

高等学校试用教材

电子线路基础

下 册

蓝鸿翔 陈瑞涛 编

高等教育出版社

高等学校试用教材

电子线路基础

下 册

蓝鸿翔 陈瑞涛 编

高等教育出版社

本书是根据一九七七年十月高等学校理科物理教材会议拟订的教材编写大纲编写的。

全书包括课堂教学部分《电子线路基础》(分上、下两册)和实验教学部分《电子线路基础实验》。本书为课堂教学部分的下册。

本书可作为综合大学和师范院校物理系无线电类专业的试用教材,也可供从事电子线路工作的工程技术人员参考。

本书原由人民教育出版社出版。1983年3月9日,上级同意恢复“高等教育出版社”。本书今后改用高等教育出版社名义继续印行。

3558/21

高等学校试用教材

电子线路基础

下 册

蓝鸿翔 陈瑞涛编

•
高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

北京顺义小店印刷厂印装

•
开本 850×1168 1/32 印张18.625 字数450,000

1982年5月第1版 1985年3月第4次印刷

印数26,901—32,800

书号15010·0394 定价3.75元

目 录

第五章 直流放大器	1
第一节 直流放大器的特点.....	1
第二节 差分放大器.....	10
第三节 调制型直流放大器.....	50
习题.....	62
第六章 集成运算放大器	67
第一节 集成运算放大器的一般结构.....	67
第二节 运算放大器的闭环特性.....	102
第三节 运算放大器的应用.....	137
附录 运算放大器的参数.....	170
习题.....	172
第七章 宽带放大器	176
第一节 三极管的高频特性.....	176
第二节 影响放大器高频特性的因素.....	184
第三节 宽带放大器的瞬态响应.....	187
第四节 放大器三种基本组态的频率特性.....	190
第五节 扩展放大器通频带的方法.....	208
第六节 多级宽带放大器.....	224
附录 (7-3-2)式的推导.....	226
习题.....	228
第八章 调谐放大器	230
第一节 调谐回路.....	232
第二节 单调谐放大器.....	253
第三节 双调谐放大器.....	264
第四节 参差调谐放大器.....	270
第五节 调谐放大器的稳定问题.....	273

习题	280
第九章 功率放大器	285
第一节 概述	285
第二节 甲类功率放大器	289
第三节 功率放大器失真的描述和计算	296
第四节 乙类推挽功率放大器	303
第五节 无输出变压器乙类推挽功率放大器	309
第六节 高频功率放大器	321
习题	331
第十章 场效应管放大电路	334
第一节 场效应管的偏置	334
第二节 场效应管的基本放大电路	341
第三节 常用场效应管放大器	349
习题	356
第十一章 正弦振荡器	359
第一节 振荡器的工作原理	359
第二节 LC 振荡器	377
第三节 RC 振荡器	403
第四节 频率合成技术	413
附录 范德堡(Van der pols)方程	422
习题	427
第十二章 晶体管的非线性运用	432
第一节 非线性电路的解析分析法	433
第二节 调幅与检波	441
第三节 调频与鉴频	468
第四节 变频电路	493
附录 讯号的频谱分析	505
习题	515
第十三章 电源供给	518
第一节 整流电路	518
第二节 平滑滤波电路	528

第三节 电子稳压器.....	543
第四节 直流变换器.....	574
、习题.....	584
参考书.....	588
后记.....	590

第五章 直流放大器

在实际的生产和科学实验中,常常要将一些变化极其缓慢(1Hz 或 1Hz 以下)的讯号予以放大。在这种场合必需应用直流放大器。

例如,在工业生产过程中,常常要将一些特征参数(如温度,流量,压力等)通过换能器变换为电讯号,然后将其放大,再进行适当的处理。这些特征参数的变化周期是很长的,从数秒到数天甚至更长。所以,相应的放大电路就要求有极好的低频特性。

又例如,人体(或生物体)的电讯号:心电讯号,脑电讯号,肌电讯号等,其变化周期也是较长的。为了检测、显示、控制这些身体电讯号,必须首先将它们放大。相应的放大电路也要求有极好的低频特性。

其他在物理、化学、生物、天文、地震、地质等领域中,也将遇到类似的问题。

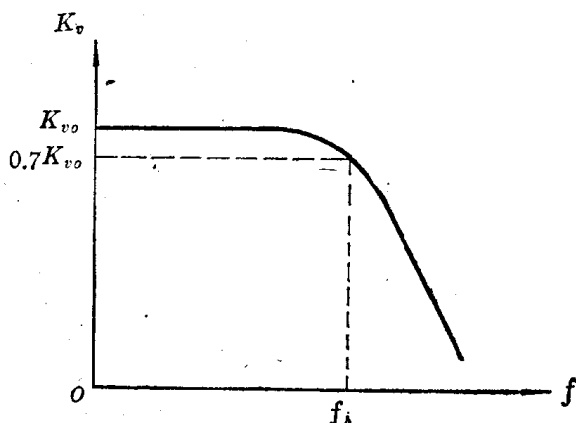
为了解决上述问题,利用第三章中讨论的阻容耦合放大电路,是不行的。由分析可知,若要求放大电路的低半功率点 f_L 为 1Hz , 则电路中的耦合电容 C_1 、 C_2 至少将为 $100\sim 200\mu\text{F}$, 发射极旁路电容 C_e 至少为几千 μF 。如果 f_L 进一步降低,则这些电容 (C_1 、 C_2 、 C_e) 还将继续加大。这将使整个电路的体积和成本都显著增加。这样的放大电路是不实用的。为此发展了直流放大器。

第一节 直流放大器的特点

凡是能将变化极其缓慢的(甚至直流的)微弱讯号进行有效放

大的放大器称为直流放大器。

直流放大器必需具有如图(5-1-1)所示的幅频特性曲线。在低频区始终是平坦的,在高频区半功率点频率为 f_h ,其大小将根据要求而决定。



图(5-1-1)

§ 1-1 直流放大电路的结构

直流放大电路的频响特性曲线如图(5-1-1)所示,为一低通特性曲线。在低频率区(直至 $\omega=0$),传输系数不变,为了使放大电路具有如此特性,电路中的级间耦合电容必需由电阻元件代替,三极管发射极旁路电容必需拆除。因此,也可以说,凡是采用电阻耦合(直接耦合)方式的放大电路,就是直流放大电路。

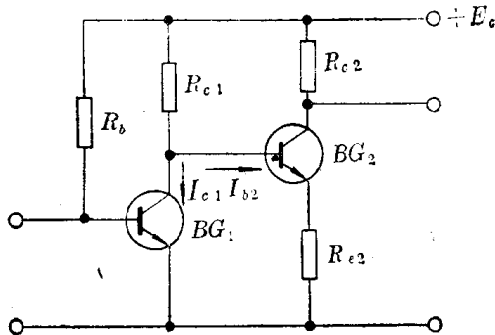
在任何放大电路中,总是同时存在着静态电压和电流、讯号电压和电流。由于电容的隔直流作用,在阻容耦合方式中,耦合电容一方面将前级的讯号耦合到下一级继续进行放大,另一方面又将前后二级的静态工作点互相隔离。而在直流放大器中,由于采用了电阻耦合方式,不仅前级的讯号可以通过电阻耦合到下一级,而且前后二级的静态工作点也是互相影响的。因此,在设计电阻

耦合电路时,不仅要注意讯号的传递,也要注意工作点的变化。这是直流放大器首先要解决的一个关键问题。

直流放大器的基本耦合方式有二种,其一为直接耦合,其二为互补耦合。

一、直接耦合

图(5-1-2)是一个直接耦合电路, BG_1 管的集电极直接接在



图(5-1-2)

BG_2 管的基极。通常 BG_2 管的基极电位 (即 BG_1 的集电极电位) 将高于 BG_2 正常的结电压 V_{be2} , 为了保证它能正常的工作, BG_2 管的发射极电位必需相应地升高, 其发射极必需接上适当的电阻 R_{e2} 。

由图可见, BG_2 管的静态基极电流 I_{b2} 为 ($I_{c1} \gg I_{b2}$):

$$I_{b2} = \frac{E_c - V_{be2} - I_{c1} R_{c1}}{R_{c1} + (1 + h_{fe2}) R_{e2}} \quad (5-1-1)$$

为了使三极管 BG_2 有确定的静态工作点 (I_{b2} , I_{c2} , V_{ce2}), 其发射极电阻 R_{e2} 应为:

$$R_{e2} = \frac{E_c - V_{be2} - (I_{c1} + I_{b2}) R_{c1}}{(1 + h_{fe2}) I_{b2}} \quad (5-1-2)$$

该电路总的二级电压放大倍数为 $K_v = K_{v1} \cdot K_{v2}$, 其中 K_{v1} 应考虑第二级输入阻抗的影响, 但由于 R_{e2} 的反馈作用 (第二级为电

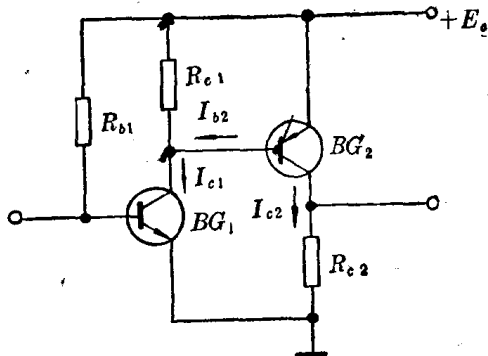
流串联负反馈), 它的输入阻抗较高, 只要满足条件 $R_{e1} \ll (1 + h_{fe2}) R_{e2}$, 则 $K_{v1} \doteq -\frac{h_{fe1} R_{c1}}{(R_s + h_{ie1})}$ 。同时, 由于深度的电流负反馈, 第二级电压放大倍数 $K_{v2} \doteq -\frac{R_{c2}}{R_{e2}}$ 。因此

$$K_v = K_{v1} \cdot K_{v2} \doteq \left(-\frac{h_{fe1} R_{c1}}{R_s + h_{ie1}} \right) \left(-\frac{R_{c2}}{R_{e2}} \right) = \frac{h_{fe1} R_{c1} R_{c2}}{R_{e2} (R_s + h_{ie1})} \quad (5-1-3)$$

二、互补耦合

图 (5-1-3) 是一种互补式的直接耦合电路。

我们知道, *NPN* 三极管和 *PNP* 三极管的偏置电压极性是相反的。将 *NPN* 管的集电极输出端与 *PNP* 管基极输入端直接联结后, 它们的直流电平将互相补偿, 较容易实现电平配合。



图(5-1-3)

如图所示, BG_1 管为 *NPN* 管, $v_{be1} \doteq 0.7V$; BG_2 管为 *PNP* 管, 其 $v_{be2} \doteq -0.7V$ 。显然

$$I_{b1} = \frac{E_c - V_{be1}}{R_{b1}}$$

$$I_{B_{e1}} = \frac{|V_{be2}|}{R_{c1}}$$

由图可见

$$I_{c1} = I_{R_{e1}} + I_{b2} = h_{fe1} I_{b1}$$

于是可得:

$$I_{b2} = h_{fe1} I_{b1} - I_{R_{e1}}$$

$$= h_{fe1} I_{b1} - \frac{|V_{be2}|}{R_{c1}} = \frac{h_{fe1}(E_c - V_{be1})}{R_{b1}} - \frac{|V_{be2}|}{R_{c1}}$$

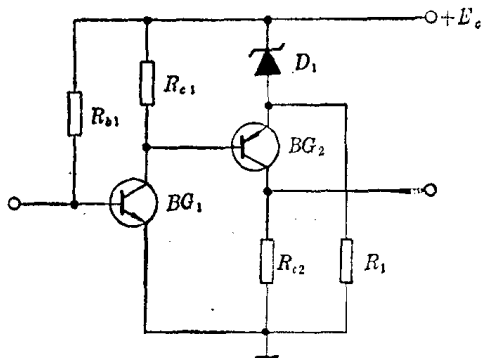
因此

$$\begin{cases} I_{c2} = h_{fe2} i_{b2} = h_{fe2} h_{fe1} \frac{E_c - V_{be1}}{R_{b1}} - h_{fe2} \frac{|V_{be2}|}{R_{c1}} \\ V_o = I_{c2} R_{c2} \end{cases} \quad (5-1-4)$$

若要求输出端直流电平为 $\frac{1}{2}E_c$ (处于中点处), 则可得:

$$R_{b1} = h_{fe1} \frac{E_c - V_{be1}}{\frac{E_c}{2h_{fe2}R_{c2}} + \frac{|V_{be2}|}{R_{c1}}} \quad (5-1-5)$$

在此电路中, BG_2 管的输入结电压等于 BG_1 管集电极电阻 R_{c1} 上的压降, 仅为零点几伏。所以 BG_1 管的工作电流不宜太大, 否则 I_{b2} 将显著增加, 使 BG_2 管饱和, 无法正常工作。为了克服此缺点, 可以采用图(5-1-4)所示的偏置电路, 在 BG_2 的发射极接一稳压管 D_1 , 其稳定电压为 V_{z1} , 以降低基极 b_2 的直流电平, 增加 R_{c1} 的端电压 ($V_{R_{c1}} = V_{z1} + |V_{be2}|$), 从而使 I_{c1} 适当加大, 以提高电路的增益。图中 R_1 是稳压管 D_1 的起动电阻。



图(5-1-4)

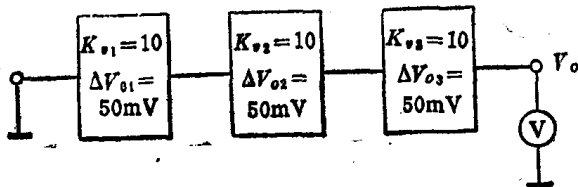
§ 1-2 直流放大电路的零点漂移

放大电路中采用了直接耦合方式后, 将要出现一系列新问题, 其中最突出的就是零点漂移问题。

由于三极管的某些参数(即穿透电流 I_{ceo} ; 结电压 V_{be} ; 电流放大系数 β)是随温度变化而变化的, 因此放大电路的静态工作点也必然要随温度变化而变化。在阻容耦合放大器中, 由于耦合电容

的隔直流作用,这种变化仅仅分别地影响各级的静态工作点,因此只要采取一些较简单的措施,使各级静态工作点 Q 的变化限制在一个较小的范围内,则它对放大电路的影响就很小。这些稳定静态工作点的措施,在本书第三章中已经详细讨论过了。

但是,在直流放大器中,情况要复杂得多。静态工作点(集电极静态电流 I_{CQ} ,集电极静态电压 V_{CEQ} 等)随温度的变化是一种缓慢的漂移变化,由于采用了直接耦合方式,这种缓慢的漂移变化将被耦合到下一级放大电路进行放大,因此,在多级放大器的输出端将出现很大的慢漂移。例如图(5-1-5)所示的三级直流放大器,若每一级电压放大倍数为10(倍),当环境温度变化后,每一级输出端电压均漂移了50mV。仅从单级的角度看,这个漂移并不算严重,因为它比集电极静态电压 V_{CEQ} 要小得多。但是,对于直流放大器,其输出级的总漂移电压 ΔV_o 。则为:



图(5-1-5)

$$\Delta V_o = \Delta V_{o1} \cdot K_{v2} \cdot K_{v3} + \Delta V_{o2} \cdot K_{v3} + \Delta V_{o3} = 5550\text{mV}$$

即输出端随温度变化漂移了5.5V以上。显然,这样大的漂移,将要严重影响放大电路的正常工作。

漂移对直流放大器的影响,主要表现为两个方面:

一方面,由于漂移,放大电路的静态工作点 Q 将会移动到接近饱和区或截止区(尤其是末级电路),因此,若输入讯号幅度稍大,即可能出现严重的失真,减小了电路的摆动范围。当漂移严重时,放大器的输出级可能进入饱和状态和截止状态,以至电路不能正常工作。

另一方面,在直流放大器中,被放大的讯号往往是变化非常缓慢的,而温度漂移也是一个缓慢变化的过程。因此,在放大器输出端出现的电压(电流)的缓慢变化,可能是由于温度漂移引起的,也可能是输入讯号的响应讯号。由于无法鉴别二者,以致会将温度漂移误认为是输出讯号①。

为了防止这种差错的出现,必需限制直流放大器的温度漂移在允许的范围之内,即应保证放大电路中可能出现的最小输出讯号幅度大于最大的漂移幅度。

因此衡量一个直流放大器的性能,还应有描述其漂移特性的指标,称为零点漂移,简称零漂。

可以用二种不同的方式来测试直流放大器的漂移特性,因此有二种不同的零漂指标:

时漂: 将放大器的输入端短路(即输入讯号 $v_s=0$),在恒温条件下,测出其输出端直流电平在八小时内的漂移变化 ΔV_o ,然后再折算到输入端,即求出相应的 $\Delta V_i = \frac{\Delta V_o}{K_v}$ 。它被定义为该放大器的时漂。时漂的单位为 $\text{mV}/8$ 小时或者 $\mu\text{V}/8$ 小时。

温漂: 将放大器的输入端短路(即输入讯号 $v_s=0$),测出环境温度变化 1°C 时,输出端直流电平的变化 ΔV_o ,然后折算到输入端,即求出相应的 $\Delta V_i = \frac{\Delta V_o}{K_v}$,它被定义为该放大器的温漂。温漂的单位是 $\text{mV}/^\circ\text{C}$ 或 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

通常直流放大器的时漂约在 $1\text{mV}/8$ 小时以内,较好的直流放大器可做到 $10\mu\text{V}/8$ 小时 $\sim 1\mu\text{V}/8$ 小时,甚至更小。

直流放大技术就是在不断地克服漂移的过程中发展起来的。

① 因此,为了计量放大器漂移的大小,应将输入端短路,即令 $v_s=0$ 。这时只有漂移电压输出。

一般而言, 漂移指标每提高一个数量级, 必将对应于电路结构或器件的某一新的进展。

目前, 为了减小漂移, 最常用的措施是:

1. 采用差分形式的放大电路作为基本的直流放大单元电路。
2. 采用调制型放大电路。
3. 采用集成运算放大器。

§1-3 直流放大器的零输入和零输出问题

作为一个放大电路, 它必需满足下列基本要求: 当输入讯号 $v_s=0$ 时, 输出讯号 $v_o=0$; 当输入端对地并接任何阻抗(无讯号)时, 输出讯号仍为零; 当输出端对地并接任何负载阻抗时, 电路的静态工作点不受影响。对于阻容耦合放大器, 这几点显然很容易满足, 因为耦合电容将电路的直流工作状态与输入端、输出端隔离了。但是, 在直流放大器中, 由于采用直接耦合方式, 因此电路中的静态电压和电流与讯号电压和电流是无法截然分开的, 为此要求直流放大器的输入端直流电平为零, 输出端直流电平也为零, 即满足零输入和零输出条件。

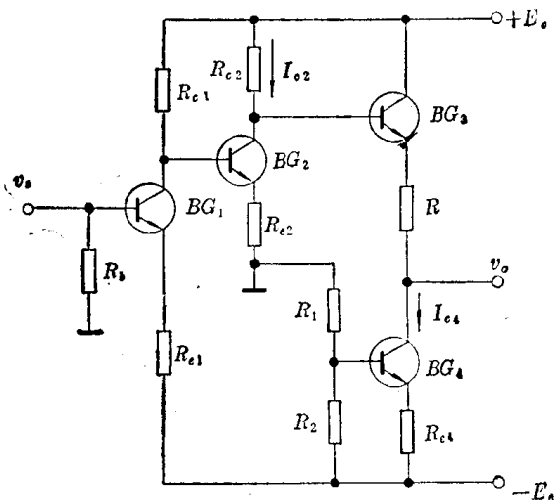
因为输入端是零电平, 因此在输入端与参考“地”之间接上任何阻抗, 包括短路或开路, 输出端的电平不会发生任何变化。只有满足了此条件后, 我们才可以认为输出端的电平变化都是输入讯号的响应(漂移别论)。

因为输出端是零电平, 因此在放大器的输出端与参考“地”之间接上任何负载, 都不会影响输出端静态电平的变化和放大器的工作状态。

为了保证直流放大器实现零输入、零输出, 必需采用正、负两组电源供电。

图(5-1-6)是一个由正、负两组电源供电, 能实现零输入、零输出的直流放大器。

图中 BG_1 管的基极 b_1 通过偏置电阻 R_b 接参考“地”端, 由于 BG_1 的基极电流很小, 因此该电路的输入端基本上是零电平。



图(5-1-6)

由于 $V_{b1} \approx 0$, 则 BG_1 集电极(即第二级放大器 BG_2 的基极)必为某正电平, 而 BG_2 的集电极直流电平则更高。为了保证零输出, 整个放大器必需包含有所谓“电平位移级”, 如图(5-1-6)中 BG_3 。这里, BG_3 是一发射极跟随器, 其静态电流由恒流源 BG_4 确定, 选择适当大小的电阻 R , 使其上的直流电压降($I_{c4}R$)正好抵消 BG_3 管发射极的正电平, 则输出端为零电平, 实现了零输出。又由于恒流源的阻抗远大于 R , 因此串入 R 后对输出讯号的影响不大。

由图(5-1-6)可知, 若 BG_2 管集电极电流为 I_{c2} , 则

$$V_{e3} \approx E_c - I_{c2}R_{c2} - V_{be3}$$

因此恒流源 BG_4 的电流 I_{c4} 应为:

$$I_{c4} = \frac{V_{e3}}{R} = \frac{E_c - I_{c2}R_{c2} - V_{be3}}{R}$$

根据恒流源电流 I_{c4} 的大小, 可以选择适当的电阻 R_1 、 R_2 和 R_{c4} 。

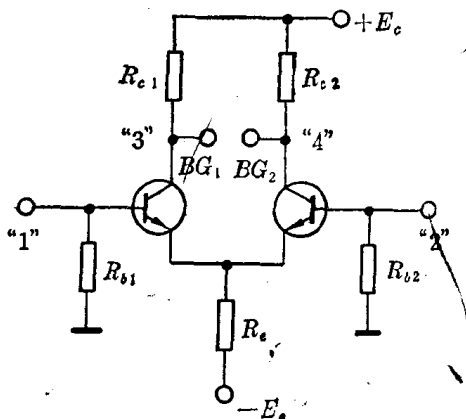
关于直流放大器的零输入和零输出问题, 将在本书第六章“运

算放大器”及其应用中作更详细的讨论。

第二节 差分放大器

§2-1 差分放大器的基本工作原理

差分放大器的基本结构如图(5-2-1)所示,由两个对称的三极管组成对称的电路,两管的发射极共用一个发射极电阻 R_e , 两管的集电极电阻和基极电阻均相等: $R_{c1}=R_{c2}$, $R_{b1}=R_{b2}$ 。采用正、负电源供电,基极偏置电阻接“地”。采用对称的电路结构具有许多优点:温度稳定性好,输出对称,抗共模干扰能力强,易于集成化等。所以,它是放大电路的基本形式之一。



图(5-2-1)

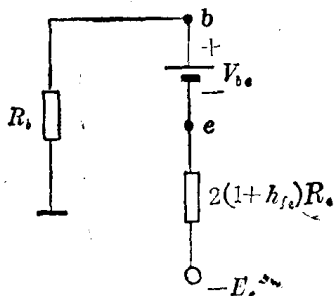
讯号由 BG_1 管和 BG_2 管的基极“1”和“2”两端输入,由二管的集电极“3”和“4”两端输出。实际上,输入讯号可接在“1”“2”两端之间,即双端输入;也可接在“1”(“2”)端与参考地间,而“2”(“1”)端接地,即单端输入。同样,输出讯号可取自“3”“4”端之间,即双端输出;也可取自一个输出端“3”或“4”与参考地之间,即单端输出。综合输入和输出情况,差分放大器有四种不同的工作状态(模式),双端输入双端输出;单端输入双端输出;双端输入单端输出;单端输入单端输出。

一、差分放大器的静态工作点及其稳定性

由于电路结构对称,若两管参数也完全对称,则两管的静态电流完全相等, $I_{c1}=I_{c2}$, $I_{b1}=I_{b2}$, $I_{e1}=I_{e2}$ 。因此只需讨论 BG_1 管的

静态工作点即可。

BG_1 管静态基极电流 I_{b1} 可由图(5-2-2)所示等效电路决定, 它将公共的发射极电阻 R_e 等效到输入回路中, 由于 R_e 上流过 $2I_e$ 电流, 故在输入回路中应等效为 $2(1+h_{fe})R_e$ 。由图可知:



图(5-2-2)

$$I_{b1} = \frac{E_c - V_{be}}{R_b + 2(1+h_{fe})R_e}$$

这里 PN 结的正向特性用其结电压 V_{be} 表示, 忽略了正向的直流电阻。

BG_1 管集电极电流 $I_{c1} = \beta_1 I_{b1}$, 集电极电压 $V_{c1} = E_c - I_{c1} R_{c1}$ 。由于二极管对称, 因此

$$\begin{cases} I_{c1} = I_{c2} = h_{fe} \frac{E_c - V_{be}}{R_b + 2(1+h_{fe})R_e} \\ V_{o1} = V_{o2} = E_c - \frac{h_{fe}(E_c - V_{be})R_c}{R_b + 2(1+h_{fe})R_e} \\ V_o = V_{o1} - V_{o2} = 0 \end{cases} \quad (5-2-1)$$

在对称条件下, 输出端静态电压为零。

随着环境温度的变化, 三极管的 h_{fe} 和 V_{be} 均要发生变化(对于锗管还要考虑 I_{ceo} 的变化), 则 I_{c1} 和 I_{c2} 也要发生相应的变化。然而, (i) 由于三极管发射极接有 $2R_e$ 的等效电阻, 是电流负反馈式偏置电路, 其温度稳定性得到改善, 若 R_e 电阻足够大, 满足 $R_b \ll 2(1+h_{fe})R_e$, 则 $I_c \doteq \frac{E_c - V_{be}}{2R_e}$, 与 h_{fe} 无关。不管由于温度

的影响, 还是更换三极管, I_c 几乎不变。(ii) 虽然 R_e 对 V_{be} 的变化无补偿作用, 但因为电路是双端输出, 只要两管 V_{be} 随温度变化的特性是相同的, 则输出 V_o 仍然保持为零, 不受温度影响。因此差