}{2q(I_p + I_d)\Delta f + (4k_B T/R_L)F_n\Delta f} \quad (5-7)$$

1) 热噪声受限

当均方根噪声 $\sigma_T \gg \sigma_s$ 时,接收机性能受限于热噪声,在式(5-7)中,忽略散粒噪声,SNR 可表示为

$$\text{SNR} = \frac{R_L R^2 P_{in}^2}{4k_B T F_n \Delta f} \quad (5-8)$$

式(5-8)表明,在热噪声占支配地位时,SNR 与 P_{in}^2 成正比,且可以通过增加负载电阻 R_L 来提高 SNR,这就是大多数光接收机采用高阻抗或转移阻抗前端的原因。

噪声的影响通常用噪声等效功率(NEP)来表示,它定义为产生 SNR=1 所要求的单位带宽内的最小光功率。热噪声受限时的等效噪声功率表示为

$$\text{NEP} = \frac{P_{\text{in}}}{\sqrt{\Delta f}} = \left(\frac{4k_{\text{B}}TF_{\text{n}}}{R_{\text{L}}R^2} \right)^{1/2} = \frac{h\nu}{\eta q} \left(\frac{4k_{\text{B}}TF_{\text{n}}}{R_{\text{L}}} \right)^{1/2} \quad (5-9)$$

利用指定的 NEP 就可以在已知 Δf 时估算得到特定 SNR 值所需要的功率, NEP 的典型值在 $1 \sim 10 \text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ 范围内。

2) 散粒噪声受限

当 P_{in} 很大时, 由于 σ_{s}^2 随 P_{in} 线性增加, 接收机性能将受限于散粒噪声, 此时可忽略暗电流 I_{d} 的影响, 式(5-7)可变为

$$\text{SNR} = \frac{RP_{\text{in}}}{2q\Delta f} = \frac{\eta P_{\text{in}}}{2h\nu\Delta f} \quad (5-10)$$

式中, η 为量子效率; $h\nu$ 为光子能量。可见, 在散粒噪声受限的情况下, SNR 随 P_{in} 线性增加, 并与 η 、 Δf 和 $h\nu$ 有关。

另外, SNR 也可用 1 码中包含的光子数 N_{p} 来表示。对于速率为 B 的比特流, 每个比特持续时间为 $1/B$, 假定脉冲形状具有归一化函数特性, 则一个比特脉冲持续时间内的脉冲能量为 $E_{\text{p}} = P_{\text{in}}/B$, 由此可得一个比特脉冲所含的光子数 $N_{\text{p}} = E_{\text{p}}/h\nu = P_{\text{in}}/h\nu B$, 则 SNR 可表示为 $\eta N_{\text{p}} B / (2\Delta f)$ 。典型的带宽值 Δf 为 $B/2$, 则有 $\text{SNR} = \eta N_{\text{p}}$ 。

在散粒噪声受限情况下, $N_{\text{p}} = 100$ 即可使得 $\text{SNR} = 20\text{dB}$, 而在热噪声受限情况下, 却需要数千光子数。对于工作于 $1.55\mu\text{m}$ 的 10Gb/s 的光接收机, 当输入光功率为 130nW 时, $N_{\text{p}} = 100$, 即信噪比达到 20dB 。

3. APD 光接收的信噪比

APD 光接收机的热噪声与 PIN 光接收机的热噪声相同, 但散粒噪声受到雪崩倍增过程的影响, 其值为

$$\sigma_{\text{s}}^2 = 2qM^2F_{\text{A}}(RP_{\text{in}} + I_{\text{d}})\Delta f \quad (5-11)$$

其中, F_{A} 是 APD 的过剩噪声指数, 由下式给出

$$F_{\text{A}}(M) = k_{\text{A}}M + (1 - k_{\text{A}})(2 - 1/M) \quad (5-12)$$

式中, 电离系数 k_{A} 是无量纲参数。当 $\alpha_{\text{e}} > \alpha_{\text{h}}$ 时, $k_{\text{A}} = \alpha_{\text{h}}/\alpha_{\text{e}}$; 当 $\alpha_{\text{e}} < \alpha_{\text{h}}$ 时, $k_{\text{A}} = \alpha_{\text{e}}/\alpha_{\text{h}}$, 即 k_{A} 在 $0 \sim 1$ 范围内变化。图 5-5 为电离系数比 k_{A} 不同时过剩噪声因子 F_{A} 与增益的关系, 可见, 对于 APD 来说要获得很好的性能, k_{A} 应尽可能小。

当热噪声和散粒噪声都存在时, APD 光接收机的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{(MRP_{\text{in}})^2}{2qM^2F_{\text{A}}(RP_{\text{in}} + I_{\text{d}})\Delta f + (4k_{\text{B}}T/R_{\text{L}})F_{\text{n}}\Delta f} \quad (5-13)$$

1) 热噪声受限

在热噪声受限时, SNR 可表示为

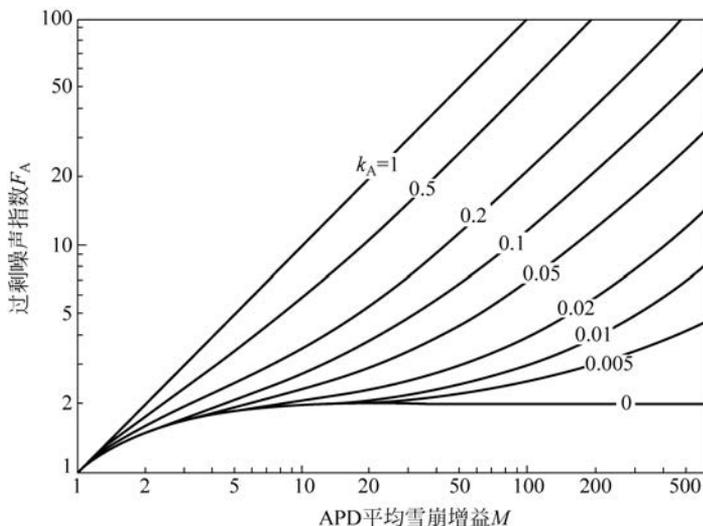
$$\text{SNR} = \frac{R_{\text{L}}R^2M^2P_{\text{in}}^2}{4k_{\text{B}}TF_{\text{n}}\Delta f} \quad (5-14)$$

与式(5-8)相比, 说明在相同条件下 APD 光接收机的 SNR 是 PIN 光接收机的 M^2 倍。

2) 散粒噪声受限

在散粒噪声受限时, SNR 可表示为

$$\text{SNR} = \frac{RP_{\text{in}}}{2qF_{\text{A}}\Delta f} = \frac{\eta P_{\text{in}}}{2h\nu F_{\text{A}}\Delta f} \quad (5-15)$$


 图 5-5 过剩噪声指数 F_A 与 APD 平均雪崩增益 M 的关系

与式(5-10)相比,说明在相同条件下 APD 光接收机的 SNR 是 PIN 光接收机的 $1/F_A$ 倍。

在式(5-13)中,对于给定的 P_{in} ,存在一个最佳平均雪崩增益 M_{opt} 使 SNR 最大,其值可近似表示为

$$M_{opt} = \left[\frac{4k_B T F_n}{k_A q R_L (R P_{in} + I_d)} \right]^{1/3} \quad (5-16)$$

5.2.3 光接收机的灵敏度

数字光接收机的性能指标由比特误码率(BER)决定。BER 定义为接收机判决电路误判比特的概率,工程上常用一段时间内出现误码的码元数与传输的总码元数之比来表示。对于数字光接收机,灵敏度定义为接收机工作于指定误码率时所要求的最小平均接收光功率 \bar{P}_{rec} 。通常,数字光接收机要求 $BER \leq 1 \times 10^{-9}$ 。而对于模拟光接收机,灵敏度则定义为接收机工作于指定信噪比所要求的最小平均接收光功率。下面只讨论数字光接收机的灵敏度。

1. 误码率

数字光接收机中判决电路接收到的波动信号如图 5-6(a)所示。判决电路首先在由时钟恢复电路决定的判决时刻 t_D 对信号取样,根据接收到的比特是 1 还是 0,取样值围绕其平均值 I_1 或 I_0 波动。然后将取样值与一个阈值 I_D 比较,若取样值大于 I_D ,则判定为 1;若小于 I_D ,则判定为 0。由于噪声的影响,如果比特 1 的取样值小于 I_D ,则会发生判决错误,被判定为 0。同样,当比特 0 的取样值大于 I_D ,则会错误地将 0 判定为 1。

设 $P(1)$ 和 $P(0)$ 分别为接到的比特流中 1 和 0 的概率, $P(0/1)$ 是将 1 错判定为 0 的概率,而 $P(1/0)$ 是将 0 错判定为 1 的概率,则总的误码率为

$$BER = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \quad (5-17)$$

对于脉冲编码调制(PCM)比特流,1 和 0 出现的概率相等,即 $P(1) = P(0) = 1/2$,则误码率为



视频

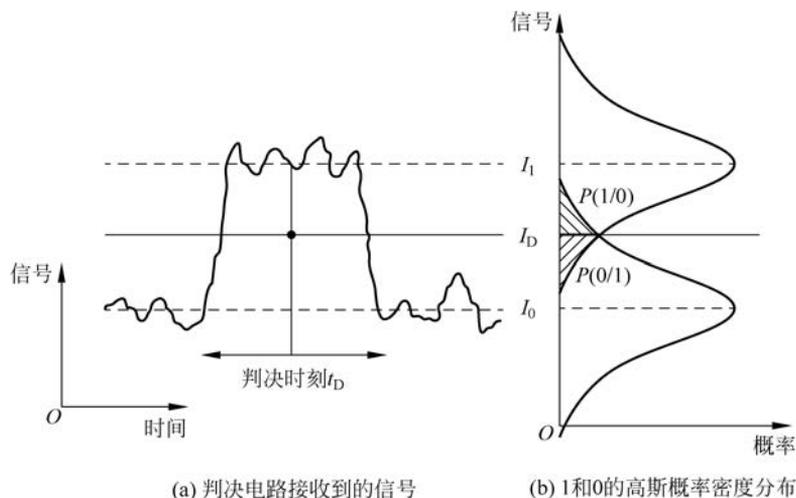


图 5-6 误码率的计算原理示意图

$$\text{BER} = \frac{1}{2} [P(0/1) + P(1/0)] \quad (5-18)$$

图 5-6(b) 表示 1 和 0 时取样值 I 的概率分布 $P(I)$, 概率密度分布的具体形式取决于引起电流波动的噪声源的统计特征。由于光电检测过程, 尤其是雪崩光电检测过程是非常复杂的随机过程, 因此精确地求解噪声概率密度函数是很困难的。而在高斯近似法中, 假定 PIN 和 APD 的光电检测都是高斯随机过程, 这样计算就大为简化。因为两个高斯随机变量之和也是高斯随机变量, 因此取样值 I 也具有高斯概率分布。在高斯近似下, 均方热噪声电流和均方散粒噪声电流之和的概率密度仍为高斯函数, 并且总均方噪声电流等于均方热噪声电流与均方散粒噪声电流之和。然而, 码元 1 和 0 的平均值和方差不同, 因为光生电流 I_p 对于不同码元取值不同, 1 码时为 I_1 , 0 码时为 I_0 。设 σ_1^2 表示接收 1 时的均方噪声电流, σ_0^2 表示接收 0 时的均方噪声电流, 那么把 1 误判为 0 的概率和把 0 误判为 1 的概率分别为

$$P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left[-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right] dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}}\right) \quad (5-19)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} \exp\left[-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right] dI = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}}\right) \quad (5-20)$$

式中, erfc 代表补余误差函数, 定义为

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (5-21)$$

将式(5-19)和式(5-20)代入式(5-18), 可得 BER 为

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}}\right) \right] \quad (5-22)$$

由式(5-22)可见, BER 主要取决于判决门限电平 I_D 。实际上, 当 I_D 满足关系

$$\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} = \frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} = Q \quad (5-23)$$

时, BER 最小, 则最佳 I_D 值为

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (5-24)$$

当 $\sigma_0 = \sigma_1$ 时, $I_D = (I_0 + I_1)/2$, 此时判决门限电平取值在中点处。对于大多数 PIN 光接收机, 热噪声占支配地位, 而热噪声与平均光生电流大小无关, 判决门限电平多取在中点处。而对于 APD 光接收机, 散粒噪声和热噪声均有影响, 且 σ_s^2 随平均电流线性变化, 1 码时的散粒噪声要比 0 码时的大, 因而需要根据式(5-24)来确定判决门限电平, 以便使 BER 最小。

根据式(5-22)和式(5-24)可获得最佳判决条件下的 BER, 利用 $\operatorname{erfc}(Q/\sqrt{2})$ 的渐近展开式, 可得 BER 的近似表达式为

$$\operatorname{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (5-25)$$

式中, Q 称为接收机的 Q 因子, 由式(5-23)决定, 并可表示

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (5-26)$$

在 $Q > 3$ 的情况下, 近似表达式(5-25)有合理的精度, 图 5-7 表示 BER 随 Q 因子的变化, 当 Q 增大时, BER 降低, 接收机性能提高。当 $Q > 7$ 时, $\operatorname{BER} < 10^{-12}$ 。而当 $Q = 6$ 时, $\operatorname{BER} \approx 10^{-9}$, 因此接收机灵敏度相应于 $Q = 6$ 时的平均接收光功率。

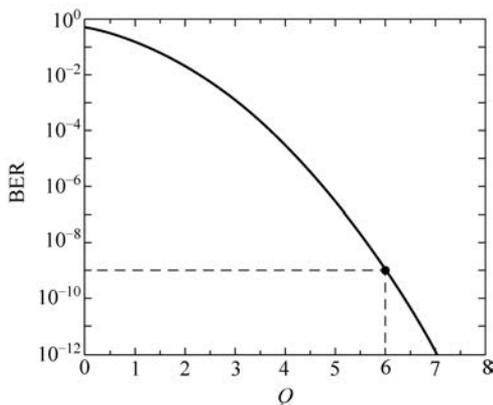


图 5-7 比特误码率随 Q 因子的变化

2. 最小平均接收光功率

当规定 BER 小于某一定值时, 可用公式(5-25)来计算一个接收机可靠工作所需要的最小入射光功率, 为此, 应建立 Q 因子与输入光功率的对应关系。为简单起见, 假定 0 码时不发射光功率, 即 $P_0 = 0, I_0 = 0$ 。1 码时的光功率为 P_1 , 电流 I_1 与 P_1 的关系为

$$I_1 = MRP_1 = 2MR\bar{P}_{\text{rec}} \quad (5-27)$$

式中, \bar{P}_{rec} 是平均接收光功率, 定义为 $\bar{P}_{\text{rec}} = (P_0 + P_1)/2$, M 为 APD 增益, $M = 1$ 即对应 PIN 光接收机。

0 码时的均方根噪声电流 σ_0 和 1 码时的均方根噪声电流 σ_1 可表示为

$$\sigma_1 = (\sigma_s^2 + \sigma_T^2)^{1/2}, \quad \sigma_0 = \sigma_T \quad (5-28)$$

在忽略暗电流影响的情况下, 式中 σ_s^2 和 σ_T^2 分别表示为

$$\sigma_T^2 = (4k_B T/R_L) F_n \Delta f \quad (5-29)$$

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A R (2\bar{P}_{\text{rec}}) \Delta f \quad (5-30)$$

将式(5-27)和式(5-28)代入式(5-26),可得 Q 因子为

$$Q = \frac{I_1}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2MR\bar{P}_{\text{rec}}}{(\sigma_s^2 + \sigma_T^2)^{1/2} + \sigma_T} \quad (5-31)$$

对某一特定的 BER 值,由式(5-25)可求得 Q 值,而由所得 Q 值即可利用式(5-31)可求得接收机的最小平均接收光功率,即光接收机的灵敏度,其解析式为

$$\bar{P}_{\text{rec}} = \frac{Q}{R} \left(q\Delta f F_A Q + \frac{\sigma_T}{M} \right) \quad (5-32)$$

1) PIN 光接收机的灵敏度

对于 $M=1$ 的 PIN 光接收机,热噪声占支配地位,忽略散粒噪声,因此其灵敏度可表示为

$$(\bar{P}_{\text{rec}})_{\text{PIN}} = Q\sigma_T/R \quad (5-33)$$

由式(5-29)可知, σ_T^2 不仅与接收机的 R_L 和 F_n 有关,而且还与 Δf 有关,而 Δf 的典型值为 $B/2$,因此在热噪声受限的光接收机中, \bar{P}_{rec} 随 \sqrt{B} 的增加而增大。例如,对于 $R=1\text{A/W}$ 的 $1.55\mu\text{m}$ PIN 光接收机,典型的均方根热噪声 $\sigma_T=0.1\mu\text{A}$,当 $\text{BER}=10^{-9}$ 时, $Q=6$,则光接收机灵敏度 $\bar{P}_{\text{rec}}=0.6\mu\text{W}(-32.2\text{dBm})$ 。

2) APD 光接收机的灵敏度

由式(5-32)可知,如果热噪声占支配地位,相对于 PIN 光接收机而言,APD 光接收机的 \bar{P}_{rec} 降低为原来的 $\frac{1}{M}$,即接收机的灵敏度扩大了 M 倍。然而,对于 APD 光接收机而言,必须考虑散粒噪声的影响,需根据式(5-32)计算其灵敏度。类似于前面对 SNR 的分析,也可通过调节 APD 的增益 M ,使 \bar{P}_{rec} 达到最低值。将式(5-12)表示的 F_A 和式(5-29)表示的 σ_T 代入式(5-32),就可求得最佳倍增条件下的 \bar{P}_{rec} 。最佳平均雪崩增益可表示为

$$M_{\text{opt}} = k_A^{-1/2} \left(\frac{\sigma_T}{q\Delta f Q} + k_A - 1 \right)^{1/2} \approx \left(\frac{\sigma_T}{k_A q \Delta f Q} \right)^{1/2} \quad (5-34)$$

而要求的最小平均接收光功率 \bar{P}_{rec} 为

$$(\bar{P}_{\text{rec}})_{\text{APD}} = (2q\Delta f/R) Q^2 (k_A M_{\text{opt}} + 1 - k_A) \quad (5-35)$$

需要注意的是,式(5-17)给出的最佳平均雪崩增益 M_{opt} 与式(5-34)中的 M_{opt} 是不同的,前者是光接收机在给定输入光功率时为得到最大信噪比所要求的 APD 增益,而后者是光接收机在给定误码率时为使接收光功率最小所要求的 APD 增益。

将式(5-33)与式(5-35)进行比较,可得出 APD 光接收机比 PIN 光接收机灵敏度提高的程度。APD 光接收机的 \bar{P}_{rec} 与碰撞电离系数 k_A 有关,小的 k_A 可以得到大的 \bar{P}_{rec} 。对于 InGaAs 的 APD 光接收机,其灵敏度比 PIN 光接收机高 $6\sim 8\text{dB}$ 。此外,两种光接收机的灵敏度 \bar{P}_{rec} 与传输速率 B 的对应关系也不同,对 APD 光接收机, $(\bar{P}_{\text{rec}})_{\text{APD}}$ 随 B 线性增加,而 $(\bar{P}_{\text{rec}})_{\text{PIN}}$ 随 \sqrt{B} 线性增加。APD 光接收机 \bar{P}_{rec} 与 B 的这种线性关系,通常是散粒噪声限制光接收机性能的结果。对 $\sigma_T=0$ 的理想 PIN 光接收机,根据式(5-32)可得其灵敏度为

$$(\bar{P}_{rec})_{ideal} = (q\Delta f/R)Q^2 \tag{5-36}$$

比较式(5-35)和式(5-36)可知,APD光接收机灵敏度降低是过剩噪声引起的。

光接收机的灵敏度除了可以用要求的最小平均接收光功率度量外,还可以用满足一定误码率条件下比特1包含的平均光子数 N_p 来度量。

在热噪声受限条件下, $\sigma_0 \approx \sigma_1$, 利用 $I_0 = 0$, 由式(5-36)可得 $Q = I_1/2\sigma_1$ 。由于 $SNR = I_1^2/\sigma_1^2$, 因而得到 SNR 与 Q 的关系可简单表示为 $SNR = 4Q^2$ 。若要求 $BER \leq 10^{-9}$, 即 $Q \geq 6$, 则应使 $SNR \geq 144$ (21.6dB)。在散粒噪声受限条件下, 忽略热噪声和暗电流的影响, 在 0 比特时散粒噪声很小, 可以忽略, $\sigma_0 \approx 0$, 则 $SNR = I_1^2/\sigma_1^2 = Q^2$ 。因而在散粒噪声受限情况下若要求 $BER = 10^{-9}$, 则 SNR 为 36 即可。

由前面的讨论可知, 在散粒噪声受限情况下, $SNR \approx \eta N_p$, 将 $Q = (\eta N_p)^2$ 代入式(5-25)可得

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta N_p}/2) \tag{5-37}$$

对于 $\eta = 100\%$ 的光接收机, 若要求 $BER \leq 10^{-9}$, 则 1 比特中所含的光子数 N_p 只需大于 36。但由于实际上大多数光接收机的性能均受到严重热噪声的限制, 为使 $BER \leq 10^{-9}$, 一般要求 N_p 大于 1000。



5.3 光模块

光模块(Optical Module)是多种模块类别的统称, 具体包括光发射模块(Transmitter)、光接收模块(Receiver)、光收发一体模块(Transceiver)和光转发模块(Transponder)等。在业内所说的光模块, 特指可热插拔的小型封装光收发一体模块, 它具有标准的光接口和电接口。

5.3.1 光模块的基本构成

常规光模块是采用两根光纤进行收发(双纤双向)的单通道光模块, 它有两个光纤端口: 一个为发射端口, 另一个为接收端口, 其基本构成包括光发射器件(含激光器)、光接收器件(含光探测器)、功能电路和光(电)接口等, 如图 5-8 所示。设备单板信号输入光模块, 光模块将电信号转换为光信号发送出去, 而接收是发送的逆过程。

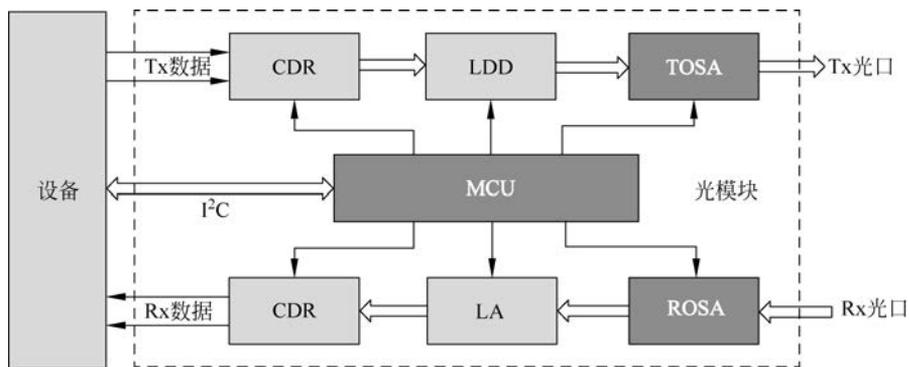


图 5-8 光模块构成原理框图

下面对双纤双向单通道光模块的主要器件进行简单介绍。

1. 时钟数据恢复芯片(Clock and Data Recovery, CDR)

CDR的作用是在输入信号中提取时钟信号,并找出时钟信号和数据之间的相位关系,简单说就是恢复时钟。另外,CDR还可以补偿信号在走线、连接器上的损失。

2. 激光器驱动器(Laser Diode Driver, LDD)

LDD将CDR的输出信号转换成对应的调制信号,驱动激光器发光。不同类型的激光器需要选择不同类型的LDD芯片。在短距的多模光模块中,一般来说,CDR和LDD是集成在同一个芯片上的。

3. 光发射次模块(Transmitter Optical Sub-Assembly, TOSA)

光发射次模块也称为光发射组件,主要作用是实现电信号转光信号,其构成中除LD管芯外,一般还包括控制温度的半导体制冷器、监测温度的热敏电阻、检测光功率的PIN管、准直透镜、光隔离器、光纤耦合透镜及光纤固定支架等许多辅助部件。这些部件对稳定激光器的输出功率和输出波长、提高芯片与光纤的耦合效率都有着至关重要的作用。

4. 光接收次模块(Receiver Optical Sub-Assembly, ROSA)

光接收次模块也称为光接收组件,它是将光电二极管和互阻放大器(Trans-Impedance Amplifier, TIA)封装在一起,即PIN ROSA或APD ROSA。

5. 限幅放大器(Limiting Amplifier, LA)

TIA输出幅值会随着接收光功率的变化而改变,LA的作用就是将变化的输出幅值处理成等幅的电信号,给CDR和判决电路提供稳定的电压信号。在高速模块中,LA通常和TIA或CDR集成在一起。

6. 微控制单元(Microcontroller Unit/Single Chip Microcomputer, MCU)

MCU负责底层软件的运行、光模块相关的数字诊断监控(Digital Diagnostic Monitoring, DDM)及一些特定的功能。DDM主要实现对工作温度、工作电压、工作电流、发射和接收光功率等信号进行实时监测,通过这些参数判断光模块的工作状况,便于光通信链路的维护。

图5-9(a)为一种双纤双向光模块实物图片,图5-9(b)为光模块结构示意图。

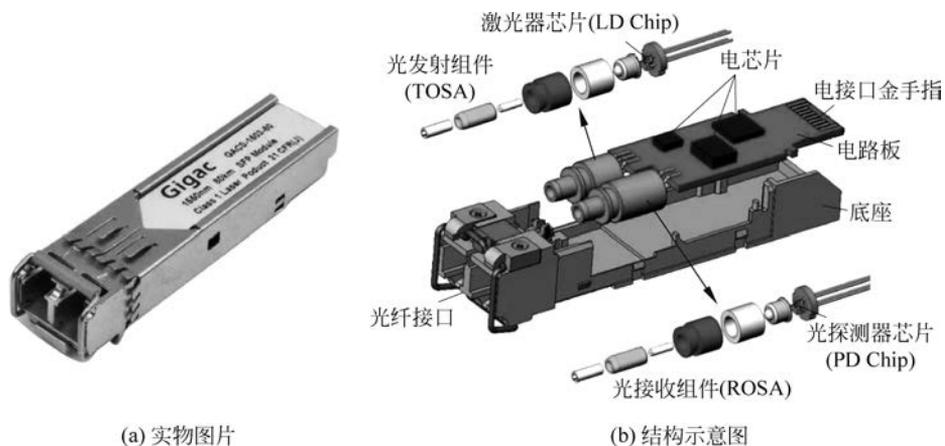


图 5-9 双纤双向单通道光模块

与双纤双向单通道光模块对应的还有一种单纤双向光模块,它只有一个光纤端口,通过一根光纤就可以实现信号的收发,如图5-10(a)所示,这种光模块也称为BiDi(Bi-Directional)光模

块。BiDi 光模块中的发射器和接收器是一个整体,称为双向收发组件(Bi-directional Optical Sub-Assembly, BOSA),如图 5-10(b)所示。通过双向收发组件中的滤波器进行滤波,单纤双向光模块同时完成一个波长光信号的发射和另一个波长光信号的接收,或者相反。

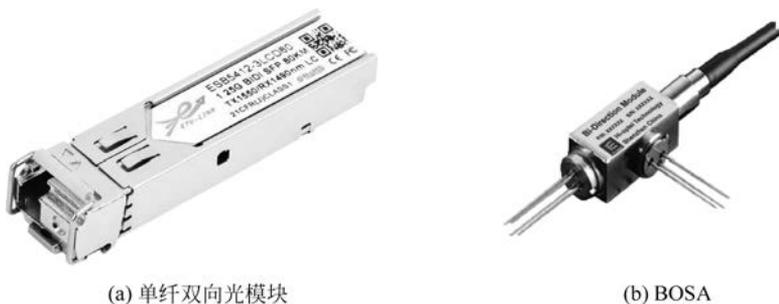


图 5-10 光双向收发组件及单纤双向光模块

单纤双向的光模块成本相对较高,但其最为明显的优势在于它可以减少光纤跳线面板上的端口数量,节约光纤布线基础设施的成本,还可以缩小布线空间,有助于光纤管理,并且减少了所需使用的光纤数量。单纤双向光模块通常用于用户接入网,以低成本完成图像与数据、语音等通信。

上面介绍的双纤双向光模块和单纤双向光模块都是单通道光模块,即一个光模块里面装一个激光器和一个接收器,一收一发。除此以外,有些光模块采用多通道设计方案,即用多个激光器和多个接收器形成多通道并行传输。多通道光模块设计有单纤和多纤两种方案,基于多纤方案的光模块采用 MPO 光纤接口,即每个激光器和接收器分别连一根光纤,实现光信号的发送和接收;基于单纤方案的光模块有两个光纤接口,它是采用粗波分复用(CWDM)技术,利用合波器件(MUX)将不同波长激光器发送的光信号复用到一根光纤进行传输,同样,用分波器件(DeMUX)分离出不同的波长分别检测。

5.3.2 光模块的封装

光模块的尺寸由封装形式决定,为使不同电信设备供应商使用相同的接口和相同尺寸的光模块,光通信标准化组织制定了光模块封装的相关标准。多源协议(Multi Source Agreement, MSA)行业联盟定义光模块封装的协议主要有 SFP MSA、XFP MSA、CXP MSA、QSFP MSA、CFP MSA、OSFP MSA、QSFP-DD MSA 等,这也是目前市场上的几种主要的封装形式。

1. SFP 系列

SFP 全称 Small Form-factor Pluggable,即小型可热插拔光模块,根据速率的不同,有 SFP、SFP+、SFP28、SFP56 这几种,其尺寸是相同的。

1) SFP 光模块

SFP 的小型是相对 GBIC(GigaBitrate Interface Converter)封装而言的。GBIC 是将千兆位电信号转换为光信号的接口器件,采用 SC 光纤接口。图 5-11 是 GBIC 光模块和 SFP 光模块的实物图片,两种光模块功能上相差不大,SFP 光模块继承了 GBIC 光模块的热插拔特性,采用 LC 光纤接口,通常支持 1.25~4.25Gb/s 的数据速率,其体积仅为 GBIC 模块的 1/3~1/2,这样极大地增加了网络设备的端口密度。

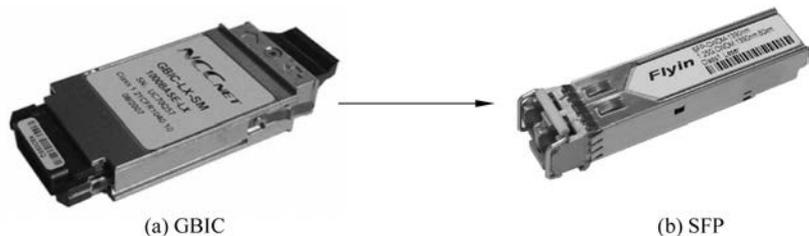


图 5-11 GBIC 光模块和 SFP 光模块

2) SFP+ 光模块

SFP+ 是 SFP 的增强版本,支持高达 10Gb/s 的数据速率。如图 5-12 所示,SFP+ 光模块的体积明显小于 XFP(8-Gigabit small Form-factor Pluggable)光模块,其功耗也更小,这是因为 SFP+ 将一部分功能转移到了设备主板上,而不是在模块内部,从而节省了 PCB 面积。XFP 基于 XFP MSA 标准,而 SFP+ 符合 IEEE 802.3ae、SFF-8431、SFF-8432 协议。

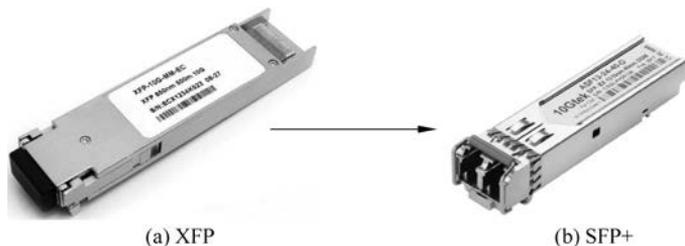


图 5-12 XFP 光模块和 SFP+ 光模块

3) SFP28 和 SFP56 光模块

SFP28 光模块支持 25Gb/s 的数据速率,它功耗较低、端口密度较高且能节省网络部署成本,因此被广泛应用于 25Gb/s 以太网和 100Gb/s($4 \times 25\text{Gb/s}$)的以太网中。相对于 SFP28 光模块,SFP56 光模块采用四电平脉冲幅度调制,即 PAM4(4-Level Pulse Amplitude Modulation)信号格式实现速率倍增,能支持 50Gb/s 的数据速率。

2. QSFP 系列

对于光模块来说,想要实现速率提升,要么提高单通道速率,要么增加数据通道。QSFP 全称 Quad(4-channel) Small Form-factor Pluggable,是四通道小型可插拔模块的简称。QSFP 系列主要有 QSFP+、QSFP28、QSFP56,速率越来越高,但是尺寸是相同的。QSFP 系列由于其高速、高密度、可热插拔的特点,越来越获得市场的欢迎,是数据通信光模块主要的封装形式。

1) QSFP/QSFP+ 光模块

QSFP 和 QSFP+ 光模块支持 40Gb/s 的数据速率。QSFP+ 是 QSFP 的加强版,相对于 QSFP 具有更高的带宽。

40Gb/s QSFP+ 光模块有 QSFP+SR4、QSFP+LR4 和 QSFP+PSM LR4 三种常见类型。QSFP+SR4 光模块采用 $4 \times 10\text{Gb/s}$ 并行通道,与 MPO/MTP 接头一起使用,用多模光纤的传输,在搭配 OM3 跳线时能支持 100m 传输距离,搭配 OM4 跳线时支持 150m 传输距离; QSFP+LR4 光模块基于四波长的波分复用,与 LC 接头连接,热插拔电接口,更低的能耗,支持的单模光纤最大传输距离可达 10km; QSFP+PSM LR4 中的光模块利用 4 个全

双工通道并行设计的 MPO/MTP 接口,在通过 8 根单独光缆用单模光纤可实现 2km 的传输距离。

2) QSFP28 光模块

QSFP28 是为 100Gb/s 应用而设计的高密度、高速产品,它具有与 QSFP + 收发器相同的外形,现已经成为 100Gb/s 光模块的主流封装。100Gb/s QSFP28 光模块提供四通道高速信号,每个通道的数据速率为 25Gb/s。

100Gb/s 网络问世后,IEEE 和 MSA 行业联盟都针对 100Gb/s 光模块制定了多个标准,两者之间互补而又互相借鉴。表 5-1 列出了 100Gb/s 光模块的 6 种主流标准,以 100GBASE 开头的标准都是 IEEE 802.3 提出的,其命名为 xxxGBASE-mRn,其中,xxx 代表速率,m 代表传输距离,n 代表通道数。如 100GBASE-LR4 名称中,LR 表示 long reach,即 10km;4 表示四通道,即 $4 \times 25\text{Gb/s}$ (四波长的波分复用),组合在一起为可以传输 10km 的 100Gb/s 光模块。

表 5-1 100Gb/s 光模块的 6 种主流标准

标 准	制 定 机 构	光 纤 类 型 / 连 接 器 类 型	中 心 波 长	传 输 距 离
100GBASE-SR10	IEEE 802.3	MMF/MPO-24 ($10 \times 10\text{Gb/s}$, 10 收 10 发)	850nm	100m(OM3) 150m(OM4)
100GBASE-SR4	IEEE 802.3	MMF/MPO-12 ($4 \times 25\text{Gb/s}$, 4 收 4 发)	850nm	100m(OM4)
100GBASE-LR4	IEEE 802.3	SMF/Dual LC ($4 \times 25\text{Gb/s}$ LAN-WDM)	LO: 1295.56nm LO: 1300.05nm LO: 1304.58nm LO: 1309.14nm	10km
100GBASE-ER4	IEEE 802.3	SMF/Dual LC ($4 \times 25\text{Gb/s}$ LAN-WDM)	LO: 1295.56nm LO: 1300.05nm LO: 1304.58nm LO: 1309.14nm	40km
100Gb/s PSM4	MSA	SMF/MPO-12 ($4 \times 25\text{Gb/s}$, 4 收 4 发)	1310nm	500m
100Gb/s CWDM4	MSA	SMF/Dual LC ($4 \times 25\text{Gb/s}$ CWDM)	LO: 1271nm LO: 1291nm LO: 1311nm LO: 1331nm	2km

100GBASE-SR10 标准使用 $10 \times 10\text{Gb/s}$ 并行通道实现 100Gb/s 点对点传输,而 100GBASE-SR4 采用 $4 \times 25\text{Gb/s}$ 并行通道,这样光模块的器件个数得以减少、成本得以降低、模块尺寸得以缩小、功耗得以降低。基于以上的优势,100GBASE-SR4 已经取代 100GBASE-SR10 成为目前主流的 100Gb/s 短距光模块标准。

100GBASE-SR4 和 100GBASE-LR4 是 IEEE 定义的最常用的 100Gb/s 接口规范。但是对于大型数据中心内部互联场景,100GBASE-SR4 支持的距离太短,不能满足所有的互联需求,而 100GBASE-LR4 成本太高。为此,MSA 提出了并行单模四通道(Parallel Single Mode 4 lanes, PSM4)和四通道粗波分复用(Coarse Wavelength Division Multiplexer 4 lanes, CWDM4)的中距离互联解决方案。

100GBASE-LR4 和 100Gb/s CWDM4 在原理上是类似的,都是通过光学器件 MUX 以及 DeMUX 实现 4 条 25Gb/s 并行通道的复用和解复用。虽然 100GBASE-LR4 的能力完全覆盖了 CWDM4,但在 2km 传输的场景下,CWDM4 方案成本更低,更具竞争力。两者存在几点区别:

(1) 100GBASE-LR4 使用的光学 MUX/DeMUX 器件成本更高。100Gb/s CWDM4 定义的是 20nm 间隔的 CWDM,而 100GBASE-LR4 则定义的是 4.5nm 间隔的 LAN-WDM。在波分复用系统中,通道间隔越小,对光学 MUX/DeMUX 器件的要求越严格,其成本就越高。

(2) 100GBASE-LR4 使用的激光器成本更高,功耗更大。CWDM4 使用直接调制激光器(DML),而 LR4 使用电吸收调制激光器(EML)。因为波长漂移(啁啾)使得 DML 进行高速调制较为困难,传输距离也受到限制,因此要实现 25Gb/s 速率的 10km 传输,只能使用 EML。

(3) 100GBASE-LR4 所用的激光器需要额外增加半导体热电制冷器(Thermo Electric Cooler, TEC)。LD 的波长温漂特性大约是 $0.08\text{nm}/^\circ\text{C}$,在 $0\sim 70^\circ\text{C}$ 工作范围内的波长变化大约是 5.6nm,此外通道本身也要留一些隔离带,而 100GBASE-LR4 的相邻通道之间只有 4.5nm 的间隔,因此 100GBASE-LR4 所用的激光器需要采用 TEC 进行控温。这样一来,相比 CWDM4,100GBASE-LR4 的成本又有所增加。

除 CWDM4 之外,PSM4 也是一种中距离的传输方案。100Gb/s PSM4 规范定义了 8 根单模光纤(4 个发送和 4 个接收)的点对点 100Gb/s 链路,每个通道以 25Gb/s 的速率发送。每个信号方向使用四个相同波长且独立的通道。因此,两个收发器通常通过 8 光纤 MTP/MPO 单模跳线进行通信。PSM4 的传输距离最大为 500m。

图 5-13 为 3 种标准的 100Gb/s QSFP28 光模块。



图 5-13 100Gb/s QSFP28 光模块

3. CFP 系列

CFP 的全称是 C Form-factor Pluggable,即 C 形可插拔模块,C 代表用于表示数字 100 (centum)的拉丁字母 C,因为该标准主要是为 100Gb/s 以太网系统开发的。如图 5-14 所示,CFP 光模块是在 SFP 接口基础上设计的,但是其尺寸更大。CFP 光模块用的电接口在每个方向上(Rx、Tx)使用 $10\times 10\text{Gb/s}$ 通道进行传输,因此支持 $10\times 10\text{Gb/s}$ 和 $4\times 25\text{Gb/s}$ 的互转。虽然 CFP 光模块可以实现 100Gb/s 数据应用,介于其尺寸较大(宽度为 82mm),不能满足高密度数据中心的需求,在这



图 5-14 CFP 光模块

种情况下,CFP-MSA 委员会又定义了 CFP2 和 CFP4 两种形式的光模块。CFP2 光模块宽度是 CFP 光模块的一半,而 100Gb/s CFP4 光模块通过 4 个 25Gb/s 通道,实现 100Gb/s 传输,其宽度是 CFP 光模块宽度的 1/4,传输稳定性更强,更适用于高密度网络应用。

CFP 系列中的 CFP、CFP2 和 CFP4 主要速率都是 100Gb/s,而 CFP8 是专门针对 400Gb/s 提出的封装形式,其尺寸与 CFP2 相当。支持 25Gb/s 和 50Gb/s 的通道速率,通过 $16 \times 25\text{Gb/s}$ 或 $8 \times 50\text{Gb/s}$ 电接口实现 400Gb/s 模块速率。

4. CXP 系列

对于 CXP 光模块,C 代表十六进制中的 12,罗马数 X 代表每个通道具有 10Gb/s 的传输速率,P 是指支持热插拔的可插拔器,即模块传输速率高达 $12 \times 10\text{Gb/s}$,支持热插拔。CXP 光模块主要针对高速计算机市场,与多模光纤一起应用于短距离数据传输,是 CFP 光模块在以太网数据中心的补充。CXP 光模块长 45mm、宽 27mm,尺寸比 CFP 光模块小,因此可提供更高密度的网络接口。图 5-15 为 100Gb/s 光模块的几种封装结构对比。

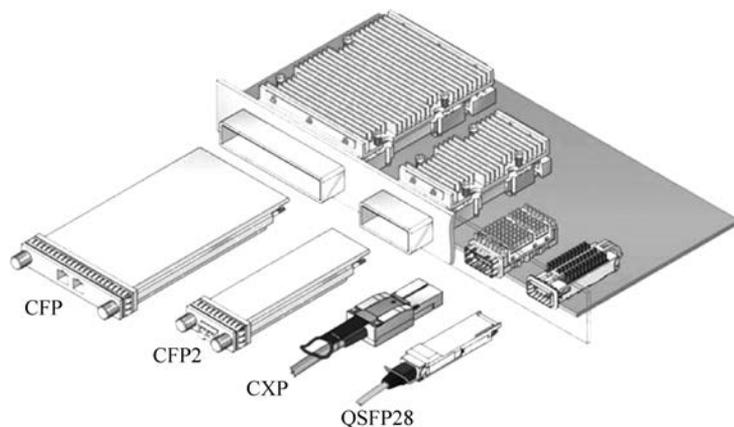


图 5-15 100Gb/s 光模块的结构封装

CXP 系列有 CXP 和 CXP2 两种,前者速率为 120Gb/s,后者为 300Gb/s。

5. 400Gb/s 光模块的封装

目前 100Gb/s 光模块主要采用 NRZ 编码方式,以四通道形式实现,单通道速率为 25Gb/s。将 100Gb/s 提高到 400Gb/s,如果仍然采用四通道的形式,每个通道的速率需要提高到 100Gb/s,即便采用 PAM4(4 Pulse Amplitude Modulation)的编码方式,单通道的调制速率也需要达到 50Gb/s,这在目前还存在一定的挑战。如果采用八通道的形式,单通道的速率为 50Gb/s,采用 PAM4 编码方式,单通道速率和 100Gb/s 的要求一样,也是 25Gb/s。相比较而言,八通道方案的难度稍低,可实现性增大,只不过需要采用 PAM4 方案。PAM4 方案对信号的产生、探测等都提出了新的要求。

1) QSFP-DD 光模块

QSFP-DD 的全称是 Quad Small Form-factor Pluggable-Double Density,该方案是对 QSFP 的拓展,将原先的四通道接口增加一行,变为八通道,也就是所谓的双倍密度(double density)。该方案与 QSFP 方案兼容,这是该方案的主要优势之一。原先的 QSFP28 模块仍可以使用,只需再插入一个模块即可,其示意图如图 5-16 所示。

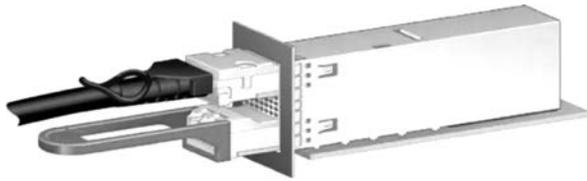


图 5-16 QSFP-DD 光模块

2) OSFP 光模块

OSFP 的英文全称是 Octal Small Form-factor Pluggable, Octal 表示八通道。该标准为新的接口标准,与现有的光电接口不兼容。OSFP 光模块的尺寸为 $100.4\text{mm} \times 22.58\text{mm} \times 13\text{mm}$,比 QSFP-DD 的尺寸略大,因而需要更大面积的 PCB。

3) CWDM8 光模块

该标准是对 CWDM4 标准的扩展,采用 8 个波长,每个波长的速率为 50Gb/s 。相对于 CWDM4 光模块,CWDM8 光模块新增加了 4 个中心波长,即 1351nm 、 1371nm 、 1391nm 和 1411nm 。由于波长范围变得更宽,对 MUX/DeMUX 的要求更高,激光器的数目也增加一倍。

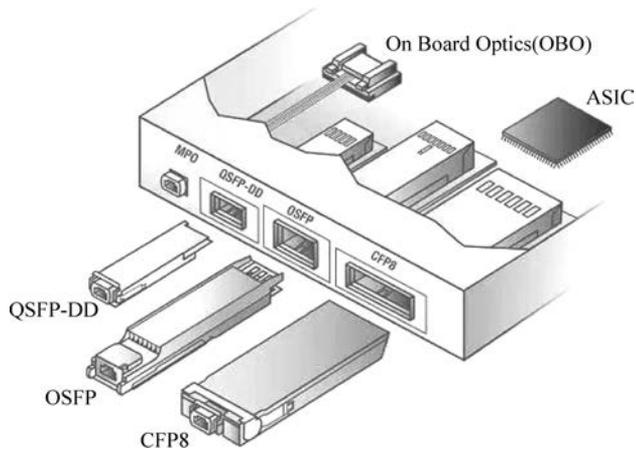
4) CFP8 光模块

CFP8 是对 CFP4 的扩展,通道数增加为八通道,尺寸也相应增大,为 $40\text{mm} \times 102\text{mm} \times 9.5\text{mm}$ 。

5) CDFP 光模块

CDFP 标准诞生较早,目前已经发布了第三版规范。CD 表示 400(罗马数字)。其采用 16 通道,单通道速率为 25Gb/s 。由于通道数较多,尺寸也比较大。

图 5-17 为几种不同标准的 400Gb/s 光模块的尺寸对比图。其中,OBO 的全称是 On Board Optics,也就是将所有光学组件放置在 PCB 板上。该方案的主要优势是散热好、尺寸小。但是由于不是热插拔,所以一旦某个模块出现故障,检修比较麻烦。

图 5-17 几种不同标准的 400Gb/s 光模块尺寸对比图

5.3.3 光模块的设计

光模块的应用场景主要分为互联网数据中心网络、城域网光传送网络和以 5G 承载网为代表的电信网络。光模块的具体应用场景及需求,决定了光模块设计生产上每一个细节

的选择,如光次模块封装方式及工艺路线(气密性封装、非气密性封装)、设计路线(单通道、多通道)和调制方式(NRZ、PAM4、相干)等。例如,应用于数据中心 500m 传输距离、100Gb/s 传输速率的光模块,采用 QSFP28 接口,需考虑整体系统成本;应用于 5G 前传 10km 25Gb/s 灰光 BiDi 光模块,采用 SFP28 接口,需考虑稳定性、互通性和成本;应用于骨干网 100km 传输距离的 100Gb/s DWDM 系统光模块,采用 CFP/CFP2 接口,其误码率等性能指标则要求很高。

光模块行业的竞争,体现为多个参数组合优化的过程,追求性能(速率、小型化、传输距离)的同时,会带来很大的功耗、散热压力;为解决散热等问题,又会带来成本压力;控制成本又会带来稳定性可靠性等风险。光模块的外观和电气接口都是标准化的,但是光模块包含了大量设计和工艺的经验,理解客户需求,权衡性能、功耗、成本、可靠性等指标是光模块设计生产的基本准则。

1. 光次模块封装方式的选择

根据应用需求,在室外、温湿度变化较大等情况下,由于激光器芯片受水蒸气腐蚀以及温度对工作波长的影响很大,需考虑采用气密封装的路线,将激光器芯片密封在充满惰性气体的金属+密封窗的管壳中。而根据具体的传输距离、芯片发热量、成本需求、通道数等,还可以具体选择不同的气密封装方式,如 TO-CAN 同轴封装、蝶形封装和 BOX 封装。另外,自从数据中心市场开始大规模使用光模块之后,由于数据中心配置了空调、环境监控等设备,整体的工作环境比在室外风吹日晒的电信市场优化了很多,同时光模块用量又很大,对成本控制提出了更高要求,因此逐步发展出非气密封装,如 COB 封装。

1) TO-CAN 同轴封装

TO-CAN 同轴封装的壳体通常为圆柱形,TO 是 Transistor-Outline 的缩写,即晶体管外形。图 5-18(a)和图 5-18(b)是 LD TO-CAN 同轴封装示意图,激光器安装于小型热沉(散热片),通过金丝与电气引脚连接,其上再封装金属管帽和用于透出激光的密封窗,这样就具备了基本的激光器封装。由于激光器发射的光斑直径和光纤还是不一样,还要进一步和透镜、光纤进行耦合对准,把绝大部分能量聚焦到光纤里,全部封装好后就做成了 TOSA,如图 5-18(c)所示。

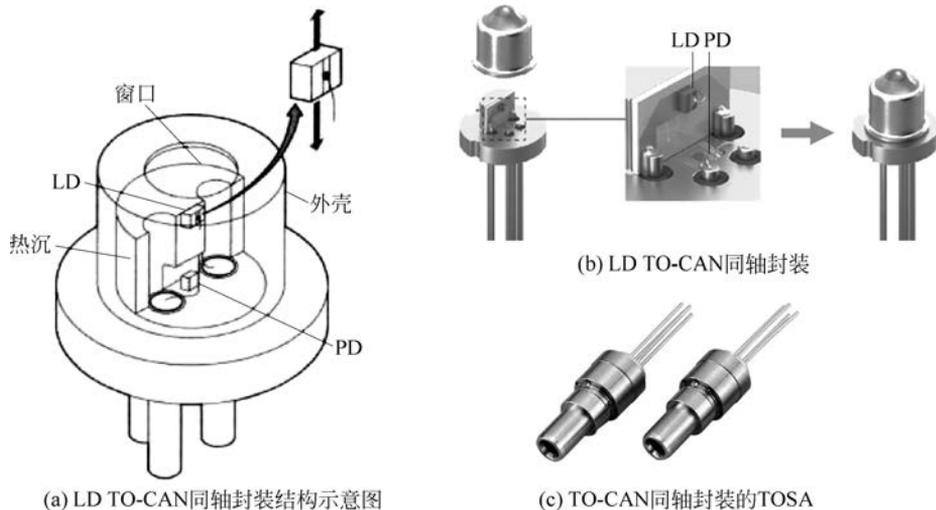


图 5-18 采用 TO-CAN 同轴封装工艺制作 TOSA

TO-CAN 封装成本低廉,工艺简单,但由于其体积小,难以内置制冷,散热困难,难以用于大电流下的高功率输出,故而难以用于长距离传输。目前最主要的用于 2.5Gb/s 及 10Gb/s 短距离传输。

图 5-19 是一种采用 PD TO-CAN 同轴封装工艺制作的 ROSA。

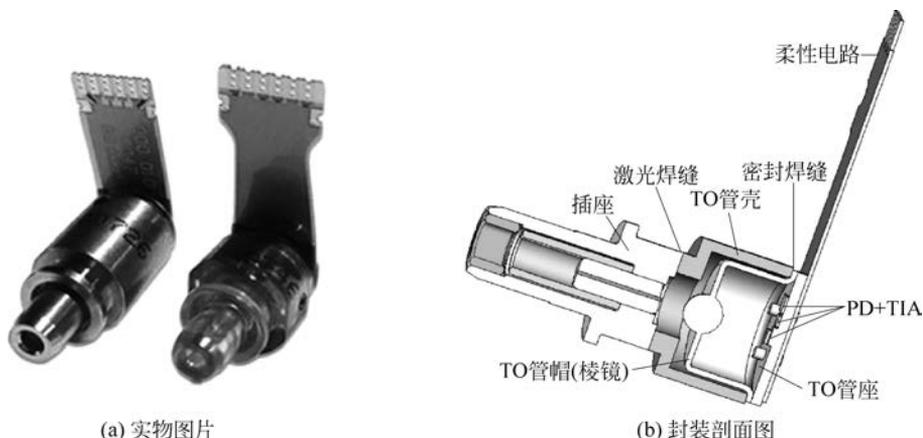


图 5-19 采用 TO-CAN 同轴封装工艺制作的 ROSA

2) 蝶形封装

为了解决大功率需求,可以采用蝶形封装,在更大的热沉(有更高温控需求的还可以选配 TEC 温控)上安装激光器,透镜、隔离器等光学器件也安装在金属外壳内。蝶形封装壳体通常为长方体,结构及实现功能通常比较复杂,可以内置制冷器、热沉、陶瓷基块、芯片、热敏电阻、背光监控,并且可以支持所有以上部件的键合引线,壳体面积大,散热好,可以用于各种速率及 80km 长距离传输。图 5-20 为一带有尾纤的 14 针蝶形封装 DFB LD。



图 5-20 蝶形封装 DFB LD(TOSA)

3) BOX 封装

BOX 封装是蝶形封装的一种特殊形式,用于多通道并行封装。图 5-21 所示为一个 BOX 封装的接收器,有 4 个并行通道。在对温度控制、气密性、可靠性等有较高要求的情况下,常用这种封装形式。

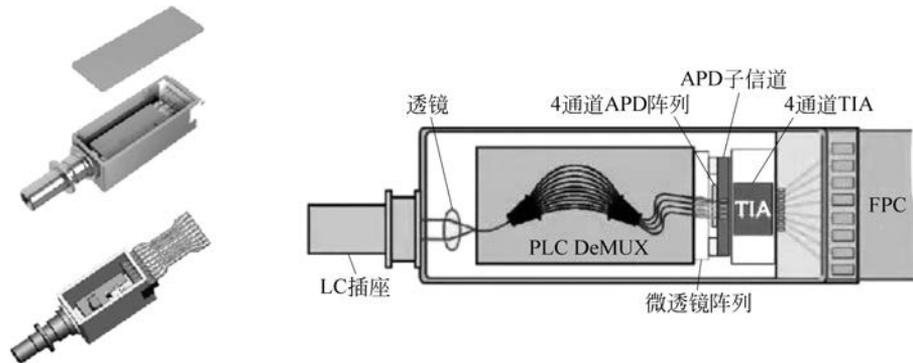


图 5-21 BOX 封装的接收器

4) COB 封装

COB 封装即板上芯片封装(Chip On Board, COB),将激光芯片黏附在 PCB 基板上,可以做到小型化、轻量化、高可靠、低成本。传统的单路 10Gb/s 或 25Gb/s 速率的光模块采用 SFP 封装将电芯片和 TO 封装的光收发组件焊接到 PCB 板上组成光模块。而 100Gb/s 光模块在采用 25Gb/s 芯片时,需要 4 组组件,若采用 SFP 封装,则需要 4 倍空间。COB 封装可以将 TIA/LA 芯片、激光阵列和接收器阵列集成封装在一个小空间内,以实现小型化。技术难点在于对光芯片贴片的定位精度(影响光耦合效果)和打线质量(影响信号质量、误码率)。图 5-22 为 COB 封装的收发器结构示意图。

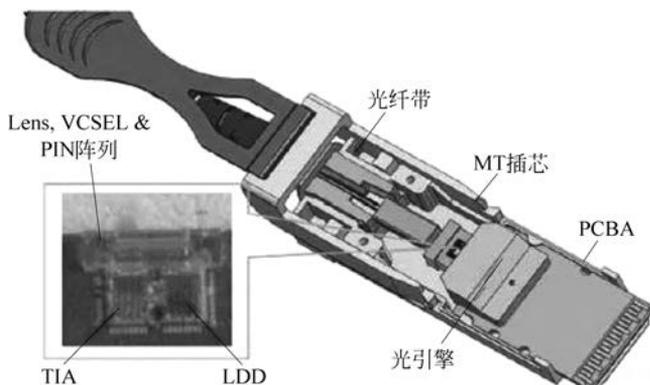


图 5-22 COB 封装的收发器

总而言之,气密封装使用金属+玻璃为脆弱的光芯片构建了严密的保护,能够应对各种使用环境。根据不同的器件设计需求有几种具体封装方式,但整体器件较多、需要成本较高的柔性线路板 FPC(俗称“软板”)将高频信号从气密壳中引出,导致成本相对较高。工作环境相对可控、可靠性能够达到要求的情况下,采用非气密封装能够优化成本。

2. 光芯片的选择

根据传输距离、调制方式、成本等综合考虑,有多种激光器芯片可供选择。

1) VCSEL

VCSEL 芯片是成本最低的激光器芯片种类,代价是发光的角度较大,一般配合比较粗的多模光纤使用,但是多模光纤价格较高,考虑系统总成本,一般在短距离(几米的 AOC 和 100m 左右的 SR 光模块)场景下应用。

2) DFB

DFB 芯片输出波长精度较高,发光角较小,能够实现更高效的光路耦合,因此在中长距离应用较多(500m、2km 等),成本相对适中。

3) EML

虽然直接调制激光器(DML)具有低成本、低功耗的优势,但其调制带宽和传输距离受到弛豫振荡频率和频率啁啾的限制。而使用 EML 的优势在于激光器芯片处于稳定工作状态,克服了内调制方式引起的激光器频率啁啾,可实现信号长距离传输,即 EML 适合长距离(10km、20km、40km 甚至更高)传输应用。此外,外调制器的响应速度比 DFB 直接调制更高,在某些调制技术领域(如 PAM4)更加适合使用。但由于增加了外电致吸收调制器,且面向长距离场景芯片整体质量要求也更高,因此同速率的 EML 芯片成本比 DFB 芯片高

50%甚至高几倍。

4) 可调谐窄线宽激光器

虽然 EML 能够解决啁啾带来的问题,但由于激光器固有的发射波长范围(即“线宽”),在超长距离(80km、100km 甚至更长)等应用中色散问题依然突出,需要采用窄线宽激光器。此外,在长途干线传输中引入 DWDM(密集波分复用)技术也需要采用可调谐窄线宽激光器。

综上所述,低成本短距离传输选用 VCSEL 芯片,中距离选择 DFB 芯片,中长距离以及特殊调制需求下选择 EML 芯片,超长距离以及某些特殊应用选择可调谐窄线宽激光器。

3. 通道数的选择

根据光模块的使用环境选择光模块的封装形式,根据传输距离和其他性能要求选择激光器种类,接下来就要根据传输速率选择通道数和调制方式。

1) 单通道

一个光模块里面装一个激光器和一个接收器,一收一发,加上其他一些光学组件以及 PCB 板上有各种电芯片,就组成了一个单通道的光模块。

2) 多通道

由于激光器芯片升级的难度很大,现在成熟的激光器芯片最高速率是单波 50Gb/s,然而用户对带宽需求增长很快,400Gb/s 甚至 800Gb/s 应用都提上了日程,这就需要用多个激光器和多个接收器拼装在一起做成更高传输速率的光模块,也就是多通道设计方案。

多通道设计中有单纤和多纤两种方案。多纤方案就是每个激光器连一根光纤直接对外传输。这样做好处是光模块内部结构简单,器件相对较少,成本较低。但当传输距离比较长时,光纤用量大就增加了成本。所以多纤方案大多用在中短距离场景,比如 500m 的 100Gb/s PSM4、几米到几十米短距离的 AOC/SR4 等。单纤方案就是基于粗波分复用(CWDM)原理,通过不同波长的激光器,用合波器件(MUX)合并到一根光纤进行传输,再用分波器件(DeMUX)分离出不同的波长分别检测。如图 5-23(a)所示的 100Gb/s PSM4 光模块即为多纤方案,图 5-23(b)所示的 100Gb/s CWDM4 光模块即为单纤方案。

4. 调制方式的选择

光模块调制方式的选择和通道数设计是相辅相成的。

1) NRZ 调制

传统光模块调制基于 NRZ 信号(PAM2 信号),即激光器高/低功率分别对应二进制的 1 和 0 信号。NRZ 模式下光模块中只需要基础的驱动芯片、放大器(TIA、LA)、时钟恢复(CDR)及主控芯片(MCU 或 ASIC)等简单的电芯片即可。

2) PAM4 调制

NRZ 信号采用高、低两种信号电平来表示要传输的数字逻辑信号的 1、0 信息,每个信号符号周期可以传输 1 比特的逻辑信息。而 PAM4 信号采用 4 个不同的信号电平来进行信号传输,每个符号周期可以表示 2 个比特的逻辑信息(00、01、10、11)。在相同波特率(每秒发送的符号数,Baud Rate)下,PAM4 传输相当于 NRZ 信号两倍的信息量,从而实现速率的倍增。图 5-24 为典型 NRZ 与 PAM4 的信号波形及眼图对比。

光芯片直接升级难度和成本较高,要实现更高速率可采用 PAM4 调制技术。PAM4 光信号功率的判决分为 4 个阈值,低于最低阈值判定为 00、最低到中间阈值之间判定为 01、中



材料

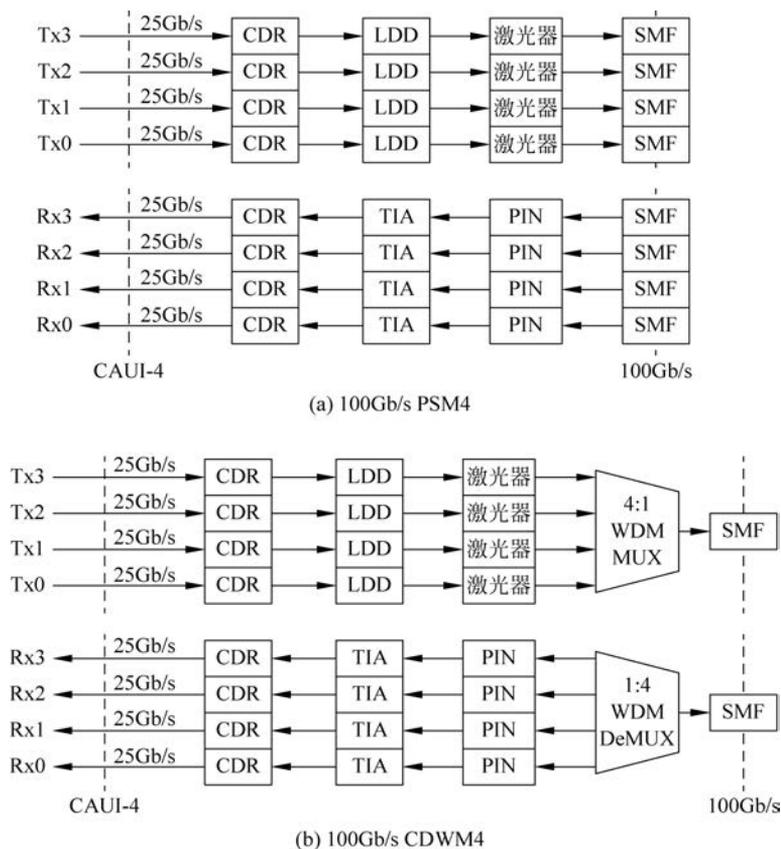


图 5-23 四通道 100Gb/s 光模块原理结构图

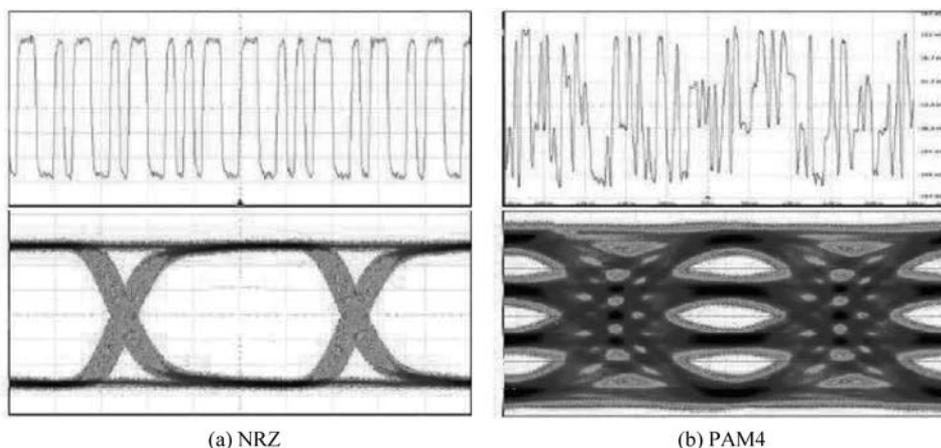


图 5-24 典型 NRZ 与 PAM4 的信号波形及眼图

间到高阈值之间判定为 10, 超过高阈值判定为 11。这样通过更密集的功率判定设计, 使得相同的时间内能够传输 2 倍的数据量。比如一个 25Gb/s EML 光芯片, 其波特率为 25GBaud, 即一秒钟能发送 25×10^9 个脉冲(实际更多一些, 还有链路开销等), 通过 PAM4 调制之后可做成单通道传输速率为 50Gb/s 的光模块, 即 50Gb/s PAM4 光模块(传输速率是 50Gb/s, 波特率是 25GBaud)。

由于 PAM4 调制需要对功率进行精确的控制,判定阈值也更窄,对光纤色散导致的信号干扰要求更严格,因此大部分需要使用 EML 激光器。同时,在 NRZ 电芯片的基础上,还要增加信号处理的 DSP 芯片。

3) 相干调制

上述的两种调制的本质都是强度调制,只利用了光功率的强度或者说正弦波(载波)的振幅一个指标来表征(调制)二进制的信号(基带信号)。但是正弦波还有相位这个参数,相干调制就是利用相干的原理,把相位和振幅两个参数都用上。采用相干调制一方面可以在一个信号周期中传输更多数据,另一方面还能实现超强的抗干扰能力。虽然相干光模块结构非常复杂且成本很高,但是它在 80km、100km、200km 等长距离市场占据绝对优势。相干光调制和相干检测的具体内容将在后续章节详细介绍。



材料

本章小结

光发射机主要由光源及其相应的驱动电路、控制电路、监测与保护电路等组成,其中数字光发射机还需输入接口,包括均衡放大、码型变换、扰码、编码、时钟提取等。

直接检测的数字光接收机通常由光电探测器、前置放大器、主放大器、滤波器以及判决、时钟提取和自动增益控制电路等组成。光接收机主要的性能指标是误码率、灵敏度以及动态范围。

光模块一般是指可热插拔的小型封装光收发一体模块,它具有标准的光接口和电接口。不同封装形式的光模块其构成和功能特性不同,在光模块的设计生产过程中需根据具体应用场景和需求,选择光次模块封装方式及工艺路线(气密性封装、非气密性封装)、设计路线(单通道、多通道)、调制方式(NRZ、PAM4、相干)等。

思考题与习题

- 5.1 简述数字光发射机构成及各部分的作用。
- 5.2 简述数字光接收机的基本构成及各部分的作用。
- 5.3 光接收机前端的作用是什么? 有哪 3 种不同的前端设计方案? 各有何特点?
- 5.4 当 InGaAs APD 的 $M=10$ 时, $k_A=0.7$ 。没有雪崩时的暗电流是 10nA ,带宽是 700MHz ,请计算:
 - (1) 单位均方根带宽的噪声电流是多少?
 - (2) 700MHz 带宽的噪声电流是多少?
 - (3) 如果 $M=1$ 的响应度是 0.8A/W ,那么 $\text{SNR}=10$ 时的最小光功率是多少?
- 5.5 简述双纤双向单通道光模块的基本构成及各部件的主要功能。
- 5.6 比较 SFP、SFP+、SFP28、SFP56 光模块速率。
- 5.7 简述 QSFP+、QSFP28、QSFP56 光模块的主要特点及应用。
- 5.8 比较 100GBASE-LR4 和 100Gb/s CWDM4 这两种 100Gb/s 光模块实现方案的异同。