

高等学校试用教材

电子线路

(第二版)

下 册

武汉大学《电子线路》教材编写组 编
梁明理 改编

高等教育出版社

内 容 提 要

本书是在第一版的基础上参照1980年6月教育部制定的“综合大学物理学专业电子线路教学大纲(四年制)”经改编写成。适用于72学时(打星号的内容不讲)至90学时的教学计划。

为了适应电子技术的迅速发展,本版加强了集成电路和数字电路方面的内容。全书分上、下两册。下册内容主要包括:集成运算放大器、振荡器、数字电路的基础及脉冲电路的分析。

本书可作为综合大学和师范院校物理系的试用教材,也可供从事电子线路的工作人员参考。

责任编辑: 郭玉凤

高等学校试用教材

电 子 线 路

(第 二 版)

下 册

武汉大学《电子线路》教材编写组编

梁明理 改编

*

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

人民教育出版社印刷厂印装

*

开本 850×1168 1/32 印张 8.625 字数 208,000

1979年7月第1版 1984年6月第2版 1985年5月第1次印刷

印数 00,001—29,180

书号 13010·01076 定价 1.80 元

目 录

第五章 集成运算放大器

§ 5.1 直接耦合放大器的零点漂移现象	1
5.1-1 零点漂移现象的产生	2
5.1-2 零点漂移对放大性能的影响	3
5.1-3 减小零点漂移的措施	4
§ 5.2 差动放大器	5
5.2-1 基本的差动放大器	5
5.2-2 射极耦合差动放大器	8
5.2-3 带有恒流源的差动放大器	14
§ 5.3 集成运放的基本单元电路	17
5.3-1 差动输入级	19
5.3-2 偏置电路	23
5.3-3 中间级	25
5.3-4 输出级	29
§ 5.4 集成运放的典型电路和参数	31
5.4-1 集成运放典型电路分析	31
5.4-2 集成运放的主要参数	35
§ 5.5 基本运算放大器	39
5.5-1 理想集成运放的主要特性	39
5.5-2 反相输入放大器	40
5.5-3 同相输入放大器	42
5.5-4 差动输入放大器	44
§ 5.6 集成运放在信号运算方面的应用	46
5.6-1 基本运算单元	46
5.6-2 运算电路的运算误差	50
*5.6-3 相位校正	52
习题与思考题	55

第六章 正弦波振荡器

§ 6.1 正弦波振荡器概述	60
6.1-1 振荡的自激条件	60
6.1-2 正弦波振荡器的组成部分	61
6.1-3 振荡频率和起振条件的确定	62
§ 6.2 RC 桥式正弦波振荡器	63
6.2-1 RC 串并网络的选频特性	63
6.2-2 振荡频率和起振条件	65
6.2-3 对放大器的要求	66
6.2-4 稳幅措施	66
§ 6.3 LC 正弦波振荡器	68
6.3-1 LC 并联谐振回路的选频特性	68
6.3-2 变压器反馈式 LC 振荡器	71
6.3-3 三端式 LC 振荡器	73
*6.3-4 晶体振荡器	76
习题与思考题	79

第七章 直流电源

§ 7.1 整流电路	83
7.1-1 半波整流电路	83
7.1-2 桥式整流电路	85
§ 7.2 滤波电路	87
7.2-1 电容滤波电路	88
7.2-2 π 型滤波电路	92
§ 7.3 稳压管稳压电路	93
7.3-1 稳压原理	94
7.3-2 电路元件的选择	94
§ 7.4 串联型稳压电路	95
7.4-1 电路的组成和稳压原理	96
*7.4-2 稳压电源的质量指标	97
*7.4-3 稳压电路性能的改进	98
*7.4-4 集成稳压电路	101

习题与思考题	104
--------	-----

第八章 数字电路基础

§ 8.1 数字电路概述	108
8.1-1 概述	108
8.1-2 二进制数	109
§ 8.2 晶体管的开关特性	111
8.2-1 晶体管的静态开关特性	112
8.2-2 晶体管的开关时间	115
*8.2-3 利用加速电容减小开关时间	118
§ 8.3 基本逻辑关系和逻辑门	119
8.3-1 “与”逻辑和“与”门电路	119
8.3-2 “或”逻辑和“或”门电路	121
8.3-3 “非”逻辑和“非”门电路	123
8.3-4 “与非”门和“或非”门	124
§ 8.4 TTL与非门	126
8.4-1 DTL与非门	126
8.4-2 TTL与非门电路的工作原理	128
8.4-3 电压传输特性和干扰容限	131
8.4-4 负载能力	133
8.4-5 转换速度	135
* § 8.5 MOS逻辑门电路	139
8.5-1 NMOS反相器	140
8.5-2 NMOS逻辑门电路	142
8.5-3 CMOS反相器和逻辑门	143
8.5-4 几种逻辑门电路的比较	145
§ 8.6 数字电路的基本分析方法	146
8.6-1 逻辑代数及其基本定律	146
8.6-2 逻辑式的代数化简法	147
8.6-3 逻辑函数的表示方法	149
8.6-4 逻辑函数的卡诺图化简法	153
习题与思考题	159

第九章 触发器

§ 9.1	RS 触发器	163
9.1-1	基本 RS 触发器	163
9.1-2	同步 RS 触发器	167
§ 9.2	主从触发器	171
9.2-1	主从 RS 触发器	171
9.2-2	主从 JK 触发器	173
9.2-3	JK 触发器转换为 T 触发器	175
*9.2-4	集成主从 JK 触发器电路介绍	177
§ 9.3	维持阻塞 D 触发器	178
9.3-1	D 触发器	178
9.3-2	维持阻塞 D 触发器	179
习题与思考题		181

第十章 基本数字部件

§ 10.1	编码器和译码器	183
10.1-1	编码器	183
10.1-2	数码显示器件	185
10.1-3	七段译码器	187
10.1-4	中规模集成七段译码器	190
10.1-5	七段译码器逻辑表达式的化简	191
* § 10.2	加法器	193
10.2-1	半加器	194
10.2-2	全加器	195
10.2-3	并行加法器	196
* § 10.3	寄存器	197
10.3-1	数码寄存器	198
10.3-2	移位寄存器	199
§ 10.4	计数器	202
10.4-1	二进制计数器	202
10.4-2	同步十进计数器	207
△10.4-3	计数器的应用	209

* § 10.5 数-模和模-数转换器	210
10.5-1 权电阻 $D-A$ 转换器	211
10.5-2 双积分 $A-D$ 转换器	214
习题与思考题	216

第十一章 脉冲波形的产生与变换

§ 11.1 RC 电路的暂态特性	220
11.1-1 RC 电路暂态过程的分析	220
11.1-2 微分电路	227
11.1-3 积分电路	230
§ 11.2 比较器	231
11.2-1 单限比较器	231
11.2-2 双限比较器	233
*11.2-3 迟滞比较器	234
§ 11.3 方波发生器	237
11.3-1 方波发生器	237
11.3-2 宽度可调的矩形波发生器	240
* § 11.4 三角波和锯齿波发生器	241
11.4-1 三角波发生器	241
11.4-2 锯齿波发生器	244
§ 11.5 单稳态触发器	245
11.5-1 分立元件单稳态触发器	245
11.5-2 TTL单稳态触发器	249
* § 11.6 TTL 环形多谐振荡器	253
11.6-1 基本环形多谐振荡器	253
11.6-2 RC 环形多谐振荡器	254
习题与思考题	257
参考文献	263
常用符号说明	265

第五章 集成运算放大器

集成运算放大器是一种性能优良的直接耦合放大器，是一种通用性很强的多功能部件。随着集成器件的大量生产，它在自动控制、测量设备、计算技术和电信等几乎一切电子技术领域中获得了日益广泛的应用。

本章首先介绍集成运算放大器最基本的组成部分——差动放大器，进而介绍集成运算放大器的单元电路和整体电路，以求对其结构、性能和工作原理有一个具体的概念。在此基础上介绍集成运算放大器在信号放大和信号运算方面的应用，至于在其它方面的应用，将在后续有关章节中介绍。

§ 5.1 直接耦合放大器的零点漂

移现象

前几章我们讨论了交流放大器，在这类放大器中采用电容器作为级间耦合元件，其下限频率一般都在几十赫兹以上，因此它对直流信号是没有放大能力的。在物理学的测量技术中，经常需要测量变化极为缓慢的物理量，例如测量温度、压力、光强和真空度等，把这些量通过传感器(热电偶、压敏电阻等)变换为电信号，然后进行放大，以便推动记录设备进行记录或显示。要放大这些微弱的直流信号或变化极为缓慢的近似于直流的信号，必须采用直接耦合放大器。它和交流放大器的主要差别，在于采用直接耦合方式而不采用阻容耦合方式，从而保证了直接耦合放大器的下限频率为零。影响直接耦合放大器高频特性的因素，和交流

放大器是一样的，因此直接耦合放大器具有一定大小的上限频率 f_h ，它对直流和频率在 f_h 以下的信号都有放大作用。

多级放大器采用了直接耦合方式，随之出现两个新的问题，其一是极间耦合和电平配置问题①，其二是零点漂移问题。前者在 § 3.7 中已经作了初步的介绍。由于采用了直接耦合方式，后级基极电流便和前级的集电极工作电压有关。因此，各级的静态工作点不象阻容耦合放大器那样孤立无关，而是相互牵制的。所以在分别考虑各级静态工作点的同时，还应考虑前后级之间直流电平的适当配置，以保证各级都有合适的静态工作点和足够的动态范围。至于零点漂移问题，详述于下。

5.1-1 零点漂移现象的产生

在直接耦合放大器中，输入端不加信号时，由于温度或电源电压等因素的变化而引起静态工作点的变化，使输出电压偏离零值(或某一额定值)而上下缓慢漂动，造成一定的输出变量，这种现

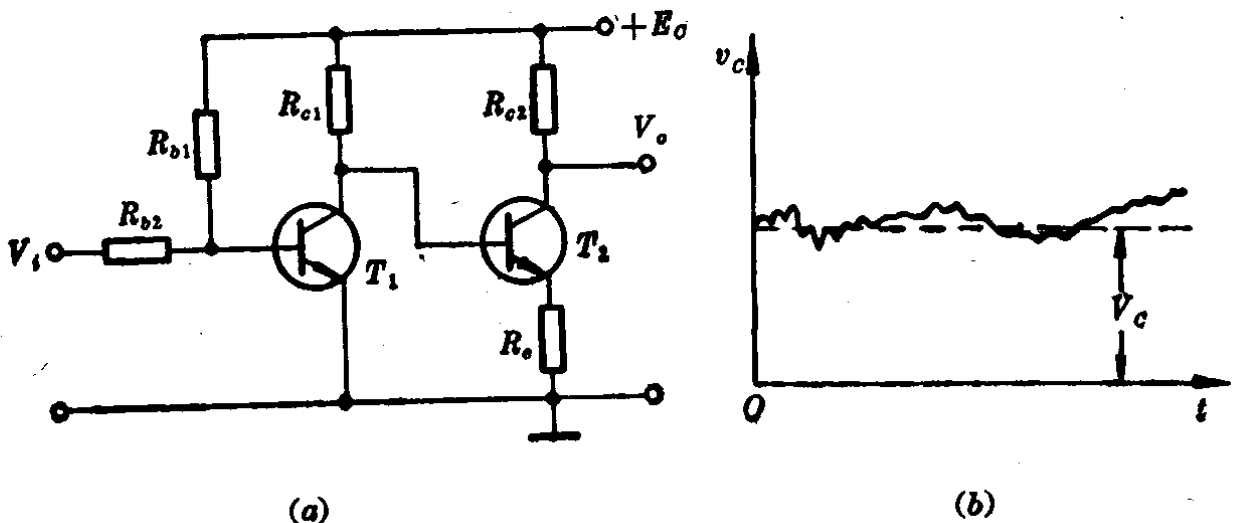


图 5.1-1 直接耦合放大器的零点漂移
(a) 两级直接耦合放大器 (b) 零漂电压

① 相对于某一参考值的电压，称为电压电平，而参考值是个常量或是时间的函数。同理，还有所谓电流电平和功率电平。

象称为零点漂移。例如图 5.1-1(a)的直接耦合放大器,当输入信号 $V_i=0$ 时,输出端的电压也会偏离额定值 V_o 而上下浮动, $V_o \neq 0$ ^①,成为一个虚假的输出信号,如图5.1-1(b)所示。

在阻容耦合交流放大器中,虽然也存在静态工作点的漂移现象,但因有电容的隔直作用,缓慢变化的漂移电压不会耦合到下一级去,而它又不足以影响本级的正常工作,因而可不必考虑零点漂移的问题。但在直接耦合放大器中,前级的漂移电压将耦合到后面各级,并被逐级放大,致使放大器的输出端产生较大的漂移电压。显然,第一级所产生的漂移影响最大,放大器的级数愈多,放大倍数愈大,零点漂移愈严重。

产生零点漂移的主要原因,是晶体管参数 I_{CBO} 、 β 和 V_{BE} 随温度的变化,对锗管电路,主要因素是 I_{CBO} 随温度的变化;对硅管电路,主要因素是 V_{BE} 随温度的变化。除此之外,电源电压 E_C 的不稳定和电路元件老化也将引起零点漂移。

5.1-2 零点漂移对放大性能的影响

零点漂移过大,放大器将无法正常工作。例如图 5.1-1(a)的电路,设其放大倍数 $A_v = A_{v1}A_{v2} = 50 \times 10 = 500$,在输入端没有信号时,若第一级的输出漂移电压为50mV,经过第二级的放大作用,使输出端的漂移电压达到0.5V。这时如果在输入端加上0.5mV的信号电压,则在输出端应产生0.25V的信号电压。这样,漂移电压比输出的信号电压还要大,就无法分辨在输出电压的总量中哪一部分是由输入信号产生的,哪一部分是由零点漂移造成的。此时输出信号“淹没”在漂移电压之中,对信号的放大也就没有实际意义了。

^① 本书以 V_i 、 V_o 、 I_b 、 V_e 等符号表示正弦量的有效值或直流量的增量值。

衡量直接耦合放大器零点漂移的程度，不能只看输出漂移电压的绝对大小，而要看漂移电压与有用信号电压的比值。因此在实际应用中，通常把输出的漂移电压除以放大倍数，即把它折合为输入端的漂移电压来衡量放大器零点漂移的程度。

对上述例子，折算到放大器输入端的漂移电压为 $0.5/500=1\text{mV}$ 。显然，只有在信号电压比漂移电压大得多的情况下，对信号的放大才有意义。

衡量直接耦合放大器零点漂移的主要指标是“温度漂移”，简称温漂。所谓温度漂移，是指温度每变化一度时，放大器输出端的漂移电压变量 ΔV_o 折合到输入端的值，即

$$\Delta V_B = \frac{\Delta V_o}{A_v \Delta T} \quad (5.1-1)$$

温漂的单位为 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。对上述例子，设环境温度由 20°C 升高到 40°C ，则 $\Delta T=20^\circ\text{C}$ ，并设这时输出漂移电压增加 0.5V ，则放大器输入的温漂 $\Delta V_B=0.5/500 \times 20^\circ\text{C}=50\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。质量较差的直接耦合放大器，其温漂一般为几毫伏/度，较好的约为几微伏/度。

5.1-3 减小零点漂移的措施

减小零点漂移的措施，除了精选元件、对元件进行老化处理和选用高稳定度的电源 E_c 以外，还有下列三个重要措施。

一、采用热敏元件进行温度补偿。常用的热敏元件有热敏电阻和半导体二极管等。我们可以把偏置电路中的上偏流电阻 R_{b1} 或下偏流电阻 R_{b2} 改用热敏电阻，或在偏置电路中串入半导体二极管(如图 3.3-6)，只要热敏元件与晶体管的温度特性一致，就可以得到比较好的补偿，使静态工作点更加稳定。必须指出，由于热敏元件特性的分散性，而又要在不同的温度下得到比较理想的补偿，是比较困难的，但是由于这种补偿电路比较简单，故在线

性集成电路中应用较多。

二、采用差动放大器。它是一个对称的电路，可使漂移信号相互抵消，还可对漂移信号引入很深的负反馈，即使作不对称输出，也能把漂移信号抑制到很小的程度。这种电路还有其它优点，其应用是非常广泛的。

三、采用调制型直流放大器。首先用调制器把缓变信号变换为频率较高的交流信号，而后用漂移很小的阻容耦合放大器加以放大，最后用解调器把已经放大的交流信号还原为缓变信号。因此，原来的缓变信号得到了放大，而又有效地减小了零点漂移。由于调制型直流放大器电路复杂，而且频率特性较差，因此它已逐步被高质量的集成运放所代替。

上述三个措施，以采用差动放大器的优点最为突出。因此下一节详细讨论差动放大器。

§ 5.2 差动放大器

5.2-1 基本的差动放大器

基本的差动放大器如图 5.2-1 所示。它是由两个特性相同的共射放大器组合而成的。它有两个特点，其一是有两个输入端

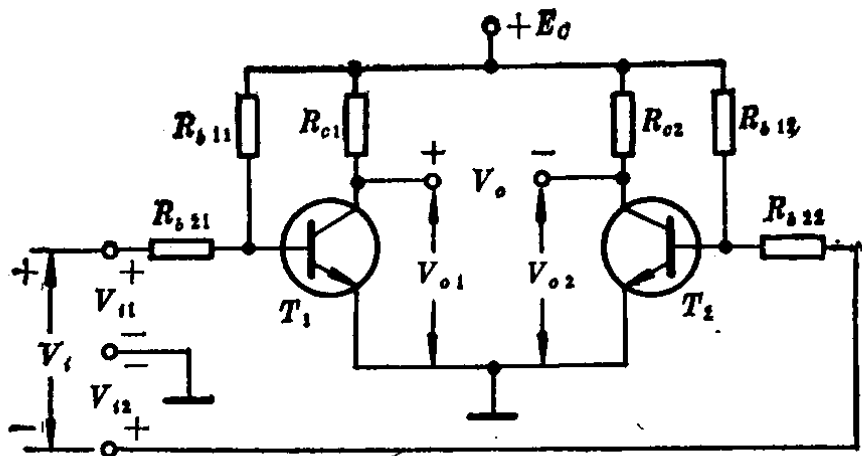


图 5.2-1 基本的差动放大器

和两个输出端，其二是电路的对称性。在理想对称的情况下，电路两边的参数完全相同，即晶体管 T_1 和 T_2 的参数相同， $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ， $R_{b11} = R_{b12} = R_{b1}$ ， $R_{b21} = R_{b22} = R_{b2}$ 。下面我们来讨论这个电路的工作原理和对零点漂移的抑制能力。

一、工作原理

在没有输入信号电压，即 $V_i = 0V$ 时， V_{i1} 和 V_{i2} 均为零，由于电路完全对称，两管的静态集电极电流和电压彼此相等。因此，一方面两管输出电压的变量 $V_{o1} = V_{o2} = 0$ ，则输出电压变量 $V_o = V_{o1} - V_{o2} = 0$ ，另一方面输出电压的直流分量也为零，即 $V_{c1} - V_{c2} = 0$ 。由此可知，在电路完全对称的情况下，输入信号为零时，输出电压也为零。

由 T_1 组成的单管共射放大器，设其电压放大倍数为 A_1 ，则输出电压为 $V_{o1} = A_1 V_{i1}$ 。对于 T_2 管，则有 $V_{o2} = A_2 V_{i2}$ 。由于电路对称， $A_1 = A_2$ ，因此差动放大器的输出电压

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = A_1 (V_{i1} - V_{i2}) \quad (5.2-1)$$

上式表明，输出电压 V_o 与两管的输入电压之差成比例，“差动放大器”因此而得名。

当输入端接有信号电压 V_i 时，如图 5.2-1 所示，由于电路对称，两管输入电阻相等，两管将分得大小相等极性相反的输入电压，即 $V_{i1} = -V_{i2} = V_i/2$ 。在这样的信号作用之下，一管的输出电压升高，另一管降低， $V_{o1} = -V_{o2}$ ，即 $V_o = V_{o1} - V_{o2} = 2V_{o1}$ 。差动输出电压 V_o 比单管输出电压增加一倍，所以基本的差动放大器其电压放大倍数

$$\begin{aligned} A &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{2V_{o1}}{2V_{i1}} = A_1 \\ &= -\frac{\beta R_c}{R_{b2} + r_{be}} \end{aligned} \quad (5.2-2)$$

因 $R_{b1} \gg r_{be}$ ，在上式中忽略了 R_{b1} 。

(5.2-2)式说明,差动放大器的输出电压虽然比单管放大器增加一倍,但输入电压也增加一倍,故其电压放大倍数与单管放大器相同。

二、对零点漂移的抑制

因为电路是完全对称的,所以当温度变化或电源电压波动时,引起两管的集电极电流和电压的变化相等,即 $\Delta V_{c1} = \Delta V_{c2}$ 。由于输出电压 V_o 为 V_{o1} 与 V_{o2} 之差,因此其中相等的变化量相互抵消,致使输出电压不变,从而抑制了零点漂移。由此可见,基本的差动放大器能够抑制零点漂移,在于电路的对称性,也在于输出电压取自两管的集电极,使两管的漂移电压能够相互抵消。

三、共模信号和差模信号

在直接耦合放大器中有需要放大的有用信号和不希望放大的漂移信号或干扰信号。对差动放大,因电路对称,由温度变化等因素引起两管的输出漂移电压,必然是大小相等极性相同的,把漂移电压折合到两管的输入端,也应该是大小相等,对共同端(地端)的极性相同。我们把大小相等、极性相同的按共同模式变化的信号,称为共模信号 V_{ic} ,即 $V_{ic} = V_{i1} = V_{i2}$ 。另一方面,为了实现放大,我们必须将有用的输入信号以大小相等、极性相反的形式加于两管的输入端,这种形式的信号称为差模信号 V_{id} ,即 $V_{i1} = -V_{i2}$,因而 $V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = 2V_{i1}$ 。实际上,对于任何输入信号和输出信号,都是差模信号和共模信号的合成,本节为分析简便,把它们分开来讨论。

由上述分析可知,对于差动放大器,当电路完全对称时,虽然每管集电极对地的漂移电压很大,但只要作“双端输出”(对称输出),即从两管的集电极输出,就可完全消除漂移电压。当电路不完全对称,零点漂移的抑制作用就差了。在实践中,往往需要采用“单端输出”(不对称输出)的方式,亦即从两管的某一集电极取

出信号，这时电路对零点漂移就没有抑制能力了。因此上述差动电路还须改进。

5.2-2 射极耦合差动放大器

一、电路的工作原理

射极耦合差动放大器如图 5.2-2 所示，它即使在不对称的情况下，也能较好地放大差模信号，而对共模信号的放大能力则很差，从而有效地抑制了零点漂移。这一电路的特点是在发射极串联了一个电阻 R_e 。通常 R_e 取值较大，它使 E_C 在其上产生较大的压降，使两管的静态工作点处于不合理的位置。为此引进辅助电源 E_E ，以抵消 R_e 上的直流压降，并使发射极的电位 V_E 为 $(-0.6 \sim -0.7)\text{V}$ ，于是为基极提供了适当的偏置。通常基极电流甚小，电路的这种结构使输入端 b_1 和 b_2 的直流电位基本为零，既避免了基极的直流电压作用于信号源，又减小了信号内阻大小的不同对放大器工作状态的影响。

在差模信号的激励下，如图 5.2-2， T_1 管的 i_{C1} 增加， T_2 管的 i_{C2} 减小，增减的数量相等，因此两管的电流通过 R_e 的信号分量是等大而反向的，它们相互抵消，使 R_e 的电压降保持不变。所以对于差模信号， R_e 可视为短路，于是射极耦合差动放大器就变成图 5.2-1 的基本电路了。前已证明，它对差模信号有一定的放大能力。

对于共模信号，两管的共模电流在 R_e 上的方向相同，在取值较大的 R_e 上产生较大的反馈电压，深度的负反馈把放大倍数压得很低，致使对共模信号的放大作用很差，因此抑制了零点漂移。由第三章 § 3.3 中对射极偏置电路的讨论可知， R_e 具有稳定静态工作点的作用。在这里是双管电路，流过 R_e 的漂移电流比单管电路增加一倍，所以增强了电路的电流负反馈作用，从而提高了两管

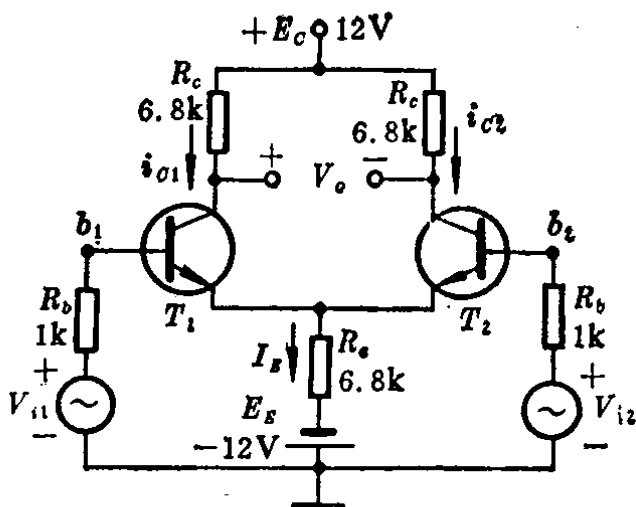


图 5.2-2 射极耦合差动放大器

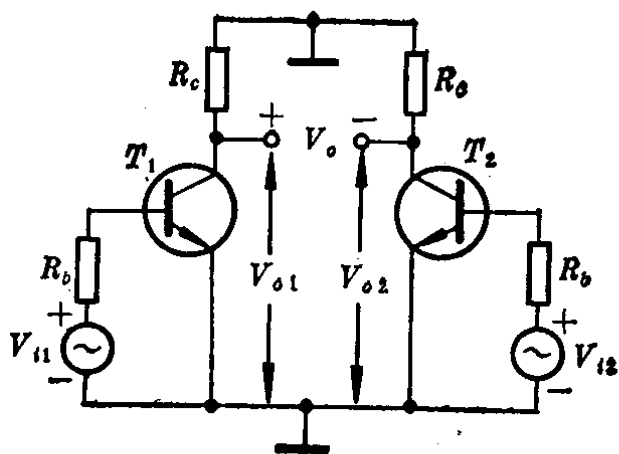


图 5.2-3 射极耦合差动放大器在差模输入时的交流通路

电流的恒定性,使静态工作点更加稳定,自然也就更有效地抑制了零点漂移。

二、电路特性的分析

1. 差模放大倍数

前已指出,对于差模信号, $V_{i1} = -V_{i2}$,射极电阻 R_e 上的信号电流相互抵消,其压降保持不变,即 $\Delta V_E = 0$,于是就可画出差模输入时的交流等效电路,如图5.2-3所示。由图可见,因电路的对称性,每个半边与共射单管放大器完全相同。

图 5.2-3的差模交流通路,其上各量均代表差模信号,由图可见,双端输入-双端输出差动放大器的差模放大倍数为

$$\begin{aligned}
 A_d &= \frac{V_{od}}{V_{id}} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{2V_{o1}}{2V_{i1}} = A_1 \\
 &= -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}} \quad (5.2-3)
 \end{aligned}$$

可见 A_d 与单管共射放大器的放大倍数 A_1 相同。

对于双端输入-单端输出的差动放大器,差模放大倍数为

$$A_{d1} = \frac{V_{od1}}{V_{id}} = \frac{V_{o1}}{2V_{i1}} = \frac{1}{2} A_1$$

$$= -\frac{\beta R_c}{2(R_b + r_{be})} \quad (5.2-4)$$

可见 A_{d1} 只有单管共射放大倍数 A_1 的一半。

在必须考虑 R_L 时，双端输入-双端输出的差动放大器其差模电压放大倍数为

$$A'_{d1} = A'_{d2} = -\frac{\beta R'_L}{R_b + r_{be}} \quad (5.2-5)$$

式中 $R'_L = R_c \parallel \frac{1}{2}R_L$ 。因为在差模信号作用下，两管集电极电位反相变化，一边增量为正，另一边增量为负，并且大小相等， R_L 的中点必为交流地电位，因此每管的外接负载为 $R_L/2$ 。

2. 共模放大倍数

在共模信号输入时，流过 R_e 的电流增量为单管电流增量 ΔI_{E1} 的两倍，因此在 R_e 上的压降为 $\Delta V_E = 2\Delta I_{E1}R_e$ 。在画等效电路时把两管拆开，流过射极电路的电流仅为 ΔI_{E1} ，而又要保持电压 ΔV_E 不变，应当把每管的发射极电阻增加一倍。因此可得共模输入时的交流通路，如图 5.2-4 所示。当从两管的集电极输出时，如果电路完全对称，则输出电压 $V_{oc} = V_{oc1} - V_{oc2} = 0$ ，因此双端输出时的共模放大倍数 A_c 为

$$A_c = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = \frac{V_{oc1} - V_{oc2}}{V_{ic}} = 0 \quad (5.2-6)$$

如果采用双端输入-单端输出的方式，根据图 5.2-4 的电路，可求得单端输出时的共模电压放大倍数为

$$A_{c1} = \frac{V_{oc1}}{V_{ic}} = \frac{V_{oc2}}{V_{ic}} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)2R_e} \quad (5.2-7)$$

通常 $\beta \gg 1$, $2\beta R_e \gg R_b + r_{be}$ ，故 (5.2-7) 式可简化为

$$A_{c1} \approx -\frac{R_c}{2R_e} \quad (5.2-8)$$

综上所述可知，共模放大倍数越小，对共模信号的抑制作用