

# 线性集成电路测试方法

(特辑)

1975

西安市科学技术交流馆

# 毛主席语录

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

打破洋框框，走自己工业发展道路。

外国有的，我们要有，外国没有的，我们也要有。

对于外国文化，排外主义的方针是错误的，应当尽量吸收进步的外国文化，以为发展中国新文化的借镜；盲目搬用的方针也是错误的，应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化。

# 目 录

一、线性集成电路功能分类.....	1—3
二、线性集成电路的基本单元电路.....	3—30
三、线性集成电路参数定义.....	31—37
四、线性集成电路测试方法.....	38—66
五、线性集成电路术语词汇.....	97—71
六、常见的国外线性集成电路的电参数术语及其意义.....	72—78
七、美国无线电公司在线性集成电路产品中应用筛选工艺的概况.....	79—85

# 线性集成电路功能分类

作线性运用的电路有多种多样的设计要求，这类电路通常都必须根据其不同的用途按惯例进行设计。正是由设计要求的多样性使这类电路的设计不易标准化，并且使选择线性集成电路的合理的电路配置问题大为复杂化。为了保证达到较低的单件成本和便于大量生产，选定的电路配置既要适合于单片线性集成电路的制造工艺，又要使它具有广泛的适用性。因此为大量生产所设计的线性集成电路要末是在各种电子设备的应用中具有多种不同类型电路功能的多用途器件，要末就是在大体积应用中可产生特殊功能的高性能器件。下面简要地介绍一下美国无线电公司根据设计特点确定的几种主要的线性集成电路功能分类。

## 差动放大器

平衡差动放大器是一种用途特别广泛的电路，而且也是一种适合于单片集成电路工艺的理想的结构。基于这些因素，平衡差动放大器电路成为美国无线电公司几种通用型线性集成电路中主要系列的基本积木式组件。一般地说，这些通用型线性集成电路具有极好的增益——频率特性，较高的共模抑制比，较宽的工作温度范围和输出端与输入端之间良好的隔离作用。它们在各种线性运用中提供了多种不同的电路功能，例如从直流到极高频频率范围内的放大，信号限幅，倍频、混频、信号源以及其它别的功能等。

## 运算（电压及跨导）放大器

运算放大器基本上属于一种高增益的直接耦合放大器，为了控制响应特性，它采用了外部反馈。运算放大器的一般电路结构是二级直接耦合式的差动放大器和一个适当的输出级。在两级差动放大器中，第一级以推挽形式推动第二级。这种电路形式很适合于集成电路的结构和制造工艺。

由于采用了外部反馈网络，用运算放大器能合成范围很广的各种复杂的传递函数，因此可以作许多不同的应用。虽然当初这类电路的设计是用来完成不同的数学功能（如微分、积分、模拟比较及求和），实际上它在传输要求和响应要求差别很大的许多线性应用中都可以用。例如同一个运算放大器通过变换反馈网络就可以得到视频放大器所需要的宽而平坦的频率增益特性或各种整形放大器所需要的峰化特性。运算放大器的这种性能使它成了线性集成电路中用途最广的一种电路结构。

美国无线电公司生产的集成电路运算器件包括常见的运算电压放大器和最近研制的运算跨导放大器。这两种器件用途极广而且能起到同样的电路功能。运算电压放大器的特征是电压增益很高和输出阻抗很低。运算跨导放大器则具有跨导增益和电流输出的特

征。用阻抗无限大的电流发生器来表征理想的运算跨导放大器的输出电路最为恰当。

## 多用途放大器

美国无线电公司还生产了一批高增益的多用途集成电路放大器。用这类多用途放大器可以得到窄频带或宽频带的增益—频率特性，并能在有或没有增益控制的情况下工作。此外，这类放大器很适用于在较宽的动态范围内工作或提供良好的限幅特性。这种运用的灵活性使得这类放大器能够应用在工业与商业的广泛领域内。

## 阵列

集成电路阵列表明了获得一种能广泛应用在各类电路中的通用型电路配置的另一条途径。这种阵列可以由若干个成组的互不连接的有源器件组成，如四只一组的二极管，晶体管达林顿对，或者是一些独立的电路级。用同样方法在一个硅片上同时制成的阵列的每一个元件具有几乎完全一样的特性。由于各个元件十分靠近和硅材料的导热性好，所以在温度改变时各元件的参数特性彼此差异仍很小。

集成电路阵列特别适合在这样一些场合中应用：要求器件或电路的特性精确匹配以及要求有源器件之间必须用非集成元件（如调谐电路，高值电阻器或可变电阻器，大的旁路电容器或滤波电容器）进行互连。举例来说，二极管阵列在桥式整流器，平衡混频器或平衡调制器，门电路和其它一些要求二极管特性完全一样的电路结构的设计中显得特别有用。而晶体管阵列在许多精确匹配器件的电路中就很有用（如推挽放大器、差动放大器，多谐振荡器和双信道电路等）。阵列中的单个晶体管也可以应用在这样一些电路中：处于不同信道中的电路级、级联电路或共射共基放大器电路。由独立的电路级构成的阵列在具有二个以上相同信道的设备中很有用途，如立体声放大器或者用外部的耦合元件互连而成的级联电路。

## 专用电路

专用线性集成电路通常可以代替那些特殊的大体积应用中的分立元件。这类电路可代替调幅或调频无线电接收机里的中频组合，内载波电视接收机中的伴音电路（中频放大器—限幅器，鉴频器与音频电压放大器）遥控电视机的远距离放大器以及与以上几类电路相似的一些专用电路。因此，选定作专用集成电路的电路配置所得到的电路功能在各种性能指标方面应等于或优于与之相当的一些分立元件。

对专用电路放大器部分提出的高增益要求可以用级联平衡差动放大器（本手册中介绍的大多数线性集成电路中一个主要的积木式组件）的方法得到。不过，为了得到在特殊应用中常常需要的多种电路功能，尚需给差动放大器配属一些别的电路，象电压调整器，参考电压电源，调频检波器，达林顿对，分相器和缓冲级等。

董庆沛译 郑惊校选自 *RCA Linear IC pp33~35*

# 线性集成电路的基本单元电路

较复杂的线性集成电路都是由一些基本的单元电路组成的。因此，为便于分析，可将较复杂的单片集成电路分解为若干基本单元电路。较典型的单元电路不外以下一些：信号处理电路（增益单元）、恒流源、偏置网络、直流电平移置电路、电源的调整与去耦电路以及输出电路等。根据单片集成电路的特点，很好地设计并配置这些单元电路，考虑到它们之间的匹配关系，就可以获得高效率及具有良好补偿作用的实用电路。

## 基本的信号处理电路——平衡差动放大器

对称平衡的差动放大器，在线性集成电路中是一种最适合和最常用的信号增益单元。这种电路形式较之其它各种可能选用的电路（如反馈对之类）要好，这是因为：

1. 构成“差动对”的一对晶体管是在完全相同的条件下以完全一样的工艺过程制作在同一块极小的硅片上，两者靠得很近，由于这两个管子的基—射极电压和短路电流增益有着固定的关系，从而使得差动对的输入端呈现很好的对称平衡性，这一点在实际电路运用中是有很大好处的。

2. 这种差动的放大电路需要的电容器数量最少。

3. 一般情况下可不需要用高值电阻，而且其增益主要取决于电阻的比值（即增益是各电阻间的比值大小的函数），而不取决于它们的数值大小。

4. 差动放大器较之其它各种可能选用的放大电路具有更广泛的适用性，因而能适合于各种不同设备的需要。

因为差动放大器使用的高值电阻及电容器数量最少，所以，它在单片集成电路技术中是一种很理想的电路形式，其用途的多样性，更成为在线性集成电路中被广泛选用的主要原因。差动放大器可以在从直流到音频、视频，直到甚高频的频率范围内提供线性的放大。并且还可以用来完成下述功能：如信号限制电路、倍频、调幅、混频、乘积检波、信号源、增益控制、减低噪声、温度补偿等等。

差动放大器本身就具有良好的输出与输入间的隔离作用，因而不需要中和电路，从而简化了反馈电路的设计。由于电路元件是以相同的材料制作在同一小块硅片上，故元件的温度系数非常一致，使它能在很宽的温度变化范围内获得稳定的电性能。

## 电路工作原理

图1所示为线性集成电路中用来提供信号增益的差动放大器的基本电路，它是组成整个单片硅集成电路的基本组件，广泛地用于直流到超高频范围内的各种线性放大。图中作为差动对的单片晶体管 $Q_1, Q_2$ ，它的功能和在同样电路中工作的两个分立的晶体管器件是一样的，然而，由于集成电路中晶体管的恰当的配置，它的对称平衡的工作状态就比分立电路好。

两个射极耦合的差动晶体管 $Q_1, Q_2$ 的电流是由一可控制的恒流源提供的（这个恒流源可以是一个晶体管或一个电阻）。还可以加入适当的温度补偿网络作为恒流源的一部分，以保证在整个工作温度变化范围内的增益、直流工作点以及其它电参数在允许范围内变化。图1电路所需的电源电压由对称的正负两个电源（ $V^+$ 和 $V^-$ ）供给，也可以用单一电源供电，但这时须另加一个外接的分压网络以使晶体管的基极获得适当的偏压。

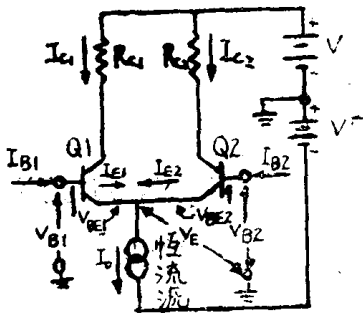


图1 线性集成电路中用作基本的信号放大电路的平衡差动放大器

差动放大器可看成两个对称配置的“半电路”，每一半电路中有一晶体管（ $Q_1$ 或 $Q_2$ ）及一负载电阻（ $R_{C1}$ 或 $R_{C2}$ ），如果两晶体管和两电阻的特性完全一致，则这两个“半电路”之间便有着完好的匹配，而成为一个对耦电路，如果将两管的发射极连在一起，并由公共直流电源给晶体管供电，则此电路不会出现任何的不平衡状态。这时若两个输入电压 $V_{B1}$ 及 $V_{B2}$ 均为0或均为某一大小相等而极性相同的电压，则整个放大器也不会出现不平衡状态，因为两集电极电流 $I_{C1}$ 和 $I_{C2}$ 将始终保持相等，因而 $Q_1, Q_2$ 两管集电极之间的电位差也将保持为0。

很明显，在图1中，发射极电流 $I_{C1}$ 和 $I_{C2}$ 之和始终等于恒流源的电流 $I_0$ 。因此，任一发射极电流的增加必伴随着另一发射极电流的等量减少，这种电流关系的严格保持，须视恒流源的电路质量而定。

当 $Q_1$ 基极加上相对于 $Q_2$ 基极为正的电压时（即加入差动输入电压），则流过 $Q_1$ 的电流增加而流过 $Q_2$ 的电流减少相同的数值，恒流源电流 $I_0$ 则保持恒定。在此情况下， $I_{C1}$ 较 $I_{C2}$ 大，两集电极之间的电压便有了差值， $Q_2$ 集电极上的电压将比 $Q_1$ 正一些，于是差动的输入电压便产生了差动的输出电压，差动放大器的这种工作状态被称之为**差动输入、差动输出型**。

由于差动放大器用途的多样性，它可以提供多种电路连接方式。例如，若光是使电压 $V_{B1}$ 向正方向增加（相对于地），则 $Q_1$ 集电极电压将下降（也是对地而言），这时如果由 $Q_1$ 取出电压，则此差动放大器为一典型的单级晶体管反相放大器，工作于这种状态的差动放大器称之为**单端输入、单端输出反相型差动放大器**。

在 $I_0$ 保持不变的情况下，当通过 $Q_1$ 的电流增加时，将导致 $Q_2$ 电流的下将，由于这一事实，若只是正向增加 $V_{B1}$ ，亦将导致 $Q_2$ 集电极电压的增加（相对于地）。若输出取

自于 $Q_2$ 集电极，则差动放大器工作于单端输入、单端输出同相型，这时差动放大器只不过是一个单级的晶体管同相放大器。

差动放大器还可以工作于差动输入、单端输出型，在此种类型的工作状态下，输出电压可由 $Q_1$ 或 $Q_2$ 的任一集电极取出，它将随着加在二管基极之间的电压差( $V_{B1} - V_{B2}$ )而变。

集电极电压变化值与基极的电压差之比称为差动电压增益( $A_d$ )，如果比值中取的是集电极至集电极电压，则称之为双端差动电压增益( $A_{dDE}$ )，如果取的是集电极至地的电压，则该比值称之为单端差动电压增益( $A_{dSE}$ )。

## 传 输 特 性

集电极电流 $I_{C1}$ 及 $I_{C2}$ 随差动输入电压 $V_{B1} - V_{B2}$ 而变化的关系是差动放大器的一项重要特性，根据一般的晶体管电流关系式，集电极电流可以用发射极电流表示如下：

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}$$

其中 $\alpha$ 的值代表发射极电流中能够达到集电极的那一部分所占的比例，若晶体管 $Q_1$ 、 $Q_2$ 完全相同，则 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ，发射极电流和集电极电流之间的关系又可表示为下式：

$$I_{C1} = \alpha I_{E1} \quad \text{或} \quad I_{E1} = I_{C1} / \alpha$$

$$I_{C2} = \alpha I_{E2} \quad \text{或} \quad I_{E2} = I_{C2} / \alpha$$

晶体管发射极电流还可表示为基极—发射极电压的关系：

$$I_E = I_S \left( e^{\frac{V_{BE}}{h}} - 1 \right)$$

式中 $I_S$ 为发射结的饱和电流，(即发射极——基极二极管的反向漏电流) $h = KT/q$ ， $K$ 为玻兹曼常数( $= 1.38 \times 10^{-23} / ^\circ C$ )， $T$ 为绝对温度 $^\circ K$ ， $e$ 是单个电子的电量( $= 1.60 \times 10^{-19}$ 库)。在 $T = 300^\circ K$ 时( $= 27^\circ C$ )，对某些典型的单片晶体管来说，漏电流 $I_S = 0.2 \times 10^{-6} A$ ， $h = 26 \times 10^{-3} V$ ，当发射极电流 $I_E$ 大于1毫微安时上式的-1便可略去，于是 $Q_1 Q_2$ 管的发射极电流便可表示成与基极——发射极电压之间的关系：

$$I_{E1} = I_{S1} (e^{V_{BE1}/h})$$

$$I_{E2} = I_{S2} (e^{V_{BE2}/h})$$

对完全相同的晶体管来说 $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ ，因此 $I_{E1}$ 、 $I_{E2}$ 的关系又可写成：

$$I_{E1} = I_S (e^{V_{BE1}/h})$$

$$I_{E2} = I_S (e^{V_{BE2}/h})$$

如前所述，电流源的电流 $I_0$ 是 $Q_1 Q_2$ 两发射极耦合晶体管对的发射极电流之和，(即 $I_0 = I_{E1} + I_{E2}$ )，因此



$$I_o = I_s(e^{V_{BE1}/h} + I_s(e^{V_{BE2}/h}) = I_s(e^{V_{BE1}/h} + e^{V_{BE2}/h})$$

如将  $e^{V_{BE1}/h}$  作为公因子由括弧中提出，则  $I_o$  又可写成

$$I_o = I_s e^{V_{BE1}/h} [1 + e^{(V_{BE2} - V_{BE1})/h}]$$

同样，若将  $e^{V_{BE2}/h}$  括出，则  $I_o$  又可写成：

$$I_o = I_s e^{V_{BE2}/h} [1 + e^{(V_{BE1} - V_{BE2})/h}]$$

前已指出， $I_s e^{V_{BE1}/h} = I_{E1}$ ， $I_s e^{V_{BE2}/h} = I_{E2}$ ，因此

$$\begin{aligned} I_o &= I_{E1} [1 + e^{(V_{BE2} - V_{BE1})/h}] \\ &= I_{E2} [1 + e^{(V_{BE1} - V_{BE2})/h}] \end{aligned}$$

若将  $I_{C1}/\alpha = I_{E1}$ ， $I_{C2}/\alpha = I_{E2}$  代入上式便得到下列关系：

$$I_o = \frac{I_{C1}}{\alpha} [1 + e^{(V_{BE2} - V_{BE1})/h}]$$

$$\text{及 } I_o = \frac{I_{C2}}{\alpha} [1 + e^{(V_{BE1} - V_{BE2})/h}]$$

从图 1 中容易看出，基极——发射极电压  $V_{BE1}$  及  $V_{BE2}$  可以分别表示为输入电压  $V_{B1}$  及  $V_{B2}$  的关系

$$V_{BE1} = V_{B1} - V_E \quad V_{BE2} = V_{B2} - V_E$$

$$\text{因此 } V_{BE1} - V_{BE2} = V_{B1} - V_{B2} \quad V_{BE2} - V_{BE1} = V_{B2} - V_{B1}$$

应用上述关系，源电流  $I_o$  便可以用差动输入电压的关系来表示：

$$I_o = \frac{I_{C1}}{\alpha} [1 + e^{(V_{B2} - V_{B1})/h}]$$

$$\text{及 } I_o = \frac{I_{C2}}{\alpha} [1 + e^{(V_{B1} - V_{B2})/h}]$$

由上式中解出  $I_{C1}$ ， $I_{C2}$  便可得以差动输入电压表示的集电极电流：

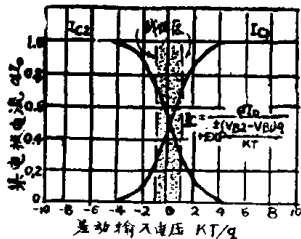


图 2 基本差放电路的传输曲线

$$I_{C1} = \frac{\alpha I_o}{1 + e^{(V_{B2} - V_{B1})/h}}$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha I_o}{1 + e^{(V_{B1} - V_{B2})/h}}$$

图 2 为上述关系的曲线图， $I_{C1}$ 、 $I_{C2}$  被表示为因子  $h = KT/q$  的函数，图中所示的传输曲线为差动放大器提供了若干重要情况：

1. 在工作点附近的范围为传输特性的线性区域,如图中曲线所示( $KT/q \approx 26 \text{ mV}$ )为对应于输入电压峰—峰值为 $50 \text{ mV}$ 的线性区。

2. 在工作点处曲线的斜率最大,此斜率被定义为差动放大器的有效跨导。

3. 传输曲线的斜率(即跨导)取决于恒流源的电流 $I_0$ ,改变 $I_0$ 的值,传输曲线的斜率将随之变化,但输入电压的线性区并不改变,这一关系提示了在差动放大器中,当控制 $I_0$ 时,就可以获得自动增益控制的作用。

4. 传输曲线及其斜率都是 $\alpha$ 值及温度的函数,二者都是可预测的物理量。

5. 差动放大器为一自然的限幅器,当输入变化值超过 $\pm 4KT/q$ (在图中所示的曲线中约相当于 $\pm 100 \text{ mV}$ 的变化),输出将不再变化。

6. 放大器的输出电流为输入电压与跨导的乘积,在差动放大器中,跨导是与被控制的电流 $I_0$ 成正比的,因此,这种电路可用作混频、倍频、调制、或乘积检波(当将 $I_0$ 作为被乘数,输入波形作为乘数)。

工作点处的跨导(在 $V_{B1} - V_{B2} = 0$ 点)为差动放大器的最大跨导,可以下式表示:

$$g_m = \frac{\alpha I_0}{4 \frac{KT}{q}}$$

当工作温度为 $25^\circ\text{C}$ 时,跨导约为:

$$g_m = \frac{\alpha I_0}{4 \times 26 \text{ mV}}$$

上式表明,对于同样的源电流 $I_0$ ,差动放大器的有效跨导只是单只晶体管的 $1/4$ 。这种情况的产生,是由于在工作点处实际上只有总电流 $I_0$ 的一半流过差动对中的一管子,而输入电压则必须是对半地分降在两只管子的基极上。

当差动放大器工作于双端输出型,因而输出电压取自差动对的两个晶体管的集电极时,输出电流通过负载阻抗在每只管子上各提供输出电压的一半,因此输出电压便是单端输出型的二倍,这是由于负载阻抗增加了一倍,并非跨导的任何改变,如果在两管集电极之间接一阻抗,而集电极的并联电阻又远比这一阻抗来得大的话,则流过该阻抗的电流也将比单端输出电路增加一倍,这种情况表明,对于双端输出电路,存在一个视在有效跨导, $g_m(\text{app})$ ,其值可以下式表之:

$$g_m(\text{app}) = \frac{q \times I_0}{2KT}$$

### 发射极负反馈的影响

图3所示为跨导与差动输入电压 $V_{B1} - V_{B2}$ 的函数关系曲线,对该曲线作进一步的研究表明,可以采取适当办法来增加跨导的线性范围。为此,可在发射极加接负反馈电阻。图4所示为基本的差动放大器电路,但在发射极上加接了两个相同的电阻( $R_E$ ),

此发射极电阻所产生的负反馈作用将使差动对的跨导降低，但同时却增加了跨导和传输特性的线性区。

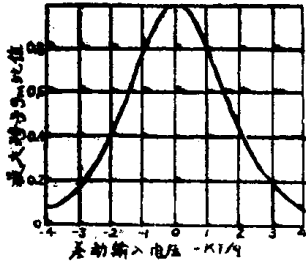


图3 差动放大器的跨导与差动输入电压的函数曲线

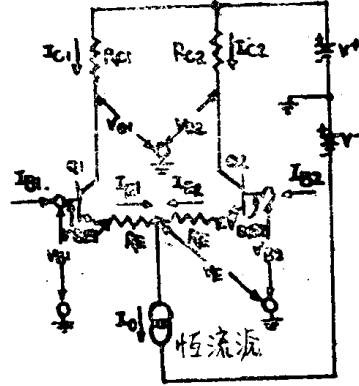


图4 加接发射极负反馈的差动放大器

由于放大器电路的非线性特性和线性的发射极电阻结合在一起，使该电路不易用前述的数学关系来加以分析。但用图解的方法按照 $I_0$ 和发射极电阻的实际关系可以较容易地作出新的传输曲线。图5所示的新的传输曲线是在保持电流不变的情况下，将原来的差动输入电压和发射极电阻两端的压降相加而得出的。因此，当采用了发射极电阻的时候，按照差动放大器上的电压降与发射极电阻上的电压降相加，对于任何给定的 $I_0$ 都可以决定出新的传输曲线。

图5中，当电流处于P点的数值时，则差动对晶体管两端的压降为PQ，而发射极电阻两端的压降将为PS，在此情况下，合成的传输曲线相应的点应移至 $PT = PQ + PS$ 。

图6为图4放大器的跨导曲线，该曲线表示在发射极电阻 $R_E$ 分别为 $50\Omega$ 及 $100\Omega$ 时，跨导随差动输入电压而变化的关系，为便于比较起见，将不接发射极电阻时的标称跨导曲线也以同样的刻度画于图中。

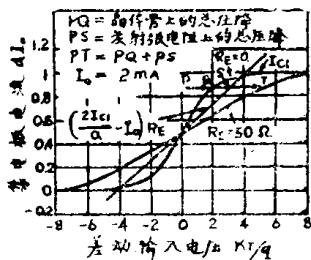


图5 发射极负反馈对差动放大器传输特性的影响

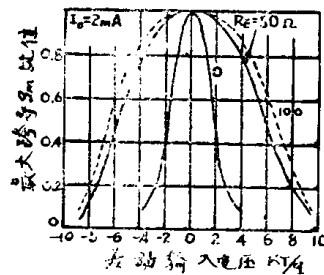


图6 发射极负反馈对差动放大器跨导的影响

由图6曲线可以看出,由于接入发射极负反馈电阻而使跨导曲线的线性范围明显地展宽了,但这个线性范围的扩展,是以降低了跨导的绝对数值而得到的。例如在发射极电阻为 $50\Omega$ 时跨导的绝对值仅为原来的 $1/3$ (在 $I_0$ 为 $2\text{ma}$ 时),若用 $100\Omega$ 的发射极电阻,则跨导还将进一步下降约 $40\%$ 。

如前所述,由于发射极负反馈的引入将使传输特性的斜率减小,(导致跨导线性的改善),同时也减小了曲线截止部份拐弯的弯曲度,由于这些因素,当差动放大器接入发射极电阻后,只有在更大的输入电压下才会产生失真或限幅。

## 共 模 响 应

当差动对的两晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的基极电压同时增减时(即加入共模输入电压),则二管发射极电流保持相等,并且由于发射极电流之和必须等于恒流源电流 $I_0$ ,因此,二管发射极电流都不会变,于是集电极输出电压也不会变,这一特性,使得差动放大器可以抑制共模输入电压。其抑制程度取决于恒流源的阻抗大小,由于恒流源阻抗数值通常总是有限的,所以,对于共模输入信号还是会有微小输出信号产生的,这个微小的输出电压变化与共模输入电压变化之比称为**共模电压增益**( $A_c$ ),这个增益通常是远小于1的,它与差动电压增益之比称为**共模抑制比**(CMRR)

$$\text{CMRR} = A_c / A_d$$

共模抑制比通常用分贝表示:

$$\text{CMRR}(\text{dB}) = 20 \log A_c / A_d$$

共模抑制比是衡量差动放大器对共模输入信号和差动输入信号的鉴别能力的一种量度,其值一般约在 $80 \sim 120\text{db}$ 之间。

共模输入电压的变化将使恒流源两端的电压随之变化,但为保持电路性能不致严重恶化,输入共模电压的电平是有一定限度的,例如,在图1电路中,很明显,当 $Q_1$ 或 $Q_2$ 任一管子的基极电压上升到超过集电极电压时,该管将达饱和状态,于是正常的差动放大作用便不复存在,又若基极电压降到恒流源正常工作所必需的某一最低电位以下,则恒流源的阻抗也将降低,共模抑制比便随之下降,上述共模输入电压允许的变化范围称为**输入共模电压范围**( $V_{\text{CMR}}$ ),它通常是在规定的输出失真度或规定的共模抑制比的减少值情况下定义的。

## 平 衡 直 流 放 大

由于在单片集成电路差动放大器中, $Q_1$  $Q_2$ 两管在电和热性能上的非常的一致性,故能提供高度平衡的直流放大作用。如果二晶体管在基—射极电压( $V_{\text{BE}}$ ),直流 $\beta$ 值,体效应及接触电阻等方面都达到理想的一致,并且 $R_{c1}$ 和 $R_{c2}$ 也完全相等,则当两管基极加上同样电压时,两管集电极的电压差将为0,但实际上,即使在单片器件中也还是存在有微小的不平衡,因而在基极处于相同电位的情况下,集电极之间仍有微小的直流失调电压,当 $Q_1$  $Q_2$ 基极通过低阻抗源来驱动时,这个失调电压主要来自于两管基—

射极电压的不平衡，在 $Q_1, Q_2$ 基极通过高阻抗源驱动时，则失调电压主要来自于 $\beta$ 值不相等。在此情况下，因为不相等的基极电流，在两基极上造成了差动电压，从而使二集电极电阻上产生了不同的压降。

下述方法中的任一种都可用来表明和量度这种不平衡性。

输出失调电压 (*output offset voltage*)  $V_{oo}$  为二基极都接在输入共模电压范围以内的同一的直流电位上，在集电极电阻相等情况下的二集电极之间的直流电压差。 $V_{oo}$  的数值可以在基极串入电阻，或不串入电阻的两种情况下进行测量，若串入电阻则所串电阻必须相等。这一测量虽较简单，但因所得的数值与所测试电路的直流增益的大小有关，故它不具有普遍意义。

输入补偿电压  $V_{io}$  是集电极电阻  $R_{c1}$  和  $R_{c2}$  相等时，为获得相等的集电极直流电压而必须加入二基极的电压差 ( $V_{B1} - V_{B2}$ )，这一补偿电压的大小主要是由基—射极电压的失配来决定，而与  $\beta$  值的失配关系较小。在单晶体管中这一失调电压的典型数值为 1 毫伏，因此，较之输出失调电压来说，要精确地测定这一电压就更为困难，但输入失调电压较为通用，因为它是输入端的偏差值，故与电路增益无关。

输入失调电流  $I_{io}$  是集电极电压相等时，输入端基极偏流的差值 ( $I_{B1} - I_{B2}$ )，这个数值是在某一特定工作电流下，对两管  $\beta$  值失配的一个量度。输入失调电流在低工作电流情况下是相当小的，而在较高的工作电流时，其值则相当大，此失调电流一般为输入基极偏流的 5~10%。

失调值通常是在  $+25^\circ\text{C}$  的温度下规定的，为了描述  $Q_1, Q_2$  晶体管差动对的热匹配特性需要些别的参数，失调漂移便是用来表明二管热匹配性能的，它给出了在规定的温度范围内每变化摄氏 1 度时失调值的变化，其定义如下：

$$\text{输入失调电压漂移} = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$$

$$\text{输入失调电流漂移} = \frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$$

这些参数有时是以输入失调电压  $V_{io}$  和输入失调电流  $I_{io}$  随温度而变化的关系曲线的形式给出的。

## 恒流源

在上面关于基本差动放大器工作的讨论已指出：为了使差放对中二晶体管发射极电流之和始终保持恒定，需要一个恒流源。在导出差动放大器的一些方程式中假定了这一条件，并且也阐明了它是为获得良好的共模抑制的必要条件。所谓恒流源就是一个阻抗无限大的电源。因此，为得到一个近似的恒流源的最简单的办法就是如图 7 所示那样使用一只高值电阻  $R_{ccs}$ 。

在平衡工作情况下，为了保证信号电流  $i_c$  不致为  $R_{ccs}$  所分流而造成  $i_{c2}$  小于  $i_{c1}$ ，电

阻 $R_{CCS}$ 必须远大于晶体管 $Q_1, Q_2$ 的发射极阻抗。对于某一给定的工作电流， $R_{CCS}$ 的值就由产生所需的恒定电流 $I_0$ 。而在发射极上要求的直流电压所限定。因此， $R_{CCS}$ 阻值是根据可能的最大值与电流 $I_0$ 允许的最小值的一致性来决定的，这种折衷方案确定的恒流源，虽较简单，但通常并不能提供最好的平衡工作状态和共模抑制。

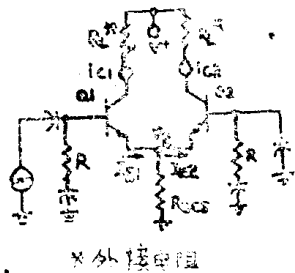


图7 用电阻作为恒流源的平衡差动放大器

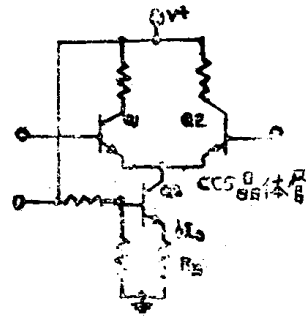


图8 应用一只晶体管恒流源电路的平衡差动放大器

如图8所示的方式联接的晶体管，提供了一种很好的恒流源，这时在 $Q_3$ 集电极上所呈现的阻抗很大，但因为不要求 $R_E$ 有很大的数值，驱使电流 $I_0$ 流过 $R_E$ 所需要的电压则可以相当小。为了不致使该管处于饱和状态在两发射极连接点上所需的最小电压的大小必须刚好等于 $I_0 R_E$ 加上 $Q_3$ 晶体管的集—射极电压（约为 $0.5V$ ）。实际所需的直流电压当然要比这个最小极限值来得大些，以允许 $Q_1, Q_2$ 基极输入端有较大的共模电压振幅，此恒流源的基极偏流是可调的，以便使 $Q_3$ 晶体管的正向基—射极电压的负温度系数可近似地为扩散电阻 $R_E$ 的正温度系数所补偿，这种补偿可使在温度变化过程中保持工作电流近于恒定，这种状态在使用外接负载电阻的电路中尤为重要，因为这类外接电阻并不能追随内部电阻的变化。

基—射极电压的温度系数约为 $-2mV/^\circ C$ 而 $R_E$ 的温度系数约为 $+0.2\%/^\circ C$ ，若维持 $I_0$ 不变，当基—射极电压随温度变化而引起 $R_E$ 两端的电压每 $1^\circ C$ 上升 $2mV$ 时，则由于 $R_E$ 随温度的变化其压降 $I_0 R_E$ 每度 $C$ 增加 $0.2\%$ 也必须是 $2mV/^\circ C$ ，因此，压降 $I_0 R_E$ 的起始值应为 $1V$ （因为 $1V$ 的 $0.2\%$ 是 $2mV$ ）。

当集成电路基片已包括有扩散的负载电阻时， $Q_3$ 晶体管发射极电压必须在温度变化中保持恒定，由于 $R_E$ 的数值随温度的变化将被负载电阻 $R_C$ 的变化所补偿，其结果，使得工作点和电压增益随着温度的变化能保持相对的稳定，在此情况下为保持发射极电压的恒定，采取了如图9所示的电路，在 $Q_3$ 基极偏置电路中用了二极管来补偿其基—射极间的电压变化，这样，基—射极间的电压将保持恒定，因为存在电阻分压作用使接入基极偏置

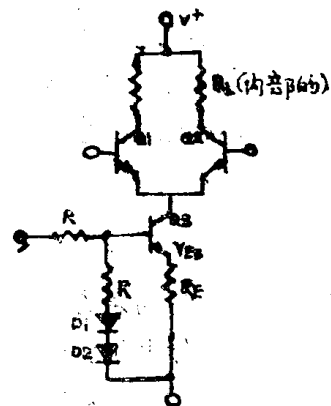


图9 在恒流源晶体管的基极偏置网路中采用了温度补偿二极管的差动放大器

电路中的二极管的效果有所降低，为了较有效地补偿因温度变化而产生的基—射极间的电压变化，这就必需使用两只二极管，在某些集成电路差动放大器中，基极偏置电压被降低一半，这一关系在图10所示的 $Q_3$ 晶体管基极偏置网络的戴维宁等效电路中已作了清楚的说明。

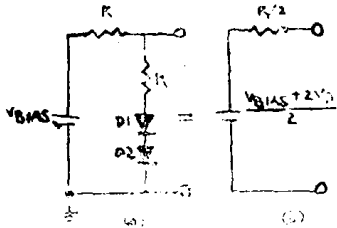


图10 恒流源晶体管的基极偏置电路，(a)实际电路，(b)戴维宁等效电路

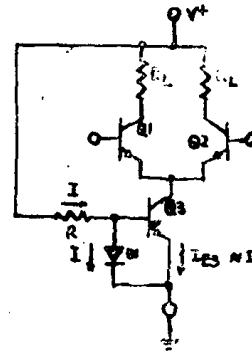


图11 两个单片发射结相并联的特加配合一致的差动放大器所采用的偏置电路

图11所示为恒流源晶体的第三种偏置方法，这一方法是根据两个匹配好的单片晶体管当它们的基极和发射极都并联起来的时候将流过相等的发射极电流而来的， $D_1$ 是作二极管连接的三极管，它与 $Q_3$ 晶体管的发射结并联使用，因此， $Q_3$ 发射极电流与通过 $D_1$ 的电流非常接近，如果 $Q_3$ 的直流 $\beta$ 值足够高，从而其基极电流可以忽略不计，则通过 $D_1$ 的电流可以下式表示：

$$I = \frac{V^+ - V_{D1}}{R} = I_{E3}$$

上式表明，通过恒流源的电流可以由适当选择电源电压 $V^+$ 及电阻 $R$ 来确定，因为电压 $V_{D1}$ 通常总在 $0.7V$ 左右，就对温度变化所起的作用来说，图11的电路和图9是差不多的，即，若 $R$ 和 $R_L$ 都是扩散电阻，那么，它们随温度的变化将有互相补偿的作用，从而保持工作电压和电压增益相对地稳定，如果它们都是具有较低的，或者是互相配合好的温度系数的外接电阻，也同样能获得温度稳定的效果。

## 偏置电路

线性集成电路的偏置电路也就是一个完整的差放恒流源电路，因此，下面对于偏置方法的分析，实际上也就是对前述恒流源电路分析的延伸。

图12(a)所示为一基本的恒流源电路，其电流 $I_0$ 可近似地表为：

$$I_0 = \frac{V_{\text{偏置}} [R_3 / (R_1 + R_3)] - V_{BE}}{R_3}$$

因为基-射极电压  $V_{BE}$  是随温度而变的, 因此, 除非发射极电阻  $R_3$  很大, 否则在这一电路中,  $I_0$  将随温度的变化而变化较大, 但, 使用了大的  $R_3$  将因产生较大的电压降, 而又使晶体管的恒流源部分地失去效用, 图 12(b) 的电路则可避免上述问题, 若假定作二极管连接的晶体管的正向电压特性和恒流晶体管基-射极电压特性能良好地配合一致, 则发射极电流可由下式表示:

$$I_0 = I_{\text{偏置}} \frac{V_{\text{偏置}} - V_{BE}}{R_1}$$

在此电路中, 虽然  $I_0$  也是基-射极电压的函数, 但电阻  $R_1$  则是远大于  $R_3$  的, 因此,  $I_0$  随基-射极电压而变的变化率就比较小了, 于是, 偏置就较稳定。

为要获得准确的偏置, 要求  $Q_1, Q_2$  晶体管的发射极电流密度 ( $\text{mA}/\text{mil}^2$ ) 必须尽可能的一致, 并且两晶体管都有较大的  $h_{FE}$  (大于 40)。由于  $Q_1, Q_2$  基极在同一点上偏置 [如图 12(b) 中的 A 点], 于是, 它们的基-射极电压相等 ( $V_{BE1} = V_{BE2}$ ), 再者, 如这些晶体管都是一致的, 则集电极电流  $I_{C1}, I_{C2}$  相等, 而基极电流  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$  也很相近, 在这种情况下, 源电流  $I_0$  将与表 I 中所列的偏流近似相等 (在 5% 以内)。

表 I —— 图 12 (b) 所示电路中的偏置关系:

条 件	方 程
$Q_1, Q_2$ 被假定完全一致, 因而, 它们的基极电流相等	$I_{B1} = I_{B2} = I_B$
两管的 $h_{FE}$ 都较大 ( $>40$ ) 因而, $Q_1, Q_2$ 集电极电流非常接近于它们发射极电流	$I_{E1} = I_0 = h_{FE} I_{B1} = h_{FE} I_B$ $I_{E2} = I_{C2} = h_{FE} I_{B2} = h_{FE} I_B$
偏流为 $I_{C2}, I_{B2}$ 和 $I_{B1}$ 的总和	$I_{\text{偏置}} = I_{C2} + I_{B2} + I_{B1}$ $= h_{FE} I_B + 2I_B$ $= I_B (h_{FE} + 2)$
从偏流公式中解出 $I_B$	$I_B = \frac{I_{\text{偏置}}}{h_{FE} + 2}$
将 $I_E$ 的关系式代入 $I_0$ 公式	$I_0 = h_{FE} \frac{I_{\text{偏置}}}{h_{FE} + 2} = \frac{I_{\text{偏置}}}{1 + (2/h_{FE})}$
对于大的 $h_{FE}$ , $I_0$ 非常接近于 $I_{\text{偏置}}$ *	$I_0 \approx \frac{I_{\text{偏置}}}{1 + \Delta} = I_{\text{偏置}}$

\*对  $h_{FE} > 40$  或更高些, 源电流  $I_0$  与偏流  $I_{\text{偏置}}$  之差别在 5% 以内。

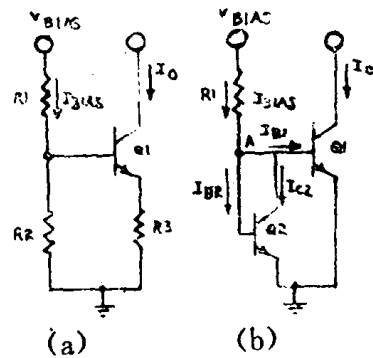


图 12 晶体管恒流源 (a) 基本电路 (b) 在基极偏置网路中采用补偿二级管的电路



在图12(b)中若将A点作为输入点, 则此电路可用作一个放大器, 但这种电路并不很实用, 因为它的输入电阻是很小的, 作二极管连接的晶体管将以一个正向二极管电阻并接于输入端, 此电阻决定于下式:

$$r = 0.026 / I_{\text{偏置}}$$

图13所示的偏置方法在集成电路所能具有的一致性上有较大的用途, 它能获得较高的输入阻抗, 在此电路中, 偏置晶体管不再作二极管使用, 假定这些管子的  $V_{BE}$  及  $h_{FE}$  都相匹配, 并且  $R_2$  和  $R_3$  相等。因为两部分电路都自 A 点取得偏置, 由于对称性, 要求两管必须工作于相同的电流, 任何的不对称将引起电流的不一致, 集成电路设计者必须计及电位的不平衡以取得适当的工作状态, 表 II 列出此电路中的偏置关系。

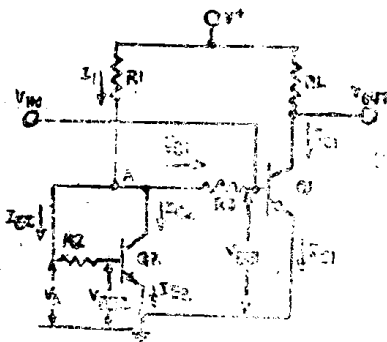


图13 用偏置晶体管代替二极管的偏置电路

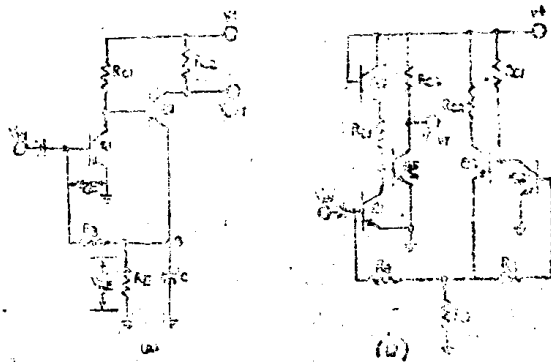


图14 用作偏置电路的二极管放大器  
(a)基本放大器电路 (b)在基本电路中加入一放大器以省去外接大电容及相应的接点

图14(a)所示的电路是一个广泛应用的两级放大器, 若假定  $V_{BE}$  和  $V_{RE}$  是相匹配的, 则这种偏置条件是很容易计算的, 如果此电路是作为集成电路的一个组成部分, 则B点必须引出, 因为任何有相当数值的电容器是不能集成的, 而为了获得高的输入阻抗和电压增益B点又必须用外接电源旁路电容器。

图14(b)的电路表明如何应用一匹配的假放大器来避免使用所需的旁路电容 [图14(a)中的C] 及与之相连系的接点 [图14(a)的B点]。表 III 列出该放大器所需的特性, 在此电路中  $Q_2$  和  $Q_3$  除了未接交流信号外, 和图14(a)中的接法是一样的, 如果所有电阻都匹配在 1%~2% 以内, 则  $Q_1$  的电流和  $Q_2$  相等, 二极管连接的晶体管  $Q_4$  两端的压降便完全补偿了图14(a)电路的  $R_B$  两端的压降,  $Q_1$  和  $Q_5$  将工作于所需的电平上, 其动态特性将和分立元件电路一样。

表 II —— 图13电路中的偏置关系: