

线性固体电路

(一)

北京无线电器件厂

1970.7.

毛 主 席 语 录

备战、备荒、为人民。

自力更生，艰苦奋斗，破除迷信，解放思想。

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。

前 言

为了适应生产发展的需要，我们将根据本厂生产的线性固体电路编写一系列资料。这些资料总名称定为“线性固体电路”。

这些资料是为我厂从事线性固体电路生产工艺的同志服务的。用以作为他们了解有关线路知识的一般参考资料。同时，对于使用我厂线性固体电路的同志，也是作为他们在使用时，了解产品性能的一般参考。

在这一份资料里，我们首先介绍一下差分放大器的一般基本论理知识，然后结合我厂生产的线性固体电路宽频带差分放大器 BG302 作较详细的介绍。

第一节 差分放大器的基本知识

§1 引言

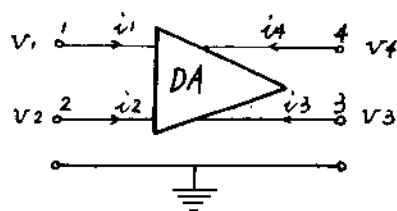
差分放大器是一种具有两个输入端的放大器。它的输出端可以是单端、也可以是平衡对称的输出。这类放大器一般具有很大的通用性，是一类很重要的电子器件。它在无线电电子工业和现代国防建设上有很大的意义。差分放大器可以用来作直流放大器，交流放大器。同时，根据运算特点，可以外加相应的反馈元件，而构成积分器，微分器，加法器等运算单元作运算放大器用。此外，差分放大器还可用作测量放大、视频放大，振荡器。以及其他一些用途。使用范围甚为广泛。

差分放大器的最重要特征，也是对此类放大器的最基本要求，是要它对输入信号的差模（信号差值）能加以放大，而对于输入信号的共模（正比于信号的和值）能加以抑制。

差分放大器由于是采用差动输入的形式，因此，它的输入级要求晶体管特性很一致。而在固体电路生产中是比较容易实现这一点的。所以，差分放大器是一种很适合于作用固体电路的电路型式。

§2 差分放大器的一般理论

差分放大器作为一个多端网络，可以用图 1-1 来表示：



图中:

端子 1, 2 为输入端, 3, 4 为输出端

v_1, v_2, v_3, v_4 分别为各相应端子对地电压

i_1, i_2, i_3, i_4 为流入各端子的电流

用节点电压法我们可以写出它的电路方程:

图 1-1 差分放大器作为多端网络

$$(1) \begin{cases} i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 + y_{13}v_3 + y_{14}v_4 \\ i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 + y_{23}v_3 + y_{24}v_4 \\ i_3 = y_{31}v_1 + y_{32}v_2 + y_{33}v_3 + y_{34}v_4 \\ i_4 = y_{41}v_1 + y_{42}v_2 + y_{43}v_3 + y_{44}v_4 \end{cases}$$

由这个方程组, 便可以求得差分放大器的各个主要动态特性参数。

(一) 求开环电压增益 G_{OL} 及共模抑制比 $CMRR$ 。为了简便, 设放大器为空载, 则 i_3, i_4 都等于零。这样, 由方程组 (1) 的后两式可以解得 v_3, v_4 。

$$(2) \begin{cases} v_3 = H_{31}v_1 + H_{32}v_2 \\ v_4 = H_{41}v_1 + H_{42}v_2 \end{cases}$$

其中:

$$(3) \begin{cases} H_{31} = (y_{41}y_{34} - y_{31}y_{44}) / (y_{33}y_{44} - y_{34}y_{43}) \\ H_{32} = (y_{42}y_{34} - y_{32}y_{44}) / (y_{33}y_{44} - y_{34}y_{43}) \\ H_{41} = (y_{31}y_{43} - y_{41}y_{33}) / (y_{33}y_{44} - y_{34}y_{43}) \\ H_{42} = (y_{32}y_{43} - y_{42}y_{33}) / (y_{33}y_{44} - y_{34}y_{43}) \end{cases}$$

从方程 (2) 不难理解参 H 数的意义。比如: H_{42} 就是输入端子 1 接地时, 端子 2 到 4 的电压放大系数。其余可类推。

但是用四个 H 参数来描述差分放大器并不方便。为了明确地描述差分放大器的特性, 可作如下变换, 令:

$$(4) \begin{cases} v_{cm} = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) \\ v_{dm} = \frac{1}{2}(v_1 - v_2) \end{cases}$$

将方程 (4) 代入 (2), 就可得到:

$$(5) \begin{cases} v_3 = (G_{cc} - G_{dc})v_{cm} + (G_{cd} - G_{dd})v_{dm} \\ v_4 = (G_{cc} + G_{dc})v_{cm} + (G_{cd} + G_{dd})v_{dm} \end{cases}$$

其中

$$(6) \begin{cases} G_{dd} = \frac{1}{2}(H_{41} + H_{32} - H_{42} - H_{31}) \\ G_{cc} = \frac{1}{2}(H_{41} + H_{32} + H_{42} + H_{31}) \\ G_{cd} = \frac{1}{2}(H_{41} + H_{31} - H_{42} - H_{32}) \\ G_{dc} = \frac{1}{2}(H_{41} + H_{42} - H_{31} - H_{32}) \end{cases}$$

变换以后的方程(5)把输出端的电压与输入端电压的和值及差值联系起来, 因此, 它比方程(2)在描述差分放大器特性方面, 有更恰当的意义。

根据方程(5), 若放大器是单端输出, 则输出电压就是 v_3 , v_4 。若是平衡对称输出, 则输出电压为 v_3 与 v_4 之差。因之, 可以再令:

$$(7) \begin{cases} U_{cm} = \frac{1}{2}(v_3 + v_4) \\ U_{dm} = \frac{1}{2}(v_3 - v_4) \end{cases}$$

并将(5)代入(7)式即可得:

$$(8) \begin{cases} U_{cm} = G_{cc}v_{cm} + G_{cd}v_{dm} \\ U_{dm} = G_{dc}v_{cm} + G_{dd}v_{dm} \end{cases}$$

从方程(8)我们不难了解 G 参数的意义:

G_{dd} ——差模增益

G_{cc} ——共模增益

G_{dc} ——共模到差模的转换增益

G_{cd} ——差模到共模的转换增益

对于差分放大器, 一个主要的要求是: 希望它的输出信号中只包含输入信号之差的信息。在单端输出时, 输出信号是 v_3 , v_4 ; 在平衡输出时, 输出信号就是 U_{dm} 。所以, 从方程(5)及(8)可知, 为满足上述要求, 即欲使输出信号只包含 v_{dm} 的贡献, 必须要使 G_{dd} 尽可能的大, 并希望:

$$G_{dc} = 0 \quad G_{cc} = 0$$

由式(2)知, 如果电路结构对称, 元件参数平衡, 就应有:

$$\begin{cases} H_{41} = H_{32} \\ H_{31} = H_{42} \end{cases}$$

把它代入式(6), 即可得到:

$$(9) \begin{cases} G_{dd} = H_{41} - H_{42} = H_{41} - H_{31} \\ G_{cc} = H_{41} + H_{42} = H_{41} + H_{31} \\ G_{cd} = 0 \\ G_{dc} = 0 \end{cases}$$

由此可知, 采用平衡对称电路, 可以使 G_{cd} 及 $G_{dc} \rightarrow 0$, 但是还不能使 $G_{cc} \rightarrow 0$, 欲使 $G_{cc} \rightarrow 0$, 必须令 $H_{41} = -H_{31}$, 为此需采用深度的共模负反馈。但是实际的电路总不能是绝对平衡的, 负反馈的深度也不可能是无限的。因此, G_{cc} 和 G_{dc} 都不会真正为 0, 仍有一定的数值。但是单靠 G_{cc} 与 G_{dc} 本身还不能说明差分放大器在共模背景中分辨出差模信号的能力。既然差分放大器要求输出信号中只含差模分量, 而实际上又不可能完全实现, 因此, 一旦共模分量超过差模分量时, 差模信息就被掩盖。所以, 我们可以用使输出信号中差模分量与共模分量相等时, 所需加给输入端的共模信号与差模信号之比值来作为差分放大器的分辨力之量度, 这就是共模抑制比 $CMRR$ 。

下面我们就来讨论, 在单端输出及平衡对称输出两种情况下的共模抑制比。

由式(5)并式(4)可以得到,

$$(10) \quad v_4 = \frac{1}{2}(G_{cd} + G_{dd})(v_1 - v_2) + \frac{1}{2}(G_{cc} + G_{dc})(v_1 + v_2)$$

对实际的电路而言, $G_{dd} \gg G_{cd}$

故(10)式可化为:

$$(11) \quad v_4 = \frac{G_{dd}}{2}(v_1 - v_2) + \frac{1}{2}(G_{cc} + G_{dc})(v_1 + v_2)$$

由于实际的差模信号就是 $v_1 - v_2$, 而共模信号则是 $\frac{1}{2}(v_1 + v_2)$, 因此, 从式(11), 根据共模抑制比的定义, 可得:

$$(12) \quad CMRR = \frac{G_{dd}/2}{G_{cc} + G_{dc}} \approx \frac{G_{dd}/2}{G_{cc}}$$

式(12)就是单端输出的情况下的共模抑制比, 不难看出, 其中 $G_{dd}/2$ 就是单端输出情况下的开环电压增益 G_{OL} , 所以:

$$(13) \quad G_{OL} = G_{dd}/2$$

在平衡对称输出的情况下, 输出为 $v_4 - v_3$,

从(4)和(5)式可得:

$$(14) \quad v_4 - v_3 = 2G_{dc}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right) + G_{dd}(v_1 - v_2)$$

同理可得在平衡对称输出下的开环增益及共模抑制比。

$$(15) \quad G_{OL} = G_{dd}$$

$$(16) \quad CMRR = G_{dd}/2 G_{cc}$$

比较(13)和(15), (12)和(16)可知, 单端输出时, 开环增益小一倍, 而共模抑制比:

$$CMRR = \frac{G_{dd}}{2G_{dc}} \frac{1}{1 + (G_{cc}/G_{dc})}$$

也较平衡输出的小一个因子 $\left(\frac{1}{1+G_{cc}/G_{dc}}\right)$ 。

(二) 输入阻抗

首先计算输出空载时的差模输入阻抗, 将式(2)代入式(1)中之前两式可得:

$$(17) \begin{cases} i_1 = (y_{11} + y_{13}H_{31} + y_{14}H_{41})v_1 + (y_{12} + y_{13}H_{32} + y_{14}H_{42})v_2 \\ i_2 = (y_{21} + y_{23}H_{31} + y_{24}H_{41})v_1 + (y_{22} + y_{23}H_{32} + y_{24}H_{42})v_2 \end{cases}$$

计算差模特性时, 不失一般性, 可令 $v_2=0$ (或 $v_1=0$)

故有:

$$(18) \begin{cases} i_1 = (y_{11} + y_{13}H_{31} + y_{14}H_{41})v_1 \\ i_2 = (y_{21} + y_{23}H_{31} + y_{24}H_{41})v_1 \end{cases}$$

所以, 当输出空载时的输入阻抗 Z_{inDM} 为:

$$(19) \quad Z_{inDM}^{-1} = y_{11} + y_{13}H_{31} + y_{14}H_{41}$$

输出短路, 即 $v_3=v_4=0$ 时, 从式(4)即可得输入阻抗 Z_{in}

$$(20a) \quad Z_{inDM}^{-1} = Y_{11}$$

在共模输入情况下, $v_1=v_2$, $i_{in}=i_1+i_2$ 由方程(1)可得空载时之共模输入阻抗 Z_{inCM} 为:

$$(20b) \quad Z_{inCM}^{-1} = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$$

§3 基本差分放大器的动态特性

最基本的差分放大器电路如图 1-2 所示。

其中: 负载电阻 R_C 一般在 2—20K 范围内, R_E 为共模负反馈电阻, 一般为数十千欧, 往往用恒流源来代替。

下面我们根据这个基本电路来求它的动态特性参数。

(一) 开环增益 G_{OL} 和共模抑制比 $CMRR$

由图 1-2 的电路可以写出下面基本方程:

$$(21) \quad i_1 = \frac{v_1 - v_E}{r_{bb'} + (1 + \beta_1)(r_e + R_{e1})}$$

$$(22) \quad i_2 = \frac{v_2 - v_E}{r_{bb'} + (1 + \beta_2)(r_e + R_{e2})}$$

$$(23) \quad i_{c1} = \beta_1 i_1$$

$$(24) \quad i_{c2} = \beta_2 i_2$$

$$(25) \quad v_4 \cong -i_{c1}R_{c1}$$

$$(26) \quad v_3 \cong -i_{c2}R_{c2}$$

$$(27) \quad v_E \cong R_E[(1 + \beta_1)i_1 + (1 + \beta_2)i_2]$$

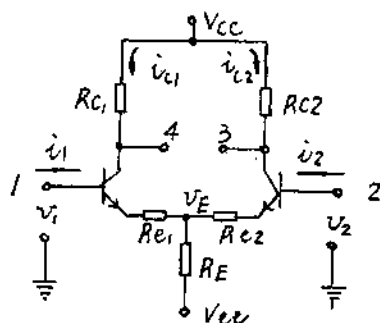


图 1-2 基本差分放大器电路

根据这些基本方程式并考虑到 $R_E \gg [r_{bb'} + r_e(1 + \beta)]$, $\beta \gg 1$, 不难求得:

$$(28) \quad G_{da} \approx \frac{R_{c1} + R_{c2}}{R_{e1} + R_{e2} + r_{e1} + r_{e2} + r_{bb1}'/\beta + r_{bb2}'/\beta}$$

$$(29) \quad G_{cc} \approx \frac{-[R_{c2}(r_{e1} + R_{e1} + r_{bb1}'/\beta_1) + R_{c1}(r_{e2} + R_{e2} + r_{bb2}'/\beta_2)]}{2R_E(R_{e1} + R_{e2} + r_{e1} + r_{e2} + r_{bb1}'/\beta_1 + r_{bb2}'/\beta_2)}$$

$$(30) \quad G_{dc} \approx \frac{R_{c2}(r_{e1} + R_{e1} + r_{bb1}'/\beta_1) - R_{c1}(r_{e2} + R_{e2} + r_{bb2}'/\beta_2)}{2R_E(r_{e1} + r_{e2} + R_{e1} + R_{e2} + r_{bb1}'/\beta_1 + r_{bb2}'/\beta_2)}$$

对于平衡对称电路应有:

$$R_{c1} = R_{c2}, \quad R_{e1} = R_{e2}, \quad r_{e1} = r_{e2}, \quad r_{bb1}' = r_{bb2}', \quad \beta_1 = \beta_2$$

利用这些条件可简化上式而得:

$$G_{da} \approx \frac{R_c}{R_e + r_e + r_{bb}'/\beta}$$

$$G_{cc} \approx -\frac{R_c}{2R_E}$$

$$G_{dc} \approx \frac{R_c}{4R_E} \left(\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta r_{ib}}{r_{ib}} \right)$$

这里:

$$(31) \quad r_{ib1} = R_{e1} + r_{e1} + r_{bb1}'/\beta_1$$

$$(32) \quad r_{ib2} = R_{e2} + r_{e2} + r_{bb2}'/\beta_2$$

$$(33) \quad R_c = \frac{1}{2}(R_{c1} + R_{c2})$$

$$r_{ib} = \frac{1}{2}(r_{ib1} + r_{ib2})$$

$$\Delta r_{ib} = r_{ib1} - r_{ib2} = \Delta R_e + \Delta r_e + \Delta r_{bb}'/\beta - r_{bb}'\Delta\beta/\beta$$

由(31)(32)及(33)等式, 并根据(12)(13), 及(15)(16)诸式可算得 G_{OL} 及 $CMRR$ 如次:

对于平衡对输出, 有:

$$(34) \quad G_{OL} = \frac{R_c}{R_e + r_e + r_{bb}'/\beta}$$

$$CMRR = \frac{2R_E}{R_e + r_e + r_{bb}'/\beta} \cdot \left(\frac{\Delta R_c}{R_c} - \frac{\Delta r_{ib}}{r_{ib}} \right)$$

对于单端输出, 有:

$$(36) \quad G_{OL} = \frac{R_c}{2(r_e + R_e + r_{bb}'/\beta)}$$

$$(37) \quad CMRR = \frac{R_E}{R_e + r_e + r_{bb}' / \beta}$$

(二) 输入阻抗

由前面的方程计算可得:

$$y_{11} = [(R_E + r_{e2} + R_{e2})(1 + \beta_2) + r_{bb2}'] / R^2 \approx R_E(1 + \beta_2) / R^2$$

$$y_{12} = -R_E(1 + \beta_2) / R^2$$

$$y_{13} = y_{14} = 0 \text{ (假定晶体管等效电路中 } r_c = \infty \text{)}$$

$$y_{21} = -R_E(1 + \beta_1) / R^2$$

$$y_{22} = [(R_E + r_{e1} + R_{e1})(1 + \beta_1)] / R^2 \approx R_E(1 + \beta_1) / R^2$$

$$y_{23} = y_{24} = 0$$

其中:

$$R^2 \equiv R_E(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) \left(R_{e1} + R_{e2} + r_{e1} + r_{e2} + \frac{r_{bb1}'}{1 + \beta_1} + \frac{r_{bb2}'}{1 + \beta_2} \right)$$

因此根据(19)及(20_a)(20_b)可得到

$$(38) \quad Z_{inDM} = \frac{1}{y_{11}} = (1 + \beta_1) \left(R_{e1} + R_{e2} + r_{e1} + r_{e2} + \frac{r_{bb1}'}{1 + \beta_1} + \frac{r_{bb2}'}{1 + \beta_2} \right)$$

$$Z_{inCM} = (1 + \beta_1) R_E \quad (\text{假定 } \beta_1 = \beta_2)$$

§4 基本差分放大器的静态特性

(一) 失调电压, 失调电流

为了讨论差分放大器的静态特性, 把它的静态工作电路图示于图 1-3。

对于图 1-3 可以近似写出下列方程

$$(40) \quad V_{BE1} + R_{b1}(I_{b1} - I_{c1}) + R_{e1}(1 + \beta_1)I_{b1} \\ = V_{BE2} + R_{b2}(I_{b2} - I_{c2}) + R_{e2}(1 + \beta_2)I_{b2}$$

$$(41) \quad I_{b1} \approx I_{EB0} e^{A(V_{BE1} - V_{i1})}$$

$$(42) \quad I_{b2} \approx I_{EB0} e^{A(V_{BE2} - V_{i2})}$$

式中

$$\begin{cases} A = \frac{q}{KT} \\ V_i \text{ 为发射结的接触电势} \end{cases}$$

$$(43) \quad V_{e3} \equiv V_0 = R_{c2}I_{c2} - R_{c1}I_{c1} \\ = R_{c2}(\beta_2 I_{b2} + I_{c22}) - R_{c1}(\beta_1 I_{b1} + I_{c11}) \\ \approx \beta_2 R_{c2}I_{b2} - \beta_1 R_{c1}I_{b1}$$

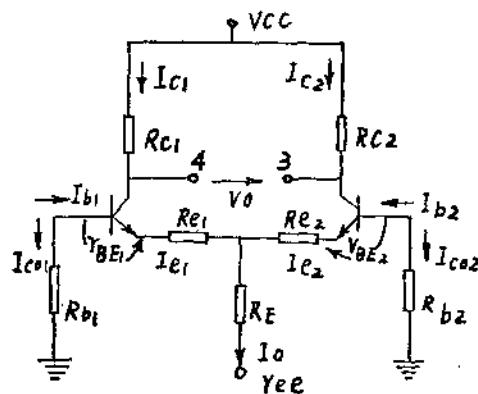


图 1-3

当电路参数完全对称时, 输出电压 $V_o=0$, 但实际的放大器中, 电路参数总是难免有分散性的。因此, $V_o \neq 0$, 称为输出失调电压。将 V_o 除以该放大器的放大倍数, 折算到输入端, 称为输入失调电压 V_{OS} 。

令 β 为 β_1 和 β_2 的平均值, R_c 为 R_{c1} 和 R_{c2} 的平均值, I_b 为 I_{b1} 和 I_{b2} 的平均值。若各量与其平均值相差不大, 则(43)式可近似为: (略去 Δ 的二次及三次项)

$$(44) \quad V_o = \beta R_c I_b \left(-\frac{\Delta\beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} + \frac{\Delta I_b}{I_b} \right)$$

其中: $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$, $\Delta R_c = R_{c2} - R_{c1}$,

$$\Delta I_b = I_b - I_{b1}$$

(44) 式中 ΔI_b 应该用电路参数表示, 为此, 利用(41)(42)式, 令 V_{BE} 为 V_{BE1} 和 V_{BE2} 的平均值, V_i 为 V_{i1} 和 V_{i2} 的平均值, 则当: $\Delta(V_{BE} - \Delta V_i) < 1$ 时, ΔI_b 近似为:

$$(45) \quad \Delta I_b \cong I_b \Delta (V_{BE} - \Delta V_i)$$

其中

$$\begin{cases} \Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} \\ \Delta V_i = V_{i1} - V_{i2} \end{cases}$$

将(45)式代入(44)式可得:

$$(46) \quad V_o = \beta R_c I_b (\Delta\beta/\beta + \Delta R_c/R_c - \Delta\Delta V_i + \Delta\Delta V_{BE})$$

剩下的问题就是要把 ΔV_{BE} 求出来, 这可以从式(40)把 ΔV_{BE} 表示成为电路参数, 再利用式(45)消去其中的 ΔI_b 即可得:

$$(47) \quad \Delta V_{BE} = \frac{(I_{co} - I_b) \Delta R_b + R_b \Delta I_{co} - I_e \Delta R_e - I_e R_e \frac{\Delta\beta}{\beta} + \Delta I_b [R_b + (1 + \beta) R_e] \Delta V_i}{1 + \Delta I_b [R_b + (1 + \beta) R_e]}$$

其中: $\Delta R_b = R_{b2} - R_{b1}$, $\Delta R_e = R_{e2} - R_{e1}$, $\Delta I_{co} = I_{co2} - I_{co1}$

把式(47)代入式(46)即得:

$$(48) \quad V_o = \beta R_c I_b \left[\left(-\frac{\Delta\beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) + \frac{(I_{co} - I_b) \Delta R_b + R_b \Delta I_{co} - I_e \Delta R_e - I_e R_e \frac{\Delta\beta}{\beta} - \Delta V_i}{1 + \Delta I_b [R_b + (1 + \beta) R_e]} \right]$$

因为 $G_{OL} = R_c / (r_e + r_{bb'} / \beta) \approx R_c / r_e = \Delta I_e R_c$, 而折算到输入端的输入失调电压 $V_{OS}(R_b) = V_o / G_{OL}$ (V_{OS} 是 R_b 的函数)。所以:

$$(49) \quad V_{OS}(R_b) = -\frac{1}{\Delta} \left(-\frac{\Delta\beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) - \frac{I_b \Delta R_b + I_e \Delta R_e + I_e R_e \frac{\Delta\beta}{\beta} - R_b \Delta I_{co} + \Delta V_i}{1 + \Delta I_b R_b + \Delta I_e R_e}$$

不过, 通常所指的失调电压是指 $R_b \rightarrow 0$ 的条件下的 V_{OS} , 因此我们令(49)式中的 $R_b =$

0, $\Delta R_b = 0$ 则可得:

$$(50) \quad V_{OS} = \frac{1}{A} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) - \frac{R_e I_e (\Delta R_e / R_e + \Delta \beta / \beta) + \Delta V_i}{1 + A I_e R_e}$$

利用(50)(49), 根据失调电流的定义, $I_{OS} = [V_{OS}(R_b) - V_{OS}(0)] / R_b$ 即可得:

$$(51) \quad I_{OS} = \frac{I_b \frac{\Delta R_b}{R_b} - \Delta I_{co}}{1 + A I_e R_e + A I_b R_b} + I_b \frac{A \left[\Delta V_i + R_e I_e \left(\frac{\Delta R_e}{R_e} + \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) \right]}{(1 + A I_b R_b + A I_e R_e)(1 + A I_e R_e)}$$

在 $I_e R_e A \ll 1$ 时(49)(50)(51)均可简化为:

$$(52) \quad V_{OS}(R_b) = \frac{1}{A} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) - (\Delta V_i + I_b \Delta R_b - R_b \Delta I_{co}) (1 + A I_b R_b)$$

$$(53) \quad V_{OS} = \frac{1}{A} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) - \Delta V_i$$

$$(54) \quad I_{OS} = \frac{-\Delta I_{co} + I_b \left\{ \frac{\Delta R_b}{R_b} + A \left[\Delta V_i + R_e I_e \left(\frac{\Delta R_e}{R_e} + \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) \right] \right\}}{1 + A I_b R_b}$$

其中: $A^{-1} = KT/q$, $\frac{K}{q} \cong 86 \mu V/^{\circ}C$, T 为绝对温度。

(二) 失调电压的调节

当差分放大器作直放放大器运用时, 由于失调电压的存在, 将使放大器在无输入信号时, 仍有输出。因此要采取调零措施。将 V_{OS} 调到零。从式(49)可找到四种调零的方法。

1. 调负载电阻 R_c , 如图 1-4 所示

在室温下, ΔR_c 每改变 10%, 可使 V_{OS} 改变:

$$\Delta V_{OS} = \frac{1/A}{10} = 2.6 \text{ mV}$$

2. 调发射极电阻 R_e , 如图 1-5 所示, 其调节范围为:

$$\Delta V_{OS} = I_e \Delta R_e$$

3. 调基极电阻 R_b , 如图 1-6 所示, 其调节范围为:

$$\Delta V_{OS} = I_b \Delta R_b$$

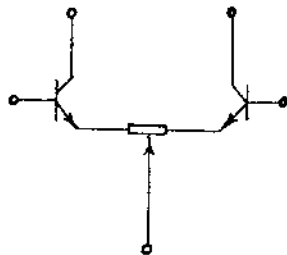


图 1-5

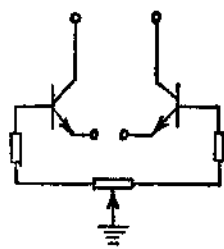


图 1-6

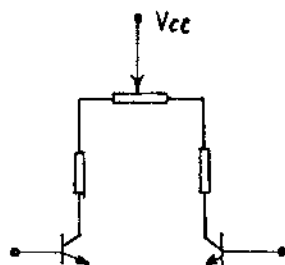


图 1-4

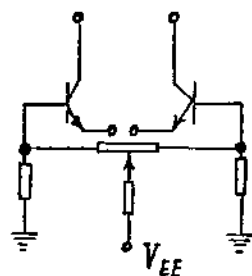


图 1-7

4. 加偏压, 如图 1-7, 调节范围

$$\Delta V_{OS} = -\frac{V_{es}}{R_b + R_v} R_b$$

第二节 宽频差分放大器 BG302 产品简介

上一节扼要的说明了有关差分放大器的基本理论知识, 因而对差分放大器有一个大致的了解。这一节, 我们就具体地把我国生产的宽频带差分放大器 BG302 作一个简要的分析。并结合产品的有关性能加以说明, 以此作为该产品的一个简介。

§1 宽频带差分放大器 BG302 概述

我厂生产的 BG302 宽频带差分放大器, 是一个专用性较强的产品。主要用于计算机中作磁心存储器的读数放大器用。但是, 它也可以用作视频放大, 中频放大, 比较器和振荡器等等。BG302 的电路如图 2-1 所示

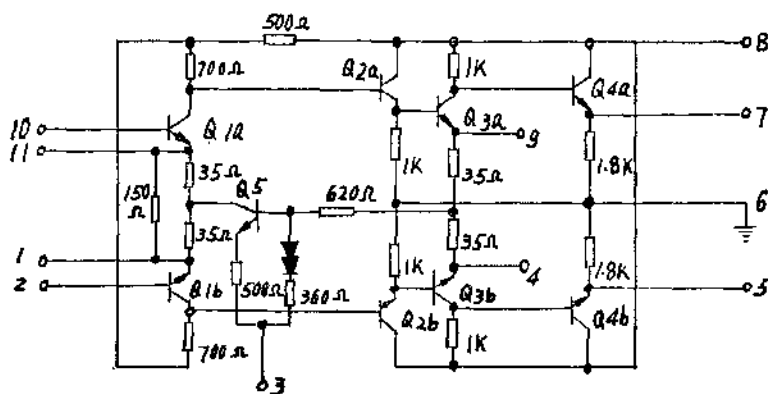


图 2-1

图中: Q_{1a} , Q_{1b} 连同恒流源 Q_5 , 构成差动输入级, 其中两个二极管是作温度补偿的, 以保证在较宽的温度范围内达到恒流。从而提高电路的温度稳定性。 Q_{2a} , Q_{2b} 是射极跟随器, 作隔离级, 使第二级不影响第一级的工作。 Q_{3a} , Q_{3b} 构成电压放大级, 保证电路有足够的电压增益。最后由 Q_{4a} , Q_{4b} 构成射极输出级, 这样一方面降低输出阻抗, 另一方面也具有电流放大作用, 以使电路有一定的负载能力。整个电路具有平衡对称的结构。

引出端共有 11 个。

1, 2 —— 作差动输入

5, 7 —— 作平衡对称或单端输出用

8 和 3 ——为正电源，负电源接线，

6，——为接地端

1 和 11，4 和 9 两对引出端是作频率补偿用的，在 1 和 11 之间，4 和 9 之间接上约 $50pF$ 左右的电容可以把频带适当地展宽。

BG 302 宽频带放大器的典型参数如下表所列：

参 数 名 称	符 号	单 位	测 试 条 件	典 型 值
电压增益	G_{VO}	db	$r_b=50\Omega$ ，测试频率 $1KC$ ， 单端输入，空载，单端测试	44
共模抑制比	$CMRR$	db	$r_b=50\Omega$ ，频率 $=1KC$ ， V_{in} $=1V$	80
折算到输入端相对失调电压	V_{OS}	mV	$r_b=50\Omega$ ，输出端开路	3
频带宽	Δf	MC	$r_b=50\Omega$ ，无补偿单端输入， 单端测试， $-3db$	15
注入基极电流	I_{ib}	μA	$r_b=50\Omega$	25
输入阻抗	R_{in}	$K\Omega$	$f=1KC$	8
输出阻抗	R_o	Ω	$f=1KC$	200
峰对峰输出电压	V_{PP}	V	$r_b=50\Omega$ ，频率 $1KC$ 单端输 入，空载，单端测试	4
直流输出电平	V_o	V	$r_b=50\Omega$ ，输出开路	3
正电源消耗电流	I_{CC}	ma	同上	15
负电源消耗电流	I_{EE}	ma	同上	10

BG302 在差模输入及其模输入下的静态电压传输特性示于下面的图 2-2 及图 2-3 中;
BG302 的管腿排列如图 2-4 所示

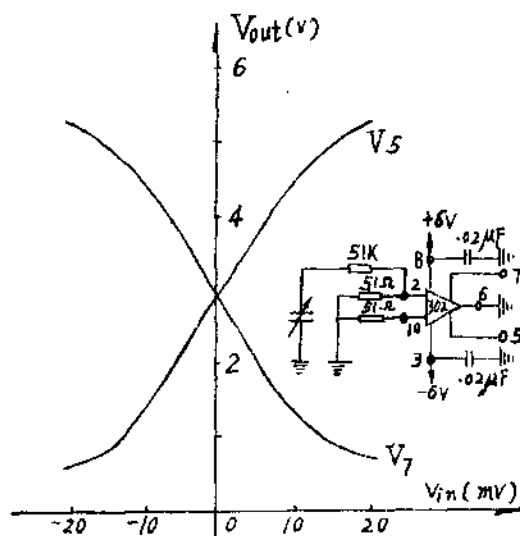


图 2-2 BG302 差模静态电压传输特性

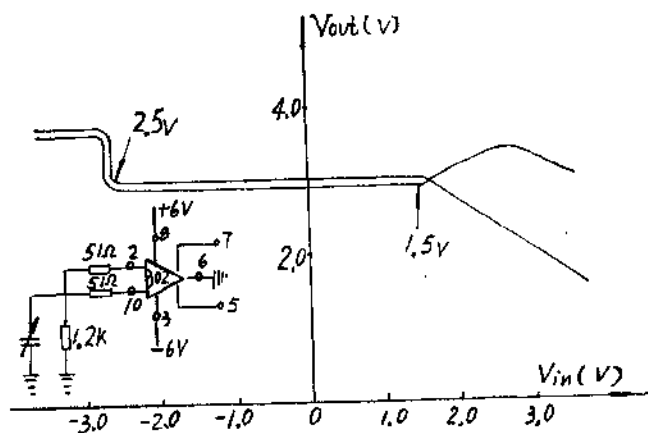


图 2-3 BG302 共模静态电压传输特性

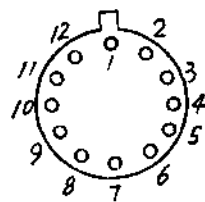
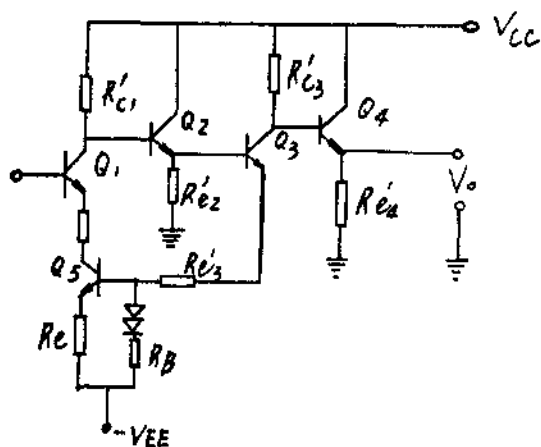


图 2-4 BG302 底视图

§2 BG302 直流工作点的计算

前面, 我们已把 BG302 的电路, 用途, 参数等作了粗略说明, 从图 2-1 所示 BG302 的电路看到, 它具有对称结构。

在作静态计算时，可设电路处在平衡状态，因而图 2-1 可简化为图 2-5。



图中：

$$\begin{aligned} R'_{c1} &= 850\Omega & R_e &= 500\Omega \\ R'_{c3} &= 500\Omega & R_B &= 360\Omega \\ R'_{e1} &= 900\Omega & R'_{e2} &= 500\Omega \\ R'_{e3} &= 638\Omega & & \end{aligned}$$

图 2-5

设各晶体管 EB 结的正向压降相同，且 β 足够大（因而 I_B 可忽略），则不难得到 Q_1 的集电极电压：

$$V_{c1} = \frac{V_{cc}}{1+k} - \frac{V_{cc} + \left(\frac{R'_{e3}}{R_B} - 3\right)V_{BE}}{1+1/k} \quad (2-1)$$

其中：

$$k = \frac{R'_{c1}}{R_e(1+R'_{e3}/R_B)}$$

由此可推出各级晶体管的集电极电流和电压：

$$I_{c1} = I_{c5} = \frac{V_{cc} - V_{c1}}{R_{c1}} \quad (2-2)$$

$$I_{c2} = \frac{V_{c1} - V_{BE}}{R'_{e2}} \quad (2-3)$$

$$I_{c3} = (I_{c5} - V_{BE}/R_e)R_e/R_B \quad (2-4)$$

$$V_{c3} = V_{cc} - I_{c3}R'_{c3} \quad (2-5)$$

$$I_{c4} = \frac{V_{c3} - V_{BE}}{R'_{c4}} \quad (2-6)$$

输出直流电平 V_0 ：

$$V_0 = V_{c3} - V_{BE} \quad (2-7)$$

将图 2-5 中的数据代入计算可得：

$$k = 0.615$$

$$\therefore V_{c1} = \frac{1}{1.615} [V_{cc} - 0.615V_{ee} + 0.755V_{BE}]$$

$$\text{当 } \begin{cases} V_{cc} = V_{ee} = 6V \\ V_{BE} = 0.7V \end{cases} \text{ 时:}$$

可得 $V_{c1} = 1.75$ 伏。

$$\text{因之: } I_{c1} = I_{c5} = \frac{V_{cc} - V_{c1}}{R'_{c1}} = 5\text{mA}$$

$$I_{c2} = \frac{V_{c1} - V_{BE}}{R'_{e2}} = 2.1\text{mA}$$

$$I_{c3} = I_{c5} \frac{R_e}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B} = 5\text{mA}$$

$$V_{c3} = V_{cc} - I_c R'_{c3} = 3.5 \text{ 伏。}$$

$$I_{c4} = (V_{c3} - V_{BE}) / R'_{e4} = 3.1\text{mA}.$$

总电流: $I_{cc} = I_{c1} + I_{c2} + I_{c3} + I_{c4} = 15.2\text{mA}$

$$I_{ee} = I_{c5} + I_{c3} = 10\text{mA}.$$

输出直流电平:

$$V_0 = V_{c3} - V_{BE} = 2.8 \text{ 伏。}$$

§3 动态参数的计算

1. 差模增益及 3db 带宽。

计算差模增益时, 图 2—1 可简化为下面的图 2—6 的电路。

图中:

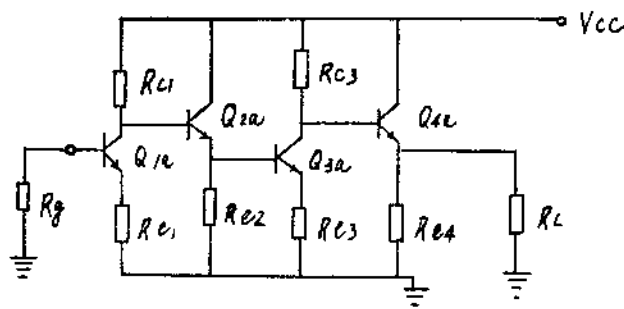


图 2-6

$$R_{c1} = 700\Omega$$

$$R_{e1} = 24\Omega$$

$$R_{e2} = 1K$$

$$R_{e3} = 35\Omega$$

$$R_{e4} = 1.8K$$

$$R_{c3} = 1K$$

在低频范围, 第一级增益:

$$G_{V1} \simeq \frac{R_{c1}}{r_{e1} + R_{e1}}$$

(2—8)

而 $r_{e1} = \frac{kT}{qI_{e1}}$, 前面我们经计算得到 $I_{e1} = 5\text{mA}$, 这是第一级差分对的总电流, 故每个晶体管为 2.5mA 。因此, 在常温下可算得 $r_{e1} = 10\Omega$ 。

$$\therefore G_{V1} = \frac{700}{35} = 20 \text{ 倍.}$$

第三级:

$$G_{V3} = \frac{1000}{35 + 10} = 22 \text{ 倍.}$$

因此低频下的总增益: $G_{V0} = G_{V1} \cdot G_{V3} = 440 \text{ 倍.}$ (差动输出)。

在高频下, 一级共射极放大器的增益如下:

$$G_V(f) = \frac{G_{V0}}{1 + jf/f_B} \quad (2-9)$$

这里, f_B 为增益 $G(f)$ 下降 3db 时的频率, 即带宽。

$$f_B = \frac{f_T}{\left(1 + \frac{r_b' + R_g}{r_e + R_e}\right) [1 + \omega_T C_c (R_L + r_e + R_e)]} \quad (2-10)$$

两级放大器级联总增益的 3db 带宽为:

$$f_B = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{(f_{B1}^2 + f_{B2}^2)^2 + 4f_{B1}^2 f_{B2}^2} - (f_{B1}^2 + f_{B2}^2)} \quad (2-11)$$

当两级各自的带宽相等时, 即 $f_{B1} = f_{B2}$ 时

$$f_B = \sqrt{\sqrt{2} - 1} f_{B1} \approx 0.64 f_{B1} \quad (2-12)$$

根据上述我们可以估算如下:

对第一级: 设 $R_g = 50\Omega$, $r_b = 30\Omega$, $f_T = 500\text{MC}$, $C_c = 2.0\text{pf}$

则可算得 $f_{B1} = 26\text{MC}$ 。

对第二级: 设 $R_g = 100\Omega$

则 $f_{B2} = 17\text{MC}$ 。

故可算得: $f_B = 13\text{MC}$

在保持增益 $G_{V0} = \frac{R_L}{r_e + R_e}$ 不变的条件下, 可以找到一个使带宽 f_B 为最大的最佳负载

R_{Lopt} 。

$$R_{Lopt} = \sqrt{\frac{R_g + r_b'}{\omega_T C_c} \cdot \frac{G_{V0}}{1 + 1/G_{V0}}} \quad (2-13)$$

此时, 相应最佳带宽 f_{Bopt} 为:

$$f_{Bopt} = \frac{f_T}{1 + \sqrt{\omega_T C_c (R_g + r_b') (1 + G_{V0})}} \quad (2-14)$$