

目 录

第一章 模拟集成电路的基本单元电路

1.1 概述	1
1.2 差动放大电路	3
1.2.1 直接耦合放大电路及其漂移	3
1.2.2 基本的差动放大电路	6
1.2.3 差动电路的失调和漂移	12
※1.2.4 输入噪声电压和噪声电流	16
※1.2.5 差动电路的小信号高频性能	17
1.2.6 差动电路的大信号特性	22
1.2.7 差动电路的改进形式	23
1.3 电流源电路	38
1.3.1 晶体管的恒流性能	39
1.3.2 基本电流源电路	40
1.3.3 其他形式的电流源电路	42
1.3.4 场效应管电流源电路	46
1.4 电压源电路	46
1.4.1 电压源电路	46
1.4.2 基准电压源	48
1.5 直流电平移位电路	51
1.6 双端-单端转换电路	55
1.7 输出级电路	57
本章小结	61
习题与思考题	62

第二章 集成运算放大器的典型电路

2.1 运算放大器的性质	68
※2.2 早期的集成运算放大器典型电路	69
※2.3 第一代集成运算放大器的典型电路	71
2.4 第二代集成运算放大器的典型电路	73
2.5 第三代集成运算放大器的典型电路	75
※2.6 其他的集成运算放大器电路	76
本章小结	81
习题与思考题	84

第三章 运算放大器应用的基础理论

3.1 运算放大器的电路模型	89
----------------	----

3.1.1	理想运算放大器模型	89
3.1.2	运算放大器的一般小信号模型	90
3.1.3	运算放大器的详细小信号模型	90
3.1.4	考虑其他非理想性能时的模型	91
3.2	反馈运算放大器电路的闭环增益	93
3.2.1	反相反馈放大器的闭环增益 A_f	94
3.2.2	同相反馈放大器的闭环增益 A_N	102
3.2.3	差动反馈放大器的闭环增益 A_D	106
3.3	反馈运算放大器电路的输出阻抗和输入阻抗	107
3.3.1	反馈运算放大器电路的输出阻抗	107
3.3.2	反馈运算放大器电路的输入阻抗	108
3.4	反馈运算放大器的频率响应和阶跃响应	110
3.5	集成运算放大器的相位补偿	113
3.5.1	集成运算放大器的稳定性条件	114
3.5.2	集成运算放大器的相位补偿方法	117
3.5.3	保证集成运算放大器稳定工作的一些其他措施	126
3.6	集成运算放大器参数的定义和测试	127
3.6.1	集成运算放大器主要性能参数的定义	127
※3.6.2	集成运算放大器主要参数的测试方法	131
3.7	集成运算放大器的性能扩展	137
※3.8	集成运算放大器的保护电路	143
	本章小结	145
	习题与思考题	146

第四章 集成运算放大器的基本应用

4.1	信号运算电路	151
4.1.1	求和运算	151
4.1.2	积分运算	152
4.1.3	微分运算	158
※4.1.4	对数和反对数运算	162
※4.1.5	乘(除)运算	165
4.1.6	特殊函数的运算	170
4.2	信号处理电路	179
4.2.1	数据传输电路	179
4.2.2	有源滤波器	186
4.2.3	电压比较器电路	204
4.3	信号发生电路	213
4.3.1	正弦波振荡器	213
4.3.2	矩形波、三角形波振荡器	220
	本章小结	224

习题与思考题	225
--------	-----

第五章 专用模拟集成电路

5.1 集成功率电路	232
5.1.1 集成稳压器	232
5.1.2 集成功率放大器	242
5.2 数据采集电路	250
5.2.1 数据放大器	251
5.2.2 采样-保持器件	257
5.2.3 数字-模拟转换器	265
5.2.4 模拟-数字转换器	280
5.3 选频和定时电路	292
5.3.1 锁相环	293
5.3.2 集成时基电路	301
5.3.3 回转器	305
本章小结	309
习题与思考题	310
附录 A	312
附录 B	322
参考文献	329

第一章 模拟集成电路的基本单元电路

摘 要

模拟集成电路由若干完成特定功能的单元电路组成。本章从集成电路工艺对电路设计思想的约束出发,以差动放大电路为重点,讨论了差动放大、电流源、电压源、直流电平移位、双端-单端转换和输出级等七种基本单元电路;并结合单元电路的讨论,阐述了有关术语和参数的定义。这些单元电路和相关的术语、参数,是学习模拟集成电路及其应用的基础。此外,学习本章时,还应全面了解直接耦合所带来的问题,以及对各种单元电路功能的要求。

1.1 概 述

对学过分立元件电路的人来说,在了解模拟集成电路时,会遇到一些与分立元件电路不同的晶体管电路,这些电路的设计思想与分立元件电路有着很大差别。这是因为

1. 模拟集成电路的设计受到了集成工艺的约束和限制,例如:

(1) 元件绝对值误差和受温度的影响都比分立元件大(见表 1.1、1.2 和 1.3);

(2) 元件的参数值有一定限制。因为大容量的电容和阻值很低、很高的电阻都要占用很大的硅片面积(见附录 A.5),所以实际使用的集成电容容量不超过 200 pF,集成电阻阻值通常在 $20\ \Omega\sim 50\ \text{k}\Omega$ 之间(见附录 A.5.2)。至于集成电感还未付诸实用;

(3) 在选择合适的有源器件时受到制造工艺和成本的约束。

2. 在另一方面,集成工艺又对电路设计提供了一些独特的优点:

(1) 可以得到大量的有源器件而不增加成本;

(2) 元件参数值之间的相对误差小,匹配良好,对温度变化的跟踪性能也很好(见表 1.1、1.2 和 1.3);

(3) 在制造过程中可以控制器件的结构、形状和布置,得到一些分立元件所没有的复合结构和特殊器件。

因此模拟集成器件的电路设计应当遵循下列原则:

(1) 电路的性能主要应取决于元件参数间的匹配和跟踪,而不应依赖于元件参数的绝对值;

(2) 尽可能地用有源器件来取代电阻、电容等无源元件;

(3) 充分利用集成工艺来获得一些特殊结构的器件以改善电路的性能。

从上述设计思想出发,经过电路设计人员的努力,在充分发挥集成工艺的优点和克服其约束的基础上,已经形成了一套新颖的模拟集成器件的基本电路。由这些基本单元电路构成了许多更复杂、功能更齐全、性能又远优于同类分立元件电路的模拟集成电路。

表 1.1 集成化 NPN 晶体管的典型参数值和误差

参 数	典型参数值的范围	绝对值误差	匹配误差	温 度 影 响	温度跟踪性能
β	50~200	±20%	±5%	+5000 PPM*/°C	±500 PPM/°C
V_{BE}	0.6~0.7 V	±20mV	±1mV	-2 mV/°C	±10 μV/°C
V_{EBO}	6~9 V	±200mV	±25mV	+2~+6 mV/°C	±200 μV/°C

*PPM(parts per million)=百万分之一。

表 1.2 扩散电阻的误差

电 阻 的 宽 度	绝 对 值 误 差	比 值 误 差	
		1 : 1	5 : 1
$W = 7 \mu\text{m}$	±15%	±2%	±5%
$W = 25 \mu\text{m}$	±8%	±0.5%	±1.5%

正方形面积基极扩散电阻典型值： $R_s = 150 \Omega$ 。

正方形面积射极扩散电阻典型值： $R_s = 2.5 \Omega$ 。

$$R_s/4 < R < 10^4 R_s$$

表 1.3 MOS 电容的特性

介 质	单位面积电容量	击穿电压	绝对值误差	匹配误差	温度影响 PPM/°C	Q(10M Hz 时)
SiO_2	$(0.39 \sim 0.62) \times 10^9 \text{ pF/m}^2$	50V	±20%	±3%	+15	25~80
Si_3N_4	$(0.78 \sim 1.55) \times 10^9 \text{ pF/m}^2$	50V	±20%	±3%	+4~+10	20~100
Al_2O_3	$(0.47 \sim 0.78) \times 10^9 \text{ pF/m}^2$	20~40V	±20%	±5%	+300	10~100
Ta_2O_5	$(3.10 \sim 5.43) \times 10^9 \text{ pF/m}^2$	20V	±20%	±5%	+200~+500	10~100

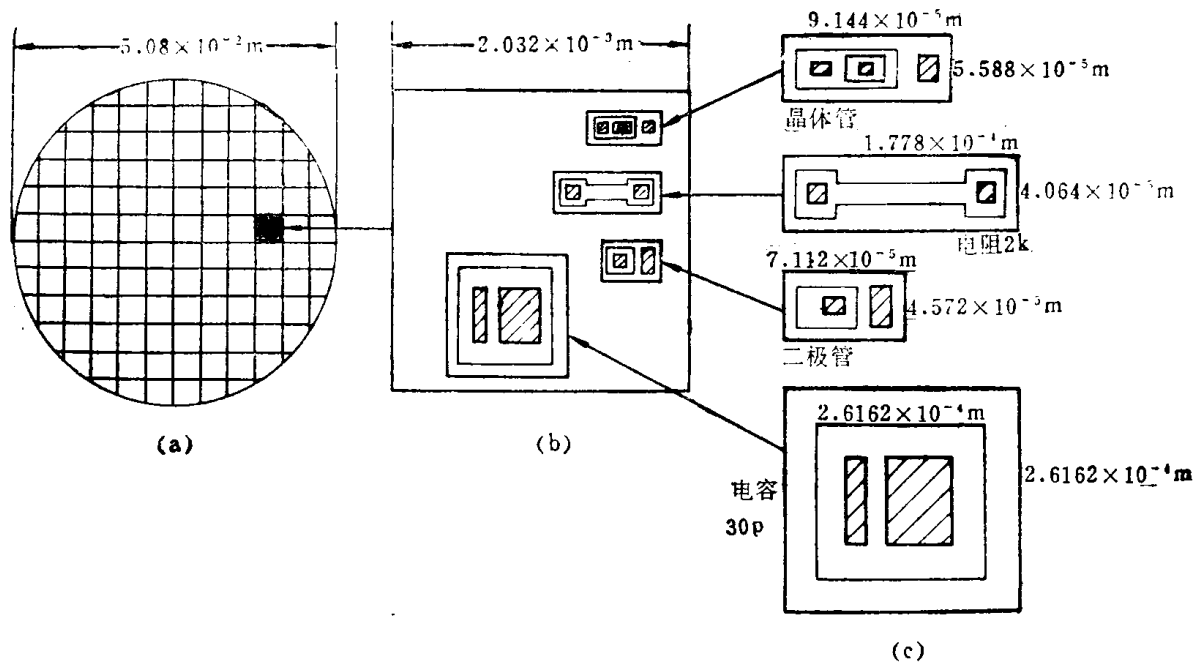


图1-1-1 硅片及集成电路中的元件尺寸
(a) 硅片 (b) 集成电路芯片 (c) 典型的集成元件尺寸

1.2 差动放大电路

差动放大电路是模拟集成电路中最重要的基本单元电路，它的性能对许多模拟集成电路的主要技术指标都有决定性的影响。本节从讨论直接耦合放大电路的漂移开始，分析基本差动放大电路的原理和性能，然后介绍在模拟集成电路中常用的一些差动放大电路。

1.2.1 直接耦合放大电路及其漂移

在自动控制、测量技术、计算机应用等许多方面都需要放大诸如温度、压力、流量等变化缓慢的信号。对直流信号(即零频率)也具有有一定增益的放大器称为直流放大器。对放大直流信号来说，一般的 $R-C$ 耦合、变压器耦合已不适用，需要采用直接耦合的方式，这种放大器也叫做直耦放大器。

图 1-2-1 是一种共射直耦放大电路。图中的“电池” E_1 和 E_2 起直流电平移位的作用，通过 E_1 使 T_1 的集极静态电压降低到 T_2 的基、射极偏置电压值，保证直接耦合不影响 T_1 和 T_2 的静态工作点； E_2 则用来抵销 T_2

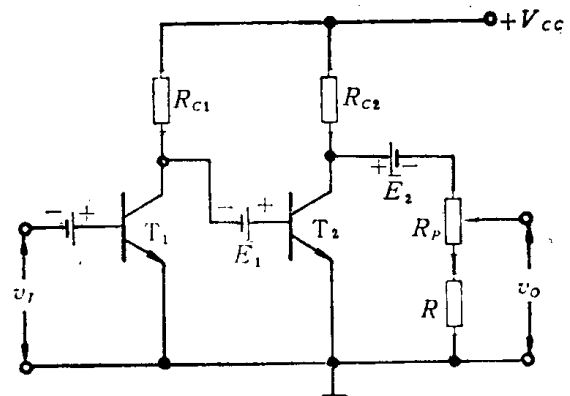


图 1-2-1 带有直流电平移位“电池”的直耦放大电路

的集极静态电压，使输入电压 $v_i = 0$ 时，输出 v_o 也是零。由于直接耦合方式可以通过直流信号，因而此电路获得了放大直流信号的能力。但是直接耦合也带来了新的问题——漂移。

当输入信号 $v_i = 0$ 时，由于元件的参数或电源电压的变化， T_1 和 T_2 的集极静态电压将

随之而改变。结果,输出电压 v_o 就不再为零,这就是所谓的零点漂移。存在零点漂移时,我们无法对直耦放大电路的输出加以识别,分不清它究竟是由输入信号引起的,还是由零点漂移引起的。为了能够识别和检出所需的最小输入信号,就必须对漂移加以抑制。显然,在多级直耦放大电路中,输入级的零点漂移将被后级所放大,所以输入级的零点漂移对整个放大电路零点漂移的影响最大。

度量直耦放大电路零点漂移大小最有一个量叫做输入漂移(以后除非特别说明,输入漂移就简称为漂移)。图 1-2-1 电路中,当 $v_i = 0$ 时,由于电路的实际参数与设计值不一致,所以 V_o 实际上并不是零。为此需要调节 R_p 使 $V_o = 0$,这个过程叫做直耦放大电路的初始平衡或调零。调零后,如果图 1-2-1 的电路对某一外部变量,如温度、电源电压或时间等的变化是敏感的,则输出电压就随之而发生变化。这时可在输入端再加上一个直流电压 V_i 把 V_o 重新调整到零,这一 V_i 值便定义为放大电路的输入漂移,其量纲为 $V/^\circ\text{C}$ 、 V/V (电源电压) 或 $V/\text{每星期}$ 等。当然,电路能够检出的最小输入信号应当大于输入漂移值。

在以上讨论中,我们阐述了两个不同的概念。“调零”反映了实际电路元件的参数与设计值之间的偏差;“漂移”则是 V_o 受外界因素影响而发生的变化,读者应当注意这两个术语定义的区别。

为了抑制漂移可以采取各种措施,例如在图 1-2-1 分立元件电路中采用高稳定度的直流电源、对元件进行老化和仔细筛选等等,使得电源电压和电阻阻值变化对 V_o 的影响可以略去不计。但是晶体管本身是一个对温度敏感的器件,同时集成电路又是用硅片制成的,所以晶体管基、射极电压 V_{BE} 随温度而变化就成为引起漂移的主要原因。下面我们以图 1-2-2 所示另一种单级直耦放大电路为例来讨论硅晶体管的 V_{BE} 随温度变化所引起的漂移。

我们假定初始的温度是 300K (室温 27°C),所用的晶体管在 $V_{BE} = 0.6\text{V}$ 和 $T = 300\text{K}$ 时, $I_C = 1\text{mA}$ 。在 $v_i = 0$ 时,调节 R_p 使 $V_o = 0$ 。当温度变到 301K 时, V_o 将变为负值。按照漂移的定义,需要加一个 V_i 使 V_o 重新回到零,也即需要使晶体管的集电极电流回覆到原来的数值。这时的 V_i 就等于 V_{BE} 的变化,也就是我们定义的放大电路的输入漂移。因此此单级直耦放大电路的漂移可以通过温度变化时的 V_{BE} 变化来估算。当 $\beta \gg 1$ 时,有 $I_C \approx I_E$,于是在集电极电流大于发射结的反向饱和电流,并且略去晶体管的欧姆接触电阻和半导体材料电阻压降的条件下,集电极电流可表示为

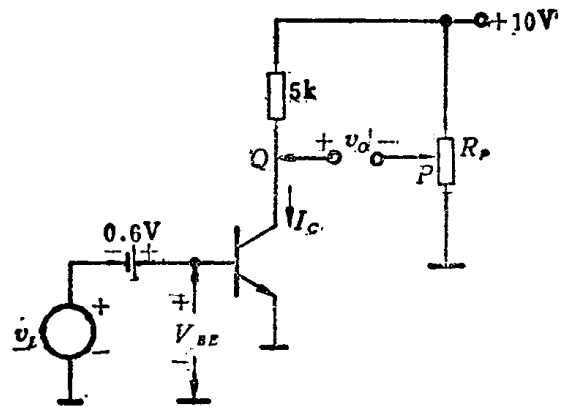


图 1-2-2 电路举例漂移计算

$$\begin{aligned}
 I_C &\approx I_{ES} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} = AT^3 e^{\frac{-qE_g}{kT}} \cdot e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \\
 &= AT^3 e^{\frac{q(V_{BE} - E_g)}{kT}}
 \end{aligned} \tag{1.2.1}$$

式中: I_{ES} ——BE 结的反向饱和电流, $I_{ES} = AT^3 e^{\frac{-qE_g}{kT}}$ *

* P.E. Gray et al: *physical Electronics and Model of Transistor* 1964 (式 3.29~3.30)

A 是晶体管的类型及几何图形有关的一个常数;

$q = 1.60 \times 10^{-19} \text{C}$, 是电子电荷量;

$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$, 是玻耳兹曼常数;

T 是绝对温度, 单位 $\text{K} = 273 + ^\circ\text{C}$;

E_g 是半导体材料的禁带宽度, 对于硅 $E_g = 1.205 \text{V}$ 。

从式(1.2.1)可解得

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{AT^3} + E_g \quad (1.2.2)$$

在 I_C 为常数时, V_{BE} 与温度的关系是

$$\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_C-C} = \frac{k}{q} \ln \frac{I_C}{AT^3} - \frac{3k}{q} \quad (1.2.3)$$

由式(1.2.2)得

$$\frac{k}{q} \ln \frac{I_C}{AT^3} = \frac{V_{BE} - E_g}{T} \quad (1.2.4)$$

将式(1.2.4)代入式(1.2.3)

$$\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_C-C} = \frac{V_{BE} - E_g}{T} - \frac{3k}{q} \quad (1.2.5)$$

在 $T = 300 \text{K}$ 和典型值 $V_{BE} = 0.6 \text{V}$ 时, $\frac{V_{BE} - E_g}{T} = -2 \text{mV}/^\circ\text{C}$, 而 $\frac{3k}{q} = 0.26 \text{mV}/^\circ\text{C}$,

因此

$$\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_C-C} \approx \frac{V_{BE} - E_g}{T} \quad (1.2.6)$$

式(1.2.6)反映了两个经验数据 0.6V 和 $-2 \text{mV}/^\circ\text{C}$ 之间的近似关系, 并且表明了 $\partial V_{BE}/\partial T$ 与 V_{BE} 大小有关。式(1.2.1)和(1.2.6)在晶体管直耦放大器的设计中极为有用。首先式(1.2.1)表明在已知 V_{BE} 、温度以及晶体管的材料与结构时, 就可确定; 反之, 由式(1.2.1)可以确定已知晶体管在某一恒定的集极电流时所需的基、射极电压 V_{BE} 。其次, 式(1.2.6)表明, 如果两个晶体管有相同的 V_{BE} 时, 在同一温度和确定的工作电流(两电流不一定相等)下, 基、射极电压的温度系数 $\partial V_{BE}/\partial T$ 也是相同的。

式(1.2.5)对温度 T 求导, 有

$$\frac{\partial}{\partial T} \left(\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_C-C} \right) = \frac{-(V_{BE} - E_g) + T \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right)}{T^2} \quad (1.2.7)$$

将式(1.2.5)代入式(1.2.7), 得

$$\left. \frac{\partial}{\partial T} \left(\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_C-C} \right) \right|_{I_C-C} = -\frac{3k}{qT} \quad (1.2.8)$$

在 $T = 300 \text{K}$ 时, $\partial V_{BE}/\partial T$ 对温度的变化量小于 $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$ 。此结果表明在一般工作温度时对于任一工作电流来说 $\partial V_{BE}/\partial T$ 与温度几乎无关。

当温度 T 从室温 27°C 上升 1°C 时, 对图 1-2-2 电路, 为使 V_o 仍然是零, 就需要把 I_C 回覆到原来的 1mA , 也就是说需要一个 -2.26mV 的 V_i 值。按照上面的定义这就是此放大

电路的输入漂移值。而式(1.2.8)的结果表明了这一漂移在很宽的温度范围内基本上是恒定的。另外还可以知道,对一般的单级共射直耦电路来说,尽管采用了高稳定度的电源和电阻,其温度漂移仍然达到 $-2.26 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。若用此电路构成多级直耦放大电路,其漂移值将远大于这个数值。为此需要研究低漂移的新电路。差动放大电路就是一种能有效地抑制漂移的直耦放大电路。

1.2.2 基本的差动放大电路

图 1-2-2 电路在初始平衡之后, P 端电压便固定不变,温度变化时, V_o 的漂移主要由晶体管 V_{BE} 随温度变化所引起。可以想到,如果 R_P 用一个与左边电路相同的晶体管电路来代替,并把其集极输出作为 P 端的话,则温度变化时, P 点电压将具有和 Q 点电压相同的漂移。于是 V_o 的漂移就得到补偿,在两边电路匹配的理想情况下, V_o 的漂移将为零。这就是差动放大电路抑制漂移的基本思想。

图 1-2-3 是差动放大电路的基本形式。图中 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, T_1 和 T_2 特性相同, R_E 是电流源 I_0 的增量输出电阻。关于电流源的作用将在以后讨论中说明。此电路具有两个独立输入端,我们把两个集极分别对地的输出 v_{O1} 和 v_{O2} 叫做单端输出,两个集极之间的输出叫做双端输出或差动输出。这种放大电路的主要功能是放大两个输入信号 v_{i1} 和 v_{i2} 之间的差值*,所以通常称为差动放大电路。很明显,此电路的结构是对称平衡的,因而也叫做平衡式放大电路。由于集成电路的元、器件是同时制造出来的,相邻的元件有着良好的匹配和跟踪性能,它们之间的温度差异也很小,因而这种电路特别适合于集成电路,现已成为模拟集成电路输入级普遍采用的电路。

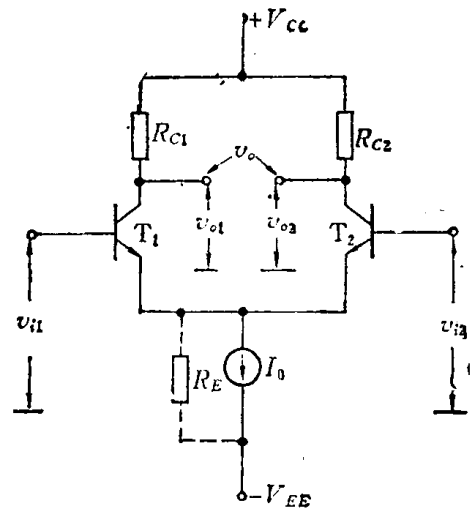


图 1-2-3 基本的差动放大电路

1. 静态分析

当两个输入端对地都短接时(即 $v_{i1} = v_{i2} = 0$),在理想情况下, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, T_1 和 T_2 特性完全相同。根据电路的对称性很容易得到电路中的电流和电压关系:

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I_E = \frac{I_0}{2}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C$$

当 β 很大、 I_B 可以略去不计时, $I_{C1} \approx I_E = \frac{I_0}{2}$

$$\text{单端输出: } v_{O1} = v_{O2} = V_{CC} - \frac{I_0}{2} R_C$$

$$\text{双端输出: } v_O = v_{O1} - v_{O2} = 0$$

可见,在理想情况下,当输入信号为零时,双端输出 $v_O = 0$,而且与温度和电源电压无关,正如所希望的那样,此电路的漂移为零。

* v_{i1} 、 v_{i2} 中包括了直流输入信号。

2. 工作方式

图 1-2-3 差动放大电路的两个输入端可以独立地加上输入信号电压。如果两个输入信号电压大小相等、极性相反，即 $v_{i1} = -v_{i2}$ ，我们称之为差模(differential-mode)输入信号，用 v_{id} 表示。反之，若两个输入信号大小相等、极性相同，即 $v_{i1} = v_{i2}$ ，则称为共模(common-mode)输入信号，用 v_{ic} 表示。

当电路工作在线性放大区时，对任意两个输入信号来说，它们都可以分解成差模和共模两种输入，例如 $v_{i1} = 1050 \mu\text{V}$ ， $v_{i2} = 950 \mu\text{V}$ ，就相当于 $v_{i1} = 1000 \mu\text{V} + 50 \mu\text{V}$ ， $v_{i2} = 1000 \mu\text{V} - 50 \mu\text{V}$ 。其中 $1000 \mu\text{V}$ 就是共模输入信号， $\pm 50 \mu\text{V}$ 就是差模输入信号。因此我们定义：差模输入为 $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ ，共模输入为 $v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2})$ 。于是，电路的输出就可看作是差模输入信号和共模输入信号分别作用的结果之和。

图 1-2-4 是将小信号输入分解成差模和共模输入的等效电路。

图 1-2-4 是将小信号输入分解成差模和共模输入的等效电路。

3. 差模特性

(1) 差模电压增益

差模电压增益定义为

$$\text{单端输出时 } A'_d = \frac{v_{o1}}{v_{id}} \quad (1.2.9)$$

$$\text{双端输出时 } A_d = \frac{v_o}{v_{id}} \quad (1.2.10)$$

$$\text{差模输入信号 } v_{i1} = -v_{i2} = \frac{v_{id}}{2} \quad (1.2.11)$$

所以 $\Delta i_{E1} = -\Delta i_{E2}$ ，两个晶体管射极电流之和保持不变，即 $i_{E1} + i_{E2} = 2I_E = I_0$ 。因此 e 点电压也维持不变，对信号来说相当于接地。应用晶体管的小信号 π 型电路模型就可得出图 1-2-5 的差模增量等效电路。

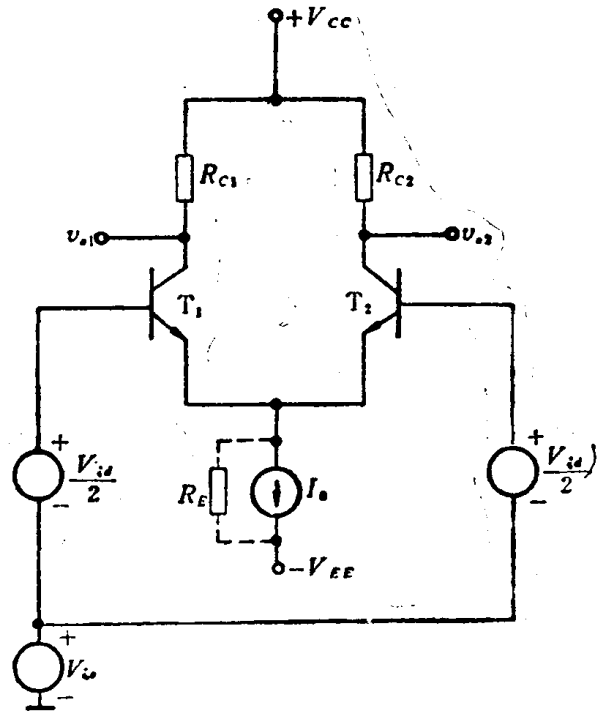


图 1-2-4 将差动放大电路的输入小信号分解成差模和共模的输入电压之和

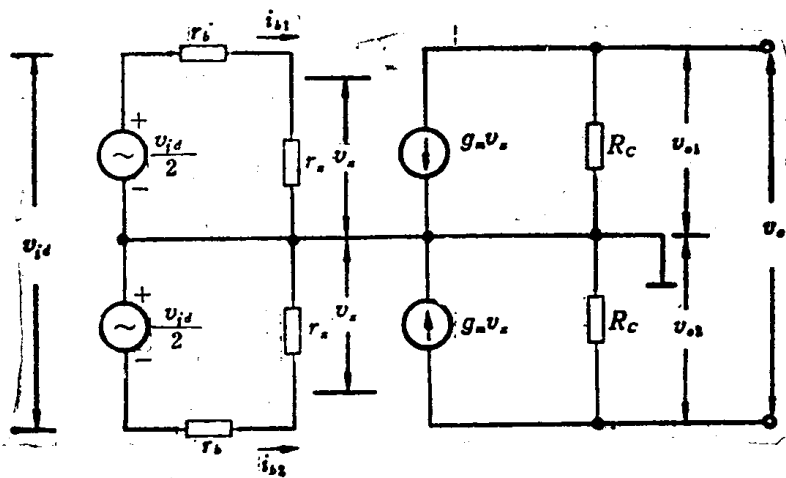


图 1-2-5 基本差动放大电路的差模等效电路

由图 1-2-5 可以求得单端输出时的差模增益

$$A'_{di} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = - \frac{g_m R_C r_{\pi}}{2(r_b + r_{\pi})} \quad (1.2.12)$$

双端输出时的差模增益

$$A_{di} = \frac{v_o}{v_{id}} = - \frac{g_m R_C r_{\pi}}{r_b + r_{\pi}} \quad (1.2.13)$$

在 $r_b \ll r_{\pi}$ 时, 式(1.2.12)和(1.2.13)可简化为

$$A'_{di} = - \frac{g_m R_C}{2} \quad (1.2.14)$$

$$A_{di} = - g_m R_C \quad (1.2.15)$$

式中:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{I_o}{2V_T} \quad (1.2.16a)$$

$$V_T = \frac{kT}{q}, \quad r_{\pi} = \frac{\beta V_T}{I_C} \quad (1.2.16b)$$

(2) 差模输入电阻

差模输入电阻 r_d 定义为

$$r_d = \frac{v_{id}}{i_{id}} \quad (1.2.17)$$

从图 1-2-5 可以求得

$$r_d = \frac{v_{id}}{i_{id}} = 2(r_b + r_{\pi}) \quad (1.2.18)$$

$$\text{当 } r_b \ll r_{\pi} \text{ 时, } r_d \approx 2r_{\pi} = 2 \frac{\beta V_T}{I_C} \quad (1.2.19a)$$

$$= 4 \frac{\beta V_T}{I_o} \quad (1.2.19b)$$

(3) 结论

从上述结果可以看到:

① 在差模输入时, 因为 e 点对信号来说相当于接地点, 所以 R_E 对差模信号没有负反馈作用。

② 由式(1.2.11), 差模输入时每个晶体管的输入只是 v_{id} 的一半, 因而差动电路单端输出的差模增益只是单管共发射极放大电路增益的一半。

③ 因为 $v_{i1} = -v_{i2}$, $v_o = v_{o1} - v_{o2}$, 所以双端输出差模增益是单端输出差模增益的两倍, 并等于单管共射放大电路的增益。

④ 差动电路的差模输入电阻 r_d 是单管共射电路输入电阻的两倍。

⑤ 由式(1.2.14)、(1.2.15)、(1.2.16)可见, 改变 I_o 就可以控制差模增益 A_d , I_o 愈大, A_d 也愈大。由式(1.2.19)可见, 改变 I_o 还可以控制 r_d , I_o 愈大, r_d 越小。所以改变 I_o 在提高 A_d 和提高 r_d 之间是有矛盾的。

4. 共模特性

(1) 共模电压增益

共模电压增益定义为: 在输入共模信号时, 差动放大器输出端对地的电压增益。

从差模特性的讨论中, 我们看到由于差动电路的对称结构特征, 差模增量等效电路可均分

成两个半边差模等效电路。这就是对称网络中的均分定理。在求共模增益时，类似地也可以按电路的对称轴把电路均分成左右两个互为镜象的半边电路，如图 1-2-6 所示。应当注意，此图中包含了电流源的输出电阻 R_E ，因为在共模情况下，两管射极信号电流分量的相位相同，所以 R_E 上存在共模电流负反馈。

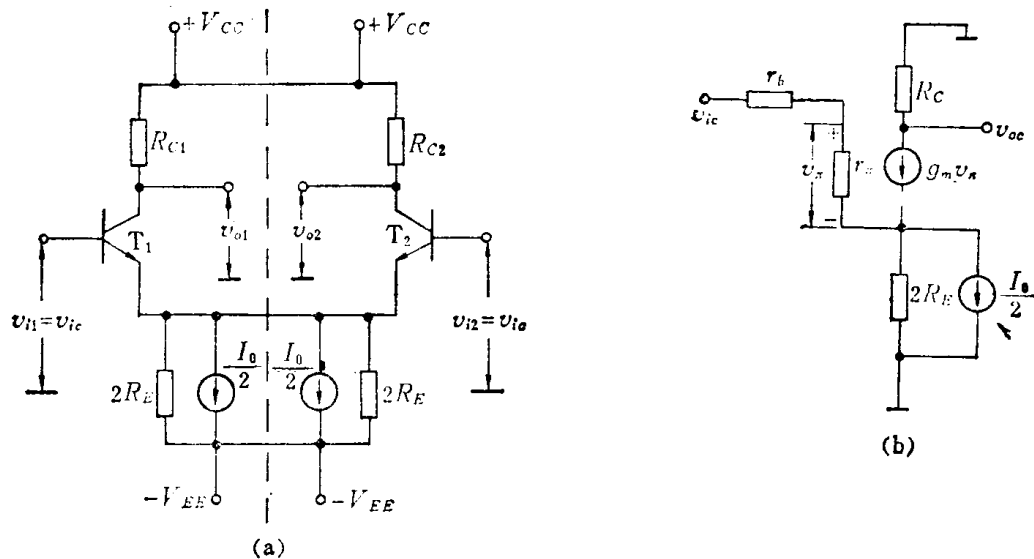


图 1-2-6 基本差动放大电路的共模等效电路

(a) 共模输入时的等效电路 (b) 共模增量等效半边电路

由图 1-2-6 (b) 共模增量等效半边电路可以求得 ($\beta = g_m r_\pi \gg 1$ 时)

$$A_{ci} = \left. \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \right|_{v_{i1} = v_{i2}} = - \frac{g_m R_C r_\pi}{r_b + r_\pi + 2(1 + g_m r_\pi) R_E} \quad (1.2.20)$$

若 $r_b \ll r_\pi$ ，则

$$A_{ci} \approx - \frac{g_m R_C}{(1 + 2g_m R_E)} \quad (1.2.21)$$

自然，在理想情况下双端输出的共模增益为零。应当指出，差动放大器输出端对地电压同时受到差模和共模输入电压的影响，对于后级放大电路来说，差动放大电路输出端对地电压常常是必须加以考虑的因素，所以共模增益采用式(1.2.20)的定义更有实际意义。

(2) 共模输入电阻 r_c 。

r_c 定义为

$$r_c = \frac{v_{ic}}{2i_{ic}} \quad (1.2.22)$$

由图 1-2-6 (b) 可求得

$$r_c = \frac{r_b}{2} + \frac{r_\pi}{2} + (1 + g_m r_\pi) R_E \quad (1.2.23)$$

通常 $R_E \gg r_b + r_\pi$ ，所以 $r_c \approx g_m r_\pi R_E$ 。 (1.2.24)

由上可见，共模增益远小于差模增益，而共模输入电阻则远大于差模输入电阻(一般要大两个数量级)。这是因为电流源的输出电阻 R_E 对于共模信号存在着强烈的共模负反馈作用， R_E 对 A_{ci} 和 r_c 的影响很大。在理想电流源时， $R_E \rightarrow \infty$ ，则 $A_{ci} \approx 0$ ， $r_c \approx \infty$ 。应当注意，上述结果是采用晶体管的简化模型导出的，如果模型中计入晶体管集极和基极之间的电阻，那么即

使电流源是理想的, A_{ci} 也不可能等于零。

(3) 差模和共模工作的关系小结

工作方式	差 模	共 模
输 入	$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$	$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}$
输 出	$v_{od} = v_{o1} - v_{o2}$	$v_{oc} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2}$
增 益	$A_{di} = \frac{v_o}{v_{id}}$	$A_{ci} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}$

输入端信号: $v_{i1} = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2}$; $v_{i2} = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2}$

输出端信号: $v_{o1} = A_{ci}v_{ic} + \frac{A_{di}v_{id}}{2}$; $v_{o2} = A_{ci}v_{ic} - \frac{A_{di}v_{id}}{2}$

5. 共模抑制比 $CMRR^*$

差动电路 $A_{ci} \ll A_{di}$ 的结果, 反映了差动电路具有抑制共模信号的能力。在实际应用中, 这种共模抑制能力是十分重要的。为了说明这一点, 我们来简要地分析应变仪的基本电路。

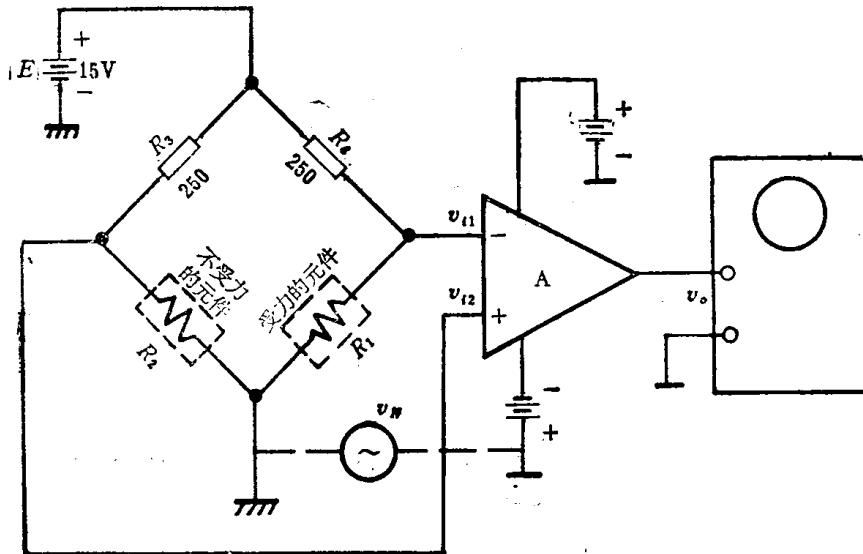


图 1-2-7 电阻应变仪的原理电路

图 1-2-7 是一个用电阻应变片来测量梁的应力的实际电路。图中的三角形符号是一个单端输出的差动电路, R_1, R_2, R_3, R_4 组成一个电桥, R_4 是精密的固定电阻, R_1 是粘贴在梁上的电阻应变片, 当梁受到负荷时就产生应变, 并引起 R_1 发生变化。

设梁在不受力时, $R_1 = 250 \Omega$ 。因此

$$v_{i1} = \frac{R_1}{R_1 + R_4} \cdot E = 7.5 \text{ V}$$

* $CMRR$ 是 common-mode rejection ratio 的缩写。

当梁受力后,相应地 R_1 将产生一个 ΔR , 如果 $\Delta R = \pm 0.2\Omega$, 则

$$v_{i1} = \frac{R_1 + \Delta R}{(R_1 + \Delta R) + R_1} \cdot E = \frac{R_1 + \Delta R}{2R_1 + \Delta R} \cdot E = \frac{R_1 \left(1 + \frac{\Delta R}{R_1}\right)}{2R_1 \left(1 + \frac{\Delta R}{2R_1}\right)} \cdot E = 7.5V \pm 3mV$$

只要将这个 $3mV$ 信号放大,就可测知梁的应力。电桥另一臂的固定电阻 R_2 和应变片 R_2 , 则用来抵消另一臂 $7.5V$ 的固定分量, 并提供应变片 R_1 的温度补偿。电桥两个输出端对地的输出 v_{i1} 、 v_{i2} 作为差动放大电路的输入, v_{i1} 、 v_{i2} 中 $7.5V$ 的固定分量就是差动放大电路的共模信号。另外, 由于电桥位于梁上, 连接到放大器输入端的信号连线就相当长。因此, 电桥的“地”和放大器的“地”不处在同一电位上, 有一个“地回路”引起的干扰电压 v_N , 显然 v_N 也是一个共模信号。如果差动放大电路的 $A_{ci} \ll A_{di}$, 则放大器输出中的固定成分和干扰电压就将被大大抑制, 只有所需的 $3mV$ 有用信号得到良好的放大。反之, 如果共模增益不是远小于差模增益, 则 $7.5V$ 的固定分量就可能使放大器进入饱和, 这时应变仪将不能正常工作。

上例说明了差动电路共模抑制能力的意义。为了描述差动电路的共模抑制能力, 便引入了共模抑制比(CMRR)这一参数。

差动电路的共模抑制比定义为差模增益和共模增益之比:

$$CMRR = \left| \frac{A'_{di}}{A_{ci}} \right| \quad (1.2.25)$$

由式(1.2.14)和(1.2.21)可得

$$CMRR = \frac{1 + 2g_m R_E}{2} \approx g_m R_E \quad (g_m R_E \gg 1 \text{ 时}) \quad (1.2.26)$$

用分贝(dB)表示时,

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A'_{di}}{A_{ci}} \right| \quad (1.2.27)$$

以上分析表明, 差动电路应具有高的共模抑制比, 提高共模抑制比的关键是增大电流源 I_0 的输出电阻 R_E 。

6. 传输特性和线性放大范围

差动电路的传输特性是指输出电流 $i_0 = i_{c1} - i_{c2}$ 随两输入端之间的差模输入电压 v_{id} 变化的特性。

由图 1-2-3 可见

$$I_0 = i_{E1} + i_{E2} = i_{E1} (1 + i_{E2}/i_{E1})$$

根据式(1.2.1), T_1 、 T_2 的发射极电流分别为

$$i_{E1} = I_{ES} e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}} = I_{ES} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$$

$$i_{E2} = I_{ES} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

则

$$I_0 = i_{E1} \left(1 + e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} \right) \quad (1.2.28)$$

因为

$$V_{BE2} - V_{BE1} = -v_{id}$$

* 在共模抑制比定义中, 有些文献采用双端输出时的差模增益。

所以

$$I_0 = i_{E1} \left(1 + e^{-\frac{v_{Id}}{V_T}} \right) \quad (1.2.29)$$

$$i_{E1} = \frac{I_0}{\left(1 + e^{-\frac{v_{Id}}{V_T}} \right)} \quad (1.2.30)$$

$$i_{E2} = I_0 - i_{E1} \quad (1.2.31)$$

当 $\beta \gg 1$, 有 $i_{C1} \approx i_{E1}$, $i_{C2} \approx i_{E2}$, 于是就可作出差动电路的传输特性, 如图 1-2-8 所示。

从传输特性可以看出, 在 $v_{Id} = 0$ 时, 差动电路处于平衡状态:

$$i_{C1} = i_{C2} \approx \frac{I_0}{2} \quad i_o = 0$$

如果 $v_{Id} \neq 0$, 且 $v_{Id} < V_T$ 时, 传输特性呈线性关系, 因此可以用 $v_{Id} = V_T$ 来作为线性放大范

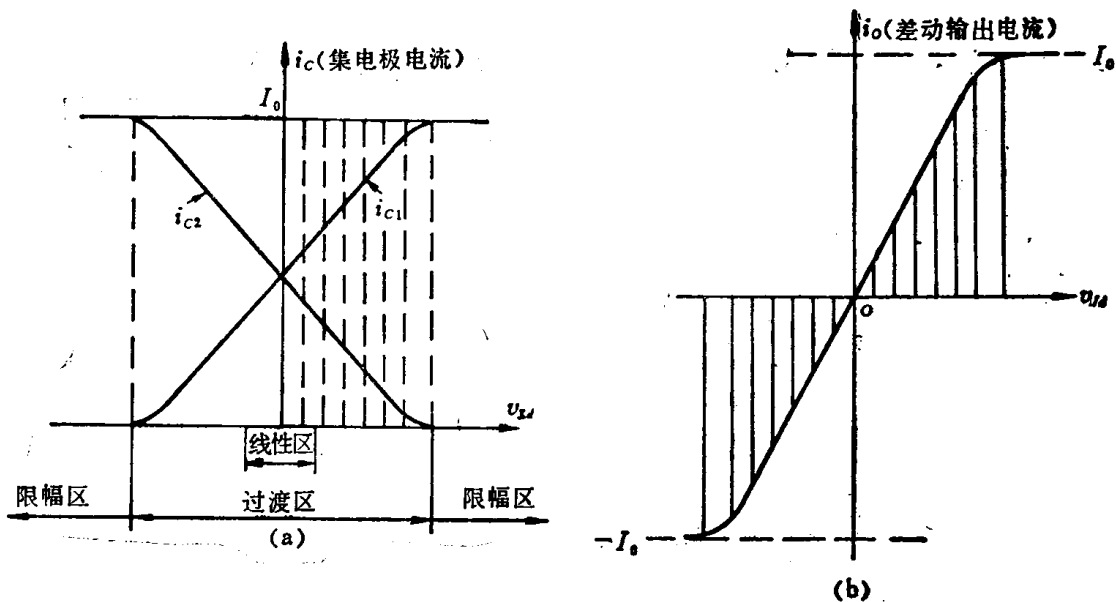


图 1-2-8 差动电路的传输特性曲线

围的分界点, 也就是说 $\pm v_{Id} > \pm 26\text{mV}$ 时, 差动电路的输出和输入将不再是线性关系, 输出信号开始出现失真。

若 $v_{Id} > 4V_T \approx 100\text{mV}$ 时, 则 $i_{C1} = I_0$, $i_{C2} = 0$ 。所以差模输入电压超过 $\pm 100\text{mV}$ 时, i_{C1} 、 i_{C2} 基本上维持不变, 在这种情况下, 差动电路具有良好的限幅特性。

从图 1-2-8(b) 我们可以定义一个叫做差动跨导 g_{md} 的参数:

$$g_{md} = \frac{\Delta(i_{C1} - i_{C2})}{\Delta(v_{Id1} - v_{Id2})} = \frac{i_o}{v_{Id}}$$

g_{md} 表达了差动放大电路的差模输入电压对差模输出电流的控制能力。

1.2.3 差动电路的失调和漂移

以上对电路元件参数完全匹配时的差动电路性能进行了讨论, 可见, 在理想情况下, 因为 T_1 管参数变化引起输出的漂移被 T_2 管相同的输出漂移所完全补偿, 所以差动电路输入为零时, 差动输出也为零, 且与温度无关。实际上, 尽管集成电路具有良好的匹配性能, 但是相邻

两个元件之间总存在一定的不大的失配,因此必须考察失配情况下差动电路的性能。

差动电路失配时,若输入信号为零,则差动输出不再为零,这就叫做失调。当然,失调可以在电路进行初始平衡时得到补偿,但是更重要的是,失配时元件参数对温度的变化不再相同,不可能得到完全补偿,因而失调就将随温度变化而发生漂移(称为失调漂移)。任何初始平衡的调零方法都不可能跟踪失调漂移,所以失调漂移限制了最小输入信号的数值,也即降低了差动放大电路的灵敏度,并将在差动电路的应用中产生误差。因此失调及其漂移是差动电路以至许多模拟集成电路的一项十分重要的性能指标。

一般说来,元件参数的失配都会产生相互间的交叉影响。不过在失配不大的情况下,这种交叉影响只是次要的,因而我们可以对元件参数的失配分别加以研究,而不必同时分析各种失配的影响。

在集成差动电路中,失调及失调漂移主要可分成下列两种类型。

1. 输入失调电压 V_{OS} 及其温度漂移 $\frac{\partial V_{OS}}{\partial T}$

(1) 输入失调电压 V_{OS}

差动电路存在失配时,在 $v_{i1} = v_{i2} = 0$ 的条件下,为使 $v_o = 0$ 而必须在输入端引入的补偿电压叫做输入失调电压 V_{OS} ,见图 1-2-9。

在 $v_{i1} = v_{i2} = 0$ 时,双端输出的电压

$$V_o = I_{C2}R_{C2} - I_{C1}R_{C1} \quad (1.2.32)$$

由于元件的失配,电路将不对称,故 $I_{C1} \neq I_{C2}$, $R_{C1} \neq R_{C2}$ 。设 $I_{C1} = I_C$, $R_{C1} = R_C$; $I_{C2} = I_C + \Delta I_C$, $R_{C2} = R_C + \Delta R_C$;若略去 $\Delta R_C \cdot \Delta I_C$,则可求得输出端的失调电压为

$$V_{OOS} \approx I_C \Delta R_C + R_C \Delta I_C \quad (1.2.33)$$

根据定义,输入失调电压为

$$V_{OS} = \frac{V_{OOS}}{A_{di}} = \frac{I_C \Delta R_C + R_C \Delta I_C}{g_m R_C} \quad (1.2.34)$$

在略去 I_B 时,则

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} \quad (1.2.35)$$

又因为 $g_m = \frac{I_C}{V_T}$, 代入上式后便有

$$V_{OS} \approx V_T \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} \right) + \Delta V_{BE} \quad (1.2.36)$$

式中: $\Delta R_C/R_C$ 是集极电阻的相对误差,在集成电路中,当其值为 1% 时,则第一项约为 0.26mV; ΔV_{BE} 是差动电路中两个晶体管在相同的集极电流下,基、射极电压的失配,对于目前集成电路制造工艺水平来说, ΔV_{BE} 数值可为 1mV 左右。

所以差动电路输入失调电压 V_{OS} 主要是两个晶体管基、射极电压失配引起的,因此通常定义 ΔV_{BE} 为输入失调电压。

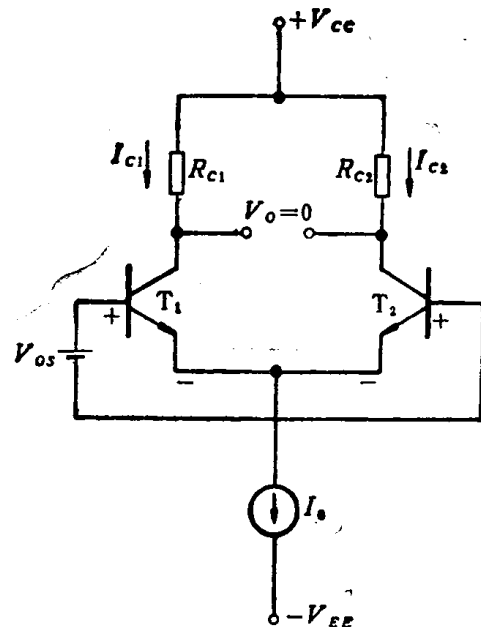


图 1-2-9 输入失调电压 V_{OS} 的定义

(2) 输入失调电压的温度漂移 $\frac{\partial V_{OS}}{\partial T}$

根据 $V_{OS} = \Delta V_{BE}$ 的定义有

$$\frac{\partial V_{OS}}{\partial T} = \frac{\partial}{\partial T} (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE2}}{\partial T}$$

利用式(1.2.5)的结果可得

$$\frac{\partial V_{OS}}{\partial T} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T} = \frac{\Delta V_{BE}}{T} \quad (1.2.37)$$

式(1.2.37)表明输入失调电压的漂移与输入失调电压的大小成正比,要减小输入失调电压漂移,必须减小两个晶体管的失配程度。当在室温下 $\Delta V_{BE} = 1 \text{ mV}$ 时, $\frac{\partial V_{OS}}{\partial T} = 3.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

与式(1.2.5)的结果比较,差动电路的失调电压漂移下降为单管共射电路漂移的 $1/600$ 左右。如果在集成电路制造过程中,晶体管 V_{BE} 和 R_C 的失配程度都较大,则我们还必须计入 R_C 失配产生的漂移和 R_C 温度系数不同而产生的漂移,这时 V_{OS} 的温度漂移可能达到 $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 左右。

2. 输入偏置电流、输入失调电流及其漂移

(1) 输入偏置电流负载效应引起的失调

上述讨论中,略去了基极电流 I_B ,实际上,图 1-2-4 差动电路中, T_1 、 T_2 的基极偏置电流 I_B 将要通过信号源。换句话说,电路要从信号源汲取一定的输入偏置电流,并在信号源内阻上产生电压降。若差动电路两个输入信号源的内阻 r_{s1} 、 r_{s2} 不等,则在两输入端之间就产生一个差模输入误差电压,如图 1-2-10 所示。

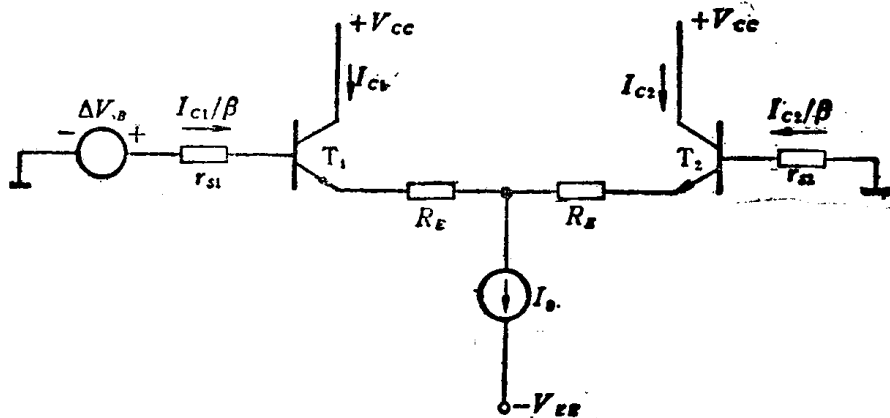


图 1-2-10 差动放大电路偏置电流引起的失调

$$\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2} = I_B (r_{s1} - r_{s2}) \quad (1.2.38)$$

降低 I_B 就可减小这种误差。

(2) 输入失调电流 I_{OS}

若 $r_{s1} = r_{s2} = r_s$,但两管 β 失配,则在相同的 I_C 时输入偏置电流不等,也会形成差模输入误差电压。

$$\Delta V_B = V_{B1} - V_{B2} = r_s (I_{B1} - I_{B2}) \quad (1.2.39)$$

为此,将集电极电流相同时两管基极电流之差 $I_{B1} - I_{B2}$ 定义为输入失调电流 I_{OS} 。

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} = \frac{I_C}{\beta_1} - \frac{I_C}{\beta_2} \quad (1.2.40)$$