第5章

# 双极型晶体管电路

CHAPTER 5

双极型晶体管是电子电路中应用极为广泛的电子器件,它在电路中的工作状态包括静态 和动态,前者主要分析晶体管的静态参数,后者主要研究电路的动态参数及其波形和频率特性 等,本章将从偏置电路、六种晶体管电路及其应用进行仿真分析和设计。

Multisim 仿真分析:瞬态分析、交流分析、直流分析、参数扫描 本章知识结构图如下。



# 5.1 工作点稳定的偏置电路

晶体管是对温度较敏感的电子器件,寻求一种工作点稳定的偏置电路是非常必要的,利用 负反馈原理来实现工作点的稳定,是人们常用的一种方法。

5.1.1 电路

在电路中引入直流电流负反馈,将起到稳定静态电流  $I_{CQ}$  的作用。电路如图 5-1 所示。 稳定  $I_{CQ}$  的过程可概括为

 $T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow I_{EQ} \uparrow \rightarrow V_{EQ} = I_{EQ}R_{e} \uparrow \rightarrow V_{BEQ} = V_{BQ} - V_{EQ} \checkmark \rightarrow I_{BQ} \checkmark$  $I_{CQ} \checkmark \leftarrow$ 下面通过实例仿真来体会工作点稳定的偏置电路。

解析 一般情况下,选择  $R_{e}$ 上的压降与  $V_{BE(on)}$ 的数量级相当。例如,选择  $R_{e} = 680\Omega$ ,则有

 $I_{\rm EQ} = \frac{V_{\rm CC} - V_{\rm CEQ}}{R_{\rm e} + R_{\rm c}} = \frac{9 - 4}{4.7 + 0.68} \approx 0.93 \,\mathrm{mA}$ 



图 5-1 工作点稳定的偏置电路

此时 R<sub>e</sub>上的压降为 0.93×0.68=0.632V,基本符合要求。

根据条件  $R_{EQ} = 0.1 \times (1+\beta)R_{e}$ ,有

 $R_{\rm EQ} = 0.1 \times 121 \times 0.68 = 8.228 \, {\rm k}\Omega$ 

所以,有

$$V_{\rm EQ} = I_{\rm EQ} \left( \frac{R_{\rm EQ}}{1+\beta} + R_{\rm e} \right) + V_{\rm BEQ} = 0.93 \times \left( \frac{8.228}{1+120} + 0.68 \right) + 0.7 \approx 1.396 \,\rm V$$

由此,得

$$\frac{R_{\rm b2}}{R_{\rm b1} + R_{\rm b2}} = \frac{V_{\rm EQ}}{V_{\rm CC}} = \frac{1.396}{9} \approx 0.155$$

又 $R_{\rm EQ} = \frac{R_{\rm b2}R_{\rm b1}}{R_{\rm b1} + R_{\rm b2}} = 0.155R_{\rm b1} = 8.228$ ,故

$$R_{\rm b1} = \frac{8.228}{0.155} = 53.08 \,\mathrm{k\Omega}, R_{\rm b2} = 9.74 \,\mathrm{k\Omega}$$

 $\mathbbmath{\mathbbm R}_{b1} = 53 \mathrm{k} \Omega, R_{b2} = 9.1 \mathrm{k} \Omega_{\circ}$ 

# 5.1.2 仿真

在仿真界面上搭建图 5-1 所示电路,晶体管选用 2SC945,并将其 BF 参数改为 120,然后 进行"DC 工作点"测试,测得 *I*<sub>CQ</sub> 为 0.942mA,与设计值基本吻合。

通过"模型参数扫描",可以观察晶体管 $\beta$ 变化对 $I_{CO}$ 的影响,扫描结果如表 5-1 所示。

β	I <sub>CQ</sub> /mA	β	I <sub>CQ</sub> /mA
100	0.931	160	0.957
120	0.942	180	0.962
140	0.950		

表 5-1 扫描结果



例如, $\beta$  从 100 变为 120,变化了 20%, 而  $I_{CQ}$  从 0.931 变为 0.942,变化了 1.18%; 又如,  $\beta$  从 160 变为 180,变化了 12.5%, 而  $I_{CQ}$  从 0.957 变为 0.962,变化了 0.52%,等等。表明在 一定范围内,选用不同  $\beta$  的晶体管,对电路的 Q 点影响很小。



# 5.2 共发射极放大电路

在工作点稳定的偏置电路基础上,信号源经耦合电容接基极,集电极经耦合电容接负载, 发射极经旁路电容接地,这就构成了共发射极放大电路(简称共射电路)。

# 5.2.1 电路

共发射极放大电路电原理图如图 5-2(a)所示。由它的交流通路[图 5-2(b)]可以看出,所 谓共射电路,是指信号输入端为基极,输出端为集电极,发射极为输入回路和输出回路的公 共端。

几个主要参数:

(1) 电压增益 A<sub>v</sub>

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$





图 5-2 共发射极放大电路电原理图

(2) 电流增益 A<sub>i</sub>

 $\dot{A}_i = \beta$ 

(3) 输入电阻 R<sub>i</sub>

$$R_{\rm i} = \frac{\dot{V}_{\rm i}}{\dot{I}_{\rm i}} = R_{\rm b1} / / R_{\rm b2} / / r_{\rm be}$$

(4) 输出电阻 R<sub>o</sub>

$$R_{\rm o} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} \Big|_{\dot{V}_{\rm s}=0,R_{\rm L}=\infty} = R_{\rm c} / / r_{\rm ce}$$

表明共射放大电路既有电压放大能力,又有电流放大能力,即具有较高的功率增益。

### 5.2.2 仿真

#### 1. 共射电路

图 5-3(a) 是图 5-2(a) 电路在给定参数下的仿真图。晶体管选用 2SC945,设置其 BF 参数,使晶体管的  $\beta$  为 100;设置其 VAF 参数,以减少晶体管输出电阻  $r_{ce}$  对输出电压的影响。然后,用探针进行"DC 工作点"测试,测得  $I_{EQ}$  为 1.69mA。当信号源电压幅值为 10mV 时,探针测得输出电压有效值为 836mV,输入电压有效值为 5.20mV,故电压增益为 836/5.20=161,源电压增益为 836/7.07=118,与理论值基本吻合。





通过瞬态分析,观察输入、输出波形,可见输出波形与输入波形反相,如图 5-2(b)所示。 这里以右轴坐标表示输入波形;以左轴坐标表示输出波形。 通过 AC 分析,得到共射电路的频率特性。仿真时,取  $C_1 = C_2 = 1\mu$ F、 $C_3 = 100\mu$ F、 $C_L = 10p$ F、 $C_{b'e} = 30p$ F和 $C_{b'e} = 3p$ F,仿真图及其幅频特性和相频特性如图 5-4所示。通过对频率特性的测试,可得中频增益为 41.5dB,中频相移为-180°;下限频率为 154Hz,对应的相移为-128°(理论值为-135°);上限频率为 982kHz,对应的相移约为-225°(理论值为-225°)。若不考虑  $C_L$ 的影响,上限频率约为 1.15MHz。可见,负载电容较小时,对共射电路的上限频率影响不大,这其中还是密勒电容起决定性作用。



图 5-4 共射电路仿真图及其幅频特性和相频特性

#### 2. 电压增益可调的共射电路

能否设计一种共射电路,在保持静态工作点不变的条件下,使电压增益可以在一定范围内调整呢?图 5-5 给出了这种电路的电原理图。可以看出,它是将 $R_e$ 分成两个电阻 $R_{e1}$ 和 $R_{e2}$ 的串联,其中 $C_3$ 只并联在 $R_{e2}$ 两端,这样,只要 $R_e$ 的总阻值不变,Q点将不会受到影响。而改变 $R_{e1}$ 的值( $R_{e2}$ 也作相应变动),即可改变电压增益 $\dot{A}_{ef}$ 的值。

电路的电压增益表达式为

$$\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{V}_{o}}{\dot{V}_{e}} = -\frac{\beta R'_{L}}{r_{be} + (1+\beta)R_{e}}$$

 $R_{b1}$   $R_{c}$   $C_{2}$  $C_{1}$   $R_{c}$   $C_{2}$  $R_{s}$   $R_{b2}$   $R_{e1}$   $R_{L}$  $v_{s}$   $C_{3}$ 

图 5-5 电压增益可调的共射电路

在图 5-3(a)的基础上,设计一个电压增益  $A_{vf}$  为 10~30 倍的共射放大电路,试确定电阻  $R_{e1}$  和  $R_{e2}$  的值。

由计算可知,当 $A_{vf}$ =10时,求得 $R_{e1}$ =247 $\Omega$ ;当 $A_{vf}$ =30时,求得 $R_{e1}$ =72 $\Omega$ ,即 $A_{vf}$ 为 10~30时, $R_{e1}$ 在247 $\Omega$ 和72 $\Omega$ 之间变化,与之对应的 $R_{e2}$ 的值为753 $\Omega$ ~928 $\Omega$ 。

仿真图如图 5-6 所示。改变  $R_{e1}$  的值和对应的  $R_{e2}$  的值,即可得到不同电压增益的共射 电路,且电路的 Q 点不变。图 5-6(a)和图 5-6(b)所示电路的电压增益分别为 10 倍和 30 倍。 从探针的测试结果可知,二图的电压增益分别为 65.1/6.54=9.95 和 188/6.33=29.70, $I_{EQ}$ 仍为 1.69mA,与理论值基本吻合。



图 5-6 电压增益可调的共射电路仿真图

# 5.3 共集电极放大电路

在工作点稳定的偏置电路基础上,信号源经耦合电容接基极,发射极经耦合电容接负载, 集电极经旁路电容接地,这就构成了共集电极放大电路(简称共集电路)。

# 5.3.1 电路

共集电极放大电路电原理图如图 5-7(a)所示。由它的交流通路[图 5-7(b)]可以看出,所谓 共集电路,是指信号输入端为基极,输出端为发射极,集电极为输入回路和输出回路的公共端。

将图 5-7(a)中的 R<sub>c</sub>和 C<sub>2</sub> 去掉,集电极直接连在 V<sub>CC</sub>上,这样做既保证了晶体管的正常 工作,又节省了 R<sub>c</sub>和 C<sub>2</sub>两个元件。简化的共集放大电路如图 5-8 所示。



图 5-7 共集电极放大电路电原理图



图 5-8 简化的共集放大电路

几个主要参数:

(1) 电压放大倍数 A<sub>v</sub>

$$\dot{A}_{v} = \frac{\dot{V}_{o}}{\dot{V}_{i}} = \frac{(1+\beta)(R_{e}/R_{L})}{r_{be} + (1+\beta)(R_{e}/R_{L})}$$

(2) 电流放大倍数 A;

$$\dot{A}_{i} = \frac{\dot{I}_{o}}{\dot{I}_{i}} = (1+\beta) \frac{R_{e}}{R_{e}+R_{L}} \frac{R_{b1}/R_{b2}}{R_{b1}/R_{b2}+R_{i}'}$$

其中

$$R'_{\rm i} = r_{\rm be} + (1 + \beta) (R_{\rm e} / / R_{\rm L})$$

(3) 输入电阻 R<sub>i</sub>

$$R_{\rm i} = R_{\rm b1} / R_{\rm b2} / R_{\rm i}$$

(4) 输出电阻 R<sub>o</sub>

$$R_{o} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} \bigg|_{\dot{V}_{s}=0} = R_{e} / \frac{\dot{V}}{\dot{I}_{e}} = R_{e} / \frac{r_{be} + R_{b1} / \frac{R_{b2}}{R_{s}}}{1 + \beta}$$

共集电极放大电路的特点是,输出电压与输入电压大小相等,相位相同,输入电阻大,输出电阻小。

# 5.3.2 仿真

将图 5-3(a)共射电路改接为共集电路,即电容  $C_2$  改为  $100\mu$ F,右端接地;电容  $C_3$  改为  $1\mu$ F,右端接负载,如图 5-9(a)所示。通过 AC 分析,得到其幅频特性和相频特性,如图 5-9(b) 所示。测试结果:电压增益为 0.92,上限频率约为 118MHz。可见,在元器件参数相同的条件下,共集电路的上限频率远大于共射电路。



图 5-9 共集放大电路仿真图及其幅频特性和相频特性

由于共集电路属于串联负反馈电路,故适用于恒压源型信号源作驱动。源内阻 R<sub>s</sub>将影响电路的上限频率。图 5-10(a)给出了不同信号源内阻时的幅频特性,图中曲线由粗线到细线,源内阻分别为 10Ω、100Ω 和 500Ω,对应的上限频率分别为 7.3GHz、725MHz 和 118MHz。 比较可知,内阻越小,上限频率越高。

只改变结电容  $C_{b'e}$ ,将原来的 3pF 改为 6pF,得到的幅频特性分别如图 5-10(b)中的粗线和 细线所示,对应的上限频率分别为 118MHz 和 70MHz。若只改变  $C_{b'e}$ ,将原来的 30pF 改为 15pF,对应的上限频率分别为 118MHz 和 141MHz。可见,结电容对电路上限频率的影响比较小。

由于信号源内阻和负载电容的影响,使共射电路的带宽较小。根据共集电路输入电阻大、 输出电阻小的特点,在信号源与共射电路之间接入一个共集电路作为隔离级,以减少信号源内 阻对上限频率的影响,同时,共射电路与负载之间也接入一个共集电路作为隔离级,以减少负 载电容对上限频率的影响。将上述共集电路和共射电路组合起来,构成一个共集-共射-共集 组态电路。仿真图及其幅频特性如图 5-11 所示。



图 5-11 共集—共射—共集组态电路仿真图及其幅频特性

由仿真结果可知,电路的总增益为 42.4dB,较原共射电路(41.5dB)略有提高;电路的上限频率为 11MHz,较原共射电路(982kHz)有很大提高;电路的下限频率为 208Hz,较原共射电路(154Hz)变大了,如图 5-11(b)中的细线所示,这是由于多个耦合电容和旁路电容所致。 对此,需要对原电容值进行适当调整,将图中的  $C_2$  由 1 $\mu$ F 改为 5 $\mu$ F,如图 5-11(a)所示,得到的幅频特性如图 5-11(b)中的粗线所示,此时测得的下限频率为 126Hz。可见,像图 5-11(a) 所示的阻容耦合方式电路,由于受耦合电容、旁路电容的影响,其下限频率不易作得很低。正因为耦合电容的隔直作用,故这种电路每一级的 Q 点可独立调整而彼此互不影响,这也是该电路的一个优点。

# 5.4 共基极放大电路

在工作点稳定的偏置电路基础上,信号源经耦合电容接发射极,集电极经耦合电容接负载,基极经旁路电容接地,这就构成了共基极放大电路(简称共基电路)。

# 5.4.1 电路

共基极放大电路电原理图如图 5-12(a)所示。由它的交流通路[图 5-12(b)]可以看出,所 谓共基电路,是指信号输入端为发射极,输出端为集电极,基极为输入回路和输出回路的公 共端。



图 5-12 共基极放大电路电原理图

几个主要参数:

(1) 电压放大倍数 A<sub>v</sub>

$$\dot{A}_{v} = \frac{\dot{V}_{o}}{\dot{V}_{i}} = \frac{\beta (R_{o}/R_{L})}{r_{be}}$$

(2) 电流放大倍数 A<sub>i</sub>

$$\dot{A}_{i} = \frac{\dot{I}_{o}}{\dot{I}_{i}} = \frac{\beta}{1+\beta} \frac{R_{c}}{R_{c}+R_{L}} = \alpha \frac{R_{c}}{R_{c}+R_{L}}$$

(3) 输入电阻 R<sub>i</sub>

$$R_{i} = \frac{\dot{V}_{i}}{\dot{I}_{i}} = R_{e} / \frac{\dot{V}_{i}}{-\dot{I}_{e}} = R_{e} / \frac{-\dot{I}_{b} r_{be}}{-(1+\beta)\dot{I}_{b}} = R_{e} / \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

(4) 输出电阻 R<sub>o</sub>

 $R_{o} \approx R_{c}$ 

共基极放大电路的特点是,输出电流与输入电流大小相等,相位相同,输入电阻小,输出电阻大。

# 5.4.2 仿真

将共射电路改接为共基电路,即电容 C<sub>1</sub> 改为 100μF,左端接地;电容 C<sub>3</sub> 改为 1μF,右端 接信号源,如图 5-13(a)所示。通过 AC 分析,得到其幅频特性和相频特性,如图 5-13(b)所示。 测试结果:电压增益为 14dB,上限频率约为 30MHz。可见,在元器件参数相同的条件下,共基 电路的上限频率远大于共射电路。

将共射电路与共基电路组合起来,构成共射一共基组态电路,它不仅具有共射电路的优 点,也具有共基电路的优点,如图 5-14(a)所示。从信号的传输来看,输入信号从共射电路 Q<sub>1</sub> 的基极输入,Q<sub>1</sub>集电极输出的信号传送到共基电路 Q<sub>2</sub>的发射极,Q<sub>2</sub>集电极输出的信号为组





合电路的输出信号。在这个过程中,共基电路的输入电阻是共射电路的负载,且其值很小,故 使得此时共射电路的电压增益很小,从而减少了共射电路中的密勒电容,提高了电路的上限频 率;根据共基电路的电流跟随性,Q<sub>1</sub>的输出电流将通过Q<sub>2</sub>集电极输出,几乎大小不变地传输给 负载,进而确保了组合电路的电压增益。共射—共基电路的幅频特性和相频特性如图 5-14(b) 所示。

由仿真结果可知,电路的总增益为 41.3dB,与原共射电路(41.5dB)基本相同;电路的上限频率为 8.4MHz,较原共射电路(982kHz)有很大提高,可见,共射一共基电路在展宽频带的同时,仍具有较高的电压增益;由于多个耦合电容和旁路电容的影响,电路的下限频率会变大。对此,对原电容值进行了适当调整,将图中的  $C_5$  由 1 $\mu$ F 改为 5 $\mu$ F,如图 5-14(a)所示,此时测得电路的下限频率为 155.5Hz,与原共射电路(154Hz)相当,得到的幅频特性和相频特性如图 5-14(b)所示。

为了减少信号源内阻对共射电路上限频率的影响,我们在信号源与共射电路之间接入一



图 5-14 共射一共基组态电路的仿真图及其幅频特性和相频特性

个共集电路,这样,便得到了共集一共射一共基组态电路,如图 5-15(a)所示。其幅频特性如 图 5-15(b)所示。

由仿真结果可知,电路的总增益为 43.1dB,较原共射一共基电路(41.3dB)有所提高;电路的上限频率为 41.3MHz,较原共射一共基电路(8.4MHz)有很大提高;同样,由于多个耦合电容和旁路电容的影响,电路的下限频率会变大。对此,对原电容值进行了适当调整,将图中的 C<sub>3</sub> 由 1μF 改为 5μF,如图 5-15(a)所示,此时测得电路的下限频率为 124.8Hz,与原共射一 共基电路(155.5Hz)基本相等,得到的幅频特性如图 5-15(b)所示。



图 5-15 共集一共射一共基组态电路仿真图及其幅频特性

# 5.5 电流源电路

在电路中,可以利用电流源为各级电路提供稳定的直流偏置电流;由于电流源的交流电 阻很大,所以,又可以将电流源作为单级放大电路的负载——有源负载,以提高放大电路的增 益;电流源还是电流模式电路的最小单元。可见,电流源在提高放大电路性能等方面起到重 要作用。

# 5.5.1 电路

#### 1. 基本电流镜

电路如图 5-16 所示。图中,  $T_1$ ,  $T_2$  是特性完全相同的晶体管。 由于两管的发射结并联, 基一射极电压相同, 故  $I_{B1} = I_{B2}$ ,  $I_{C1} = I_{REF}$ ,  $R_{I_{C2}}$ , 即

$$I_{o} = I_{C2} = I_{C1} = I_{REF} - 2I_{B} = I_{REF} - 2\frac{I_{C2}}{\beta} = I_{REF} - 2\frac{I_{o}}{\beta}$$

 IREF
 R
 IC2=Io

 IC1
 T1
 T2

 图 5-16
 基本电流镜

由此,可得

 $I_{o} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} I_{\text{REF}}$ 

当 $\beta \gg 2$ 时,则 $I_{o} \approx I_{REF}$ ,即 $I_{o} \neq I_{REF}$ 的"复制",亦即二者好比是物与镜中的像一样,故又称为镜像电流源。这里的基准电流 $I_{REF}$ 为

$$I_{\rm REF} = \frac{V_{\rm CC} - V_{\rm BE}}{R} \approx \frac{V_{\rm CC}}{R}$$

 $R_{\rm o} = r_{\rm ce2}$ 

显然,基本电流镜的内阻为



2. 基本三晶体管电流镜 电路如图 5-17 所示。图中,基准电流和输出电流分别为  $I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{BE}} - V_{\text{BE3}}}{R} \approx \frac{V_{\text{CC}} - 2V_{\text{BE}}}{R}$  $I_{\circ} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(1 + \beta_3)}} I_{\text{REF}}$ 其输出电阻仍为

 $R_{\rm o} = r_{\rm ce2}$ 

图 5-17 基本三晶体管电流镜

#### 3. Cascode 电流镜

将两个基本电流镜级联起来,即得到 Cascode 电流镜,如图 5-18 所示。图中,基准电流和 输出电流分别为

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - 2V_{\text{BE}}}{R}$$
$$I_{\text{o}} = \frac{\beta^2}{2 + 4\beta + \beta^2} I_{\text{REF}}$$

输出电阻为

$$R_{0} = r_{ce4} (1 + \beta_{4}) + r_{be4} \approx \beta_{4} r_{ce4}$$

#### 4. Wilson 电流镜

Wilson 电流镜通过电流负反馈来改善其输出性能,电路如图 5-19 所示。图中,基准电流和 输出电流分别为



其输出电阻为

$$R_{\rm o} \approx \frac{\beta}{2} r_{\rm ce3}$$

#### 5. Widlar 电流镜

Widlar 电流镜是一种适合产生小电流的电流源,如图 5-20 所示。图中,基准电流和输出 电流分别为

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{BE}}}{R}$$
$$I_{o}R_{e} = V_{\text{T}} \ln\left(\frac{I_{\text{REF}}}{I_{o}}\right)$$

其输出电阻为

$$R_{\rm o} = r_{\rm ce2} \left[ 1 + \frac{\beta}{r_{\rm be2}} (r_{\rm be2} / / R_{\rm e}) \right]$$

#### 6. 多路电流镜

多路电流镜是对一个 *I*<sub>REF</sub> 的多路"复制",其基本电路如图 5-21 所示。若所用晶体管均 是相同的,则每路电流与基准电流的关系为



#### 5.5.2 仿真

基本电流镜仿真图如图 5-22 所示。调整电阻  $R_2 = 9.3 \text{k}\Omega$ ,使  $I_{\text{REF}} = 1 \text{mA}$ 。

1. 负载电流  $I_o$  与负载电阻  $R_L$  的关系

通过参数扫描,可得到负载电阻  $R_L$  从 0 到 10k $\Omega$  变化时,负载电流  $I_o$  的变化情况,如 图 5-23(a)所示。

2. 负载电流  $I_{o}$  与电流放大系数  $\beta$  的关系( $R_{L} = 6k\Omega$ )

通过参数扫描,可得到晶体管电流放大系数  $\beta$  从 50 到 500 变化时,负载电流  $I_{\circ}$ 的变化情况,如图 5-23(b)所示。

3. 传输函数分析

如图 5-24 所示,可得到基本电流镜的输出电阻为 74.813 50k $\Omega$ 。而所用晶体管 2N3904 的 Early 电压为 74.03V,其集电极电流约为 1mA,故电阻  $r_{ce} = 74.03 \text{k}\Omega$ ,即基本电流镜输出 电阻的理论值为 74.03k $\Omega$ ,与仿真测试值基本吻合。

其他电流镜的仿真图可分别参考图 5-25(a)~图 5-25(d)。



图 5-24 传输函数分析

不同电流镜输出电阻仿真结果如表 5-2 所示。



表 5-2 不同电流镜输出电阻仿真结果

# 5.6 差分放大电路

差分放大电路的特点是"放大差模信号,抑制共模信号",较单端输入放大电路有明显的优势,特别是在集成电路中有着极为广泛的应用。如何用双极型晶体管构建一个差分电路呢?

### 5.6.1 电路

由双极型晶体管构成的差分电路的基本形式如图 5-26(a)所示。为了更好地"放大差模信

号,抑制共模信号",可考虑电流源偏置,图 5-26(a)变为图 5-26(b)。

再考虑到有源负载,如图 5-27 所示。图中,T<sub>3</sub>、T<sub>4</sub>构成基本电流镜,作为 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 差分电路的有源负载,且电路采用单端输出; T<sub>5</sub>、T<sub>6</sub>也构成基本电流镜,T<sub>5</sub>为 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 差分电路提供工作电流,同时,由于电流源 T<sub>5</sub>具有极高的交流电阻,故对共模信号有极强的负反馈作用,从 而较好地抑制了共模信号,而对差模信号无影响。因此,在单端输出时,图 5-27 所示电路较图 5-26(a)具有更高的共模抑制比。



# 5.6.2 仿真

考虑到实际电流源的内阻为 R<sub>Q</sub>,于是,图 5-26(b)转化为图 5-28 所示电路。下面分别考虑在只有差模信号或共模信号作用时,对电路进行仿真分析。



#### 1. 只考虑差模信号作用

仿真图和输入、输出波形如图 5-29 所示。可以看出,两个 输入信号的电压幅值相等,相位差为 180°,如图 5-29(b)所示, 其中细线、粗线分别为  $V_1$ 、 $V_2$  的波形,因此,该差分电路只存在 差模输入信号。 $T_1$ 、 $T_2$  集电极输出的电压波形如图 5-29(c)所 示,其中的细线、粗线分别与图 5-29(b)中的波形相对应。可 见,对于差模信号来说,该差分电路的每一半都是一个共射电 路,它们的输出信号为放大了的正弦波,其相位与相应的基极信 号相反,且输出信号中含有直流分量,其值为-177.762 8mV。  $T_1$ 、 $T_2$  射极的交流电位约为 0(仿真测试 5.665 $\mu$ V)。

差分输出电压的幅值为每个管子输出的2倍。当输入差模电 压增大1倍时,输出差模电压也增大1倍。可以测出,单端输出峰峰值为5.8495-(-361.3173)= 367.1668mV,故双端输出的差模增益为2×367.1668/(2×2)=183.5834,单端输出的差模 增益为91.7917。

#### 2. 只考虑共模信号作用

仿真图和输入、输出波形如图 5-30 所示。可以看出,两个输入信号电压幅值相等,相位相同,如图 5-30(b)所示,因此,该差分电路只存在共模输入信号。T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>集电极输出的电压波形如图 5-30(c)所示。可见,对于共模信号来说,该差分电路的每一半都是一个共射电路,它们的输出信号为缩小了的正弦波,其相位与相应的基极信号相反,且输出信号中含有直流分量, 其值为-177.7628mV。



图 5-30 共模信号作用于差分电路

可以测得 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 射极电位的幅值约为 1mV,即二输入电压之和的一半,说明 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 的射 极不再是交流的"地",将在偏置电流源的内阻上出现交流电流 *i*<sub>q</sub>,且当两个输入的共模信号 增加时,射极电位增大,电流 *i*<sub>q</sub> 也增大,从而导致输出电压下降,反之,当两个输入的共模信号 减少时,射极电位减少,电流 *i*<sub>q</sub> 也减少,从而导致输出电压上升。如果以正弦共模信号输入, 将产生相应的正弦输出电压,也就是说,此时差分电路有非零的共模电压增益。

当输入共模电压增大1倍时,输出共模电压也增大1倍。可以测出,单端输出峰峰值为 (-177.7136)-(-177.8119)=0.0983mV,故单端输出的共模增益为0.0983/2≈0.049。 显然,双端输出的共模增益为0。

仿真可知,对于给定的共模输入电压来说,增大  $R_Q$ (即图中的  $R_3$ )的值,输出电压将减 少,故共模增益也减少。例如, $R_Q$ 为 50kΩ 时,单端输出的共模增益约为 0.049dB;  $R_Q$ 为 100kΩ 时,单端输出的共模增益则约为 0.024dB。

#### 3. 任意输入信号v11 和v12 作用

考虑正弦波输入信号的两种情况,对应的差模、共模分量和输出电压(仿真值)的幅值如表 5-3 所示。

输入信号	差模、共模分量	输出电压 $(Q_1 和 Q_2 集电极)$
$v_{11} = 101 \mathrm{mV}, v_{12} = 99 \mathrm{mV}$	$v_{\rm d} = 2 \mathrm{mV}$ , $v_{\rm cm} = 100 \mathrm{mV}$	186.4mV 和 178.0mV
$v_{11} = 100.5 \text{mV}, v_{12} = 99.5 \text{mV}$	$v_{\rm d} = 1 \mathrm{mV}$ , $v_{\rm cm} = 100 \mathrm{mV}$	96.7mV和 86.9mV

表 5-3 差模、共模分量和输出电压幅值

根据式 v<sub>0</sub>=A<sub>d</sub>v<sub>d</sub>+A<sub>cm</sub>v<sub>cm</sub>,考虑到差模分量与共模分量的相位,可求得两种情况下 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub>集电极输出电压分别为 188.5mV 和 178.7mV 以及 96.7mV 和 86.9mV,与仿真结果 基本一致,说明了实际差分放大电路的输出是放大了的差模分量与共模分量的"和",且当其中 的差模分量增大 1 倍时,其输出信号并非增大 1 倍,即共模输入信号的存在,将使得输出信号 与差模输入分量不再成正比。

图 5-31 给出了输入信号为  $v_{11} = 101 \text{mV}$ ,  $v_{12} = 99 \text{mV}$  时,  $Q_1$  和  $Q_2$  集电极输出电压的仿 真波形。注意, 二波形的直流分量仍为-177.762 8 mV。



图 5-31 任意输入信号作用于差分电路

衡量差分电路质量的一个重要指标——共模抑制比(CMRR),在这里,可以求得该差分电

路单端输出的 CMRR=91.8/0.049=1 873 或 65.5dB。

从上述分析中可知,增大偏置电流源输出电阻 R<sub>Q</sub> 的值,可以降低共模增益,即提高 CMRR 的值。对于好的差分放大电路,CMRR 的典型值为 80dB 和 100dB,为此,可选用高输 出电阻的电流源,来满足设计要求。

实例 设计一个差分放大电路,使它的 CMRR=95dB。

解析 首先,选择电路结构。所选电路如图 5-28 所示。电路的单出差模增益为

$$|\dot{A}_{\rm vd(\dot{\mu})}| = \frac{1}{2} \frac{\beta R_{\rm c}}{r_{\rm he}}$$

单出共模增益为

$$|\dot{A}_{\rm vc(\breve{\mu})}| = \frac{\beta R_{\rm c}}{r_{\rm be} + (1+\beta)2R_{\rm Q}}$$

据此,电路的 CMRR 可表示为

$$\mathrm{CMRR} = \left| \frac{\dot{A}_{\mathrm{vd}(\underline{\mu})}}{\dot{A}_{\mathrm{vc}(\underline{\mu})}} \right| = \frac{r_{\mathrm{be}} + (1+\beta)2R_{\mathrm{Q}}}{2r_{\mathrm{be}}} \approx \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{I_{\mathrm{Q}}R_{\mathrm{Q}}}{V_{\mathrm{T}}} \right)$$

已知 CMRR=95dB,即 CMRR=5.62×10<sup>4</sup>;取  $I_0$ =1mA,代人上式,可求得  $R_0$ =2.92M $\Omega_o$ 

现在需要设计一个电流镜,只要它的输出电阻不小于 2.92M $\Omega$ ,即可使差分电路的 CMRR 不小于 95dB。我们知道,基本电流镜的输出电阻为  $r_{ce}$ ,若所用晶体管的 Early 电压约 为 70V,而集电极电流为 1mA,则电流镜的输出电阻仅为 70k $\Omega$ ,远小于设计值。因此,考虑采用 Wilson 电流镜,其输出电阻约为  $\beta r_{ce}/2$ ,若取  $\beta$ =120,则输出电阻为 4.2M $\Omega$ ,可满足设计要求。

仿真图如图 5-32 所示。图中, $Q_1$ 、 $Q_2$ 构成差分电路, $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$ 构成 Wilson 电流镜,为 差分电路提供偏置电流。集电极电阻  $R_1$ 、 $R_2$  取 10kΩ,电路为±15V 双电源供电模式。晶体 管选用 2N3904,重新设置其电流放大系数为 120。



图 5-32 设计题仿真

根据偏置电流的要求,确定电阻  $R_3$  的值。 $R_3 = (15 - 2 \times 0.7)/1 = 13.6 k\Omega$ 。

静态测试如图 5-32 所示, Q<sub>3</sub> 集电极电流为 1mA; 通过 AC 分析, 得到电路的差模增益为 39.022 8dB, 共模增益为 - 63.557 1dB, 由此得到电路的 CMRR 为

39.022 8 - (-63.557 1) = 102.579 9 dB

均符合设计要求。



更多差分电路的仿真,如直流传输特性、输入方式、频率响应(包括差模增益的频率响应、 共模增益的频率响应和共模抑制比的频率响应)和集成电路中常见差分电路等仿真,可参见 《模拟电子技术》(第2版)(微课视频版)(ISBN为9787302579816,已由清华大学出版社出版) 的第6章。

# 5.7 互补对称放大电路

当信号经过多级放大电路后,就需要一个能向负载提供足够大的信号电压和电流的输出 级,何种电路可以作输出级呢?

# 5.7.1 电路

图 5-33 所示是人们常用的互补对称型双向射极跟随器,也就是互补对称放大电路,它的 特点是具有很好的隔离作用,具有极强的带负载能力,可保证最大不失真输出电压尽可能大, 还可以实现当输入电压为零时输出电压也为零。



5-33 互补内称型从 射极跟随器 由于晶体管的  $|V_{BE(on)}|$  约为零点几伏,当输入电压小于这个 值时,晶体管处于截止状态。也就是说,当  $|v_I| < |V_{BE(on)}|$ 时, 输出几乎为零;当  $|v_I| > |V_{BE(on)}|$ 时,输出才会跟随输入。这 样, $R_L$ 上的波形在两管轮流工作的衔接处出现失真,我们把这种失 真称为交越失真。

互补输出电路的改进:

(1) 电阻偏置的互补输出电路,如图 5-34 所示。

(2) 二极管偏置的互补输出电路,如图 5-35 所示。

(3) V<sub>BE</sub> 倍增器偏置的互补输出电路,如图 5-36 所示。

(4) 采用复合管的准互补输出电路,如图 5-37 所示。



图 5-34 电阻偏置的互补输出电路



图 5-35 二极管偏置的互补输出电路

 $R_{\rm L} v_{\rm O}$ 

 $+V_{\rm CC}$ 

 $T_2$ 

 $-V_{\rm CC}$ 



图 5-36 V<sub>BE</sub> 倍增器偏置的互补输出电路

图 5-37 采用复合管的准互补输出电路

 $T_4$ 

 $R_2$ 

 $R_3$ 

 $v_{\mathrm{I}}$ 

- <u>^</u>

 $T_{2}$ 

 $R_4$ 

# 5.7.2 仿真

#### 1. 交越失真

仿真图如图 5-38(a)所示。通过 DC 扫描,可以得到互补输出电路的电压传输特性,如 图 5-38(b)所示。可以看出,当 Q<sub>1</sub> 或 Q<sub>2</sub> 导通时,曲线的斜率近似为 1,仿真测试约为 0.989, 这等同于射极跟随器,而当输入电压在 0 附近(零点几伏的范围内)时,Q<sub>1</sub> 或 Q<sub>2</sub> 输出电压为



图 5-38 互补输出电路的仿真图及直流电压传输特性、输入和输出波形

零,由此产生交越失真。在输入正弦波时,出现了交越失真的输出波形,如图 5-38(c)所示。其中输入电压的幅值为 3V,输出电压的幅值约为 2.3V,相比之下,不仅后者的幅值比前者小了约 0.7V,而且正负半周的衔接处还有交越失真。

除上述消除交越失真的方法以外,下面通过仿真再介绍两种方法。

(1)集电极一基极短接的 NPN 和 PNP 偏置。仿真图如图 5-39(a)所示。图中, $Q_1$  和  $Q_2$  相同, $Q_3$  和  $Q_4$  相同。输入、输出波形如图 5-39(b)所示。其中,下波形为输入波形,上波形为输出波形,输出波形没有明显的交越失真。



图 5-39 集电极一基极短接的 NPN 和 PNP 偏置仿真图及其输入、输出波形

(2) 射极跟随器偏置。仿真图如图 5-40(a)所示,输入、输出波形如图 5-40(b)所示。其中,下波形为输入波形,上波形为输出波形,输出波形没有明显的交越失真。



(b) 输入、输出波形

图 5-40 射极跟随器偏置的互补输出电路仿真图及其输入、输出波形

#### 2. 准互补输出电路

仿真图如图 5-41(a)所示。先不接信号源,即静态调整。调整  $R_2$  为 0.85kΩ,测得输出管的集电极电流约为 4.23mA,即使之处于微导通状态。再接入幅值为 2V、频率为 1kHz 的正 弦波信号,输出信号波形如图 5-41(b)所示。比较输入与输出波形,后者已无明显的交越失 真,测得失真度为 1.488%。





#### Пa 紀理

5.8

应用电路

微课视频



基于差分电路和共射电路,设计一个电压放大电路。要求: (1) 当输入电压为零时,输出电压也为零。 (2) 电路的总电压增益  $A_v > 600 \text{ dB}$ 。

(3) NPN 管 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 选用 2N2221( $\beta$ =70),T<sub>3</sub> 选用 2N2222( $\beta$ =153),PNP 管 T<sub>4</sub> 选用 2N3906( $\beta$ =120)。取 V<sub>CC</sub>=V<sub>EE</sub>=15V,I<sub>C3</sub>=0.2mA,R<sub>2</sub>=10k $\Omega$ ,D<sub>Z</sub> 为 5.1V 稳压管。

# 5.8.1 电路

电路如图 5-42 所示。其中,T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>、T<sub>3</sub> 组成带 恒流源的差分放大电路;T<sub>3</sub>、D<sub>2</sub>、R<sub>5</sub> 和 R<sub>6</sub> 构成恒 流源电路;T<sub>4</sub> 为一级共射放大电路,它不仅完成了 对差分放大级输出信号的进一步放大,而且还以单 出的形式输出信号。因此,该电路为单入单出形式。

#### 1. 静态分析

由设计要求可知,  $I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2}I_{C3} = 0.1 \text{mA}$ ,



图 5-42 差分一共射放大电路

于是

$$R_{6} = \frac{V_{Z} - V_{BE3}}{I_{C3}} = \frac{5.1 - 0.7}{0.2} = 22 \mathrm{k}\Omega$$

取 $I_{\rm D}$ =10mA,则

$$R_{5} = \frac{V_{\text{EE}} - V_{Z}}{I_{\text{D}}} = \frac{15 - 5.1}{10} \approx 1 \text{k}\Omega$$

$$I_{\text{R2}} = \frac{V_{\text{BE4}}}{R_{2}} = \frac{0.7}{10} = 0.07 \text{mA}$$

$$I_{\text{B4}} = I_{\text{C1}} - I_{\text{R2}} = 0.1 - 0.07 = 0.03 \text{mA}$$

$$I_{\text{C4}} = \beta I_{\text{B4}} = 120 \times 0.03 = 3.6 \text{mA}$$

$$V_{\text{EE}} = \frac{15}{15} = 0.07 \text{mA}$$

由设计要求,有 0= $I_{C4}R_4 - V_{EE}$ ,故  $R_4 = \frac{V_{EE}}{I_{C4}} = \frac{15}{36} \approx 4.17 \text{k}\Omega$ 

#### 2. 动态分析

这是一个两级放大电路,第一级为单入单出差分放大电路,故其电压增益为

$$A_{v1} = -\frac{1}{2} \frac{\beta_1 (R_2 // r_{be4})}{R_1 + r_{be1}}$$

第二级为共射放大电路,故其电压增益为

$$A_{v2} = -\frac{\beta_4 R_4}{r_{be4}}$$

其中,

$$r_{\rm be1} = 300 + (1 + \beta_1) \frac{26}{I_{\rm E1}} = 300 + (1 + 70) \times \frac{26}{0.1} = 18.76 \,\mathrm{k\Omega}$$
$$r_{\rm be4} = 300 + (1 + \beta_4) \frac{26}{I_{\rm E4}} = 300 + (1 + 120) \times \frac{26}{3.6} \approx 1.17 \,\mathrm{k\Omega}$$

所以,有

$$A_{v2} = -\frac{\beta_4 R_4}{r_{\rm he4}} = -\frac{120 \times 4.17}{1.17} = -428$$

由设计要求可知, $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = 600$ ,故 $A_{v1} = \frac{A_v}{A_{v2}} = \frac{600}{-428} = -1.4$ 

由此,可得

$$R_{1} = -\frac{1}{2} \frac{\beta_{1} (R_{2} / / r_{be4})}{A_{v1}} - r_{be1} = \frac{70 \times (10 / / 1.17)}{2 \times 1.4} - 18.76 \approx 7.4 \text{k}\Omega$$

考虑到理论计算的偏差, $R_1$ 可适当取值小一些,从而有利于提高第一级电压增益  $A_{v1}$  的值, 使总电压增益  $A_v$  不小于 600。因此取  $R_1 = 2.4 \text{k}\Omega$ 。

# 5.8.2 仿真

差分一共射放大电路仿真图如图 5-43(a)所示。

仿真时,首先调整静态参数。令 $v_i = 0$ ,测 $I_{C3}$ 是否符合要求,实测 $I_{C3} = 0.206$ mA。测量此时的输出电压是否为零,若不为零,则可适当调整 $R_4$ 的值。

当  $R_4 = 4.601 \text{k}\Omega$ ,  $I_{C4} = 3.26 \text{ mA } \text{时}$ ,  $V_0 = 141 \mu V$ , 已基本上满足设计要求。

在输入端加入适当大小的正弦波信号(如 0.2mV),频率为 1kHz,用示波器观察输出波形,在不失真情况下,测量输出电压  $v_o$  的值,从而求得  $A_v$  的值。实测  $v_o$  的峰值为 125.5mV,即  $A_v = 125.5/0.2 = 627.5$ ,符合设计要求。输出波形如图 5-43(b)所示。



图 5-43 差分—共射放大电路仿真图及其输出波形