



VGA-Oscilloscope Converter 工作原理 与 具体电路分析

供稿人

邪正人鬼

前 言

本文所介绍的转换器，是一种将 VGA 视频信号转换为能够被模拟示波器所识别的模拟数字混合电路模块。模块能够自动识别 VGA 接口送入的信号并将视频信号投射在模拟示波器的阴极射线管上从而显示单色图片或视频。在接下来的几个章节中，我们将具体介绍该模块的工作原理，设计思路及所需的电路基础理论。

目 录

前言

第一节：VGA 接口时序介绍

第二节：示波器 XY 模式工作原理介绍

第三节：同步锯齿波扫描电路

第四节：视频信号处理部分

第五节：测试效果与一些设计上的细节问题

第一节 VGA 接口时序介绍

VGA(Video Graphics Array)接口是 IBM 公司于上世纪八十年代推出的一种视频传输标准。由于当时广泛使用的终端显示设备是由阴极射线管这种电发光器件所构成的，因此 VGA 是一种模拟数字混合的接口。其中，提供行扫描与帧扫描的矩形波脉冲信号是数字信号；携带有图像信息的三色分量信号为连续的模拟信号。对于传统的阴极射线管显示器，通过控制电子束的移动并轰击屏幕表面涂敷的荧光粉发光从而完成显示目的。每显示的一幅完整的图像被称作一“帧”，而每一帧图像又是由若干水平或垂直均匀排列的像素点组成的。在显示每一帧图像的起始时刻，电子束从屏幕左上角开始从左往右水平扫描。当第一行扫描完毕后，电子束回到下一行的最左侧位置，开始第二行的扫描。重复上面的步骤依次逐行扫描，便完成了一幅完整的图像的显示。一帧图片扫描完毕时，电子束应当位于屏幕的最右下角位置。因此我们需要设法使电子束回到屏幕的左上角准备下一帧的扫描。

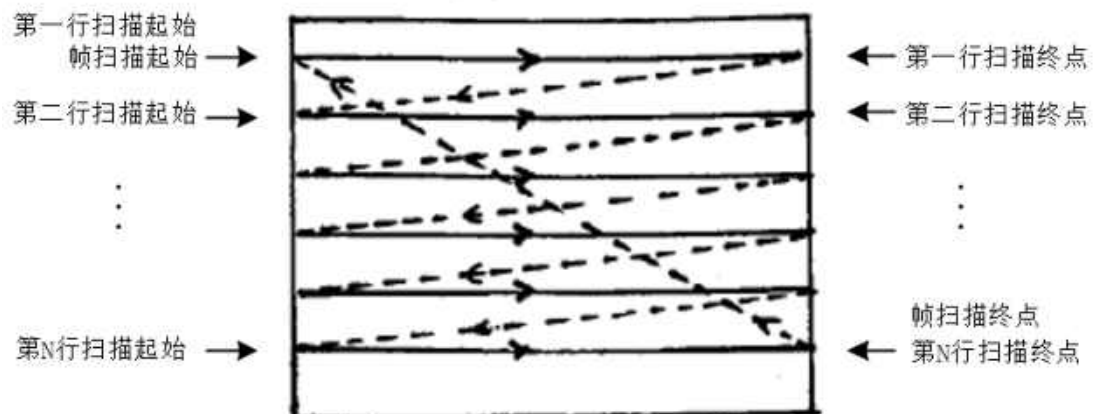


图 1 阴极射线管电子束扫描路径示意图

对于上文所述的扫描过程，每行扫描的起始或结束的时刻都是由一个脉冲信号决定的，通常我们把这个脉冲信号称为行同步脉冲。而每帧扫描的开始或结束的时刻则是由帧同步脉冲决定。每当帧脉冲或行脉冲的下降沿到来时，就是一行或一帧的结束标志，同时也是下一行或一帧的开始标志。帧同步与行同步的时序如下图所示。在扫描过程中，RGB 三原色的信号幅度会被电路调制到电子枪发射的电子束上面。改变 RGB 三原色的信号幅度，混合出不同色彩，不同亮度的像素点。

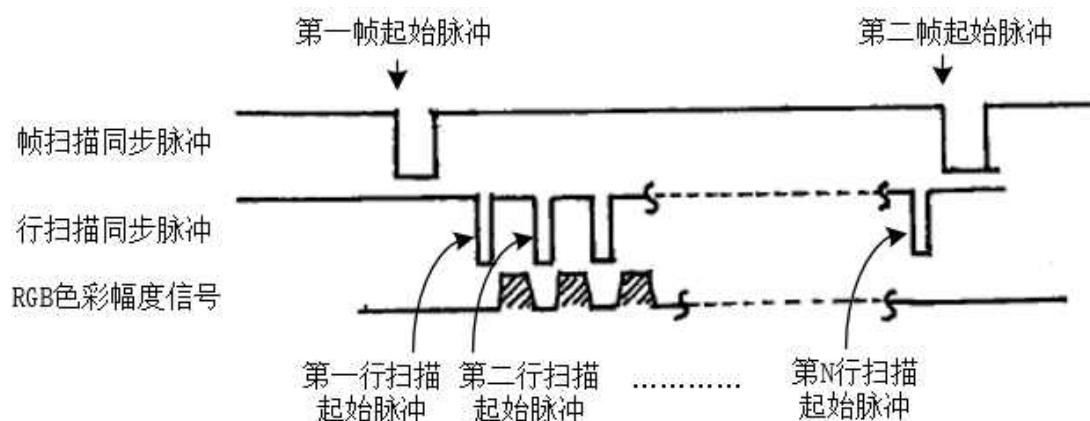


图 2 VGA 接口时序图

第二节 示波器 XY 模式工作原理介绍

对于普通的模拟电子示波器，其核心显示部件是一只单色阴极射线示波管。示波管屏幕以其几何中心为原点，建立 X-Y 直角平面坐标系将屏幕分为四个象限，因此示波管的水平与垂直方向分别对应为 X 轴与 Y 轴。同时示波管内装置有两对两两垂直的静电偏转电极，分别控制 X、Y 方向的电子束偏转。这两对偏转板上的偏转电压是由 X 轴平衡放大器和 Y 轴平衡放大器将衰减器送来的电压信号放大后得到的。衰减器亦分为 X、Y 两个通道，衰减量由控制面板上的旋钮开关控制。同时，一般的模拟示波器具备触发控制和水平扫描时基模块。不过在这一章中我们不作具体介绍。除了 X、Y 轴之外，较高档的模拟示波器具备辉度调制功能，即所谓的 Z 轴。通过控制 Z 轴的输入电压幅度，可以控制示波管的光迹亮度。工作在 X-Y 模式下缩略的示波器模块联系图如图三所示。注意：为了简化，本图省去了触发部分和时基部分的模块。

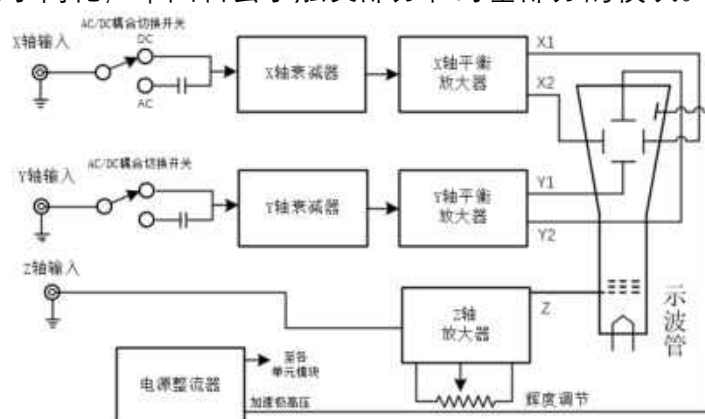


图 3 X-Y 模式下的示波器模块简图

由上文所述，为了用示波管显示出图像，需要将行帧同步脉冲信号处理后产生与其相位同步的斜坡电压并送入示波器的 X、Y 通道。斜坡电压的电压峰

值随着时间线性增加，作用于示波管的偏转电极即可引导电子束线性移动。然而由图一可见，电子束的移动距离并不是无限的，在扫描完一行（帧）后必须回到一个固定的位置，因此需要用行帧同步脉冲进行复位。在 X, Y 通道加上同步的锯齿波后，荧光屏上会显示出矩形光栅。为了把视频信号调制到光栅上得到相应的图像，可利用示波器的 Z 轴输入。将 RGB 三原色信号按比例混合后产生灰度信号并送入 Z 轴。

由此梳理完转换器的工作原理后，可知欲实现 VGA 接口至示波器示波管的图像投射，该转换器必须具备以下的几个电路模块：①、同步脉冲调理电路；②、同步锯齿波产生电路；③、视频信号调理放大电路。

第三节 同步锯齿波扫描电路

工程应用中，产生斜坡电压的方式无外乎有两种：使用电流源对电容充电或使用电压源对电感储能。考虑到电感的体积较电容器大得多，且构建恒定电流源相对于构建恒定电压源也更为方便。在这里选取了用恒定电流源对电容充电的方式产生锯齿波。

图 3-1(a)是晶体管电流镜的基本电路，其优点是充分利用了现代晶体管参数较为一致的优点，简化了电路结构。图中 T1 接成二极管形式，利用其发射结正向电压 U_{be1} 向 T_2 提供偏置。根据发射极电流方程式，有：

$$I_e \approx I_s e^{\frac{qU_{be}}{kT}}$$

其中， I_s 是 PN 结的反向饱和电流，是一个和环境温度相关的系数； k 是玻尔兹曼常数； q 是电子电荷量； T 是绝对温度，单位为开尔文。不难看出，当 T_1 , T_2 两管参数完全相同时，在电路连接上又保证两管 U_{be} 完全相同，则两管的发射极电流完全相同。若两管的 β 足够大，且大到能够忽略基极电流 I_b 时，则：

$$I_{b1} + I_{b2} \approx 0 \quad I_{sr1} \approx I_{c1} = I_{c2}$$

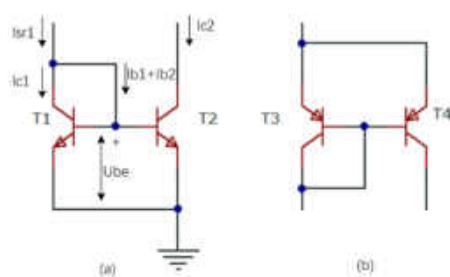
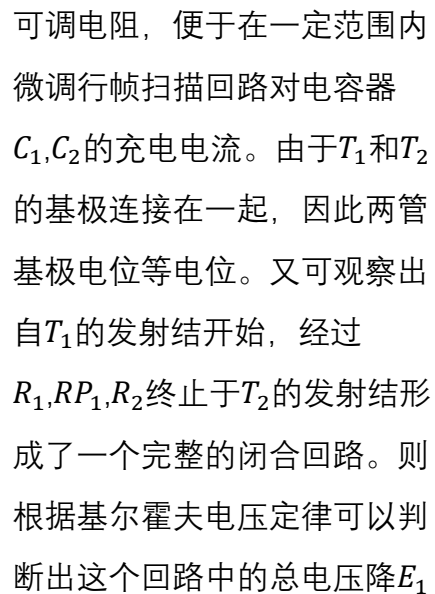


图 3-1 (a)NPN 型电流阱 (b)PNP 型电流源

据此不难看出，当流入 T_1 一端的电流 I_{sr1} 恒定时，流入 T_2 的电流也总是恒定的，因此我们把这种电路称作镜像电流源。图 3-1(b)是采用了 PNP 型三极管构建的镜像电流源，与图 (a)的区别是：图 (a)的输入电流是从高电位点从上往下灌进去的；而(b)中的晶体管发

由于需要分别产生行扫描和帧扫描的锯齿波电压，因此需要两路独立的电流源对不同的电容充电，且两路电流源的恒流值最好是能够在一定范围内微调的。由此可以派生出图 3-2 所示的电路。本电路在 T_1 、 T_2 、 T_3 的发射极串入了



为零。因此可写出:

对于两管的发射结电压之差, 根据发射极电流方程式可得出:

设电路工作的环境为室温，即 $T = 298K$ 。可知当 I_{e1} 与 I_{e2} 相差十倍以内时，两管的 U_{be} 之差小于 60mV。因此可以认为两管的发射结电压近似相等。由式可得：

可见, 对于这种电路, 只要在设计电路时保证 T_1 与 T_2 或 T_1 与 T_3 之间的 I_e 之比不大于十倍, 即可在一定范围内独立调节各路恒流值。

5

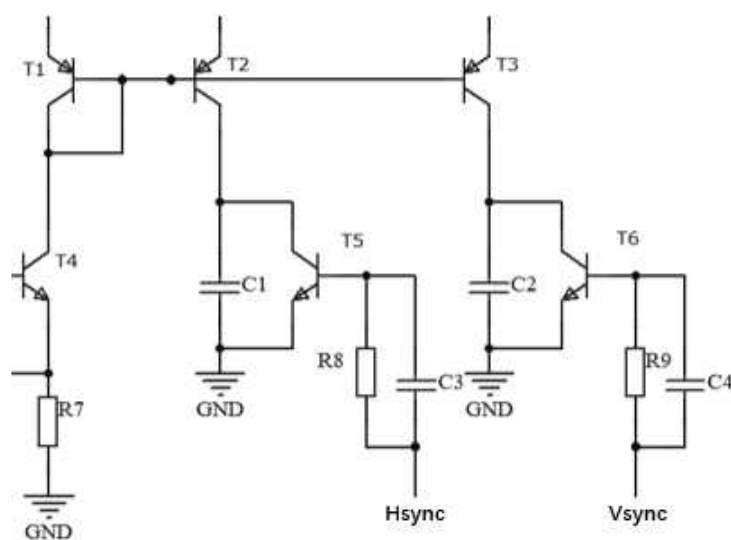
算放大器 U_{1A} 的控制，同时 U_{s1} 反馈至运算放大器的反相输入端，运算放大器的同相输入端的电压又被齐纳二极管 DW 钳位在 $+U_{DW}$ 。可以得到结论运算放大器 U_{1A} 在反馈电压的作用下工作于线性区，利用虚短虚断的结论可以认为运算放大器的同相输入端与反相输入端的电位相同，即：

$$+U_{DW} = U_+ = U_- = U_{s1}$$

可以得出该恒流阱的恒流值为：

$$I_{s1} \approx \frac{+U_{DW}}{R_7}$$

为了得到与行帧扫描同步的锯齿波扫描电压，需要使同步脉冲驱动电子开关，使电容上的积分电压周期性回零复位，复位电路如图 3-3 所示。反相后的同步



脉冲作用于 T_5 与 T_6 的基极。即同步信号为低电平时将 C_1 和 C_2 放电。其中 C_3 与 C_4 是三极管的基极加速电容；目的是加快三极管从饱和状态转换至截止状态的转换时间，从而减小因三极管在关断期间锯齿波明显的拖尾。

图 3-3 开关复位电路原理图

第四节 视频信号处理部分

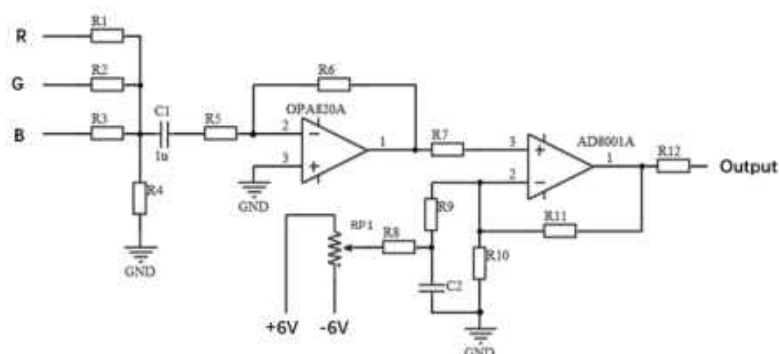


图 4-1 视频放大部分原理图

视频放大部分的原理图如图 4-1 所示。 R_1, R_2, R_3, R_4 构成的电阻网络将 RGB

三原色电平混合为灰度信号，并通过耦合电容 C_1 送给由 R_5, R_6 和运算放大器 OPA820 构成的反相放大电路。由于示波器 Z 轴为高电位时的亮度反而更低，这与 VGA 接口的视频信号高电位对应高亮度的特性恰恰相反；同时考虑到后级的电流反馈运算放大器 AD8001 具有低输入阻抗的特性，若直接与电阻网络级联会影响到电阻网络的输入阻抗。因此在 AD8001 与电阻网络间插入一级由 OPA820 构成的反相放大器作为反相器之用同时兼作输入阻抗较高的缓冲器。利用电压反馈运算放大器的一般结论，可以列出这一级放大器的闭环电压增益 $G_1(s)$ 为（假设放大器具有一阶极点 τ_0 ）：

$$G_1(s) = -20\lg \frac{\frac{R_6}{R_5}}{\left(1 + \frac{1}{G_0(s)F(s)}\right)} (dB)$$

其中： $G_0(s)$ 是运算放大器的开环传递函数； $F(s)$ 是反馈系数。且：

$$F(s) = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \quad G_0(s) = \frac{G}{1 + \tau_0 s}$$

由于 OPA820 属于电压反馈放大器，其增益与带宽的积为常数，即增益带宽积 GBW。若提高其增益而必定导致带宽下降，而后一级的 AD8001 属电流运算放大器，不受增益带宽积的约束。因此我们把电压放大的任务交给 AD8001,而 OPA820 的闭环增益设置为 0 dB，即：

$$R_6 = R_5$$

第二级是由宽带运算放大器 AD8001 构成的电压放大级。电位器 R_{p1}, R_8, R_9 构成了一个直流通路，调节 R_{p1} 即可改变运算放大器反相端的直流电平。从而调节输出信号直流偏移量（不同型号的示波器的 Z 轴明暗阈值不同，调节输出信号的直流偏移量能够方便地调节图像对比度）。并联在电位器热端对地的 C_2 旁路了有效的交流视频信号，防止调节电位器时影响运算放大器的交流工作点。因此，这一级的放大器的闭环带内电压增益 G_2 可写为：

$$G_2 = 20\lg \left(1 + \frac{R_{11}}{R_9 // R_{10}}\right) (dB)$$

考虑到 VGA 接口的视频电平信号在 75 欧姆阻抗匹配的情况下，其电压幅度约为 $0.7V_{p-p}$ 。将 AD8001 的闭环电压增益设置为 16 dB，输出信号幅度约能够达到 $4.8V_{p-p}$ ，满足了绝大多数示波器的 Z 轴灵敏度指标。

第五节 测试效果与一些设计上的细节问题

该电路的测试效果非常的完美。我选用的模拟示波器是一台生产于七十年代末期的 Tektronix 475A 型模拟示波器。它具有 50MHz 的 Z 轴带宽，是同类机型中 Z 轴带宽最高的一款，因此能够最大限度地保证视频信号的保真度。测试效果如下图所示，魔理沙后面的夜空背景上那些小星星都十分地显眼有木有 QAQ（

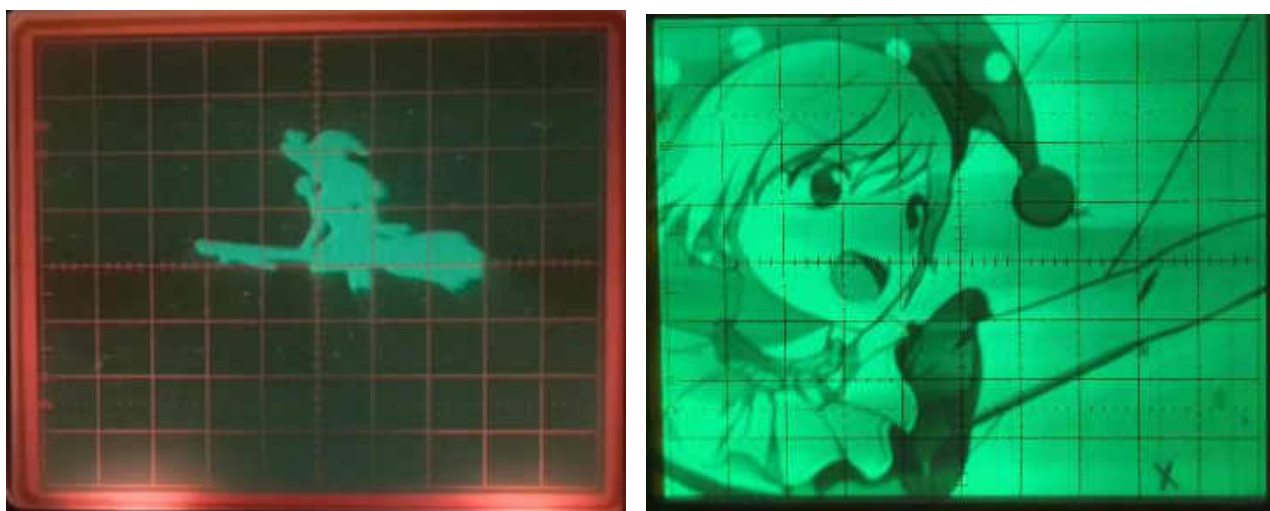


图 5-1 播放 BadApple!! 和哆来咪 PV 的效果

不过说回来，这个电路从前期的设计到后期的 PCB 制版和器件选取都有蛮多需要注意的细节问题。“什么？你说不要在意这些细节”？真实的情况是，对于模拟电路这种与器件特性和外界环境高度耦合的电路形式，恰恰更容易受到莫名其妙的干扰。因此有必要在设计阶段就排除一切可能导致问题的根源。打个比方：我们在调试数字电路时最喜欢使用的工具是面包板和杜邦线。通常来说，只要杜邦线还没折，面包板还没有



图 5-2 灵梦 虹龙洞 流汗.jpg

用到接触不良。工作频率从几赫兹到几十兆赫兹的数字电路都能在这套系统上正常的工作。然而模拟电路就不一样了：杜邦线与面包板之间几欧姆的接触电阻；杜邦线几十纳亨的引线电感；面包板固有的几个皮法的分布电容。都有可能导致模拟电路工作不正常。接下来就让我们来分析一下这些小小的细节问题。

①关于镜像电流源

在第三节中我们提到了三极管中 I_e 和 U_{be} 之间的关系。实际上，对于 U_{be} 而

言, I_e 并不是其唯一的自变量。还包括了 PN 结的反向穿透电流 I_s 。实际上可以写成以下的形式:

$$U_{be}(T, I_s, I_e) = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_e}{I_s}$$

而对于 I_s , 又有:

$$I_s = AT^3 e^{-qU_{g0}/kT}$$

其中, A 是一个与晶体管的几何图形有关的常数; U_{g0} 等于半导体的禁带宽度除以电子电荷量, 对于硅材料而言 $U_{g0} = 1.205V$ 。

合并上面的两个式子不难得到:

$$U_{be}(T, I_e) = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_e}{AT^3} + U_{g0}$$

此时对温度 T 求偏导:

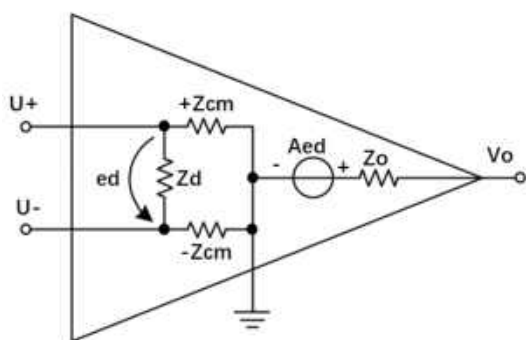
$$\frac{\partial U_{be}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_e}{AT^3} - \frac{3k}{q}$$

由此就可以得到 U_{be} 的温度系数近似为 $-2mV/^{\circ}C$, 这也是导致电流镜不平衡的原因之一。除此之外, 对于图 3-2 而言, 若管子的 β 不相等或过小, 基极电流的不平衡也会产生明显的误差。因此, 在设计电路时应尽量选用孪生三极管。这种三极管的管壳内封装了多个做在同一块晶片上面的三极管, 能够最大程度保证这些管子 β , I_s , T 的一致性。若是没有条件采用孪生三极管, 也需要使用晶体管测试仪对管子的 β 和 I_s 进行筛选。

②关于电流反馈运算放大器的布线

几乎所有的电流反馈运算放大器的技术手册上, 都会着重地标明: “务必保证放大器及其反馈回路对地具有尽可能最小的分布电容, 否则放大器有产生不稳定的自激风险”。然而为何传统的电压反馈运算放大器对分布电容就没有那么敏感呢, 这就要从电流反馈放大器独特的内部结构说起。

对于理想的传统的运算放大器, 即电压反馈运算放大器。从同相输入端和反相输入端看进去的差模输入阻抗和共模输入阻抗是接近无穷大的, 不会向前级电路索取任何的输入电流。因此理想运算放大器可以被看作一个增益无穷大的压控电压源。著名的“虚短虚断”判据中的虚断就来源于此。其内部等效电路如图 5-3 所示。其中, Z_d 是运算放大器的差模输入电阻; Z_{cm} 是同相端与反相端的共模输入电阻; A_{ed} 是增益为 A 的压控电压源; Z_o 是运算放大器的等效输出电阻。在理想条件下, 有以下结论成立:



$$Z_d \rightarrow +\infty$$

$$Z_{cm} \rightarrow +\infty$$

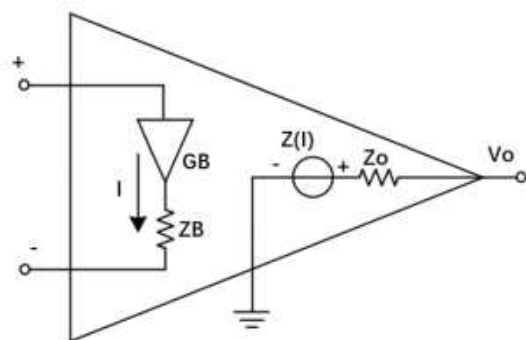
$$A \rightarrow +\infty$$

$$Z_o \rightarrow 0$$

不难看出，理想运算放大器的开环输出电压 V_o 完全取决于输入电压的幅度以及运算放大器的开环增益 A_{ed} 。而

图 5-3 电压反馈运算放大器内部等效电路

电流反馈运算放大器则不然。一个应用较为普遍的电流反馈运放的内部等效电路如图 5-4 所示。从输入端看进去， G_B 是一个理想的射极跟随器； Z_B 是射极跟随器的等效电阻，大致几十欧姆左右。



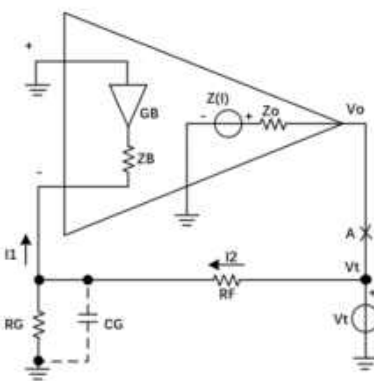
因此电流反馈放大器的差模输入电阻是非常小的，且电压放大级的受控源也不是电压控制电压源。注意到受控源 $Z(I)$ ，输出电压的幅度受到同相输入端与反相输入端流过的电流 I 的

图 5-4 电流反馈运算放大器内部等效电路

控制。因此对于这类放大器，不难写出其直流开环传递函数为：

$$V_o = \frac{(V_+ - V_-)}{Z_B} Z$$

其中受控源 $Z(I)$ 的开环传递函数一般存在两个极点 fp_1 与 fp_2 ，在分析工作于较高频率的情形时不可忽略。下面就让我们以电流反馈运算放大器构成的同相放大器来分析为何对杂散分布电容较为敏感。



电流反馈运放构成的同相放大器如图 5-5 所示。

其中 R_F 与 R_G 为同相放大器的两只反馈电阻； C_G 为我们假设的运算放大器反相端并联的因布线而导致的杂散分布电容。为了便于从开环传递函数的角度研究其稳定性，我们将运算放大器的同相输入端接地。同时将反馈回路从 A 点断

图 5-5 电流反馈运放构成的同相放大器

开接入测试电压源 V_t 。除此之外，默认从输入端看进去的电压跟随器 G_B 的电压增益为 1；输出等效电阻 Z_o 趋近于零。由基尔霍夫定律不难写出：

$$G_o(s) = \frac{Z(s)}{R_F \left(1 + \frac{Z_B}{R_F || Z_G(s)} \right)} \quad (5.1)$$

其中， Z_G 是 C_G 与 R_G 并联后的等效阻抗。且有：

$$Z_G(s) = \frac{R_G}{1 + sR_GC_G} \quad (5.2)$$

将(5.2)代入式(5.1)中可得：

$$G_o(s) = \frac{Z(s)}{1 + s \frac{C_G}{\frac{1}{R_F} + \frac{1}{Z_B(s)} + \frac{1}{R_G}}} \quad (5.3)$$

由此可见， C_G 的加入使开环传递函数增加了一个新的极点。对于运算放大器 AD8001，由其技术手册可知其 Z_B 为 50Ω 左右。若 C_G 为 $10pF$ ，取 $R_G = R_F = 620\Omega$ 。可以计算出新产生的极点频率为 $370MHz$ 。这个频率已经非常接近内部受控源的第二极点频率 f_{p2} ，极易导致系统的开环传递函数变成二阶系统从而降低相位裕度产生自激振荡。通过 Spice 电路仿真的结果也证明了这一模型的有效性。仿真结果如图 5-6 所示。从闭环波特图可以看出，加入分布电容后放大器在 $300MHz$ 附近产生了 $23dB$ 的过冲。

因此，在对电流反馈运算放大器布线时，应当谨慎地对器件进行布线，尽

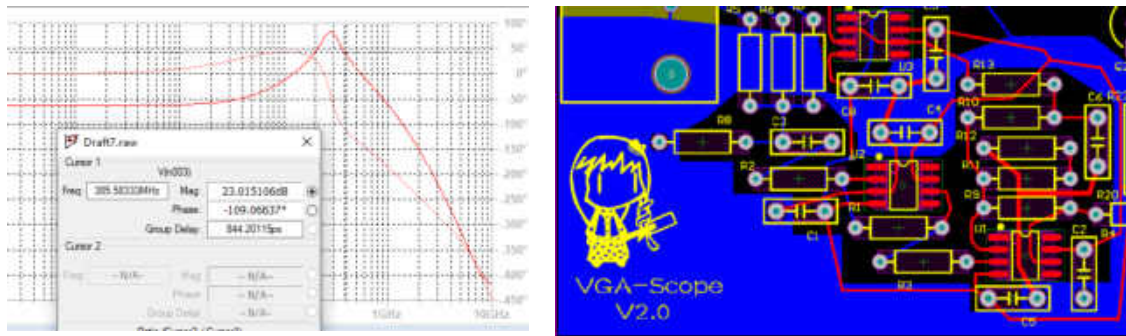


图 5-6 AD8001 的反相输入端并联 10pF 电容的闭环仿真结果

可能减少线路与地平面之间产生的分布电容。一个效果比较好的 PCB Layout 样例如上图所示，实际测试表明它没有产生任何的自激振荡，且带内的幅频响应相当平稳。

“啥，你说这板子不好看”？“性能好的板子就是好板子，不接受任何反驳”。



最后是参考文献部分，又不是论文就不按照标准格式来了 w。

参考文献：

- [1]JIRI DOSTAL .Operational Amplifiers [M] .New York: Elsevier Scientific Publishing Company, 1981 .
- [2]李清泉 黄昌宁 . 集成运算放大器原理与应用[M] . 北京：科学出版社，1979： 80-82 .