



劉 成
Sales Engineer
S.Z.Mobile:136-8239-6505
MSN:szlima@hotmail.com
QQ:778174600

AVAGO 光耦一级代理商
TECHNOLOGIES

利瑪電子(新加坡)有限公司

Add:深圳市華強北電子科技大廈A座3908室

Tel:0755-8250 8350 Fax:0755-8836 4656

E-mail:lima@limaic.com

Website:www.limaic.com

Optocoupler
World



激光器驱动电路及其外部接口的设计

摘 要

近几年以来，随着全球信息化的高速发展，干线传输、城域网、接入网、以太网、局域网等越来越多的采用了光纤进行传输，光纤到路边 FTTC、光纤到大楼 FTTB、光纤到户 FTTH、光纤到桌面 FTTD 正在不断的发展，光接点离我们越来越近。在每个光接点上，都需要一个光纤收发模块，模块的接收端用来将接收到的光信号转化为电信号，以便作进一步的处理和识别。模块的发射端将需要发送的高速电信号转化为光信号，并耦合到光纤中进行传输，发射端需要一个高速驱动电路和一个发射光器件，发射光器件主要有发光二极管（LED）和半导体激光器（LD）。LED 和 LD 的驱动电路有很大的区别，常用的半导体激光器有 FP、DFB 和 VCSEL 三种。激光器驱动电路调制输出接口电路是光模块核心电路之一，它主要包括激光器调制输出终端匹配和旁路 RC 匹配滤波以及激光器直流偏置三个部分电路，每一部分电路的设计将直接关系到模块光信号的输出质量。

关键词：激光器； 驱动电路； 光模块； 温度控制； 外部接口电路

目 录

第 1 章 半导体激光器概述

第 2 章 激光发射模块

2.1 激光发射模块概述

2.2 信标光发射模块的设计

2.2.1 激光器驱动电路设计

2.2.2 温度控制（ATC）电路设计

第 3 章 激光器驱动电路外部接口

3.1 激光器驱动电路直流 BLAS 输出隔离

3.2 激光器驱动电路调制匹配

3.2.1 激光器直流耦合驱动

3.2.2 激光器交流耦合驱动

3.2.3 激光器直耦与交耦驱动方式的比较

第 4 章 激光器驱动电路调制输出信号分析与接口电路设计

4.1 传输线理论概述

4.2 激光器直流偏置

4.3 RC 补偿网络

第 5 章 结束语

参考文献

第一章：半导体激光器概述

半导体激光器作为常用的光发射器件，其体积小、高频响应好、调制效率高、调谐方便，且大部分激光器无需制冷，是光纤通信系统理想的光源。激光器有两种基本结构类型：

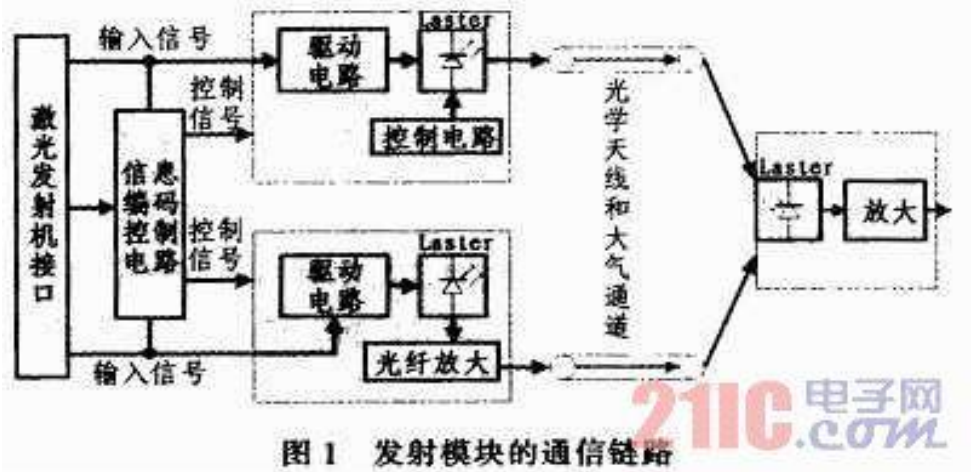
(1) 边缘发射激光器，有 FP (Fabry-Perot) 激光器和分布反馈式 (DFB) 激光器。FP 激光器是应用最广的一种激光器，但是其噪声大，高频响应较慢，出光功率小，因此 FP 激光器多用于短距离光纤通信。而 DFB 激光器则具有较好的信噪比，更窄的光谱线宽，更高的工作速率，出光功率大，因此 DFB 激光器多用在长距离、高速率光传输网络中。

(2) 垂直腔面发射激光器 (VCSEL)，是近几年才成熟起来的新型商用激光器，有很高的调制效率和很低的制造成本，特别是短波长 850nm 的 VCSEL，在短距离多模光纤传输系统中现在已经得到非常广泛的应用。

第二章：激光发射模块

2.1：激光发射模块概述

一般无线激光通信发射机主要包括信标激光发射模块和通信光发射模块两部分，其中信标激光器和通信激光器是发射模块的关键器件。两类发射模块及其通信链路示意图如图 1 所示。



通信激光发射模块工作原理：将编码后电信号作为调制信号，经过半导体激光驱动器，改变半导体激光器的输入电流，从而使半导体激光器输出激光的功率随调制信号而改变，即产生调制的光信号。调制光信号经光纤准直器耦合进入光学发射天线，光学发射天线压缩光束发散角，使其达到系统要求的指标，然后将光束发射出去。

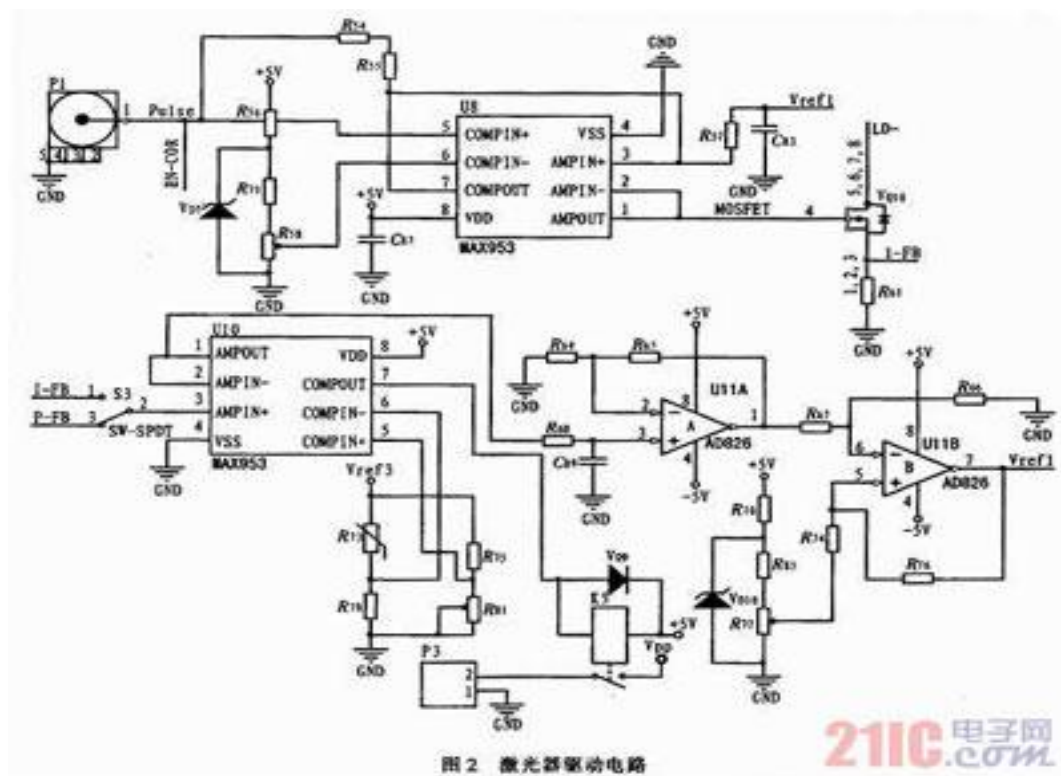
2.2：信标光发射模块的设计

信标激光发射模块为激光通信链路的建立提供用来对准的信标光，为了方便激光发射和接收部分的对准，要求信标光的光束具有较大的束散角和较高的输出功率。

信标光发射模块原理为：首先，驱动部分是由基准电压源产生基准电压，然后将激光器(LD)输出电流转换为电压进行取样，经过反馈环路与基准电压进行比较，利用反馈量来控制驱动电流大小，使供给激光器电流恒定，从而实现恒流控制；将检测二极管(PD)电流大小反馈给驱动，实现功率自动控制；其次，温度控制部分是由内部热敏电阻通过电桥电路放大供给后续的 TEC 电路，利用 TEC 处理芯片实现温度监测和控制。此外由脉冲信号源生成一定周期的时钟频率信号，作为发射模块控制频率，从而达到实现脉冲输出。

2.2.1：激光器驱动电路设计

激光器驱动电路如图 2 所示，电路设计中，主要采用运算放大器和自动增益控制电路。在该图中电路主要分成两个部分，图中的上半部分电路主要为脉冲驱动，下半部分电路主要为自动增益控制电压电路。



在上半部分电路中，P1 为 SMA 接头，采用 50Ω 阻抗匹配将脉冲控制信号接入作为调制激光器驱动的调制信号，通过后续比较器和驱动电路实现开关控制。VD7 为稳压二极管提供稳定电压，通过调整滑动变阻器来实现比较器负输入端参考电压的设定。U8 为 MAX953 集成芯片，内部集成了比较器和放大器。在该部分设计中，通过比较器实现脉冲控制电压和参考电压的比较，将比较信号送入后续由 MAX953 芯片内的放大器构成的电压跟随器正向输入端。在电压跟随器的正向输入端外接参考电压的上拉电阻相接，比较器输出开关信号来控制电压跟随器正向输入端的电压大小实现开关功能，以便完成后续供给场效应管 V010 的开启和导通，从而实现脉冲开光信号的整体控制。通过反馈电压控制电压跟随器的上拉电压达到电流恒定驱动的目的。

在下半部分电路中，将恒电流反馈或恒功率反馈控制信号通过运放放大，其中运放仍采用 U10 中的内部放大器，将该运放作为电压跟随器，输出信号进入运放 U11A 的正向输入端实现放大。U11B 为运放减法电路，将上级放大输出信号与参考电压进行比较输出，VD10 为稳压二极管提供稳定电压，调整滑动变阻器 R77 和 R70 构成的分压电路来实现比较器负输入端参考电压的设定。在该部分电路设计中，自动增益控制电路中的放大器选取带宽较窄、转换速度不能过快的放大器为宜。由于调制频率为 kHz 数量级，因此带宽过大会很大的噪声干扰，为了使自动增益控制电压维持恒定，必须使该电压变换缓慢，所以选取转变速度较为缓

慢的运算放大器。R61 为恒电流模式中的采样电阻，即它将 LD 的电流转换为电压信号，通过反馈回路作为恒流控制信号，将该小信号放大供给后续反馈回路。

由于 LD 的输出功率与驱动电流有关，所以驱动电流的稳定性是决定 LD 的输出光功率稳定与否的一个关键因素。本设计采用了自动增益电路对参考电压 V_{ref1} 进行控制，即稳定了电流又起到了限定电流作用，而且结构简单实用。

2.2.2: 温度控制 (ATC) 电路

激光器的输出受环境温度和本身温度变化的影响非常严重。主要是由于 PN 结的内部承受着相当大的电流密度和热耗散功率密度，不可避免地存在各种非辐射、自由载流子吸收等损耗。相当一部分注入电功率将转化为热量，引起激光器温度升高，从而影响其激光的输出。为了稳定输出功率和波长必须稳定激光二极管的温度，因而必须使用温度控制电路对激光器加以温度控制。

温度控制电路设计主要包括两部分：由负温度系数热敏电阻组成的桥式放大电路，该部分电路主要是采用 OPA1177 芯片和外围电路组成；另外是以由半导体热电制冷器的驱动控制组成电路，该部分电路主要采用专用热电制冷器控制芯片构成。温度控制原理为：装在激光器组件内的热敏电阻将激光二极管的温度变化转换成电信号，此小信号经过放大后送入 TEC 芯片电路，该电路将输入电压与参考电压比较后产生控制信号，控制热电制冷器的电流输入及方向，使其制冷或加热，从而改变激光二极管的温度，此温度变化就会反映到热敏电阻上，即构成了一个温度负反馈系统，动态地控制激光二极管的温度，从而起到稳定温度的作用，使温度稳定在设定值上。

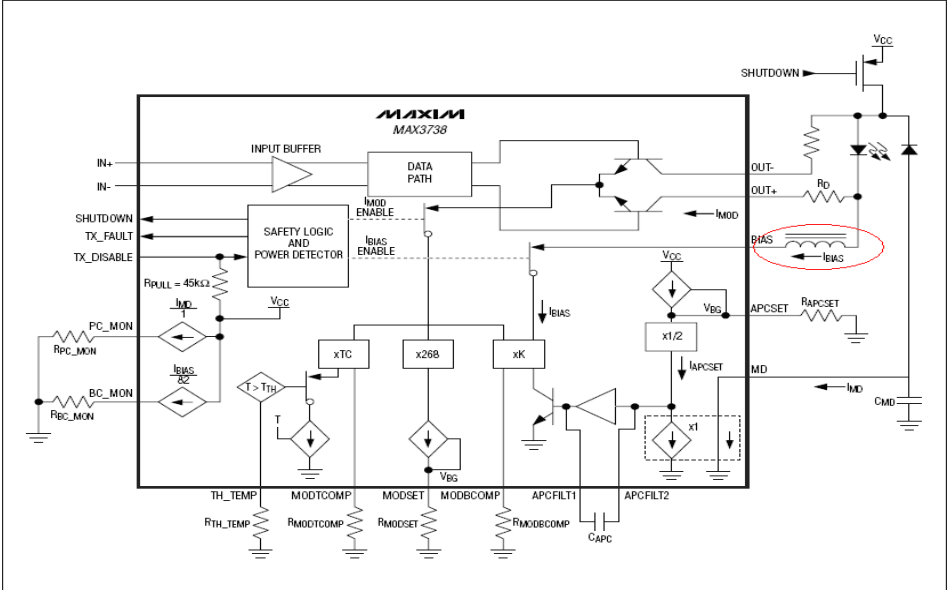
第三章：激光器驱动电路外部接口

半导体激光器与激光器驱动电路能否进行协调一致的正常工作，关键在于接口电路的信号隔离与传输匹配性能的优劣。激光器驱动电路的输出主要是 *BIAS* 输出和调制输出，需要解决的技术问题一是对 *BIAS* 输出和调制输出进行隔离，稳定终端负载；二是对输入输出网络进行合理的电路匹配，采用正确的耦合方式，实现调制信号的有效传递。

3.1: 激光器驱动电路直流 *BIAS* 输出隔离

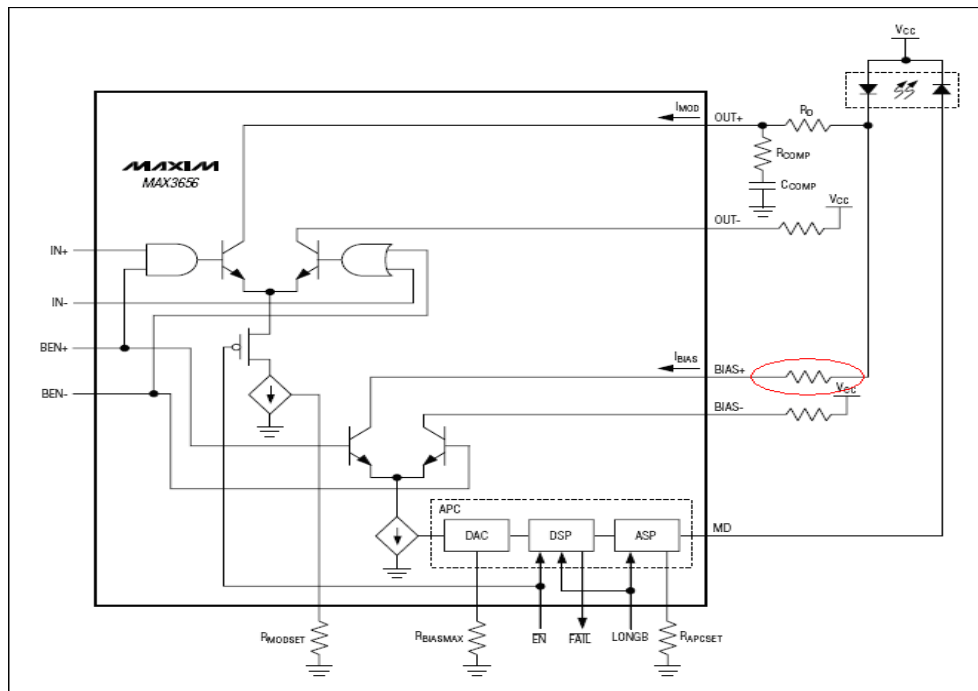
在激光器二极管阴极保持一恒定的阻抗（主要针对交流信号）是十分重要的，因为它可以使高速输出电路对频率（交流）信号的负载保持稳定，如果电路输出端负载不稳定，那

么输出信号将会产生反射、振铃现象，从而导致激光器输出光眼图质量下降。在千兆高速数据速率下，激光器二极管阴极上的任何容性负载均会降低其光输出特性，由于 *BIAS* 输出端是直接连接到激光器的阴极，因此在 *BIAS* 引脚上容易产生寄生（次生）电容，从而激光器二极管阴极在此寄生电容作用下将产生一个关于频率的函数阻抗，并且激光器调制速率越高，这种现象越明显。为了减小这种因激光器二极管阴极阻抗变化所造成的影响，通常在激光器二极管阴极和驱动器偏置电路电流输出端之间串联一个起隔离作用的电感（或者是磁珠），如图 3.1 中的标识所示，这一电感对直流偏置电流没有影响，但是对交流调制信号呈现高阻抗。



如图 3.1 激光器驱动电路（MAX3738）原理图

当然，有时也可在激光器二极管阴极和驱动器偏置电路电流输出端之间直接串联一个起线路阻尼作用的电阻，如图 3.2 中的标识所示，其原因是芯片本身在内部进行了一定的信号隔离处理，驱动器的调制速率也不是很高，如 MAX3646 和 MAX3656 等。



如图 3.2 激光器驱动电路 (MAX3656) 原理图

3.2: 激光器驱动电路调制匹配

激光器驱动电路调制输出是高频信号，为使此信号在激光器二极管和激光器二极管驱动器之间实现不失真的有效传递，就必须对线路（保证传输线的连续性）和终端（保证信号被完全吸收）进行有效的匹配，具体分析在本文第 7 章进行详细论述。

调制匹配网络的耦合驱动方式（即激光器驱动方式）有两种，即激光器直流耦合驱动方式（DC）和激光器交流耦合驱动方式（AC）。激光器驱动方式与激光器调制速率密切相关，目前 1.25Gbps 及以下速率激光器一般均采用直流耦合驱动方式，2.5Gbps 激光器根据具体情况和实际要求可采用交流耦合驱动方式，这两种驱动方式优势互补，应用于不同速率的激光器调制输出接口电路。

3.2.1: 激光器直流耦合驱动

直流耦合为激光器和激光器驱动器的互连提供了一种简单易行的接口解决方案，其接口电路如图 3.3 所示，当供电电压下降至 3.3V 时，驱动器净空电压（净空电压是指供电电压与沿着某个单独的电路支路的电压降总和的差值电压）减小，并可能导致因没有足够的净空电压而不能实现对激光器进行快速切换和高速调制，这是在使用直流耦合时需要注意的地方。对于包含激光器二极管调制电路的净空电压的计算必须包括激光器二极管的压降和激光器因封装引线电感（寄生电感）的作用而产生的瞬时压降以及线路阻尼电阻 R_D 的压降。

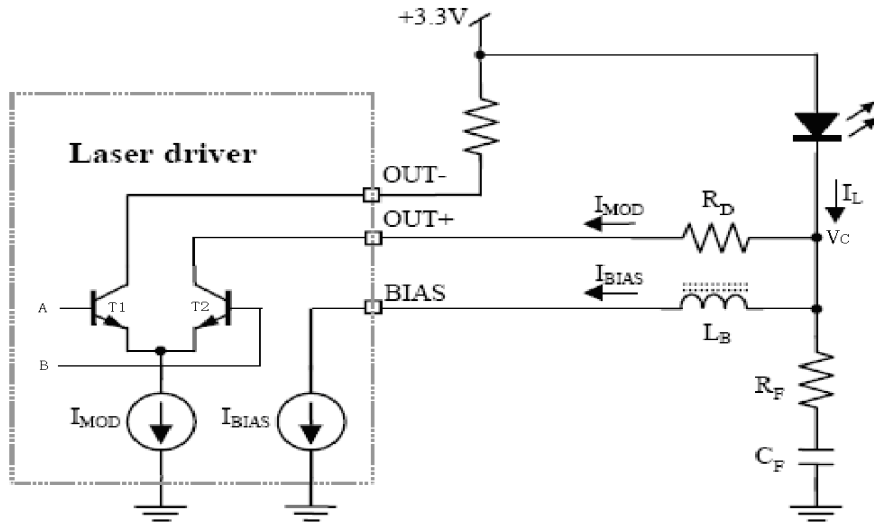


图 3.3 直流耦合接口电路

典型长波长 FP 激光器二极管要求其前向偏置电压必须规定为 1.2~1.8V，它是激光器能带隙电压与激光器等效串联电阻所产生的压降总和，这种类型的激光器其等效串联电阻的典型值为 4~6 Ω 。

激光器封装引线在高速电流切换的条件下产生引线电感（寄生电感），流过引线电感的调制电流将在此引线电感上产生一个与调制电流变化方向相同的瞬时压降，它的大小大概为 $V_L = L \Delta i / \Delta t$ 。如果我们假设一典型激光器其寄生电感大约为 1.5nH，最大调制电流为 60mA，激光器调制电流从峰峰值的 20% 上升到 80% 所需上升时间为 80ps（对于 2.5Gbps 激光器），那么我们就可以计算出 V_L 的近似值（需要注意的是调制信号从峰峰值的 20% 上升到 80% 期间为信号上升时间，也就是说 Δi 大约为整个调制电流的 60%，即 $60\text{mA} \times 60\% = 36\text{mA}$ ）。运用以上假定值，可以计算出 $V_L \approx (1.5\text{nH}) (36\text{mA}/80\text{ps}) = 0.68\text{V}$ 。

对如图 3.4 所示的直流耦合接口电路进行输入输出分析，其动态工作过程如下：

当 A, B 输入端无数据输入时，流过 OUT-, OUT+ 引脚的电流均为 $\frac{I_{MOD}}{2}$ ，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS} + \frac{I_{MOD}}{2}$ ，此时， $V_{OUT+} = V_{CC} - V_F - V_L - \frac{V_{MOD}}{2}$ ；

当 A=0, B=1 时，流过 OUT- 引脚的电流为 0，流过 OUT+ 引脚的电流为 I_{MOD} ，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS} + I_{MOD}$ ，此时， $V_{OUT+} = V_{CC} - V_F - V_L - V_{MOD}$ ；

当 A=1, B=0 时，流过 OUT- 引脚的电流为 I_{MOD} ，流过 OUT+ 引脚的电流为 0，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS}$ ，此时， $V_{OUT+} = V_{CC} - V_F - V_L$ 。

根据以上电路分析很容易知道在激光器直流耦合驱动方式下 LDD 调制输出引脚电压值 V_{OUT+} 与流过激光器二极管电流值 I_L 示意图如图 3.4 所示。

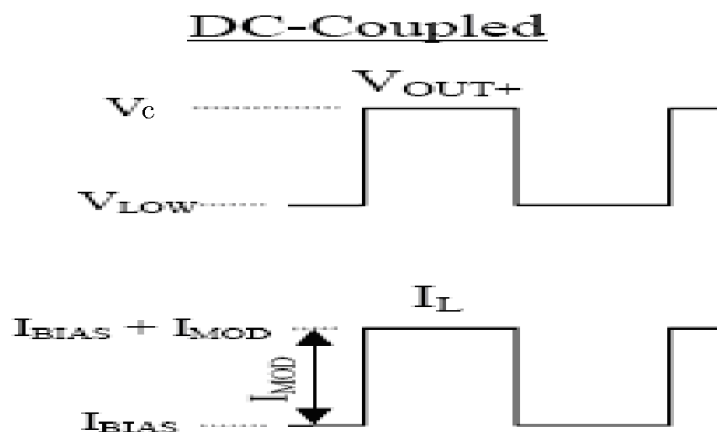


图 3.4 激光器直流耦合 V_{OUT+} 与激光器二极管电流 I_L

V_{OUT+} 与 I_L 及激光器的工作状态如下：

V_{OUT+} 高电平 $V_{HOUT+} = V_C = V_{CC} - V_F - V_L$ ，流过激光器二极管电流 $I_L = I_{BIAS}$ ，激光器发射激光功率为 P_0 ；

V_{OUT+} 低电平 $V_{LOUT+} = V_{LOW} = V_C - V_{MOD} = V_{CC} - V_F - V_L - V_{MOD}$ ，流过激光器二极管电流 $I_L = I_{BIAS} + I_{MOD}$ ，激光器发射激光功率为 P_1 。

其中 $V_F = V_{BG} + IR_L$ ， $I = I_{BIAS}$ ， $V_{MOD} = V_{HOUT+} - V_{LOUT+} = V_C - V_{LOW} = I_{MOD}(R_D + R_L)$ 。

下面是一个计算如图 6.2.1 所示的直流耦合接口电路 OUT+净空电压的例子。首先，考虑到激光器二极管最大前向电压为 V_F （等于 $V_{BG} + IR_L$ ）为 1.6V。然后，我们同样假设激光器寄生电感为 1.5nH，最大调制电流为 60mA，信号边沿从峰峰值的 20%上升到 80%所需上升时间为 80ps，于是直接引用前面已经计算出的结果 $V_L = 0.68V$ 。最后，我们还要将线路上串联阻尼电阻 R_D 的压降也算进去，假设 $R_D = 20\Omega$ ，则 $V_D = I_{MOD}R_D = 1.2V$ 。

通过上述相关电路参数值可计算出激光器在直流耦合驱动方式下 LDD 调制输出引脚 OUT+上的最小净空电压为 $V_{LOW} = V_{CC} - 1.2V - 0.68V - 1.6V = V_{CC} - 3.48V$ ，这样就使得 3.3V 的供电电压很难使系统完全正常工作。

值得一提的是上述激光器二极管驱动器直流耦合调制输出引脚 OUT+上的最小净空电压是在 LD 最大前向电压 $V_F = V_{BG} + IR_L = 1.6V$ ，LDD 调制电流 I_{MOD} 均较大，并且 APC 环不参与工作的情况下计算出的结果。在实际应用中，LD 偏置电流 I_{BIAS} 一般最大不超过 $I_{th} + 40mA$ ，前向电压 V_F 一般不超过 1.2V，LDD 调制电流 I_{MOD} 一般最大不超过 40mA，APC 环也参与工作，

因此，流过激光器二极管的总电流相对减小，调制支路（包含激光器）压降也减小，从而调制输出引脚 OUT+ 上的最小净空电压变大。

激光器在 LDD 的 APC 环的作用下， V_{OUT+} 与 I_L 及激光器的工作状态如下：

V_{OUT+} 高电平 $V_{HOUT+} = V_C + \frac{1}{2} V_{MOD} = V_C + \frac{1}{2} I_{MOD} (R_D + R_L)$ ，流过激光器二极管电流 $I_L = I_{BIAS} - \frac{I_{MOD}}{2}$ ，激光器发射激光功率为 P_0 ；

V_{OUT+} 低电平 $V_{LOUT+} = V_{LOW} + \frac{1}{2} V_{MOD} = V_C - \frac{1}{2} V_{MOD} = V_C - \frac{1}{2} I_{MOD} (R_D + R_L)$ ，流过激光器二极管电流 $I_L = I_{BIAS} + \frac{I_{MOD}}{2}$ ，激光器发射激光功率为 P_1 。

3.2.2: 激光器交流耦合驱动

上一节所论述的激光器直流耦合驱动方式存在净空电压较小的不足，此不足之处可以用激光器交流耦合驱动方式得到改进，激光器交流耦合驱动方式是通过另加一个串联电容 C_D 和一个上拉电感 L_p 来实现的，交流耦合接口电路如图 3.5 所示。

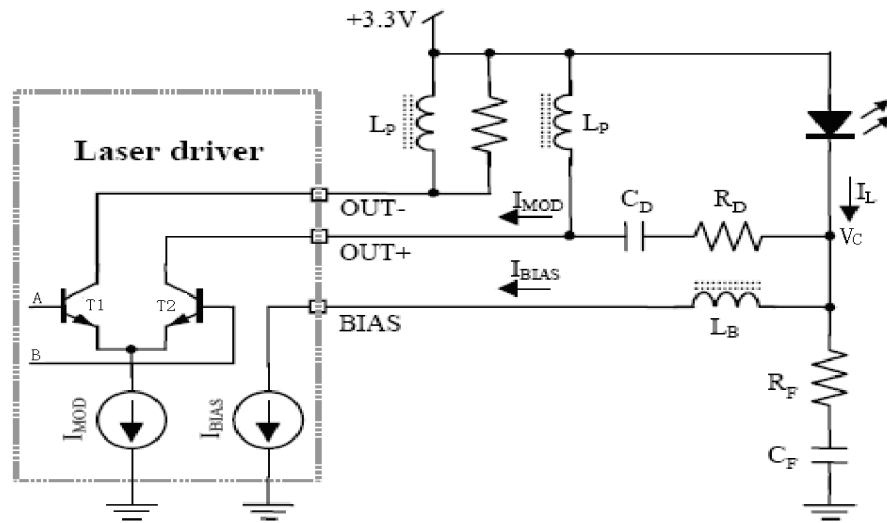


图 3.5 交流耦合接口电路

影响交流耦合驱动方式的净空电压大小的因素，其主要是以下三个部分的电压降：（1）激光器二极管的压降仅仅是其等效串联电阻的压降函数（最大电压增量 $\Delta U_L = I_{MOD} R_L$ ，对最小净空电压值的计算只有 $\frac{I_{MOD} R_L}{2}$ 压降贡献），而不是关于激光器能带隙电压的函数（在直流耦合驱动方式下等于 $V_{BG} + I R_L$ ）；（2）由激光器寄生电感所产生的瞬时压降与直流耦合驱动方式相同；（3）串联等效电阻 R_D 上的压降，其值为 $\frac{I_{MOD} R_D}{2}$ （在直流耦合驱动方式下为 $I_{MOD} R_D$ ）。

假设图 3.5 所示的交流耦合接口电路中 T_1 、 T_2 集电极上拉到电源 V_{CC} 的电感分别为 L_{P1} 、 L_{P2} ，考虑到调制输出引脚 OUT+ 串联电容 C_D 和上拉到电源 $V_{CC}=3.3V$ 的电感 L_{P2} ，则电路动态工作过程如下：

当 A、B 输入端无数据输入时，流过 L_{P1} 、 L_{P2} 的电流均为 $\frac{I_{MOD}}{2}$ ，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS}$ ， $V_{OUT+} = V_{OUT-} = V_{CC} = 3.3V$ ；

当 A=0，B=1 时，流过 L_{P1} 的电流为 0，流过 L_{P2} 、 R_D 的电流均为 $\frac{I_{MOD}}{2}$ ，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS} + \frac{I_{MOD}}{2}$ ，根据 $\varepsilon = L \frac{di(t)}{dt}$ ，此时， L_{P2} 感应电动势的值 $\varepsilon_{LP2} = \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L)$ ， $V_{OUT+} = V_{CC} - \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L)$ ；

当 A=1，B=0 时，流过 L_{P1} 的电流为 I_{MOD} ，流过 R_D 的电流为 0，流过激光器的电流 $I_L = I_{BIAS} - \frac{I_{MOD}}{2}$ ，同样根据 $\varepsilon = L \frac{di(t)}{dt}$ ，此时， L_{P2} 感应电动势的值 $\varepsilon_{LP2} = -\frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L)$ ， $V_{OUT+} = V_{CC} + \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L)$ 。

根据以上电路分析亦很容易知道在激光器交流耦合驱动方式下 LDD 调制输出引脚电压值 V_{OUT+} 与流过激光器二极管电流值 I_L 示意图如图 3.6 所示。

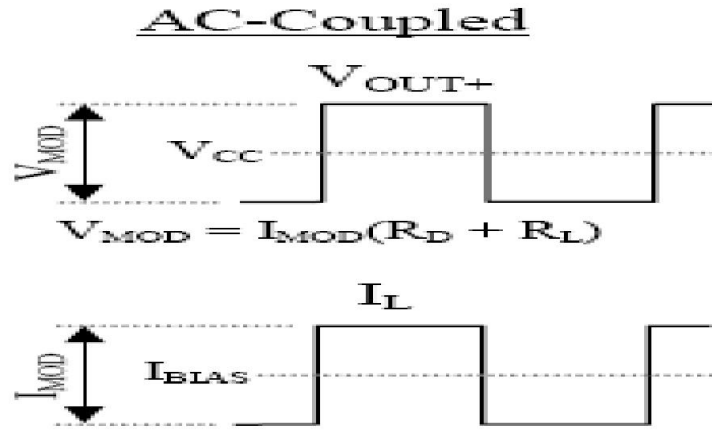


图 3.6 激光器交流耦合 V_{OUT+} 与激光器二极管电流 I_L

激光器在 LDD 的 APC 环的作用下， V_{OUT+} 与 I_L 及激光器的工作状态如下：

V_{OUT+} 高电平 $V_{HOUT+} = V_{CC} + \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L)$ ，流过激光器二极管电流 $I_L = I_{BIAS} - \frac{I_{MOD}}{2}$ ，

激光器发射激光功率为 P_0 ；

$$V_{OUT+} \text{ 低电平 } V_{LOUT+} = V_{CC} - \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L), \text{ 流过激光器二极管电流 } I_L = I_{BIAS} + \frac{I_{MOD}}{2},$$

激光器发射激光功率为 P_1 。

参考与激光器直流耦合驱动方式相同的电路参数值，根据以上电路分析可以计算出 LDD 调制输出引脚 OUT+ 上的最小净空电压为 $V_{LOW} = V_{CC} - \frac{I_{MOD}}{2}(R_D + R_L) - 0.68V = V_{CC} - 1.43V$ ，当 $V_{CC} = 3.3V$ 时，LDD 调制输出引脚 OUT+ 上的最小净空电压为 1.87V，这样就使得 3.3V 的供电电压完全能使系统正常工作。

3.2.3: 激光器直耦与交耦驱动方式的比较

激光器直流耦合驱动方式与交流耦合驱动方式均能够使激光器按要求正常工作，通过比较可以知道，这两种驱动方式在具备各自优点的同时也存在固有的不足之处，将其优缺点进行对比如下：

	AC 耦合	DC 耦合
电路元件数	较多（多 2~4 个元件）	较少
多速率工作性能	有低速率限制	无低速率限制
匹配难易程度	元件多，LD 引脚不能靠近 LDD 芯片，不易匹配	元件少，LD 引脚直接连接 LDD 芯片，易于匹配，高速性能好
驱动器功耗	较大	较小
输出调制电流	较大（不受‘ Headroom’ 限制）	较小（受‘ Headroom’ 限制）

第四章：激光器驱动电路调制输出信号分析与接口电路设计

激光器驱动电路调制输出接口电路是光模块核心电路之一，它主要包括激光器调制输出终端匹配和旁路 RC 匹配滤波以及激光器直流偏置三个部分电路，每一部分电路的设计将直接关系到模块光信号的输出质量，因此，本章将围绕其重要理论基础和调制输出信号以及电路设计方法进行详细分析和介绍。

4.1: 传输线理论概述

我们知道，信号频率的提高意味着波长的减小，该结论应用于高频电路，尤其是超高频（射频）电路，就是当信号波长可与分立电路元件的几何尺寸相比拟时，输入输出电压和电流不再保持空间不变的简单关系。因此，在高频电路中，我们必须考虑因信号波长相对于传输线尺寸较小所引起的信号反射的问题。当信号的频率很高时，则信号的波长就很短，当波长短得跟传输线长度可以比拟时，反射信号叠加在原信号上将会改变原信号的形状。如果传输线的特征阻抗跟负载阻抗不匹配（不相等）时，在负载端就会产生反射。在低频电路中，我们一般不考虑传输线的匹配问题，只考虑信号源跟负载之间的情况，因为低频信号的波长（更准确的说是 $1/4$ 波长）相对于传输线来说很长，传输线可以看成是“短线”，反射可以不考虑（可以这么理解：因为线短，即使反射回来，跟原信号还是一样的）。为什么阻抗不匹配时会产生反射以及特征阻抗的求解方法，牵涉到二阶偏微分方程的求解，在这里我们不细说了，有兴趣的朋友可参阅电磁场与微波射频方面书籍中的传输线理论。

传输线的特征阻抗（也叫做特性阻抗）是由传输线的结构以及材料决定的，而与传输线的长度，以及信号的幅度、频率等均无关。这里需要强调一点的是，特性阻抗跟我们通常理解的电阻不是一个概念，它与传输线的长度无关，也不能通过使用欧姆表来测量。为了不产生反射，负载阻抗跟传输线的特征阻抗应该相等，这就是传输线的阻抗匹配。

如果阻抗不匹配会有什么不良后果呢？如果不匹配，则会形成反射，能量传递不过去，降低效率；会在传输线上形成驻波（简单的理解，就是有些地方信号强，有些地方信号弱），导致传输线的有效功率容量降低；功率发射不出去，甚至会损坏发射设备。如果是电路板上的高速信号线与负载阻抗不匹配时，会产生震荡，辐射干扰等。

理想的情况是当信号源内阻，传输线的特性阻抗和负载阻抗三者相等时，传输线的阻抗是连续的，不会发生任何反射，信号总能量一半消耗在信号源内阻上，另一半消耗在负载阻抗上（传输线无信号能量损耗）。

当阻抗不匹配时，有哪些办法让它匹配呢？第一，可以考虑使用变压器来做阻抗转换。例如，常用的闭路电视同轴电缆特性阻抗为 $75\ \Omega$ ，而一些射频设备上则常用特征阻抗为 $50\ \Omega$ 的同轴电缆。另外还有一种常见的传输线是特性阻抗为 $300\ \Omega$ 的扁平平行线，这在农村使用的电视天线架上比较常见，用来做八木天线的馈线。因为电视机的射频输入端输入阻抗为 $75\ \Omega$ ，所以 $300\ \Omega$ 的馈线将与其不能匹配。实际中是如何解决这个问题的呢？电视机的附件中，有一个 $300\ \Omega$ 到 $75\ \Omega$ 的阻抗转换器，从外观上看，是一端有一个圆形的插头，大概有两个大拇指那么大，用塑料包装着的东西，它里面其实就是一个传输线变压器，将 $300\ \Omega$ 的阻抗，变换成 $75\ \Omega$ 的，这样就可以匹配起来了；第二，可以考虑使用串联/并联电容或电感的办法，这在调试射频电路时常使用；第三，可以考虑使用串联/并联电阻的办法。一些驱动

器和负载的阻抗比较低，可以串联一个合适的电阻来跟传输线匹配，例如高速信号线，有时会串联一个几十欧的电阻。而一些发射器的输出阻抗和接收器的输入阻抗则比较高，可以使用并联电阻的方法，来跟传输线匹配。其中，第三种办法是我们在调试激光器驱动电路输出接口时常用基本方法之一。

4.2: 激光器直流偏置

在千兆高速数据速率下，激光器二极管阴极上的任何容性负载均会降低其光输出特性。因此，激光器直流偏置可分为直流限流（使激光器的直流波动远小于直流源的波动）偏置（针对百兆低数据速率）和直流限流再加交流隔离偏置（针对千兆及以上高速数据速率）。激光器直流限流偏置通常是在激光器二极管阴极和驱动器偏置电路电流输出端之间直接串联一个起线路阻尼作用的电阻（一般在 $5.1\Omega \sim 20\Omega$ 之间选择），直流限流再加交流隔离偏置通常是在激光器二极管阴极和驱动器偏置电路电流输出端之间串联一个起线路阻尼作用的电阻和一个起隔离作用的电感（或者是磁珠），具体磁珠型号的选择是根据其阻抗频率特性曲线和应用经验共同决定的。

4.3: RC 补偿网络

连接在 LD 阴极的阻容网络（ $R_F C$ ）的作用是补偿 LD 封装内部的引线寄生电感，以降低激光器输出信号因寄生电感引起的过冲和振铃。值得提出的是 $R_F C$ 阻容网络对 LD 固有的张弛振荡无效，对于低速（155Mb/s 以下）电路不需要 $R_F C$ 网络。

为了详细说明 $R_F C$ 阻容网络的补偿功能，必须对图 4.3 所示直流耦合调制输出 OUT+ 支路接口电路进行系统分析和信号计算。我们将 LD 看作终端负载，在不考虑激光器二极管寄生电容影响的情况下（一般在百兆以上千兆以下数据速率），则该时域等效电路如图 4.3 所示，其频域等效电路如图 4.3 所示，分析计算如下：

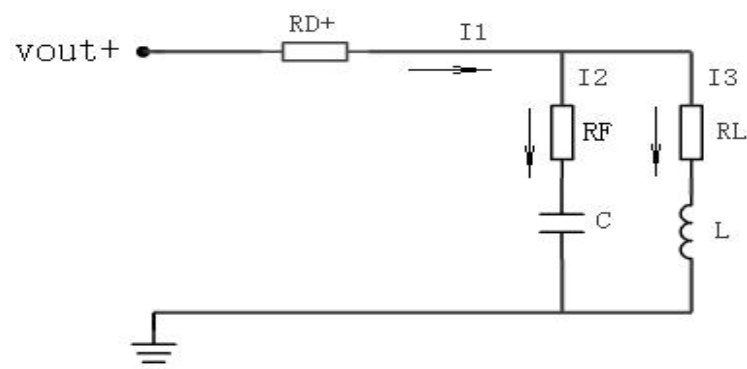


图 4.3 OUT+调制输出时域交流等效电路（忽略激光器二极管寄生电容影响）

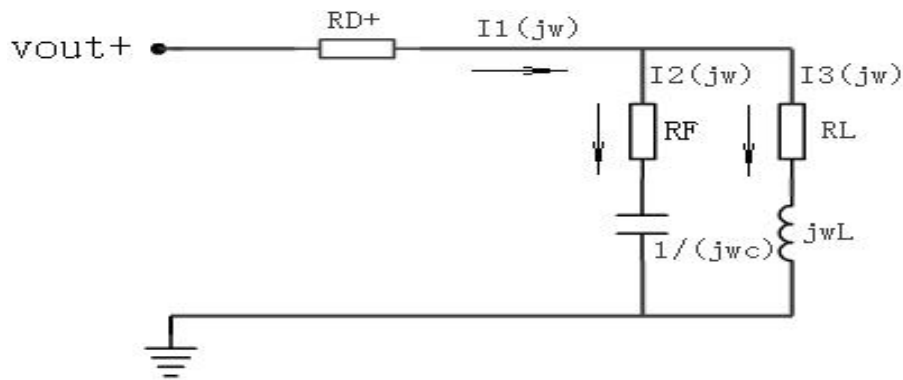


图 4.3 OUT+调制输出频域交流等效电路（忽略激光器二极管寄生电容影响）

根据图 4.3，由电路理论可知

$$I_1(jw) = I_2(jw) + I_3(jw) \quad (4.3.1)$$

$$\frac{I_2(jw)}{I_3(jw)} = \frac{jwL + R_L}{\frac{1}{jwC} + R_F} \quad (4.3.2)$$

由以上（4.3.1）、（4.3.2）式可得电路图 4.3.2 系统函数

$$H(jw) = \frac{I_3(jw)}{I_1(jw)} = \frac{1 + jwCR_F}{1 + jwCR_F + (jwCR_L - w^2LC)} = \frac{1 + jwCR_F}{1 - w^2LC + jwCR_F(1 + \frac{R_L}{R_F})} \quad (4.3.3)$$

由（4.3.3）式可知，当 $w^2LC \ll 1$ ； $R_F \gg R_L$ 时， $H(jw) \approx 1$ ，即当 R_F 、 C 及信号频率 w 满足以上条件时，通过此系统的该信号不产生失真。

在考虑激光器二极管寄生电容影响的情况下（一般在千兆及以上数据速率），则该时域等效电路如图 4.3.3 所示，其频域等效电路如图 4.3.4 所示，分析计算如下：

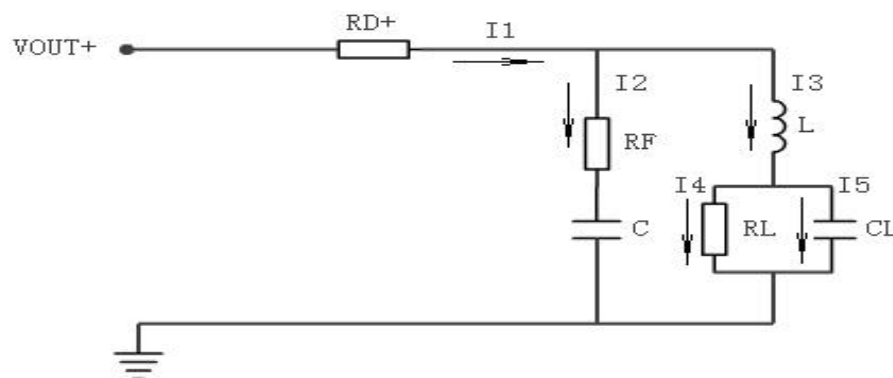


图 4.3.3 OUT+调制输出时域交流等效电路（考虑激光器二极管寄生电容影响）

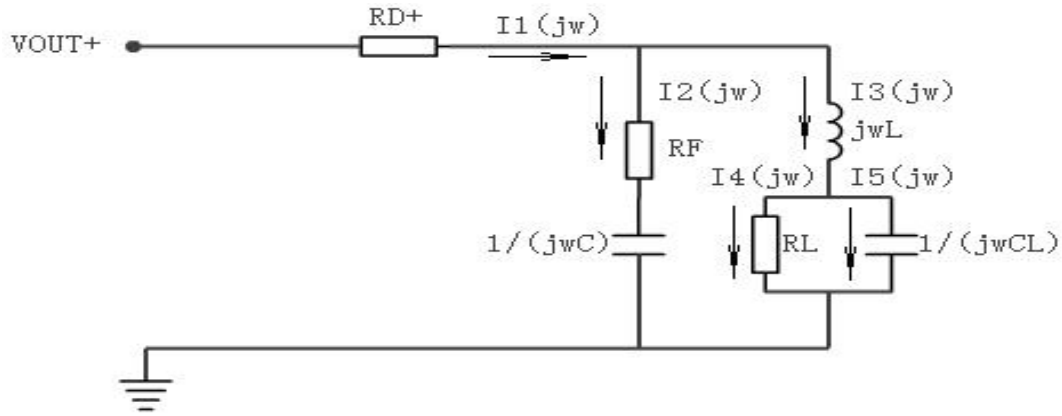


图 4.3.4 OUT+调制输出频域交流等效电路（考虑激光器二极管寄生电容影响）

根据图 4.3.4，由电路理论可知

$$I_1(jw) = I_2(jw) + I_3(jw) \quad (4.3.4)$$

$$\frac{I_2(jw)}{I_3(jw)} = \frac{jwL + \frac{R_L}{jwC_L}}{R_F + \frac{1}{jwC}} = \frac{-w^2LC + jw(R_L C - w^2LCR_L C_L)}{1 - w^2R_F C R_L C_L + jw(R_F C + R_L C_L)} \quad (4.3.5)$$

由以上（4.3.4）、（4.3.5）式可得

$$I_1(jw) = \frac{1 - w^2(R_F C R_L C_L + LC) + jw(R_L C + R_F C + R_L C_L - w^2LCR_L C_L)}{1 - w^2R_F C R_L C_L + jw(R_F C + R_L C_L)} I_3(jw) \quad (4.3.6)$$

$$\text{又Q} \quad I_3(jw) = I_4(jw) + I_5(jw) \quad (4.3.7)$$

$$\frac{I_4(jw)}{I_5(jw)} = \frac{1}{\frac{jwC_L}{R_L}} = \frac{1}{jwC_L R_L} \quad (4.3.8)$$

由（4.3.7）、（4.3.8）式可得

$$I_3(jw) = (1 + jwC_L R_L) I_4(jw) \quad (4.3.9)$$

在千兆及以上数据速率下 C_L 一般为几 pF，故 $wC_L R_L \ll 1$ ， $I_3(jw) \approx I_4(jw)$ ，所以，再由（4.3.6）、（4.3.9）式可得

$$I_1(jw) = \frac{1 - w^2(R_F C R_L C_L + LC) + jw(R_L C + R_F C + R_L C_L - w^2LCR_L C_L)}{1 - w^2R_F C R_L C_L + jw(R_F C + R_L C_L)} (1 + jwC_L R_L) I_4(jw) \quad (4.3.10)$$

由（4.3.10）式可得电路图 4.3.4 系统函数

$$\begin{aligned}
H(j\omega) &= \frac{I_4(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{1 - \omega^2 R_F C R_L C_L + j\omega(R_F C + R_L C_L)}{\left[1 - \omega^2(R_F C R_L C_L + LC) + j\omega(R_F C + R_L C_L + R_L C(1 - \omega^2 LC_L))\right](1 + j\omega C_L R_L)} \\
&\approx \frac{1 - \omega^2 R_F C R_L C_L + j\omega R_F C}{1 - \omega^2(R_F C R_L C_L + LC) + j\omega(R_F C + R_L C)} \\
&= \frac{1 - \omega^2 R_F C R_L C_L + j\omega R_F C}{1 - \omega^2 R_F C R_L C_L \left(1 + \frac{L}{R_F R_L C_L}\right) + j\omega R_F C \left(1 + \frac{R_L}{R_F}\right)} \quad (4.3.11)
\end{aligned}$$

由(4.3.11)式可知, 当 $\omega^2 R_F C R_L C_L \ll 1$; $R_F R_L C_L \gg L$; $R_F \gg R_L$ 时, $H(j\omega) \approx 1$,

即当 R_F 、 C 及信号频率 ω 满足以上条件时, 通过此系统的该信号不产生失真。

在实际 155~1250Mb/s 电路设计中, R_F 通常是小于 100Ω 的电阻, C 通常是小于 10pF 的电容。

最后值得一提的是, 通过以上分析推导所得出的系统函数 $H(j\omega)$ 是系统传递特性在某一有限频带上的近似, 系统完整真实的通频带幅频相频特性曲线可以借助 MATLAB 信号仿真工具完成, 此频率特性曲线可以完全反映出系统的宽频带传递特

第五章：结束语

参考文献：

- [1] 陈维友等著. 光电子器件电路模型与 OEIC 模拟. 北京：国防工业出版社, 2001.1
- [2] 吴友宇. 模拟电子技术基础. 北京：清华大学出版社, 2009.5
- [3] 康华光, 陈大钦, 张林. 电子技术基础模拟部分. 北京：高等教育出版社, 2006.1
- [4] 刘光. 电子 CAD 实用教程基于 ORCAD. 机械工业出版社, 2002.12
- [5] 《激光器件与技术》 刘敬海, 徐荣甫 北京理工大学出版社 1995
- [6] 李永平, 董欣. Pspice 电路设计与实现. 北京：国防工业出版社, 2005.1
- [7] 清源科技. Protel 99 SE 电路原理图与 PCB 设计及仿真. 北京：机械工业出版社, 2007.1
- [8] 黄德修, 刘雪峰. 半导体激光器及应用. 北京：国防工业出版社, 1999.
- [9] 高东杰, 谭杰, 林红权. 应用先进控制技术. 北京：国防工业出版社, 2003
- [10] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用. 北京：机械工业出版社, 1998

[11] 林敏, 薛红. 计算机控制技术与系统. 北京: 中国轻工业出版社, 1999.