

第 6 章 模拟光纤通信系统

6.1 调制方式

6.2 模拟基带直接光强调制光纤传输系统

6.3 副载波复用光纤传输系统

[返回主目录](#)

6.1 调制方式

模拟光纤传输方式主要有以下几种方式：

- 模拟基带直接光强调制(D-IM)
- 模拟间接光强调制方式
- 频分复用光强调制方式

6.1.1 模拟基带直接光强调制

模拟基带直接光强调制(D-IM)

是用承载信息的模拟基带信号，直接对发射机光源(LED或LD)进行**光强调制**，使光源输出光功率随时间变化的波形和输入模拟基带信号的波形成比例。

20世纪70年代末期，光纤开始用于模拟电视传输时，采用一根多模光纤传输一路电视信号的方式，就是这种基带传输方式。

所谓**基带**，就是对载波调制之前的视频信号频带。

对于广播电视节目而言，视频信号带宽(最高频率)是6MHz，加上调频的伴音信号，这种模拟基带光纤传输系统每路电视信号的带宽为8 MHz。

用这种模拟基带信号对发射机光源(线性良好的LED)进行直接光强调制，若光载波的波长为 $0.85\ \mu\text{m}$ ，传输距离不到4 km，若波长为 $1.3\ \mu\text{m}$ ，传输距离也只有10 km左右。

D-IM光纤传输系统的特点是：

- 设备简单
- 价格低廉

因而在短距离传输中得到广泛应用。

6.1.2 模拟间接光强调制

模拟间接光强调制方式

是先用承载信息的模拟基带信号进行电的预调制，然后用这个预调制的电信号对光源进行**光强调制(IM)**。

这种系统又称为**预调制直接光强调制光纤传输系统**。

预调制主要有以下三种：

1. 频率调制(FM)

频率调制方式是先用承载信息的模拟基带信号对正弦载波进行调频，产生等幅的频率受调的正弦信号，其频率随输入的模拟基带信号的瞬时值而变化。然后用这个正弦调频信号对光源进行光强调制，形成**FM-IM**光纤传输系统。

2. 脉冲频率调制(PFM)

脉冲频率调制方式是先用承载信息的模拟基带信号对脉冲载波进行调频，产生等幅、等宽的频率受调的脉冲信号，其脉冲频率随输入的模拟基带信号的瞬时值而变化。然后用这个脉冲调频信号对光源进行光强调制，形成PFM-IM光纤传输系统。

3. 方波频率调制(SWFM)

方波频率调制方式是先用承载信息的模拟基带信号对方波进行调频，产生等幅、不等宽的方波脉冲调频信号，其方波脉冲频率随输入的模拟基带信号的幅度而变化。然后用这个方波脉冲调频信号对光源进行光强调制，形成SWFM-IM光纤传输系统。

采用模拟间接光强调制的目的:

提高传输质量和增加传输距离

由于模拟基带直接光强调制(D-IM)光纤传输系统的性能受到光源非线性的限制，一般只能使用线性良好的LED作光源。**LED**入纤功率很小，所以传输距离很短。

在采用模拟间接光强调制时，由于驱动光源的是脉冲信号，它基本上不受光源非线性的影响，所以可以采用线性较差、入纤功率较大的LD器件作光源。

因而PFM-IM系统的传输距离比D-IM系统的更长

对于多模光纤，若波长为 $0.85\ \mu\text{m}$ ，传输距离可达10 km；若波长为 $1.3\ \mu\text{m}$ ，传输距离可达30 km。对于单模光纤，若波长为 $1.3\ \mu\text{m}$ ，传输距离可达50 km。

SWFM-IM光纤传输系统不仅具有PFM-IM系统的传输距离长的优点，还具有PFM-IM系统所没有的**独特优点**：

- 在光纤上传输的等幅、不等宽的方波调频(SWFM)脉冲**不含基带成分**

- 因而这种模拟光纤传输系统的**信号质量与传输距离无关**

- SWFM-IM系统的**信噪比**也比D-IM系统的**信噪比高**得多

上述光纤的传输方式都存在一个共同的问题：一根光纤只能传输一路信号。

这种情况，既满足不了现代社会对大信息量的要求，也没有充分发挥光纤带宽的独特优势。

因此，**开发多路模拟传输系统，就成为技术发展的必然。**

实现一根光纤传输多路信号有多种方法

目前现实的方法是先对电信号复用，再对光源进行光强调制。对电信号的复用可以是**频分复用(FDM)**，也可以是**时分复用(TDM)**。

FDM系统的优点：

- 电路结构简单、制造成本较低以及模拟和数字兼容等
- FDM系统的传输容量只受光器件调制带宽的限制，与所用电子器件的关系不大

这些明显的优点，使FDM多路传输方式受到广泛的重视。

6.1.3 频分复用光强调制

频分复用光强调制方式

用每路模拟电视基带信号，分别对某个指定的**射频(RF)电信号**进行**调幅(AM)**或**调频(FM)**，然后用组合器把多个预调RF信号组合成多路宽带信号，再用这种多路宽带信号对发射机光源进行光强调制。

光载波经光纤传输后，由远端接收机进行光/电转换和信号分离。

因为传统意义上的载波是**光载波**，为区别起见，把受模拟基带信号预调制的RF电载波称为**副载波**，这种复用方式也称为**副载波复用(SCM)**。

SCM模拟电视光纤传输系统的优点：

- 一个光载波可以传输多个副载波，各个副载波可以承载不同类型的业务。
- SCM系统灵敏度较高，又无需复杂的定时技术，制造成本较低。
- 前后兼容。不仅可以满足目前社会对电视频道日益增多的要求，而且便于在光纤与同轴电缆混合的**有线电视系统(HFC)**中采用。

副载波复用的实质是:

利用光纤传输系统很宽的带宽换取有限的信号功率，也就是增加信道带宽，降低对信道载噪比(载波功率/噪声功率)的要求，而又保持输出信噪比不变。

在副载波系统中，预调制是采用调频还是调幅，取决于所要求的信道载噪比和所占用的带宽。



6.2 模拟基带直接光强调制光纤传输系统

模拟基带直接光强调制(D-IM)光纤传输系统由**光发射机**(光源通常为发光二极管)、**光纤线路**和**光接收机**(光检测器)组成，这种系统的方框图如图6.1所示。

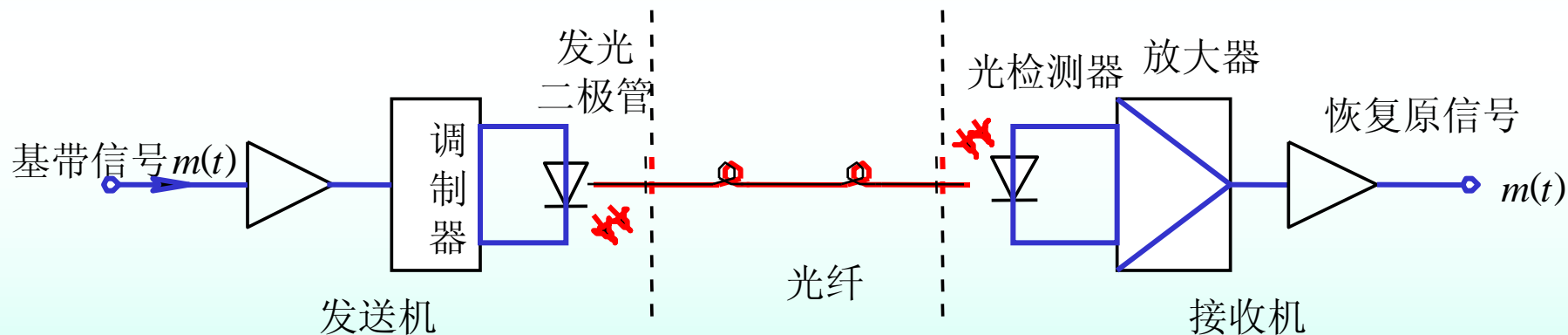


图 6.1 模拟信号直接光强调制系统方框图

6.2.1 特性参数

评价模拟信号直接光强调制系统的传输质量的最重要的特性参数是**信噪比(SNR)**和**信号失真(信号畸变)**。

1. 信噪比

正弦信号直接光强调制系统的**信噪比**主要受光接收机性能的影响，因而输入到光检测器的信号非常微弱，所以对系统的**SNR**影响很大。

图6.2示出对发光二极管进行正弦信号直接光强调制的原理。

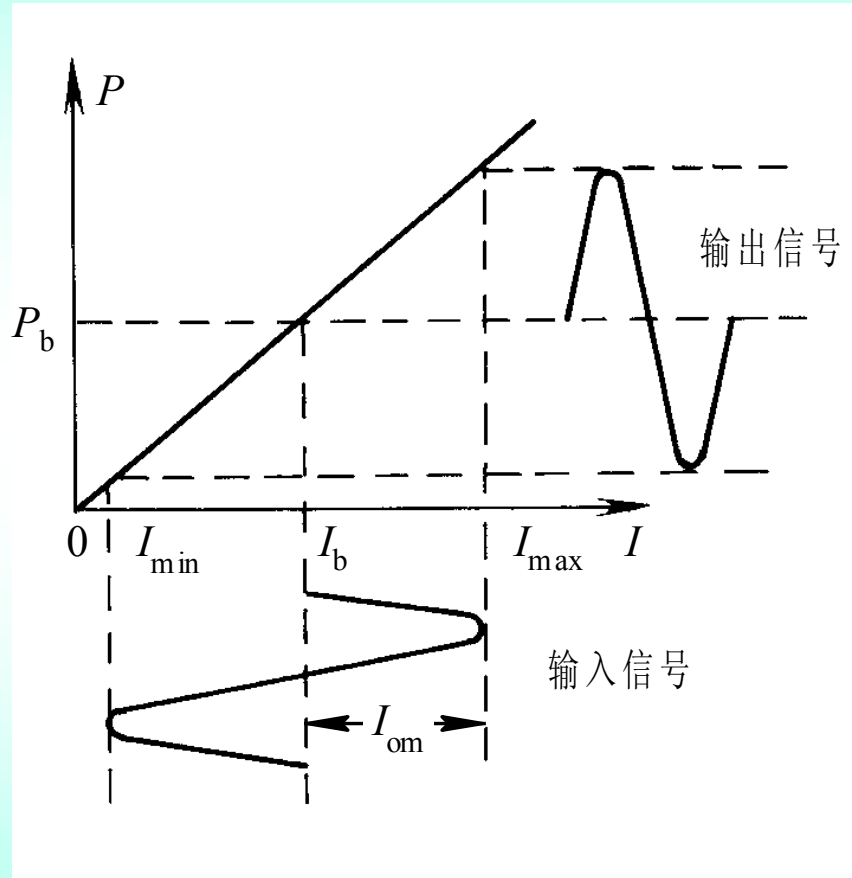


图 6.2 发光二极管模拟调制原理

这种系统的信噪比定义为接收信号功率和噪声功率(NP)的比值：

$$\frac{S}{Np} = \frac{\text{信号功率}}{\text{噪声功率}} = \frac{\langle i_s^2 \rangle R_L}{\langle i_n^2 \rangle R_L} = \frac{\langle i_s^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle}$$

式中， $\langle i_s^2 \rangle$ 为均方信号电流和 $\langle i_n^2 \rangle$ 为均方噪声电流， R_L 为光检测器负载电阻。

信噪比一般用dB作单位，即

$$SNR = \lg \frac{\langle i_s^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle} \quad (6.1)$$

如图6.2所示，光源驱动电流：

$$I=I_B(1+m \cos\omega t) \quad (6.2)$$

设光源具有严格线性特性，不存在信号畸变，则输出光功率为

$$P= P_B(1+m\cos\omega t) \quad (6.3)$$

式中， P_B 为偏置电流 I_B 产生的光功率， m 为调制指数， $\omega=2\pi f$ ， f 为调制频率， t 为时间。

一般光纤线路有足够的带宽，可以假设信号在传输过程不存在失真，只受到 $\exp(-\alpha L)$ 的衰减，式中 α 为光纤线路平均损耗系数， L 为传输距离。

由于到达光检测器的信号很弱，光接收机引起的信号失真可以忽略。在这些条件下，光检测器的输出光电流：

$$i_s = I_0(1 + m \cos \omega t) \quad (6.4)$$

均方信号电流：

$$\langle i_s^2 \rangle = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (6.5)$$

式中， $I_m = mI_0$ 为信号电流幅度， I_0 为平均信号电流， m 为调制指数，其定义为：

$$m = \frac{\text{信号电流幅度}}{\text{平均信号电流}} = \frac{I_{om}}{I_B} = \frac{(I_{\max} - I_{\min})/2}{I_{\min} + (I_{\max} - I_{\min})/2} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}$$

平均信号电流:

$$I_0 = gI_P = g\rho P_b \quad (6.7)$$

式中, $P_b = KP_B$ 为输入光检测器的平均光功率, K 代表光纤线路的衰减, ρ 为光检测器的响应度, I_P 为一次光生电流, g 为 APD 的倍增因子。设使用 PIN-PD, $g=1$ 。

由式(6.5)~式(6.7)得到均方信号电流:

$$\langle i_s^2 \rangle = \frac{(m\rho P_b g)^2}{2} \quad (6.8)$$

模拟信号直接光强调制系统的噪声主要来源于光检测器的量子噪声、暗电流噪声、负载电阻 R_L 的热噪声和前置放大器的噪声，**总均方噪声电流**(参考3.2节)可写成

$$\langle i_n^2 \rangle = \langle i_q^2 \rangle + \langle i_d^2 \rangle + \langle i_T^2 \rangle = 2e\rho P_b B + 2eI_d B + \frac{4kTFB}{R_L} \quad (6.9)$$

式中， $\langle i_q^2 \rangle$ 为**量子噪声**、 $\langle i_d^2 \rangle$ 为**暗电流**、 $\langle i_T^2 \rangle$ 为热噪声产生的均方噪声电流， e 为电子电荷， B 为噪声带宽，一般等于信号带宽， I_d 为暗电流， $k=1.38 \times 10^{23} \text{J/K}$ 为**波尔兹曼常数**， T 为热力学温度， R_L 为光检测器负载电阻， F 为前置放大器的噪声系数。

由式(6.1)、式(6.8)和式(6.9)得到，**正弦信号直接光强调制系统的信噪比为：**

$$SNR = 10 \lg \frac{(m\rho P_b g)^2 / 2}{B(2e\rho P_b + 2eI_d + 4kTF / R_L)} \quad (6.10)$$

对于电视信号直接光强调制系统的信噪比有些不同，假设传输的是阶梯形全电视信号，则

$$SNR = 20 \lg \frac{1.44m_{TV}\rho P_b}{\sqrt{B(2e\rho P_b + 2eI_d + 4kTF / R_L)}} \quad (6.11)$$

式中， m_{TV} 为电视信号的调制指数，其他符号的意义和式(6.10)相同，但 $g=1$ 。

和SNR关系密切的一个参数是**接收灵敏度**。和数字光纤通信系统相似，在模拟光纤通信系统中，我们把**接收灵敏度 P_r** 定义为：在限定信噪比条件下，光接收机所需的最小信号光功率 $P_{s, \min}$ ，并以dBm为单位。

假设系统除量子噪声外，没有其他噪声存在，在这种情况下，灵敏度由平均信号电流决定，这样确定的灵敏度称为**(最高)极限灵敏度**。

根据假设，式(6.10)分母后两项为零，利用式(3.14)响应度 $\rho = \eta e / hf$ ， $m=1$ ， $g=1$ ，式(6.10)简化为

$$\frac{S}{N_P} = \frac{\eta P_b}{4hfB} \quad (6.12)$$

在限定信噪比条件下，光接收机所需的最小信号光功率：

$$P_{S,\min} = \frac{P_b}{\sqrt{2}} \quad (6.13)$$

把式(6.12)代入式(6.13)得到

$$P_{S,\min} = 2\sqrt{2}hf \frac{B}{\eta} \frac{S}{N_P} \quad (6.14)$$

式中， h_f 为光子能量， $h=6.628 \times 10^{-34} \text{J} \cdot \text{s}$ 为普朗克常数， $f=c/\lambda$ 为光频率， $c=3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 为光速， λ 为光波长(μm)， η 为光检测器量子效率(%)， B 为噪声带宽。

设光检测器为PIN-PD, 光波长 $\lambda=1.31 \mu\text{m}$, 量子效率 $\eta=0.6$, 噪声带宽 $B=8 \text{ MHz}$, 系统要求 $\text{SNR}=50 \text{ dB}$ 。

由式(6.14)得到 $P_{s,\text{min}}=2.86 \times 10^{-7} \text{ mW}$, $P_r=10\lg P_{s,\text{min}}=-65.4 \text{ dBm}$ 。当然, 实际系统必须考虑光检测器的暗电流和前置放大器的噪声。因而, **实际灵敏度比极限灵敏度要低得多。**

2. 信号失真

为使模拟信号直接光强调制系统输出光信号真实地反映输入电信号，要求系统输出光功率与输入电信号成比例地随时间变化，即不发生信号失真。

一般说，实现电/光转换的光源，由于在大信号条件下工作，线性较差，所以**发射机光源的输出功率特性是DIM系统产生非线性失真的主要原因。**

因而略去光纤传输和光检测器在光/电转换过程中产生的非线性失真，只讨论光源LED的非线性失真。参看图6.2。

非线性失真一般可以用幅度失真参数——**微分增益(DG)**和相位失真参数——**微分相位(DP)**表示。**DG**可以从LED输出功率特性曲线看出，其定义为：

$$DG = \left[\frac{\frac{dp}{dI} \Big|_{I_2} - \frac{dp}{dI} \Big|_{I_1}}{\frac{dp}{dI} \Big|_{I_2}} \right]_{\max} \times 100\% \quad (6.15)$$

DP是LED发射光功率P和驱动电流I的相位延迟差，其定义为：

$$DP = [\varphi(I_2) - \varphi(I_1)] \quad (6.16)$$

式中， I_1 和 I_2 为LED不同数值的驱动电流，一般取 $I_2 > I_1$ 。

虽然LED的线性比LD好，但仍然不能满足高质量电视传输的要求。影响LED非线性的因素很多，要大幅度改善动态非线性失真非常困难，因而需要从电路方面进行**非线性补偿**。

模拟信号直接光强调制光纤传输系统的非线性补偿有许多方式，目前一般都采用预失真补偿方式。

预失真补偿方式是在系统中加入预先设计的、与LED非线性特性相反的非线性失真电路。这种补偿方式不仅能获得对LED的补偿，而且能同时对系统其他元件的非线性进行补偿。

由于这种方式是对系统的**非线性补偿**，把预失真补偿电路置于光发射机，给实时精细调整带来一定困难，而把预失真补偿电路置于光接收机，则便于实时精细调整。

设系统发射端输入信号 V_1 与接收端输出信号 V_2 之间相移为 φ_1 ，它包含了LED输出光功率 P 与驱动电流之间的相移，以及系统中其他各级输出信号和输入信号之间的相移。由于相移 φ_1 随输入信号 V_1 而变化，如图6.3(a)，因而产生微分相位 DP 。

微分相位补偿是设计一种电路，使其相移特性 φ_2 与 φ_1 的变化相反，如图6.3(b)。两个非线性电路相加，使系统总相移 φ 不随输入信号大小而变化，如图6.3(c)。

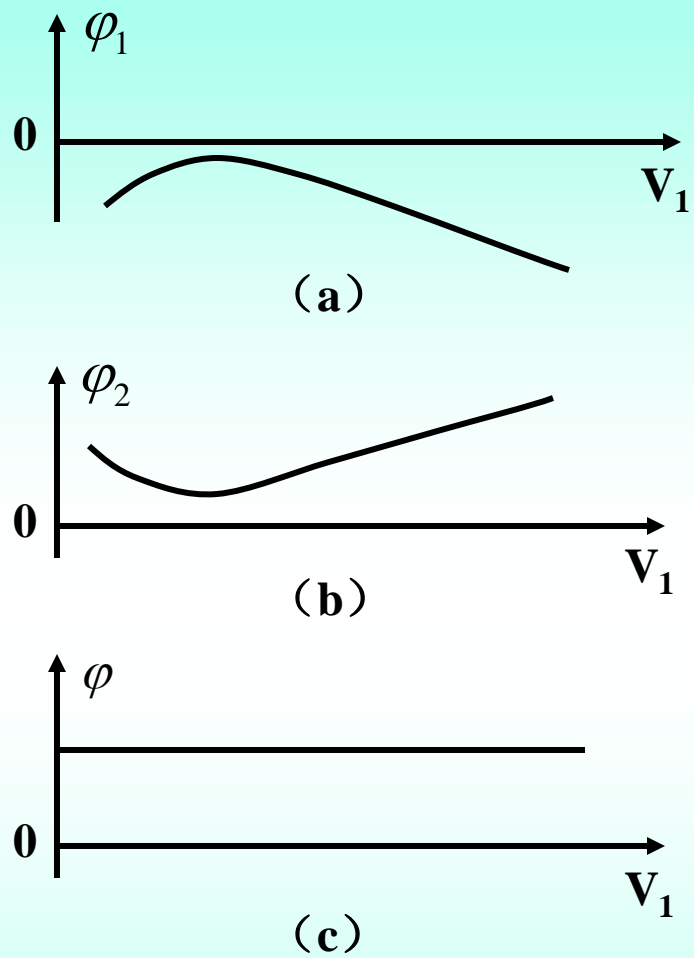


图 6.3 微分相位补偿原理

在模拟电视光纤传输系统中，最广泛使用的电路是微分相位四点补偿电路，如图6.4所示。这种电路的相位补偿是利用集电极和发射极输出的信号相位差 180° 的原理构成的全通相移网络来实现的。

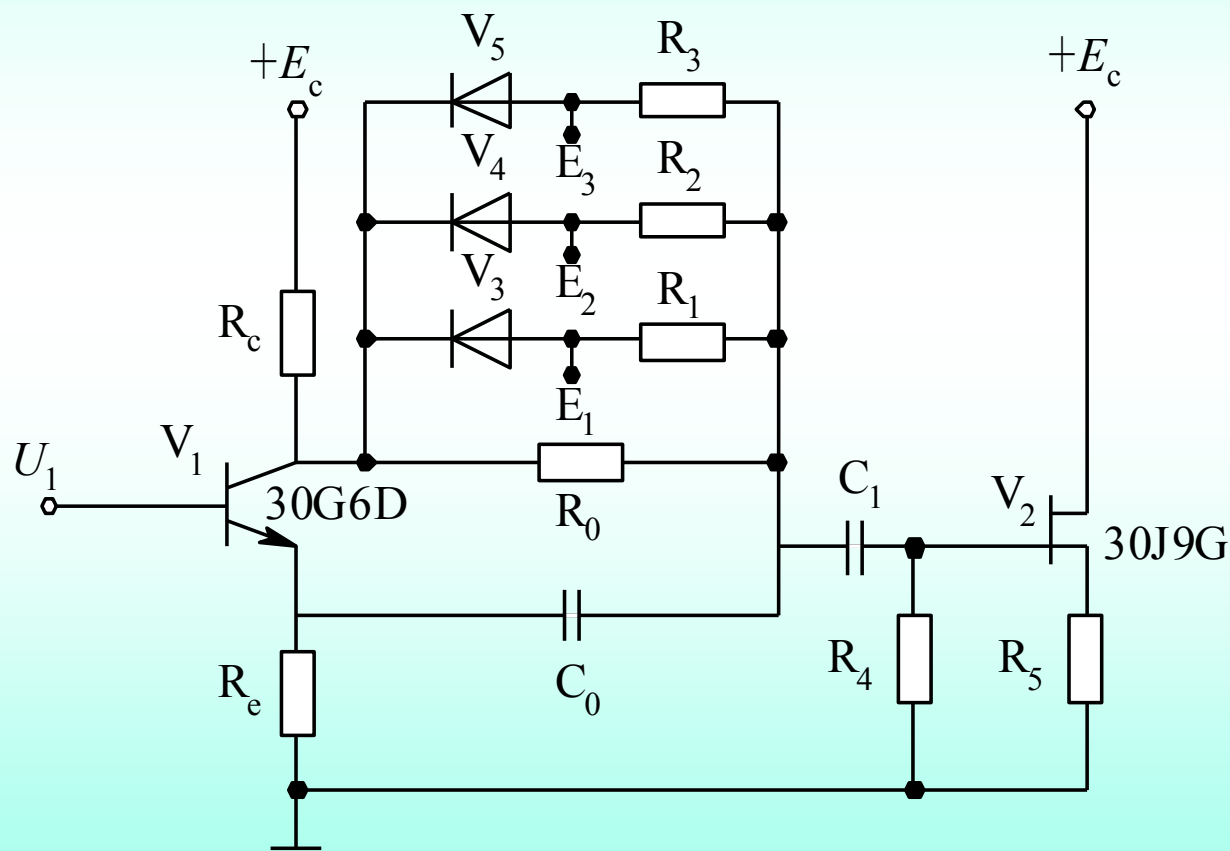


图 6.4 微分相位补偿电路

和微分相位补偿原理相似，微分增益补偿是对LED等非线性器件产生的高频动态幅度失真的补偿，目前最广泛使用的**微分增益四点补偿电路**如图6.5所示。

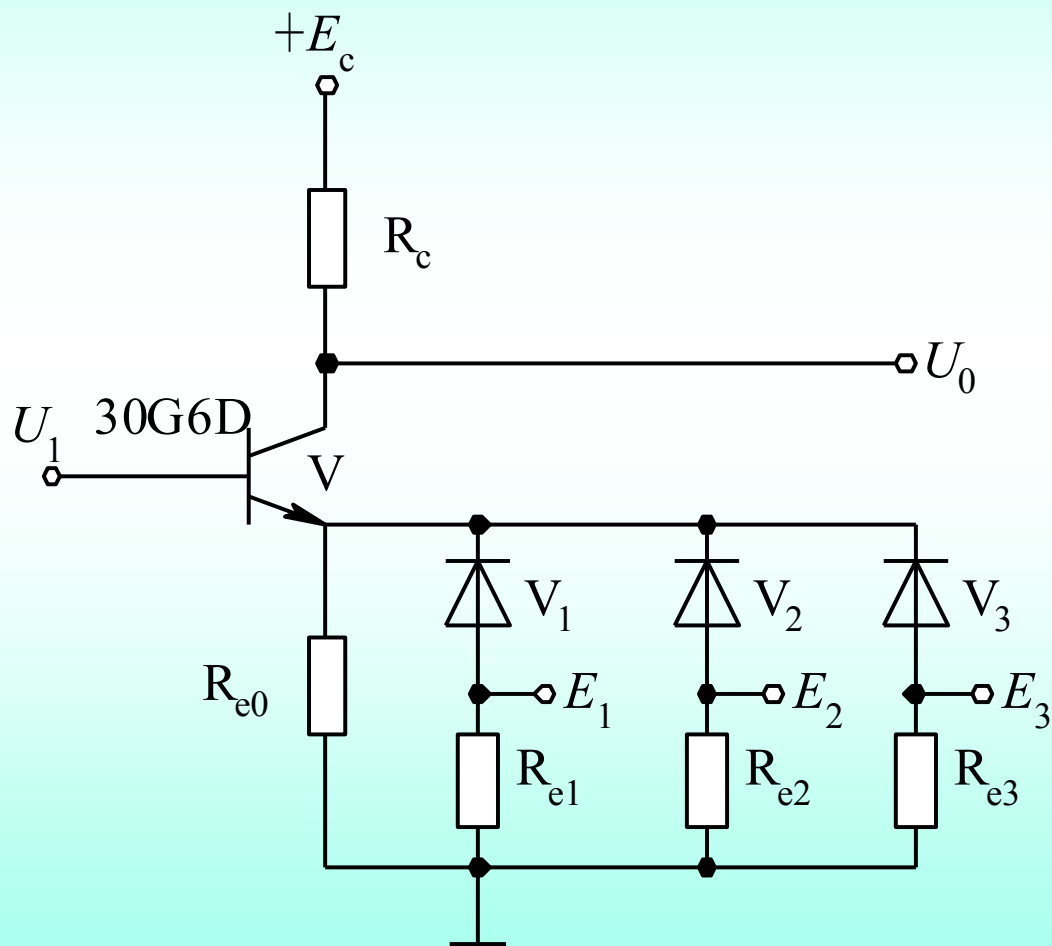


图6.5 微分增益补偿电路

6.2.2 光端机

光端机包括光发射机和光接收机。

1. 光发射机

模拟基带直接光强调制光纤电视传输系统光发射机的功能是，把模拟电信号转换为光信号。

对光发射机的基本要求是：

- 发射(入纤)光功率要大，以利于增加传输距离。在光纤损耗和接收灵敏度一定的条件下，传输距离和发射光功率成正比。发射光功率取决于光源，LD优于LED。
- 非线性失真要小，以利于减小微分相位(DP)和微分增益(DG)，或增大调制指数 m (mTV)。LED线性优于LD。
- 调制指数 m (mTV)要适当大。 m 大，有利于改善SNR；但 m 太大，不利于减小DP和DG。
- 光功率温度稳定性要好。LED温度稳定性优于LD，用LED作光源一般可以不用自动温度控制和自动功率控制，因而可以简化电路、降低成本。

模拟基带DIM光纤电视传输系统光发射机方框图如下图所示，输入TV信号经同步分离和箝位电路后，输入LED的驱动电路。

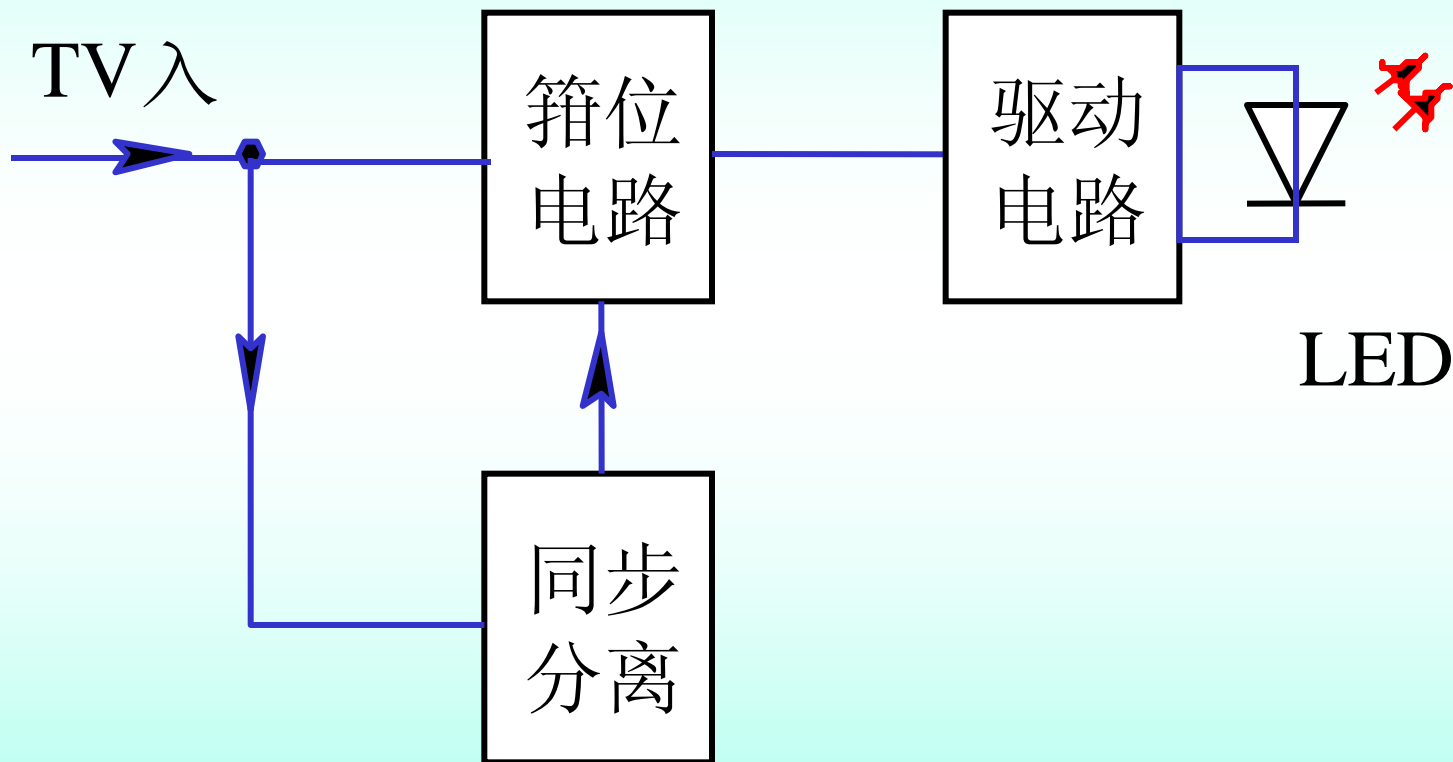
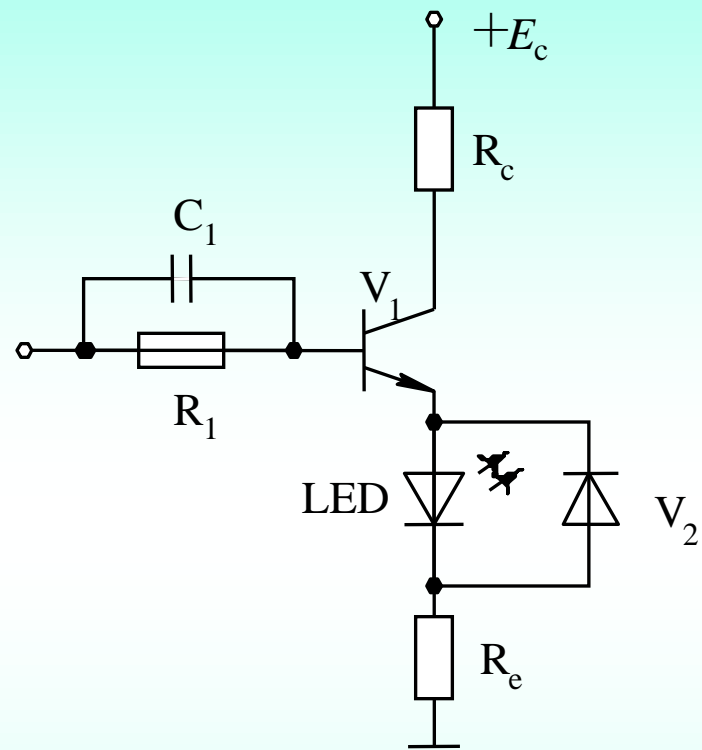


图 6.6 光发射机方框图

驱动电路的末级及其工作原理示于图6.7，图中 R_1C_1 电路用于调节DIM系统电视信号的幅频特性， R_e 用于监测通过LED的电流， R_c 用于控制通过LED的极限电流， V_2 用于保护LED防止反向击穿，LED的工作点由箝位电路调节。



(a)

图6.7 (a) LED驱动电路的末级

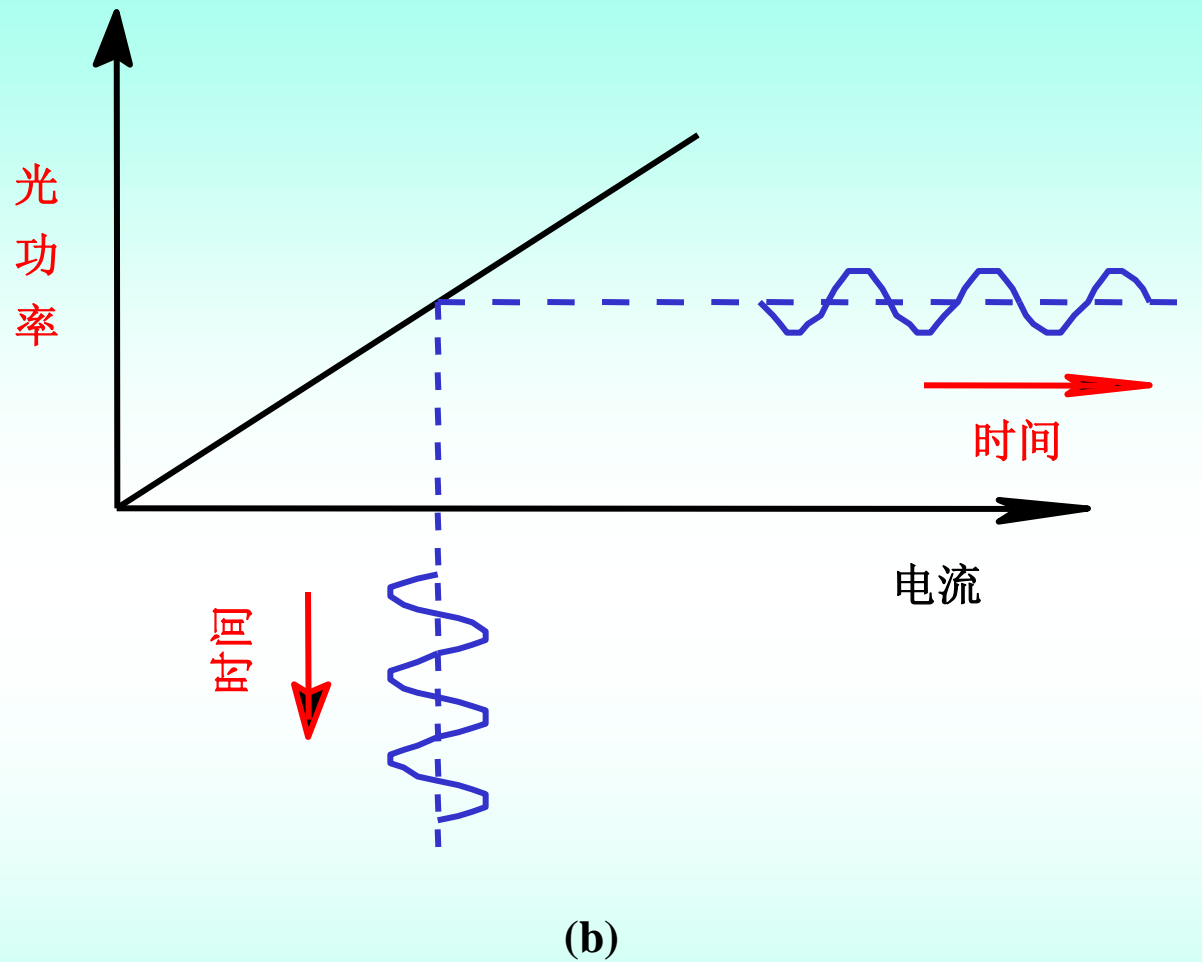


图6.7 (b) LED驱动电路工作原理

由于全电视信号随亮场和暗场的变化而变化，为保证动态DP和DG的规定值，必须保持DP和DG补偿电路的工作点不随亮场和暗场而变化，所以**应有箝位电路来保证其工作点恒定。**

在全电视信号中，图像信号随亮场和暗场而变化，其同步脉冲信号在工作过程是不变的，因而利用同步脉冲和图像信号处于不同电平的特点，对全电视信号中的同步脉冲进行**分离和箝位**。

2. 光接收机

光接收机的功能是把光信号转换为电信号。

对光接收机的基本要求是：

- 信噪比(SNR)要高
- 幅频特性要好
- 带宽要宽

模拟基带D-IM光纤电视传输系统光接收机方框图如图6.8所示，光检测器把输入光信号转换为电信号，经前置放大器和主放大器放大后输出，为保证输出稳定，通常要用**自动增益控制(AGC)**。

光检测器可以用PIN-PD或APD。PIN-PD只需较低偏压(10~20 V)就能正常工作，电路简单，但没有内增益，SNR较低。APD需要较高偏压(30~200 V)才能正常工作，且内增益随环境温度变化较大，应有偏压控制电路。

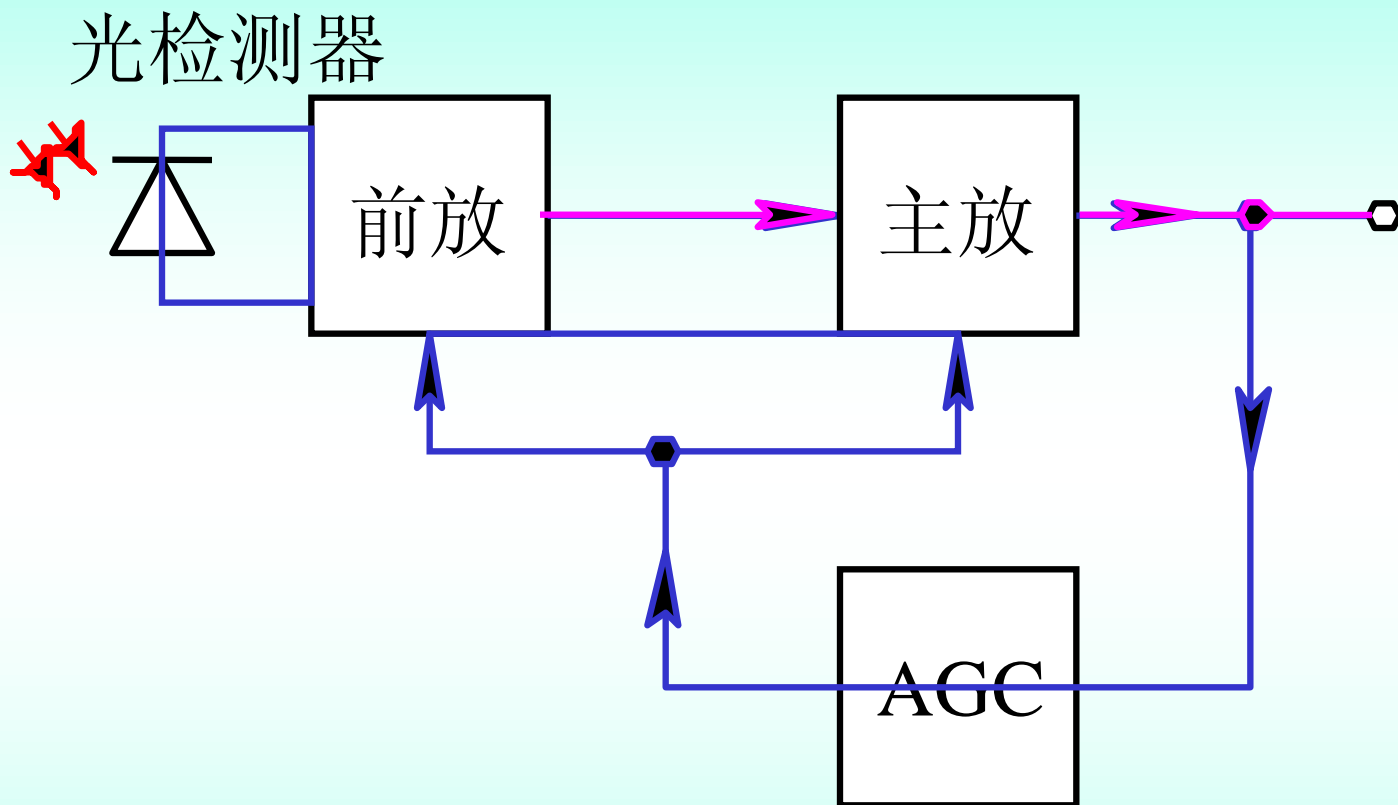


图 6.8 光接收机方框图

APD的优点：有20~200倍的雪崩增益，可改善SNR。对于模拟基带D-IM光纤电视传输系统，力求电路简单，光检测器一般都采用PIN-PD。

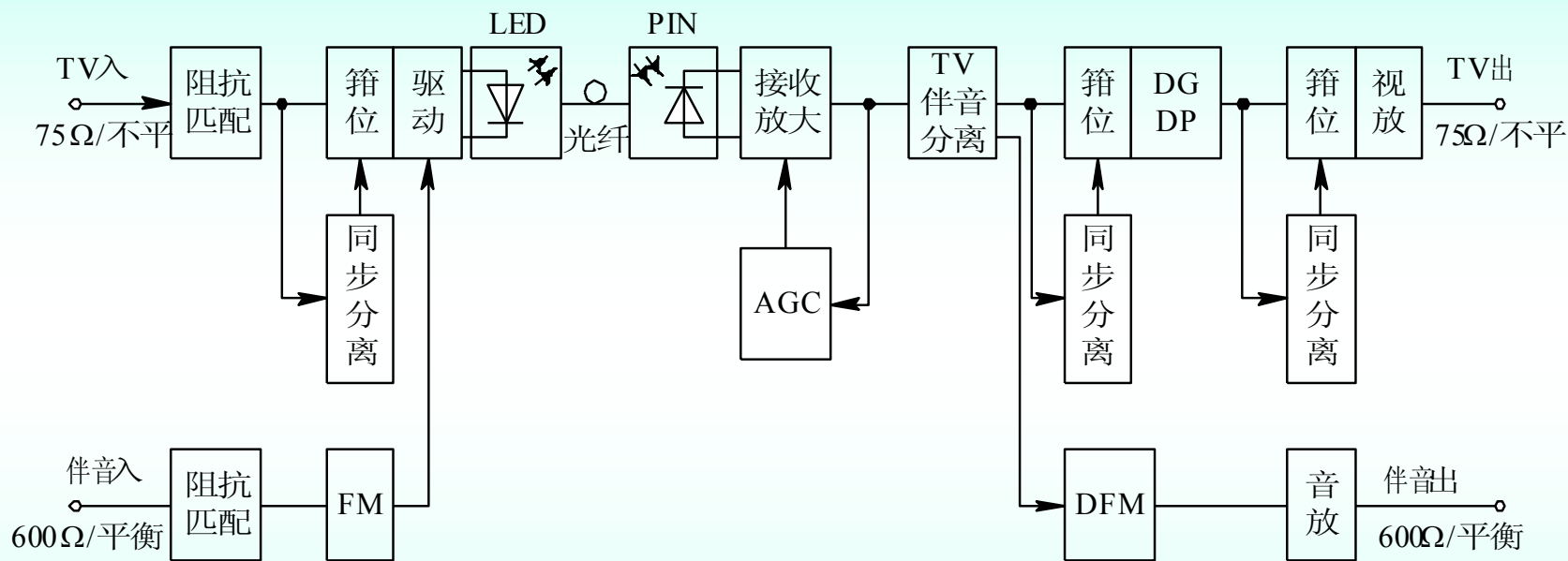
前置放大器的输入信号电平是全系统最低的，因此**前放决定着系统的SNR和接收灵敏度**。目前这种系统都采用补偿式跨阻抗前放。如采用PIN-FET混合集成电路的前放，可获得较高SNR和较宽的工作频带。

主放大器是一个高增益宽频带放大器，用于把前放输出的信号放大到系统需要的适当电平。

由于光源老化使光功率下降，环境温度影响光纤损耗变化，以及传输距离长短不一，使输入光检测器的光功率大小不同，所以需要AGC来保证光接收机输出恒定。

6.2.3 系统性能

模拟基带直接光强调制光纤电视传输系统方框图如下图所示。



在发射端，模拟基带电视信号和调频(FM)伴音信号分别输入LED驱动器，在接收端进行分离。改进DP和DG的预失真电路置于接收端。

主要技术参数举例如下。

1. 系统参数

(1) 视频部分:

带宽 $0\sim 6$ MHz

SNR ≥ 50 dB(未加校)

DG 4%

DP 4°

发射光功率 ≥ -15 dBm($32\ \mu\text{W}$)

接收灵敏度 ≤ -30 dBm

(2) 伴音部分:

带宽 $0.04\sim 15$ kHz

输入输出电平 0 dB_r

SNR 55 dB(加校)

畸变 2%

伴音调频副载频 8 MHz

2. 光纤损耗对传输距离的限制

模拟基带直接光强调制光纤电视传输系统的传输距离大多受光纤损耗的限制。根据发射光功率、接收灵敏度和光纤线路损耗可以计算传输距离L，其公式为：

$$L = \frac{P_t - p_r - M}{\alpha} \quad (6.17)$$

式中， P_t 为发射光功率(dBm)， P_r 为接收灵敏度(dBm)， M 为系统余量(dB)， α 为光纤线路(包括光纤、连接器和接头)每千米平均损耗系数(dB/km)。

3. 系统对光纤带宽的要求

对于多模光纤而言，长度为L的光纤线路总带宽B(MHz)和单位长度(1 km)光纤带宽 B_1 (MHz·km)的关系为：

$$B_1=BL^\gamma \quad (6.18)$$

式中串接因子 $\gamma=0.5\sim 1$ ，为方便起见，取 $\gamma=1$ ，这是最保守的取值，光纤线路总带宽 $B=8$ MHz，根据上面的计算，0.85 μm 和1.31 μm 中继距离分别为 $L=4$ km和 $L=12$ km。

由式(6.18)计算得到，所需单位长度光纤带宽分别为 $B_1=32$ MHz·km和 $B_1=96$ MHz·km。

如果采用原CCITT G.651的标准多模GI光纤，其单位长度带宽至少是200 MHz·km，因此完全可以满足要求。如果采用多模SI光纤，其带宽只有几十MHz·km，这时，认真计算是必要的，因为在短波长光纤材料色散和LED光源谱线宽度的影响是不可忽视的。

在短波长使用LED光源的情况下，光纤线路总带宽应为：

$$B = \left(B_m^{-2} + B_c^{-2} \right)^{-1/2} \quad (6.19)$$

式中， B_m 和 B_c 分别为模式色散和材料色散引起的带宽。

$$B_m = \frac{B_1}{L'} = \frac{B_1}{L} \text{ (取 } \gamma = 1 \text{)}$$

$$B_c = \frac{0.44 \times 10^6}{C(\lambda)\Delta\lambda L} \quad (6.20)$$

式中, $C(\lambda)$ 为光纤材料色散, $\Delta\lambda$ 为光源FWHM谱线宽度。由式(6.19)和式(6.20)得到:

$$B_1 = BL \left[1 + \left(\frac{C(\lambda)\Delta\lambda B_1}{0.44 \times 10^6} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (6.21)$$

在实际工程中是否采用短波长LED和多模SI光纤, 要根据经济效益(系统成本和维修费用)来决定。



6.3 副载波复用光纤传输系统

图6.10示出副载波复用(SCM)模拟电视光纤传输系统方框图。

N个频道的模拟基带电视信号分别调制频率为 $f_1, f_2, f_3, \dots, f_N$ 的射频(RF)信号, 把N个带有电视信号的副载波 $f_{1s}, f_{2s}, f_{3s}, \dots, f_{Ns}$ 组合成多路宽带信号, 再用这个宽带信号对光源(一般为LD)进行光强调制, 实现电/光转换。

光信号经光纤传输后, 由光接收机实现光/电转换, 经分离和解调, 最后输出N个频道的电视信号。

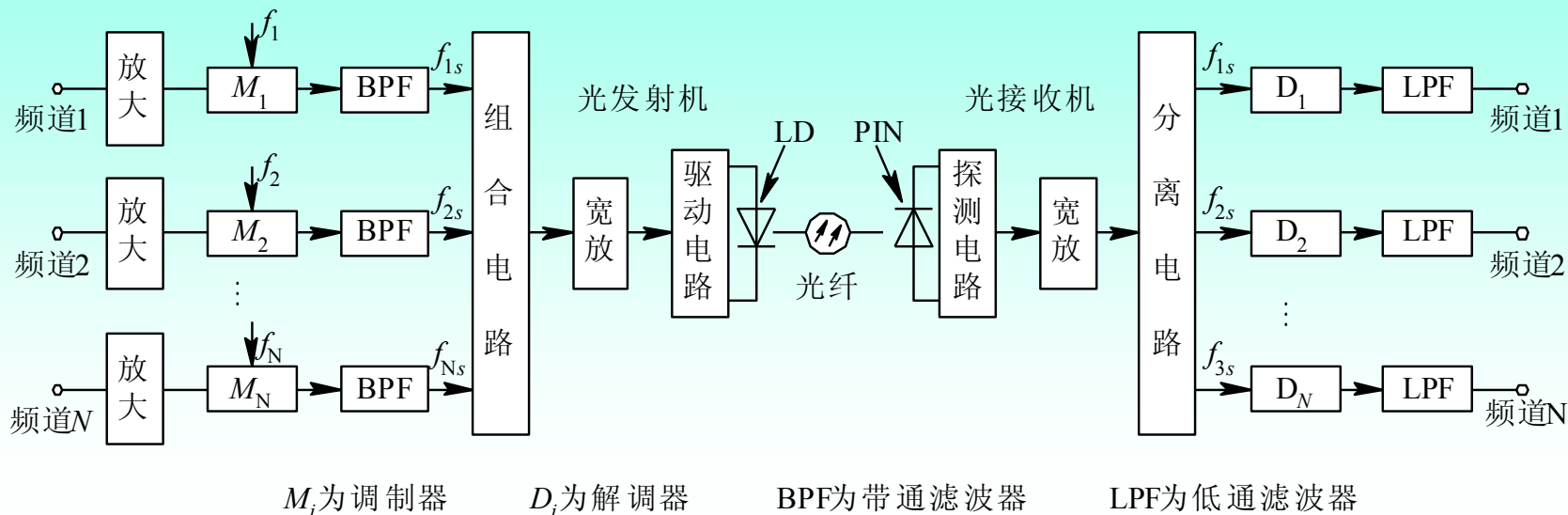


图 6.10 副载波复用模拟电视光纤传输系统方框图

模拟基带电视信号对射频的预调制，通常用**残留边带调幅(VSBAM)**和**调频(FM)**两种方式，各有不同的适用场合和优缺点。

我们主要讨论**残留边带调幅副载波复用(VSB-AM/SCM)**模拟电视光纤传输系统。

6.3.1 特性参数

对于副载波复用模拟电视光纤传输系统，评价其传输质量的特性参数主要是**载噪比(CNR)**和**信号失真**。

1. 载噪比

载噪比CNR的定义是：把满负载、无调制的等幅载波置于传输系统，在规定的带宽内特定频道的载波功率(C)和噪声功率(NP)的比值，并以dB为单位，用公式表示为：

$$\frac{C}{N_p} = \frac{\langle i_c^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle} \quad (6.22)$$

或

$$\text{CNR} = 10 \lg \frac{C}{N_p} = 10 \lg \frac{\langle i_c^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle} \quad (6.23)$$

式中， $\langle i_c^2 \rangle$ 为均方载波电流， $\langle i_n^2 \rangle$ 为均方噪声电流。

设在电/光转换、光纤传输和光/电转换过程中，都不存在信号失真。如图6.11所示，**输入激光器的调幅信号电流为：**

$$I(t) = I_b + (I_b - I_{th}) \sum_{i=1}^N m_i \cos w_i t \quad (6.24)$$

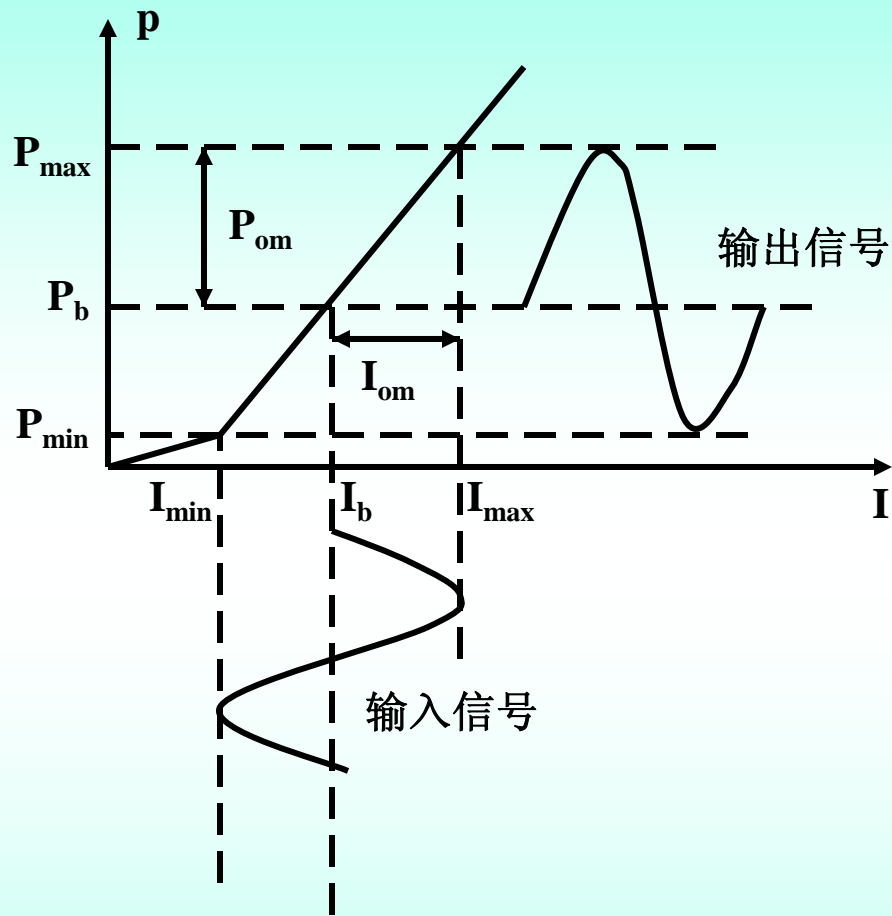


图 6.11 激光器模拟调制原理

由于假设不存在信号失真，激光器输出光功率为：

$$P(t) = P_b + P_s \sum_{i=1}^N m_i \cos \omega_i t \quad (6.25)$$

式中， $P_s = P_b - P_{th}$ ， P_b 和 P_{th} 分别为偏置电流 I_b 和阈值电流 I_{th} 对应的光功率， N 为频道总数， m_i 为第 i 个频道的调制指数， ω_i 为第 i 个频道的副载波角频率。

设每个频道的调制指数都相同，即 $m_i=m_j=m_k=m$ ，暂时略去光纤传输因子 $10^{-\alpha L/10}$ ， α 为光纤线路平均损耗系数， L 为光纤线路平均损耗长度，系统使用PIN-PD，从光检测器输出的(载波)信号电流为：

$$i_c = I_0 \left(1 + m \sum_{i=1}^N m_i \cos w_i t \right) \quad (6.26)$$

均方(载波)信号电流：

$$\langle i_c^2 \rangle = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (6.27)$$

式中， $I_m = mI_0$ 为信号电流幅度， I_0 为平均信号电流， $m = \sqrt{m_0}$ 为每个频道的调制指数， m_0 为总调制指数， N 为频道总数。

SCM为模拟电视光纤传输系统，产生噪声的主要有激光器、光检测器和前置放大器。采用PIN-PD，略去暗电流，系统的总均方噪声电流可表示为：

$$\langle i_n^2 \rangle = \langle i_{RIN}^2 \rangle + \langle i_q^2 \rangle + \langle i_T^2 \rangle = (RIN)I_0^2 B + 2eI_0 B + \frac{4kTFB}{R_L} \quad (6.28)$$

式中， $\langle i_{RIN}^2 \rangle$ 为激光器的相对强度噪声、 $\langle i_q^2 \rangle$ 为激光器的光检测器的量子噪声， $\langle i_T^2 \rangle$ 为激光器的折合到输入端的放大器噪声产生的均方噪声电流。 e 为电子电荷， B 为噪声带宽， $k=1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ 为波尔兹曼常数， T 为热力学温度， R_L 为光检测器负载电阻， F 为前置放大器噪声系数。相对强度噪声(RIN)是激光器谐振腔内载流子和光子密度随机起伏产生的噪声，一般不可忽略。

由式(6.22)、式(6.27)和式(6.28)得到

$$\frac{C}{N_p} = \frac{(mI_0)^2}{2B[(RIN)I_0^2 + 2eI_0 + 4kTF / R_L]} \quad (6.29)$$

式中平均信号电流 $I_0 = \rho P_0$, $P_0 = P_b \times 10\alpha L / 10$ 为光检测器平均接收光功率, ρ 为响应度。由式(6.29)得到每个信道的载噪比

$$\text{CNR} = 10 \lg \frac{(m\rho P_0)^2}{2B[(RIN)(\rho P_0)^2 + 2e\rho P_0 + 4kTF / R_L]} \quad (6.30)$$

由此可见，载噪比CNR随着调制指数m和平均接收光功率P₀的增加而增加，随三项噪声的增加而减小。下面观察一下三项噪声的界限。

在平均接收光功率P₀较大的条件下，激光器的相对强度噪声(RIN)和前置放大器的噪声可以忽略，这样系统只有量子噪声起作用，由式(6.30)得到

$$(\text{CNR})_q = 10 \lg \frac{m^2 \rho P_0}{4eB} \quad (6.31)$$

这时CNR与m₂和P₀成正比。

如果平均接收光功率 P_0 很大，激光器相对强度噪声(RIN)起决定作用，光检测器的量子噪声和前置放大器噪声都可以忽略，在这个条件下，

$$(\text{CNR})_{\text{RIN}} = \frac{m^2}{2(\text{RIN})B} \quad (6.32)$$

这时CNR与 m^2 成正比，与(RIN)成反比。

当平均接收光功率 P_0 很小时，前置放大器噪声起着决定性作用，其他两项噪声都可以忽略，这时由式(6.30)得到

$$(\text{CNR})_{\text{T}} = 10 \lg \frac{(m\rho P_0)^2 R_L}{8kTFB} \quad (6.33)$$

利用式(6.30)~式(6.33), 设平均接收光功率 $P_0=2\sim-12$ dBm, 计算AM/SCM光纤传输系统CNR与 P_0 的关系以及各项噪声起决定作用时CNR的界限, 如图6.12所示。计算中采用的数据如下:

电子电荷: $e=1.6 \times 10^{-19}$ C

波尔兹曼常数: $k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K

调制指数: $m=0.05$

相对强度噪声: $(\text{RIN})=-150$ dB/Hz

噪声带宽: $B=4 \times 10^6$ Hz

响应度: $\rho=0.8$ A/W

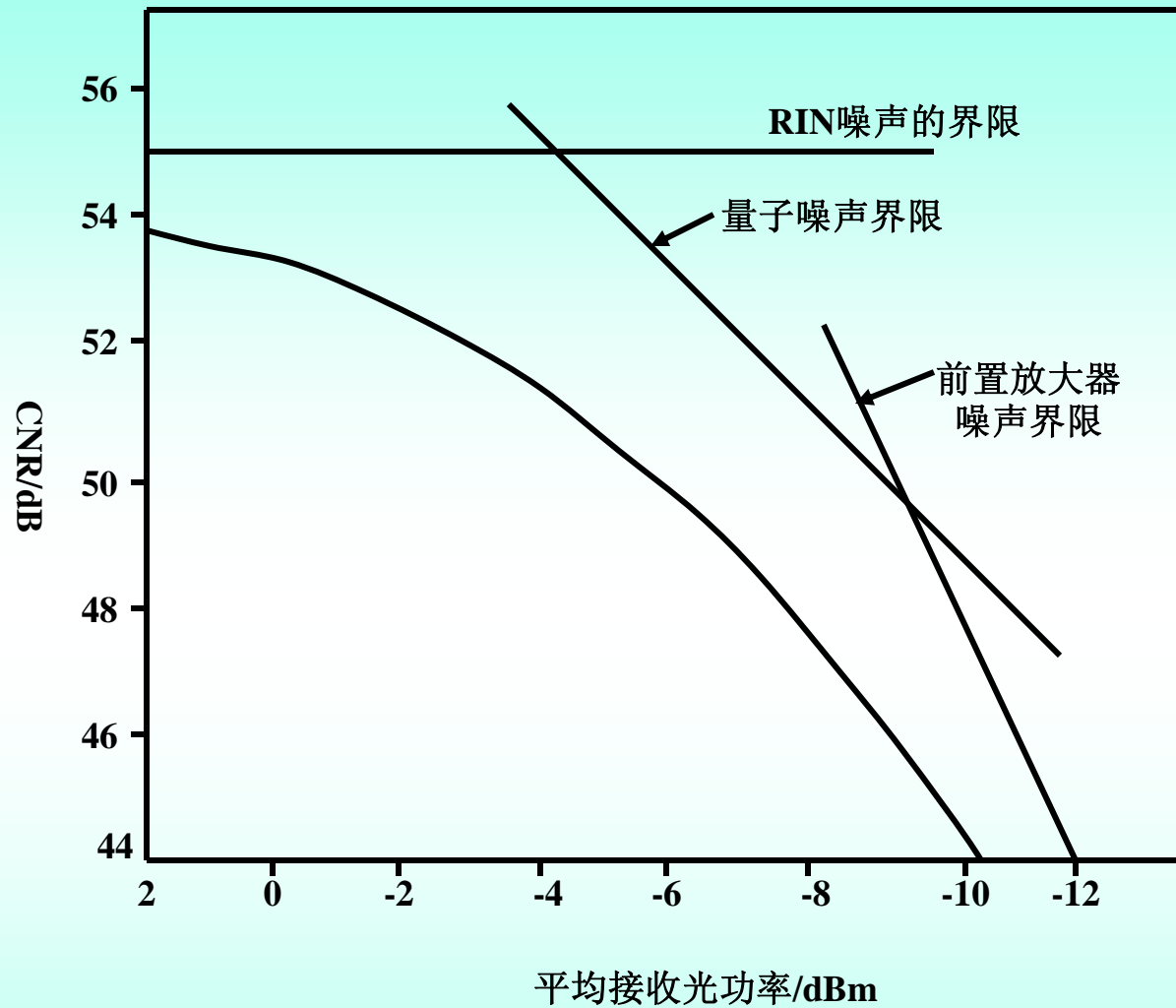


图 6.12 CNR的特性和各种噪声的界限

负载电阻: $R_L=1 \text{ k}\Omega$

前放噪声系数: $F=3 \text{ dB}$

热噪声温度: $T=290 \text{ K}$

假设 $P_0=0 \text{ dBm}$, 计算各项噪声分别起决定作用时的CNR。
由式(6.32), 相对强度噪声起决定作用时, $(\text{CNR})_{\text{RIN}}=54.9 \text{ dB}$ 。
由式(6.31), 量子噪声起决定作用时, $\text{CNR}=58.9 \text{ dB}$ 。由式(6.33),
前置放大器噪声起决定作用时, $\text{CNR}=68.0 \text{ dB}$ 。

提高CNR是系统设计中的重要问题。由式(6.30)可以看出,
增大 P_0 不一定能提高CNR。为了提高CNR, 增大 m 是可取的。

但是增大 m 又会使激光器的线性劣化，要用预失真技术来补偿。如果选用质量极好的DFB激光器来制造线性良好、发射功率又大的光发射机，势必降低器件成品率，增加成本。综合各种因素，最好采用适当低的光功率和适当大的调制指数，而不是相反。

不论采用什么预调制方式，计算CNR的公式都相同，只是公式中具体参数不同而已。所以式(6.29)~式(6.33)既适用于VSBAM, 也适合于FM。

但是为获得相同SNR，不同预调制方式所需的CNR都是不同的。为在接收机解调后获得相同SNR，两种预调制方式所需的CNR比值为：

$$\frac{(C/N_P)_{VSB-AM}}{(C/N_P)_{FM}} = \frac{3F_d^2 B_f}{2B_b^3} \quad (6.34)$$

式中， F_d 为由图像信号产生的频偏峰-峰值， B_b 为基带信号带宽， B_f 为FM信号带宽。

设 $F_d=17$ MHz， $B_b=4$ MHz， $B_f=27$ MHz，代入式(6.34)计算结果用dB表示，得到FM相对于VSB-AM，其CNR改善了21.1 dB。考虑到其他因素的影响，这个数值可以达到24 dB。

两种预调制方式的CNR比较如图6.13所示。

例如，用VSB-AM方式，要求CNR=52 dB，图中显示，至少要求平均接收光功率为2 dBm。如果用FM方式，只需要CNR=52/2=26 dB，图中显示，平均接收光功率可以降低到15 dBm，接收光功率改善了13 dB。

设光纤线路平均损耗系数为0.5 dB/km，则FM方式的传输距离可增加 $13/0.5=26$ km。

由此可见，**就载噪比而言，预调制方式FM优于VSB-AM。**但是和VSB-AM方式相比，**FM方式存在一个本质性问题，就是它占用的带宽较宽，**约为VSBAM方式的6倍。所以要根据不同应用场合，选择不同预调制方式。

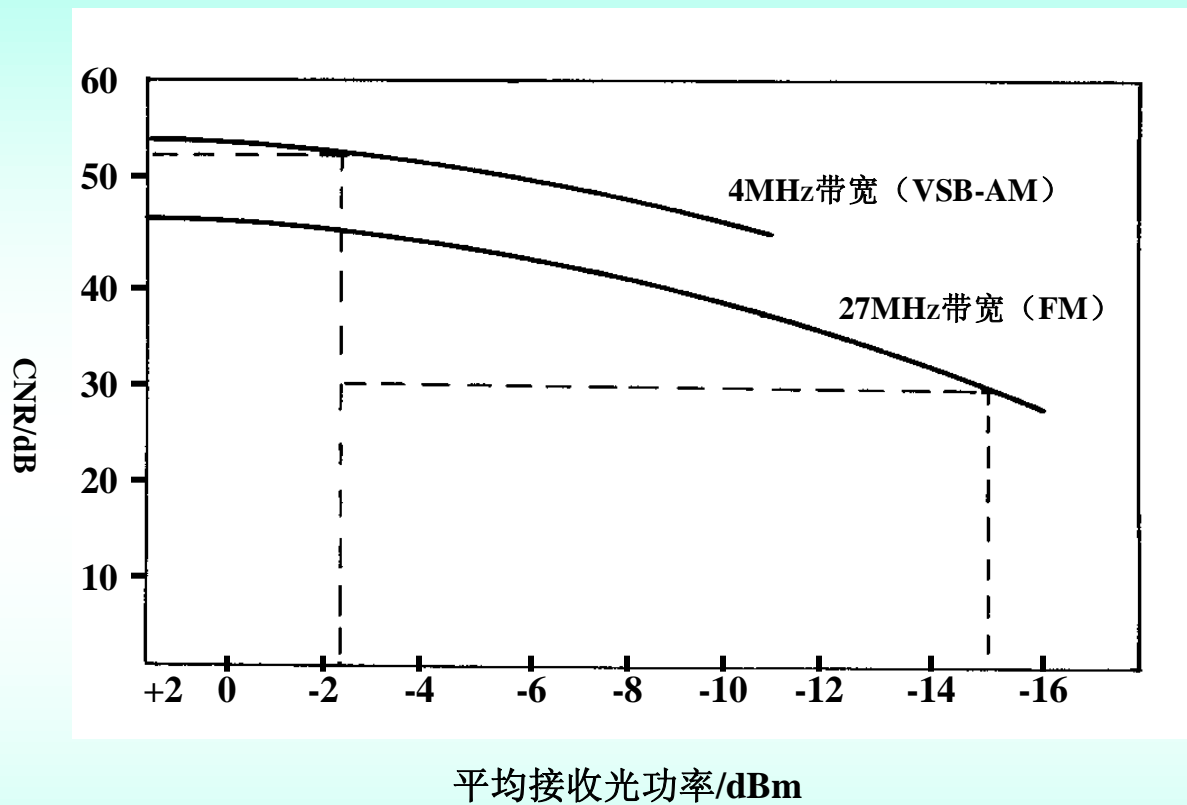


图 6.13 VSB-AM和FM方式CNR的比较

2. 信号失真

副载波复用模拟电视光纤传输系统产生信号失真的原因很多，但**主要原因是作为载波信号源的半导体激光器在电/光转换时的非线性效应。**

由于到达光检测器的信号非常微弱，在光/电转换时可能产生的信号失真可以忽略。只要光纤带宽足够宽，传输过程可能产生的信号失真也可以忽略。

下面讨论激光器非线性效应产生的信号失真，参看图6.11。
输入激光器的调幅信号电流仍为式(6.24)所示，即

$$I(t) = I_b + (I_b - I_{th}) \sum_{i=1}^N m_i \cos w_i t$$

由于实际激光器输出光功率 $P(t)$ 与驱动电流 $I(t)$ 的关系是非线性的，因而输出光信号产生失真。在调制频率 $f_i(\omega_i/2\pi)$ 不超过1 GHz时，可以利用泰勒级数展开，把输出光功率表示为

$$P(t) = P_b + \sum_{m=1}^N \frac{d^m p}{dI^m} \Big|_{I=I_b} \frac{(I(t) - I_b)^m}{m!} \quad (6.35)$$

略去式(6.35)四阶以上($m \geq 4$)的非线性项，把式(6.24)代入，用一组简化的符号，得到

$$P(t) = a_0 + a_1 I_s + a_2 I_s^2 + a_3 I_s^3 \quad (6.36)$$

式中 $a_i(i=1,2,3)$ 包含 $P(t)$ 对 $I(t)$ 的 i 阶导数，

$$I_s = \sum_{i=1}^N I_i \cos \omega_i t \quad (6.37)$$

$I_i = (I_b - I_{th})m_i$ 为第*i*个频道的信号电流幅度。我们所关心的二阶非线性项和三阶非线性项分别为：

$$\begin{aligned}
 a_2 I_S^2 &= a_2 \left[\sum_{i=1}^N I_i \cos w_i t \right]^2 \\
 &= \frac{a_2}{2} I_i I_j \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N [\cos(w_i + w_j)t] + \frac{a_2}{2} I_i I_j \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N [\cos(w_i - w_j)t] \quad (6.38)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_3 I_S^3 &= a_3 \left[\sum_{i=1}^N I_i \cos w_i t \right]^3 \\
 &= \frac{a_3}{4} I_i I_j I_k \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N [\cos(w_i + w_j + w_k)] \\
 &+ \frac{a_3}{4} I_i I_j I_k \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N [\cos(w_i + w_j - w_k)]
 \end{aligned}$$

$$+ \frac{a_3}{4} I_i I_j I_k \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N [\cos(\omega_i - \omega_j - \omega_k)] \quad (6.39)$$

式中 $I_i = I_j = I_k = (I_b - I_{th})m_i = (I_b - I_{th})m = I_0 m$ 为每个信道的信号电流幅度。

副载波复用模拟电视光纤传输系统的信号失真用**组合二阶互调(CSO)失真**和**组合三阶差拍(CTB)失真**这两个参数表示。

两个频率的信号相互组合，产生和频($\omega_i + \omega_j$)和差频($\omega_i - \omega_j$)信号，如果新频率落在其他载波的视频频带内，视频信号就要产生失真。

这种非线性效应会在所有**RF**电路，包括光发射机和光接收机。

在给定的频道上，所有可能的双频组合的总和称为**组合二阶(CSO)互调失真**。通常用这个总和与载波的比值表示，并以dB为单位，记为dBc。

组合三阶差拍(CTB)失真是三个频率($\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$)的非线性组合，其定义和表示方法与CSO相似，单位相同。

根据以上分析，第*i*个频道的CSO和CTB分别表示为：

$$CSO = 10 \lg \left[C_{2i} \left(\frac{P''}{2P'^2} \right)^2 (P_0 m)^2 \right] \quad (6.40)$$

$$CTB = 10 \lg \left[C_{3i} \left(\frac{P'''}{2P'^2} \right)^2 (P_0 m)^4 \right] \quad (6.41)$$

式中 C_{2i} 为组合二阶互调的系数， C_{3i} 为组合三阶差拍的系数，在频道频率配置后具体计算。

P' 、 P'' 和 P''' 分别为 P 对 I 的一阶、二阶和三阶导数，其数值由实验确定。 P_{0m} 为每个频道输出光信号幅度。

CSO和CTB 将以噪声形式对图像产生干扰， 为减小这种干扰，可以采用如下方法。

(1) 采用合理的频道频率配置，以减小 C_{2i} 和 C_{3i} ，改善CSO和CTB。

为改善CSO，系统频道N的副载波频率 f_N 和频道1的副载波 f_1 应满足 $f_N < 2f_1$ ，即副载波最高频率应小于最低频率的2倍。

这样，如图6.14所示，二阶互调($f_i + f_j$)都大于 f_N ，落在系统频带的高频端以外。二阶互调($f_i - f_j$)都小于 f_1 ，落在低频端以外。

同理，为减少落在系统频带内的三阶互调，应适当配置各频道的副载波频率，使三阶互调频率($f_j \pm f_j \pm f_k$)即使落在系统的频带内，也不落在工作频道的信号频带内。

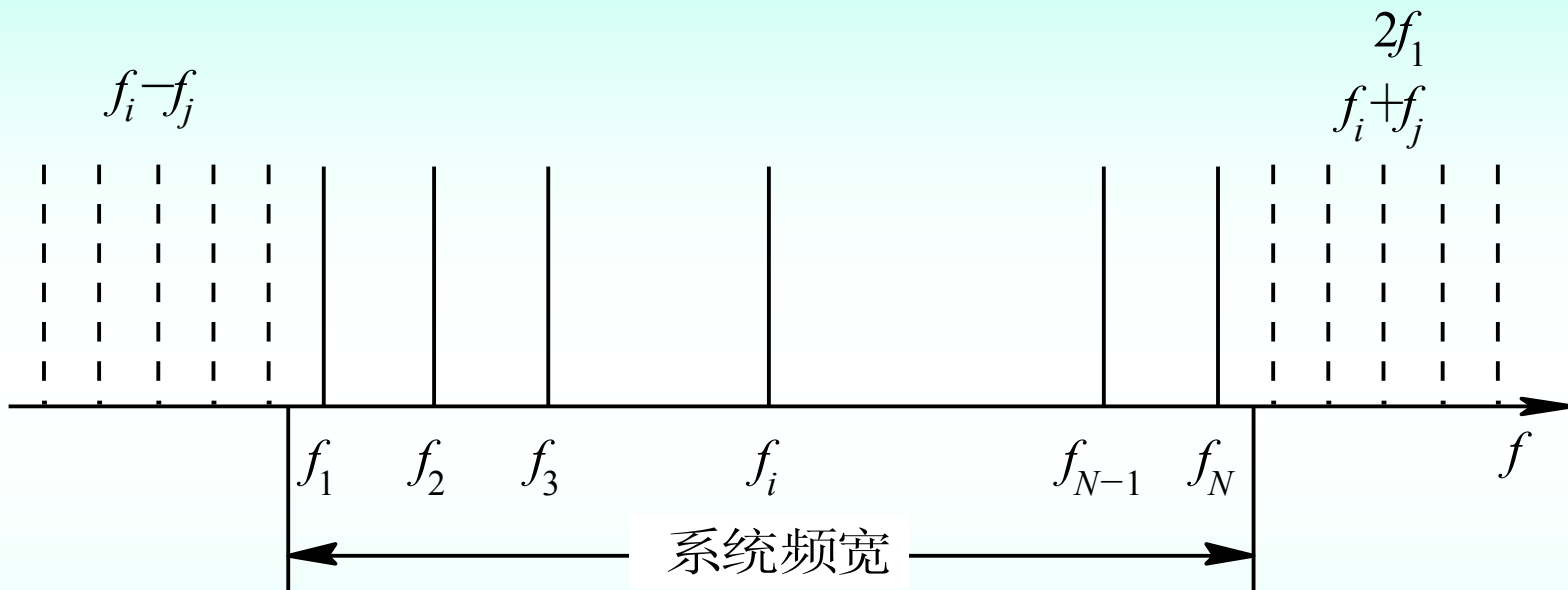


图 6.14 $f_N < 2f_1$ 的 SCM 系统的频谱分布

如图6.15所示。 这样，虽然系统输出端存在互调干扰，但分离和滤波后各频道单独输出时，其影响就不明显了。

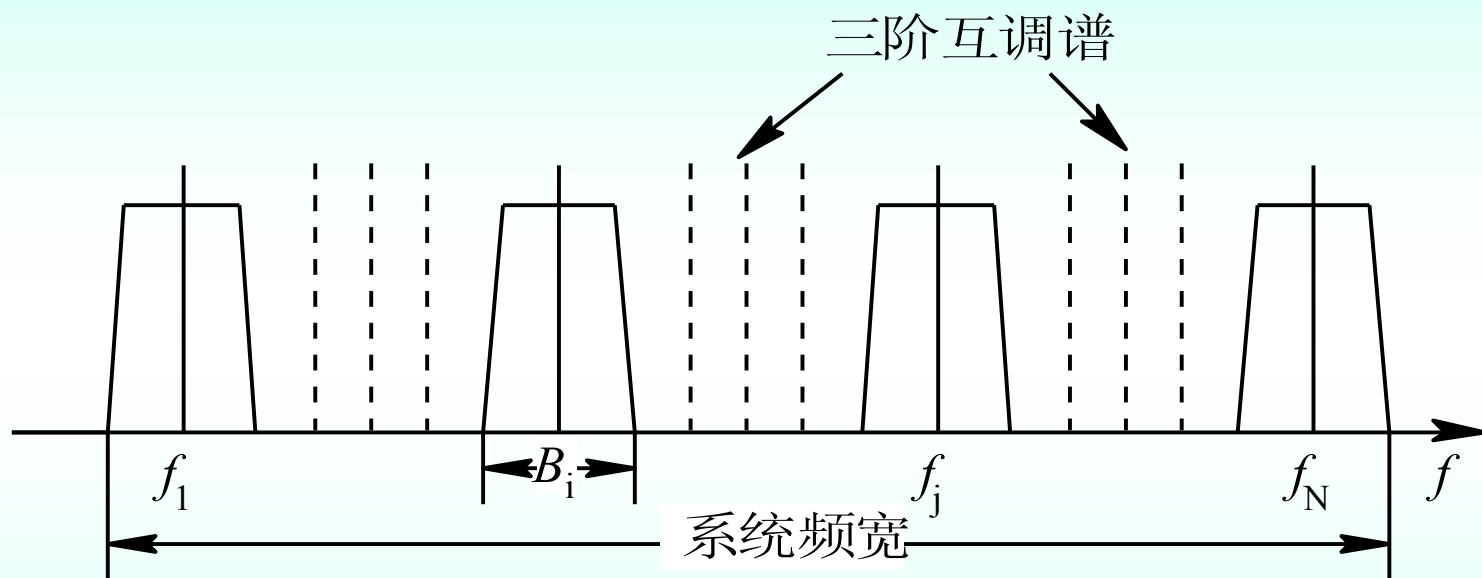


图 6.15 SCM系统带内三阶互调干扰的最佳频谱分布

(2) 限制调制指数 m ，以保证CSO和CTB符合规定的指标。

由式(6.40)和式(6.41)可以看到，**CSO与 m^2 成正比，CTB与 m^4 成正比，因此随着 m 值的增大，CSO和CTB迅速劣化。**

因为驱动激光器的信号电流随 m 值的增大而增加，可能偶然延伸到LD的阈值以下或超过功率特性曲线的线性部分，引起削波(削底和限顶)效应，如图6.16所示，因而产生信号失真。

由于多路RF信号的叠加具有随机性，当 N 很大时，服从高斯分布，产生过大信号的概率很小。分析计算表明，CSO和CTB是参数 $\mu=m \sqrt{N/2}$ 和 N 十分复杂的函数， m 为调制指数， N 为频道总数。

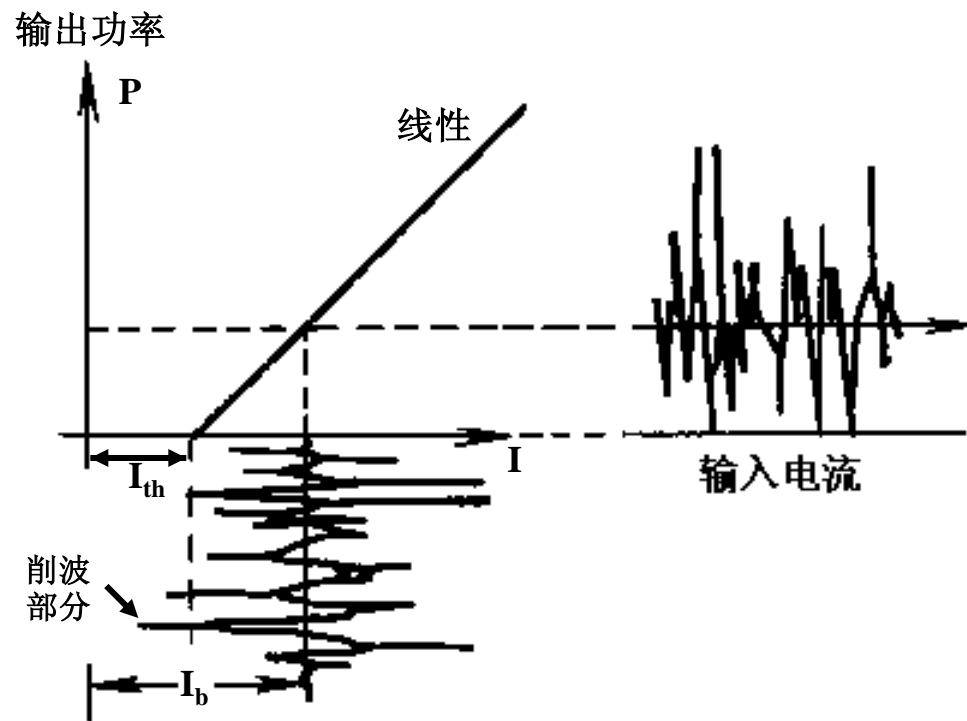


图6.16 激光器的削波效应

分析计算表明，CSO和CTB是参数 $\mu = \sqrt{N/2}$ 和N十分复杂的函数，m为调制指数，N为频道总数。

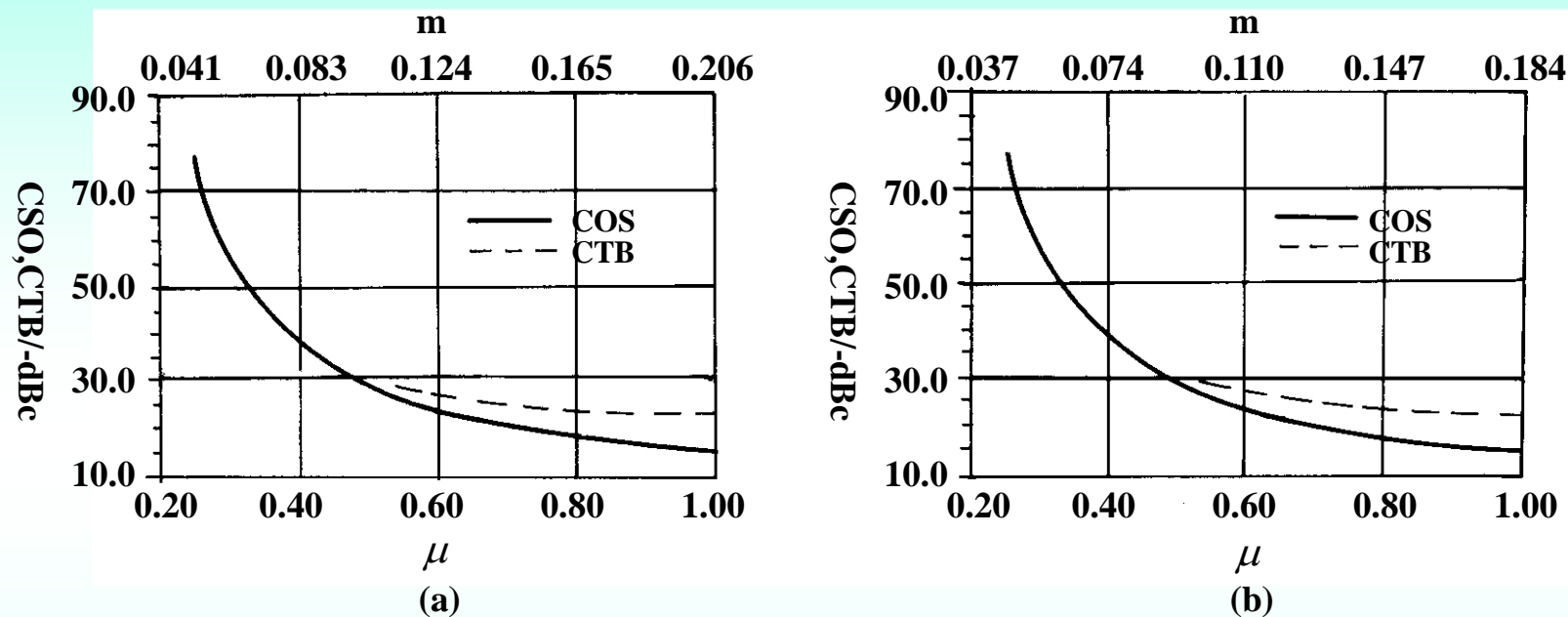


图6.17 CSO、CTB与光调制指数的关系

图6.17(a)和(b)分别示出 $N=47$ 和 $N=59$ 时CSO, CTB与 μ 和 m 的关系曲线。由图可见，为保证 $CSO \leq -65$ dBc和 $CTB \leq -65$ dBc， μ 值不应大于0.25，由此得到 $m \leq 0.35 / \sqrt{N}$ 。

由图6.18可以看到，当 $\mu \geq 0.31$ 时，CSO, CTB与N几乎无关。

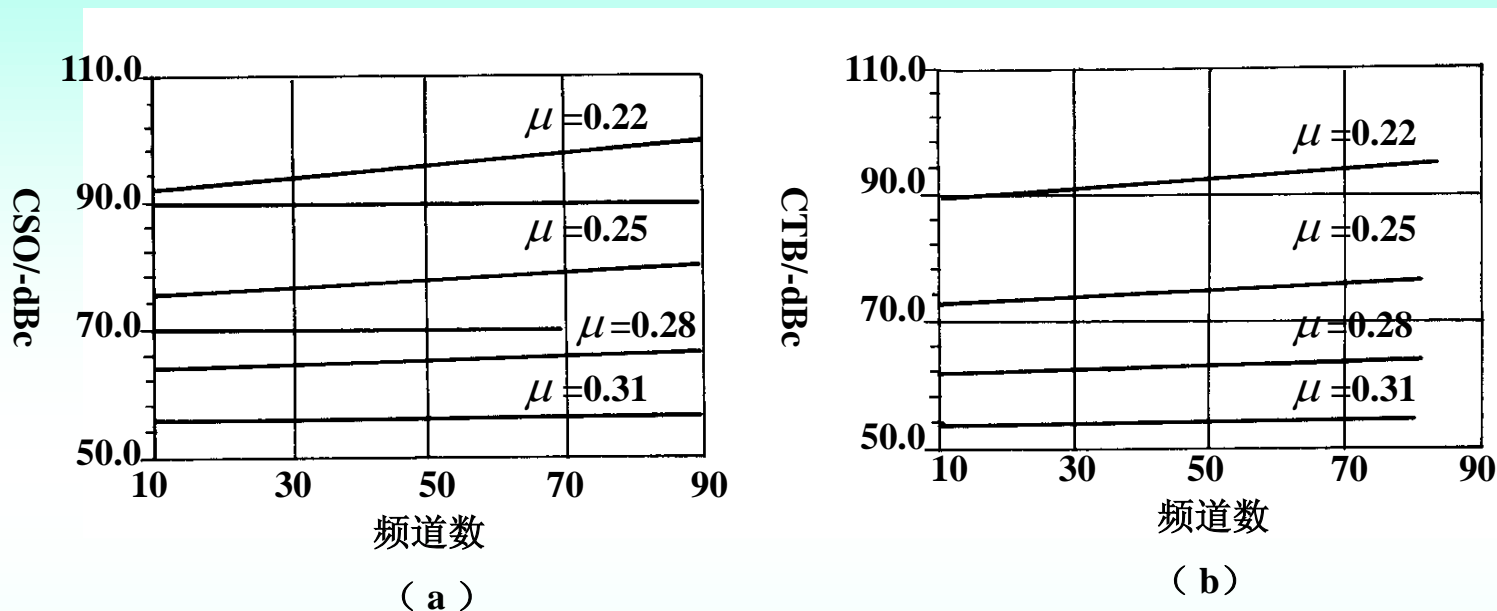


图 6.18 CSO和CTB与频道数的关系

(3) 采用外调制技术，把光载波的产生和调制分开。这样，光源谱线不会因调制而展宽，没有附加的线性调频(啁啾，chirp)产生的信号失真，因而改变了CSO和CTB。

6.3.2 光端机

1. 光发射机

对残留边带—调幅光发射机的基本要求是：

- 输出光功率要足够大，输出光功率特性(P-I)线性要好
- 调制频率要足够高，调制特性要平坦；
- 输出光波长应在光纤低损耗窗口，谱线宽度要窄；
- 温度稳定性要好。

VSF-AM光发射机的构成示于图6.19。输入到光发射机的电信号经前馈放大器放大后，受到电平监控，以电流的形式驱动激光器。

LD输出特性要求是线性的，但在实际电/光转换过程中，微小的非线性效应是不可避免的，而且要影响系统的性能。所以**优质的光发射机都要进行预失真控制。方法是加入预失真补偿电路(预失真线性器)。**

预失真补偿电路实际上是一个与激光器的非线性相反的非线性电路，用来补偿激光器的非线性效应，以达到高度线性化的目的。为保证输出光的稳定，通常采用制冷元件和热敏电阻进行温度控制。

同时用激光器的后向输出通过PIN-PD检测的光电流实现自动功率控制。**为抑制光纤线路上不均匀点(如连接器)的反射，在LD输出端设置光隔离器。**

正确选择光发射机对系统性能和CATV网的造价都有重大意义。目前可供选择的光发射机有：

(1) 直接调制1310 nm分布反馈(DFB)激光器光发射机，如图6.19和图6.20所示；

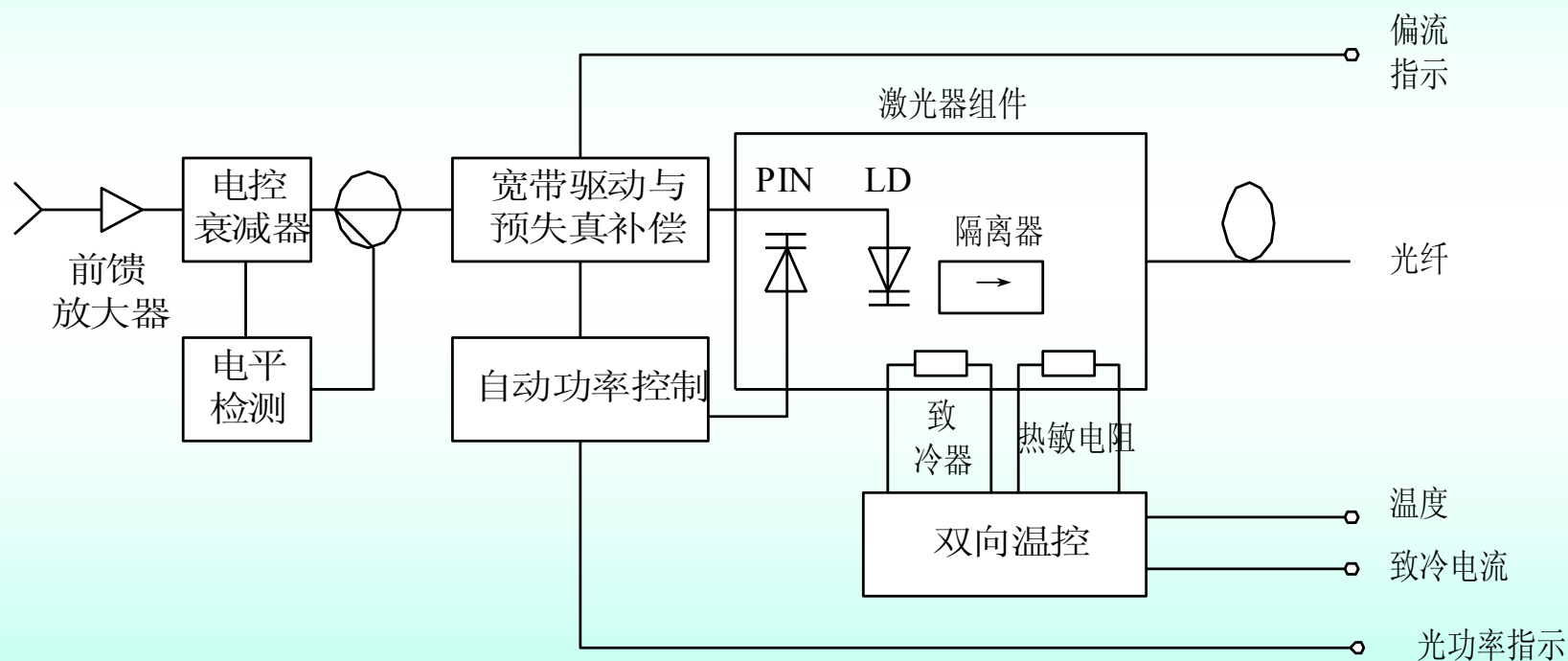


图6.19 VSB-AM光发射机的构成

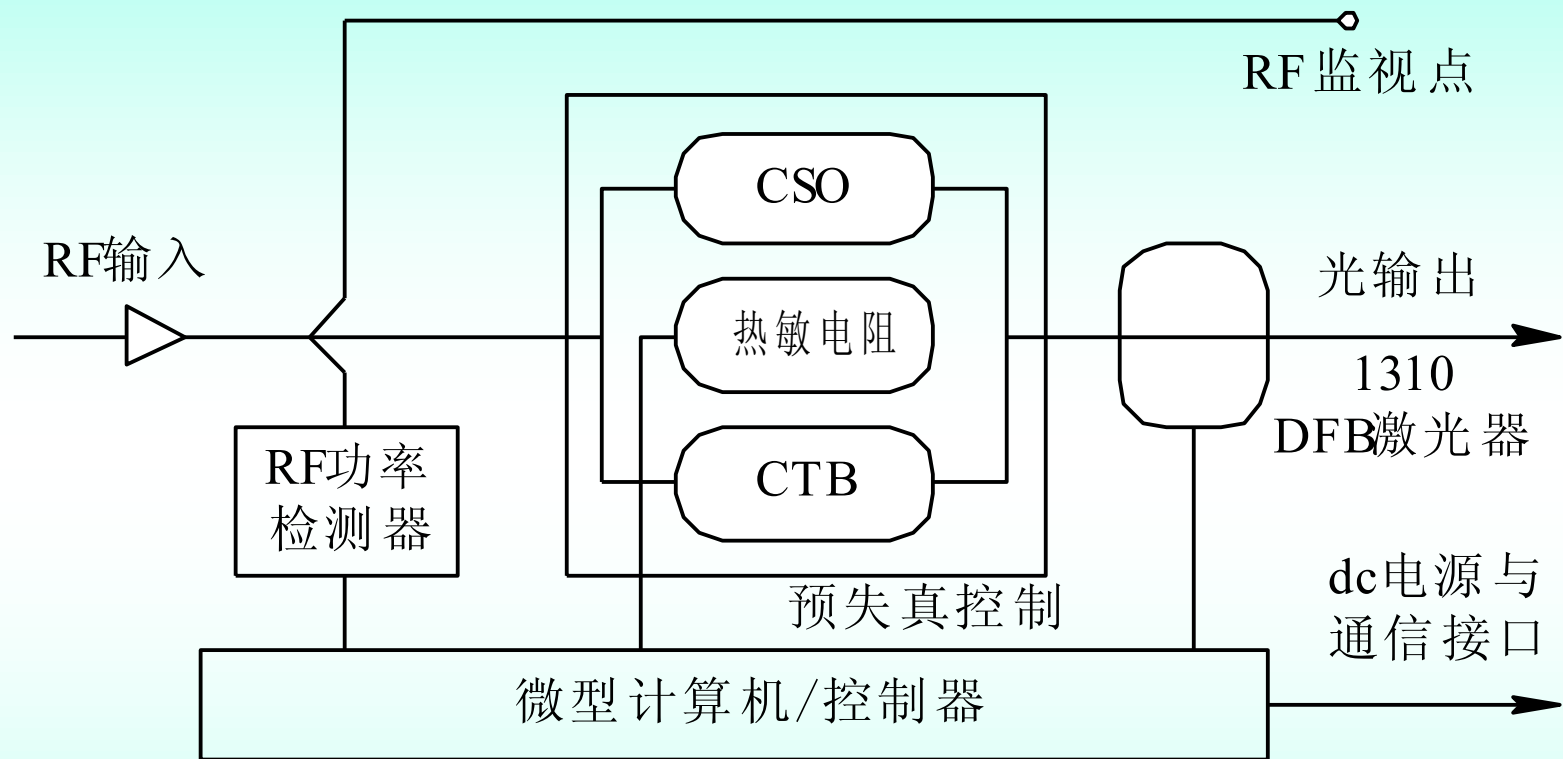


图6.20 直接调制DFB光发射机方框图

(2) 外调制1550 nm分布反馈(DFB)激光器光发射机，如图6.21所示；

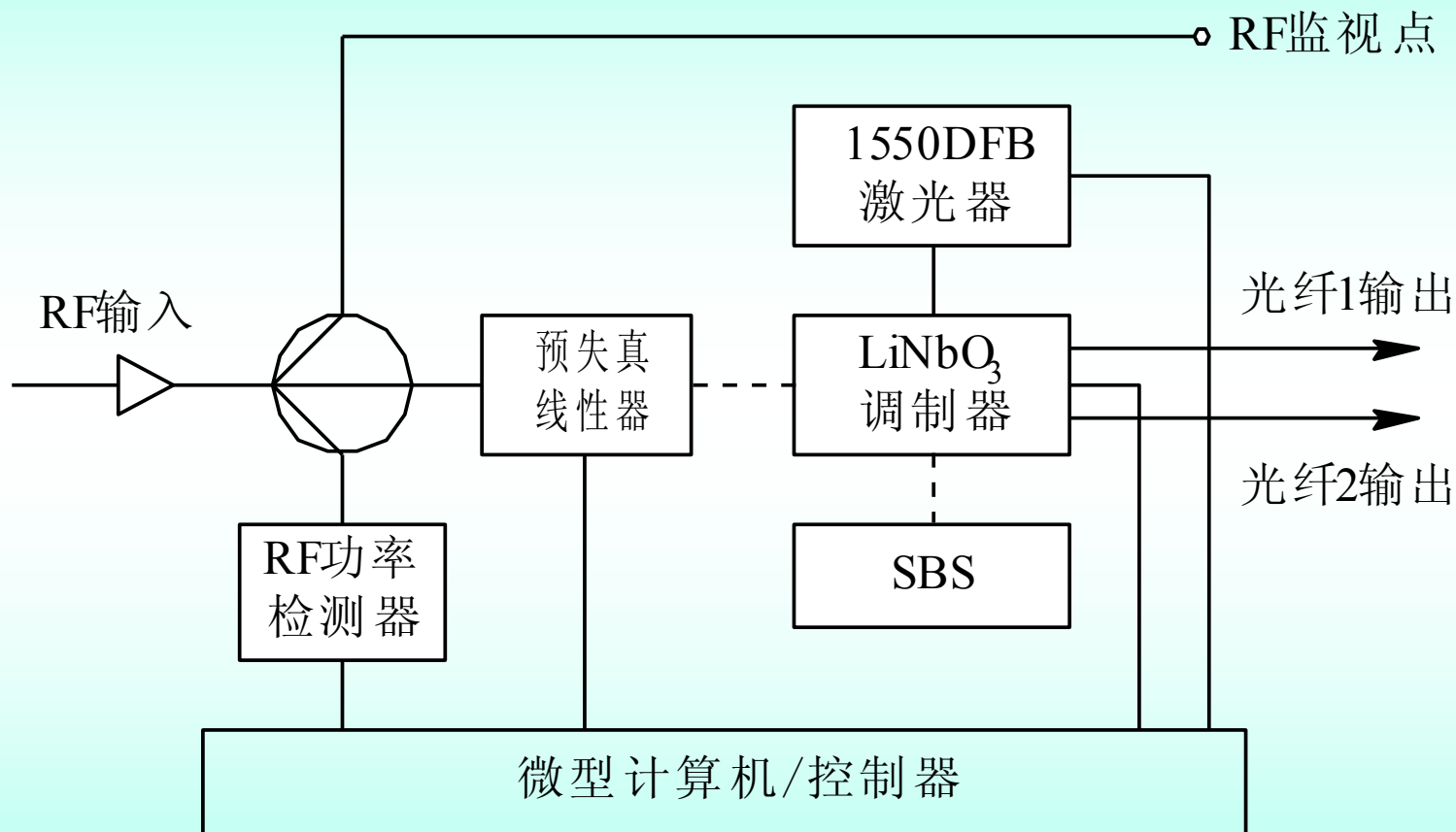


图6.21 外调制DFB光发射机方框图

(3) 外调制掺钕钇铝石榴石(Nd: YAG)固体激光器光发射机，
如图6.22所示。

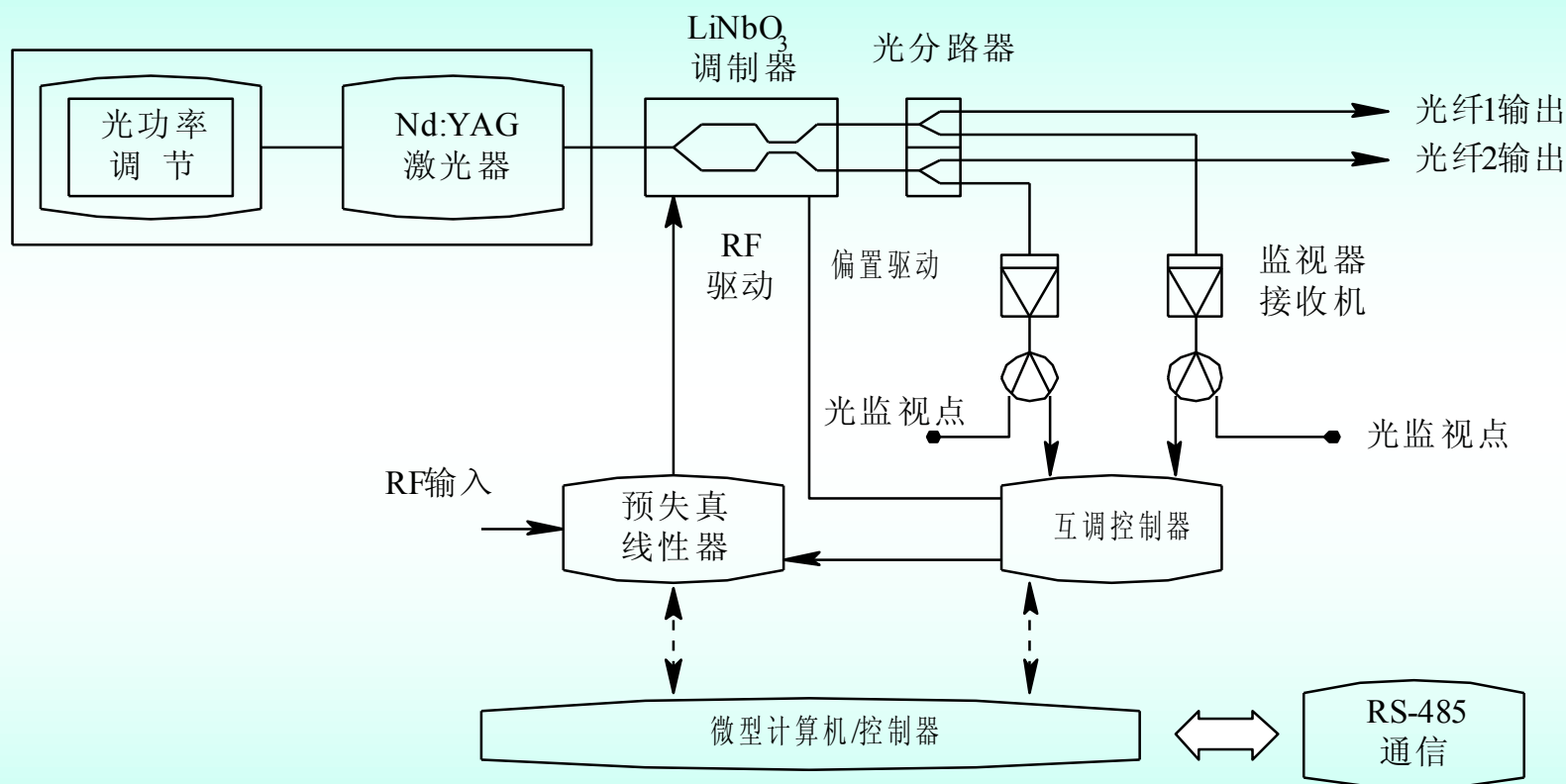


图6.22 外调制YAG光发射机方框图

直接调制1310 nm DFB光发射机是目前CATV光纤传输网特别是分配网使用最广泛的光发射机。

原因是这种光发射机发射光功率高达10 mW，传输距离可达35 km，而且性能良好，价格比其他两种光发射机便宜。这种良好性能来自DFB激光器这种单模激光器，其谱线宽度非常窄。

外调制YAG光发射机主要由YAG激光器、电光调制器、预失真线性器和互调控制器构成。

预失真线性器作为调制器的驱动电路，互调控制器实际上是一个自动预失真控制器。波长为1310 nm外调制YAG光发射机发射光功率高达40 mW以上，相对强度噪声(RIN)低到165 dB/Hz，信号失真性能极好。

缺点是：

- 设备较大
- 技术较复杂
- 这种光发射机主要用于CATV干线网，也可以用于分配网。

外调制1550 nm DFB光发射机结合了直接调制1310 nm DFB光发射机和外调制YAG光发射机的优点。

这种光发射机采用DFB-LD作光源，用电流直接驱动，因而与1310 nm DFB光发射机同样**具有小型、轻便等优点。**

采用外调制技术，又与外调制YAG光发射机同样具有极好的信号失真性能。虽然外调制1550 nm DFB光发射机的**发射光功率只有2~4 mW，但是这种缺点是可以克服和弥补的。**

目前1550 nm**掺铒光纤放大器(EDFA)**已经投入实用，使用EDFA可以把弱小的光信号放大到50 mW以上。

另一方面，1550 nm的光纤损耗比1310 nm的低。外调制1550 nm DFB光发射机和EDFA组合提供了一个具有长距离传输潜力的光发射源，但由于EDFA要产生噪声，所以**这种组合的载噪比(CNR)不能和直接调制1310 nm DFB光发射机或外调制YAG光发射机的性能相匹敌。**

外调制1550 nm DFB光发射机和EDFA结合，在两个重要场合特别适用。

主要应用是取代微波和强化前端(Headend)所要求的超长传输距离。但这时必须采用复杂的抑制受激布里渊散射(SBS)才能发挥作用。SBS是一种依赖光功率的非线性效应，这种效应随光纤长度的增长而明显增加，所以必须进行补偿。

另一个重要应用是在密集结构的结点上，这种结构需要高功率以分配给多个光分路。在这种场合就不存在SBS的限制了。

2. 光接收机

对VSB-AM光接收机的基本要求是：

- 在一定输入功率条件下，有足够大的RF输出和尽可能小的噪声，以获得大CNR或SNR；
- 要有足够大的工作带宽和频带平坦度，因而要采用高截止频率的光检测器和宽带放大器。

VSB-AM光接收机的构成如图6.23所示。PIN-PD把光信号转换为电流，前置放大器大多采用能把信号电流变换为电压的跨阻抗型放大器，主放大器设有自动增益控制(AGC)。

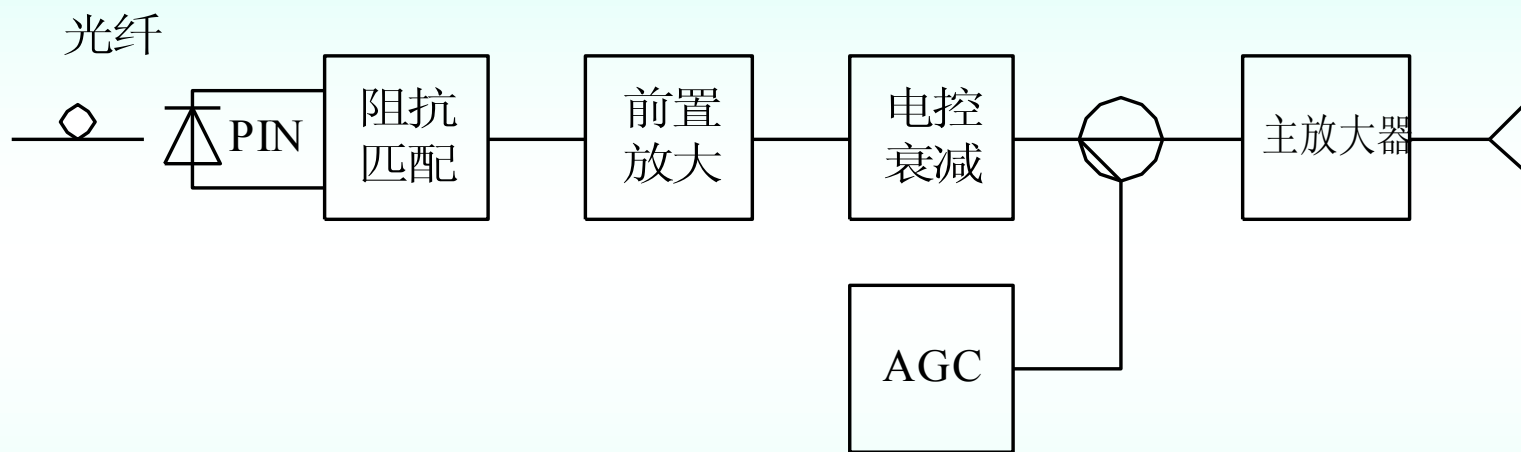


图6.23 VSB-AM光接收机的构成

用PIN-PD的光接收机输出信号电压 $U(V)$ 和输入平均光功率 $P_0(W)$ 的关系为:

$$U = \frac{\rho P_0 m G_1 G_2}{\sqrt{2}} \quad (6.42)$$

式中, ρ 为光检测器响应度(A/W), m 为调制指数, G_1 为前置放大器的变换增益(V/A), G_2 为主放大器的电压增益。

6.3.3 光链路性能

由光发射机、 光纤线路和光接收机构成的基本光纤通信系统，作为一个独立的“光信道”，在工程上一般称为**光链路**。

光链路性能通常用在规定CSO和CTB的条件下，载噪比CNR与光链路损耗 αL 的关系表示， $\alpha L = P_t - P_0$ ， α 和L分别为光链路的平均损耗系数和传输长度， P_t 和 P_0 分别为平均发射光功率和平均接收光功率。

作为例子，图 6.24 示出外调制YAG光发射机和PIN-PD光接收机构成的光链路的CNR与光链路损耗的关系，传输80个频道(NTSC-M)NTSC：美国国家电视系统委员会的正交平衡调幅制。

光发射机RF输入电平为18~33 dBm,工作带宽为45~750 MHz,发射光功率为13 dBm, 调制指数为2.5%，光波长为1310 nm。

由图6.23可见，当光链路损耗为10 dB(相当于接收光功率3 dBm)时，CNR=53 dB，并随光链路损耗的增加而减小。如果增加调制指数，使CNR改善2 dB, CTB将从-65 dBc劣化为 -60.3 dBc。

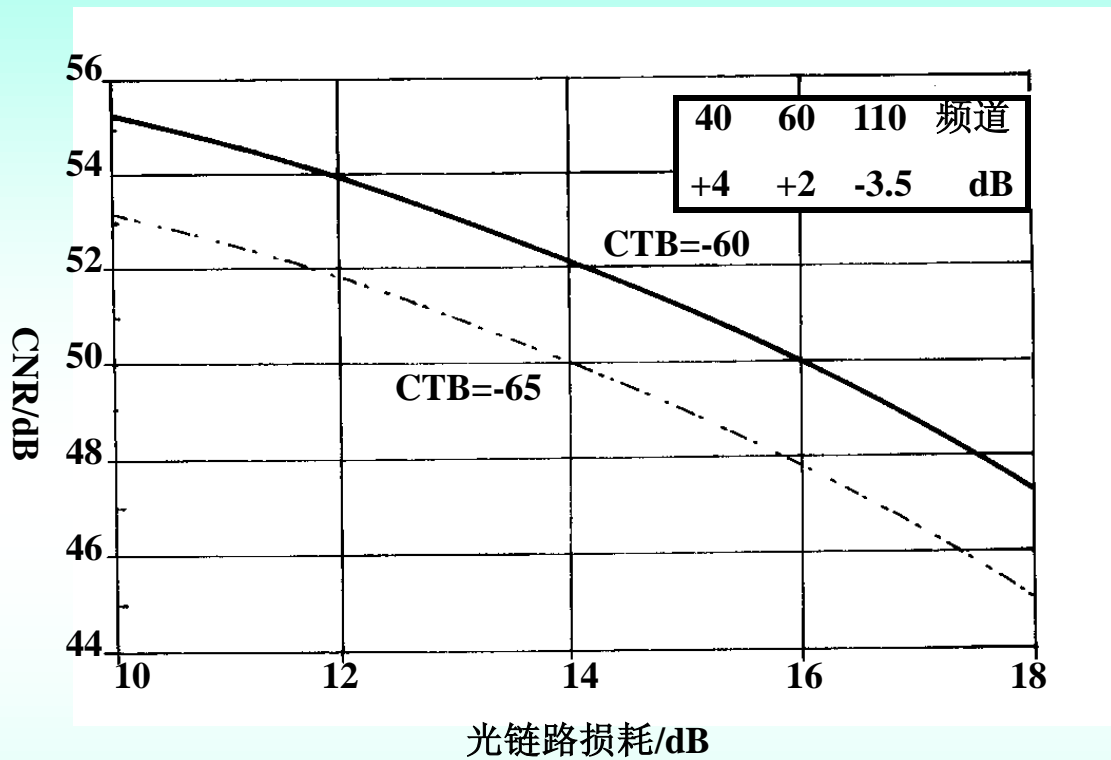


图6.24 外调制YAG光链路性能

