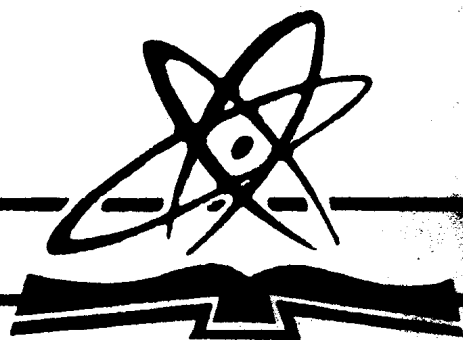


晶体管与晶体管放大电路

下 册

周琼鉴 孙肖子 编

国防工业出版社



晶体管与晶体管放大电路

下 册

周琼鉴 孙肖子 编

国防工业出版社

内 容 简 介

本书介绍晶体管与晶体管放大电路。全书分上、下两册。上册包括一至五章，介绍半导体物理知识、晶体二极管，晶体三极管，交流电压放大器，负反馈放大器，宽频带放大器等。下册包括六至十一章，介绍直流放大器，集成运算放大器，低频功率放大器，晶体管整流与稳压，场效应管与场效应管放大器，电子管与电子管放大器。

书中对基本概念、基本分析方法、实用工程计算及调整测试方法作了较详细的讨论。内容通俗易懂，由浅入深，便于自学。

本书可作为高等院校和职工业余大学有关专业的教材，也可供从事电子线路的技术人员参考。

晶体管与晶体管放大电路

下 册

周琼莹 孙肖子 编

国防工业出版社 出版

北京市书刊出版业营业许可证出字第074号

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印刷

787×1092¹/₁₆ 印张24 557千字

1979年12月第一版 1979年12月第一次印刷 印数：00,001—25,000册

统一书号：15034·1948 定价：2.45元

目 录

第六章 直流放大器 (直接耦合放大器)	1
§ 6-1 直流放大器的特点	1
§ 6-2 多级直流放大器的耦合方式	2
一、两个单级放大器直接耦合时产生的新问题	2
二、几种常用的电平配置电路	3
§ 6-3 零点漂移现象产生的原因及其克服办法	5
一、零点漂移现象	5
二、产生零点漂移的原因	6
三、单管放大器温度漂移的估算	7
四、减小输出零点漂移的办法	10
§ 6-4 典型的差分放大器电路	10
一、抑制零点漂移的原理	11
二、电路静态工作点的计算	12
三、增益计算	13
四、共模抑制比 CMRR	14
五、输入电阻和输出电阻	16
§ 6-5 进一步提高共模抑制比的措施	17
一、具有恒流管的差分放大器电路	18
二、具有多级共模负反馈的差分放大器	23
§ 6-6 其他几种输入、输出端不同的差分放大器	24
一、单端输入、双端输出差分放大器	25
二、单端输入、单端输出差分放大器	27
三、任意信号输入时的情况	27
§ 6-7 差分放大器的传输特性	35
§ 6-8 差分放大器的失调与温度漂移	38
一、差分放大器的失调	38
二、差分放大器的温度漂移	40
三、进一步抑制零点漂移的工艺措施	42
本章习题	46
第七章 集成运算放大器	51
§ 7-1 集成运算放大器的发展概述	51
§ 7-2 集成运算放大器线路介绍	52
一、集成运算放大器线路特点	52
二、集成运算放大器线路组成的一般方框图	54
三、集成运算放大器线路举例	55
§ 7-3 运算放大器的基本反馈特性	85

一、反相输入的运算放大器的闭环特性	85
二、同相输入的运算放大器的闭环特性	90
§ 7-4 运算放大器的运算误差及漂移	93
一、由运算放大器失调电压 U_{os} 、失调电流 I_{os} 所引起的输出偏差及漂移	93
二、由于开环增益 K_V 、开环输入电阻 R_i 不够大而引进的误差	96
三、由共模增益引入的误差	97
§ 7-5 运算放大器的闭环稳定性以及相位校正技术	98
一、闭环稳定条件	99
二、相位校正方法	101
*三、用对数频率特性分析自激条件及相位校正原理	104
§ 7-6 运算放大器应用中的其他几个实际问题	119
一、功率摆幅特性及摆速	119
二、阻塞现象	123
§ 7-7 集成运算放大器应用举例	125
一、由运放组成的差分放大器	125
二、高速化低漂移放大器	126
三、运算放大器记忆电路	130
四、用运算放大器构成的选频放大器	133
*§ 7-8 集成运算放大器的主要指标及其测量方法	135
一、失调电压 U_{os} 及失调电流 I_{os} 的测量	135
二、偏流 I_b 的测量	136
三、开环增益 K_V 的测量	136
四、开环频率特性的测量	139
五、输入阻抗的测量	139
六、开环输出电阻 R_o 的测量	139
七、共模抑制比的测量	140
八、电源电压灵敏度的测量	140
九、摆速 SR 的测量	143
本章习题	144
第八章 低频功率放大器	152
§ 8-1 低频功率放大器概述	152
§ 8-2 单管甲类变压器耦合功率放大器	155
一、变压器的阻抗变换作用	155
二、单管甲类变压器耦合功率放大器功率效率的计算	158
三、关于非线性失真的讨论	165
§ 8-3 乙类推挽变压器耦合功率放大器	167
一、甲类功放存在的问题	167
二、乙类推挽变压器耦合功放的电路组成及工作原理	168
三、电路性能分析	170
四、关于非线性失真的讨论	172
五、乙类推挽功率放大器工程设计举例	175
§ 8-4 无变压器功率放大器	178

一、变压器的缺点	173
二、无输出变压器功率放大器电路	179
三、互补对称功率放大器电路	180
四、无变压器功率放大器电路的功率计算	184
五、无变压器功率放大器的缺点	185
六、无变压器功率放大器电路应用举例	186
§ 8-5 晶体管的极限参数以及安全工作区	192
一、集电极电流的极限数据	192
二、最大允许结温及最大允许集电极功耗	192
三、晶体管的热致击穿	201
四、晶体管的雪崩击穿电压	202
五、晶体管的二次击穿现象	203
六、安全工作区	205
本章习题	207
*附注一 变压器的频率特性	210
*附注二 感性负载的负载线	211
第九章 整流器和直流稳压电源	214
§ 9-1 整流和滤波	214
一、半波整流电路	215
二、全波整流电路	217
三、桥式整流电路	219
四、倍压整流电路	220
五、复式滤波器	221
六、整流滤波电路设计举例	224
§ 9-2 硅稳压管稳压电路	225
一、硅稳压管的特性及其主要参数	226
二、硅稳压管稳压电路分析	228
三、硅稳压管稳压电路设计举例	230
§ 9-3 串联型晶体管稳压电源	231
一、串联型晶体管稳压电源的雏型——射极输出器	231
二、具有放大环节的稳压电源	232
三、串联型晶体管稳压电源的基本组成及各环节分析	233
四、典型的串联型稳压电源设计举例	241
§ 9-4 提高串联型晶体管稳压电源性能的措施	244
一、提高输出电压稳定度的措施	244
*二、提高输出电压温度稳定性措施	248
§ 9-5 稳压电源电路举例	249
一、实验室用稳压电源举例	249
二、高压小电流电源	255
三、低压大电流电源	257
§ 9-6 集成稳压电源简介	257
一、集成稳压电源 5G14 简介	257

二、高精度稳压电源	263
三、高精度参考电压源	264
本章习题	266
*附注 集成稳压电源功能块零温度系数基准电压源的分析	270
第十章 场效应管放大器	272
§ 10-1 结型场效应管的原理与特性	272
一、结型场效应管的结构	272
二、结型场效应管的工作原理	273
三、结型场效应管的特性曲线	275
§ 10-2 绝缘栅场效应管的原理与特性	279
一、绝缘栅场效应管的结构	279
二、绝缘栅场效应管的工作原理	280
三、MOS场效应管的类型	281
四、绝缘栅场效应管的特性曲线	283
§ 10-3 场效应管的参数、等效电路特点和应用注意事项	288
一、场效应管的主要参数	288
二、场效应管的交流等效电路	292
三、场效应管与晶体管的比较	294
四、场效应管的使用注意事项	296
§ 10-4 场效应管放大器	297
一、场效应管放大器的偏置电路	297
二、共源放大器	301
三、具有串联电流负反馈的放大器	304
四、源极输出器	306
本章习题	310
第十一章 电子管及其放大器	312
§ 11-1 电子管概述	312
§ 11-2 电子管的阴极	313
一、热电发射和逸出功的概念	313
二、阴极的结构	314
三、阴极材料	315
§ 11-3 二极管	316
一、二极管的特性曲线	316
二、二极管的参数	320
三、二极管的应用	320
§ 11-4 三极管	322
一、栅极的控制作用	322
二、三极管的特性曲线	323
三、三极管的静参数	326
§ 11-5 四极管及集射四极管	329
一、三极管的缺点	329
二、四极管	330

三、集射四极管	333
§ 11-6 五极管	334
一、抑制栅的作用	334
二、五极管的静特性曲线	335
三、五极管的静参数	336
四、交跨导管——遥截止管	336
§ 11-7 电子管基本电压放大器的分析	339
一、电路各元件作用与放大原理	340
二、直流工作点的确定	341
三、电子管基本电压放大器三个放大参数的分析	346
四、电子管基本电压放大器的频率特性分析	349
§ 11-8 电子管共阳放大器与共栅放大器分析	357
一、电子管共阳放大器	357
二、电子管共栅放大器	361
§ 11-9 电子管放大器电路举例	363
本章习题	366
*附注 几个电子管的参数和特性曲线	368
本书部分习题答案	373

第六章 直流放大器（直接耦合放大器）

内容提要

本章介绍直接耦合放大器的特点和构成。

§ 6-1、§ 6-2、§ 6-3分别介绍直接耦合放大器的特点，各种直流电平配置电路，以及直流放大器的特殊问题——零点漂移问题。

§ 6-4、§ 6-5分别介绍当前广为应用的差分放大器的电路组成，抑制零点漂移的原理，以及各项性能指标的计算。

§ 6-6、§ 6-7介绍其他几种输入、输出端不同的差分放大器，以及差分放大器的重要特性——传输特性。

§ 6-8介绍差分放大器的失调及其温度漂移问题，并提出减小失调及温漂的办法。

差分放大器是一个重要的单元电路，它的功能是多种多样的，必须引起足够的重视。

§ 6-1 直流放大器的特点

在一些电子设备中，往往需要对一些随时间变化极为缓慢的信号进行放大，这些信号中，有频率极低的正弦波（它接近于“直流”），或者是变化缓慢的非周期信号。通常我们把这样的信号称为“直流信号”。例如，雷达随动系统中的误差信号、雷达接收机中的自动增益控制信号、稳压电源中的取样信号等，都属于变化极为缓慢的“直流信号”。

要放大这种变化极为缓慢的信号，如果仍然采用如图6-1(a)所示的阻容耦合放大电路是不行的。这是因为，耦合电容对频率极低的信号呈现很大的阻抗，所以缓变信号就像直流一样被“隔掉”，而不能传递到下级去。从阻容耦合放大器的振幅频率特性也可以看出〔见图6-1(b)〕，在低频区，放大器的增益随频率下降而减小。如果输入信号的频率极低，则不仅不能放大，而且还会衰减，甚至根本不能通过放大器。

因此，要放大这样的信号，必须将级间的电容耦合改成直接耦合。所谓直接耦合，就

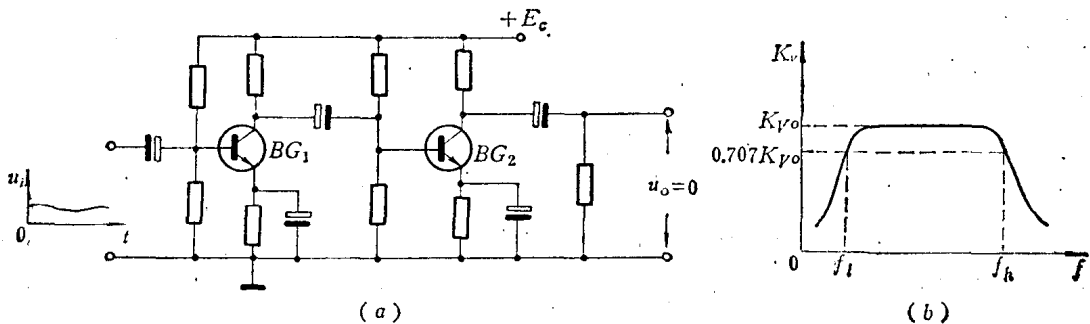


图6-1 阻容耦合放大器及其振幅频率特性曲线

(a) 阻容耦合放大器电路；(b) 振幅频率特性曲线。

是级间用导线或电阻等能通过直流的元件连接起来，图 6-2 所示的就是一个直接耦合放大器电路及其振幅频率特性曲线。由振幅频率特性可见，曲线平坦的部分一直延伸到 $f = 0$ 的地方。

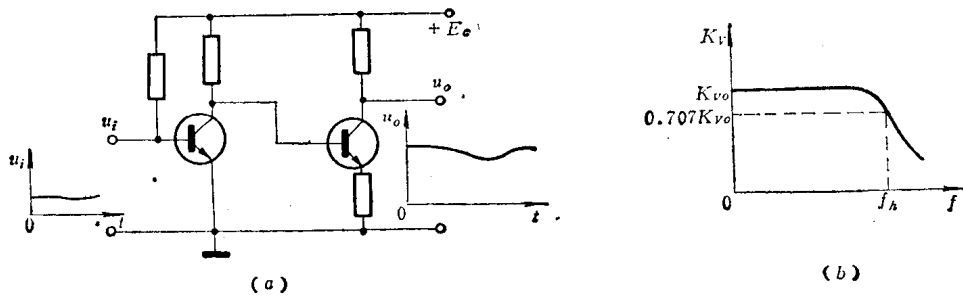


图 6-2 直接耦合放大器及其振幅频率特性曲线

(a) 直接耦合放大器电路；(b) 振幅频率特性曲线。

正因为直流放大器级间是“直接耦合”的，所以，前级工作状态的任何不稳定都会传输到后级，而且会像信号一样被放大，这就给直流放大器带来一个新问题，就是所谓“零点漂移”的问题。

如何具体地实现“直接耦合”，什么叫“零点漂移”，“零点漂移”会带来什么危害，以及如何克服零点漂移的影响等问题，将在下面详细研究。

这里需要说明的一点是，放大“直流信号”（或者缓变信号），一定要用直接耦合放大器；但不能认为直接耦合放大器只能放大“直流信号”，而不能放大交流信号。相反，当前很多需要放大交流信号的场合也常常采用直接耦合放大器。这是因为，直接耦合放大器的中频段和高频段的频率特性与普通交流放大器完全相同〔见图 6-2(b)〕，而且直接耦合可以省掉隔直电容器，这对于简化电路、缩小体积、便于集成化等均有好处。

§ 6-2 多级直流放大器的耦合方式

一、两个单级放大器直接耦合时产生的新问题

例如有一级放大器，如图 6-3 所示。当第二级还未接上时，其工作状态是正常的，由图可知：

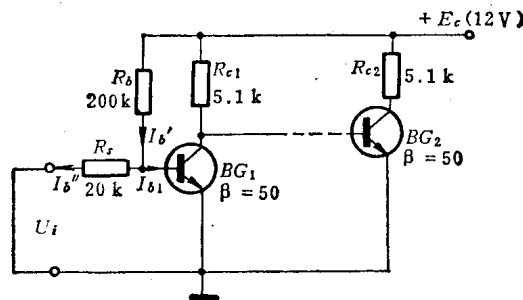


图 6-3 直接耦合产生的问题

$$I'_b = \frac{E_c - U_{be1}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{200 \times 10^3} = 56.5 \mu\text{A}$$

$$I''_b = \frac{U_{be1}}{R_f} = \frac{0.7}{20 \times 10^3} = 35 \mu\text{A}$$

$$I_{b1} = I'_b - I''_b = 56.5 - 35 = 21.5 \mu\text{A}$$

$$I_{c1} = \beta I_{b1} = 50 \times 21.5 \times 10^{-6} = 1.08 \text{mA}$$

$$U_{ce1} = E_c - I_{c1} R_{c1} = 12 - 1.08 \times 10^{-3} \times 5.1 \times 10^3 = 6.5 \text{V}$$

现在把第二级接上，并直接耦合，则工作状态变化如下：

$$U_{ce1} = U_{be2} = 0.7 \text{V}$$

可见，第一级工作点将要进入饱和区。

再来看第二级。由于 $U_{ce1} = 0.7 \text{V}$ ，比原来降低很多，那么 R_{c1} 上的电压就会增加很多， $U_{R_{c1}} = E_c - U_{ce1} = 12 - 0.7 = 11.3 \text{V}$ ，流过 R_{c1} 的电流 $I_{R_{c1}} = U_{R_{c1}} / R_{c1} = 11.3 / 5.1 = 2.2 \text{mA}$ ，而流过第一管的集电极电流 I_{c1} 由于受 I_{b1} 的控制仍然为 1.08mA ，所以流过第二管的基极电流 I_{b2} 为：

$$I_{b2} = I_{R_{c1}} - I_{c1} = 2.2 - 1.08 = 1.12 \text{mA}$$

这是一个很大的数值，这样大的基极电流早就使第二管子工作在深饱和区了（如果估计 BG_2 管的饱和压降为 1V ，则临界饱和基极电流为 $I_{b2M} = I_{c2M} / \beta = E_c - U_{ce1} / R_{c2} \beta_2 = 12 - 1 / 5.1 \times 10^3 \times 50 \approx 44 \mu\text{A}$ ）。

由上分析可得出如下结论：当几级放大器直接耦合时，静态工作点互有影响，要保证正常工作，则不能简单地将它们连在一起，而必须首先解决相互间的直流电平配置问题。

在保证直接耦合放大器静态工作点正常的前提下，还要使信号能顺利地通过，不要因为电平配置元件的加入而使信号损失太多，这是考虑电平配置电路时需要遵循的原则。下面介绍几种常用的电平配置电路（或叫直流移位电路）。

二、几种常用的电平配置电路

（一）垫高第二级发射极电位

由图 6-3 看出，如果我们使第二管发射极电位提高一些，则第一级集电极电位就会比 U_{be2} 高， R_{c1} 的电流也不致于太大，从而第二级的基流也不会太大，以致有可能使两管都退出饱和区而工作在放大区。

垫高发射极电位有如下几种方法。

1. 在射极加电阻 R_e ，如图 6-4 所示。图中， $U_{ce1} = U_{be2} + U_{e2} = U_{be2} + I_{e2} R_e$ ，通过调节 R_e 就可改变两管的工作点。

R_e 不仅起电平配置作用，而且对提高放大器的温度稳定性，以及改善其他性能有好处，但 R_e 的加入会使总的增益下降。

2. 用稳压管垫高发射极电位

用稳压管垫高发射极电位的电路，如图 6-5(a) 所示。由于各型号稳压管的稳定电压是多种多样的，有选择余地，而且稳压管的反向击穿特性很陡〔见图 6-5(b)〕，动态电阻很小（动态电阻 $R_z = \Delta U_z / \Delta I_z$ ），把它接到射极回路，其电流负反馈作用较小，放大器增

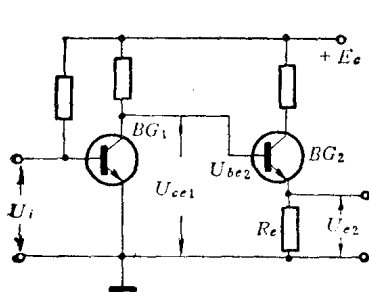


图6-4 加 R_e 垫高射极电位电路

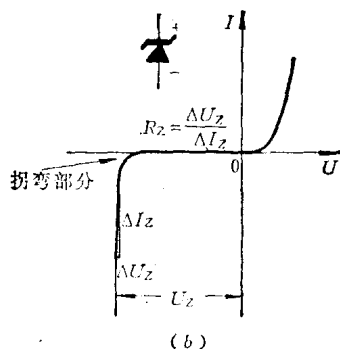
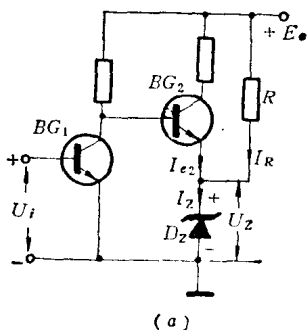


图6-5 用稳压管配置直流电平的电路
(a) 用稳压管垫高射极电位的电路；(b) 稳压管的反向击穿特性。

益不会有很明显地下降。由于稳压管具有这些优点，因此，当前用稳压管来配置直流电平是用得较多的。

图6-5(a) 中的电阻 R 是稳压管电路的限流电阻，其作用如下：如果第二管射极电流较小，那么流过稳压管的电流也较小，使稳压管工作在击穿特性的拐弯部分。而这个地方的电压是不稳定的，动态电阻也很大，加限流电阻 R 后，使流过稳压管的电流适当增大些，从而使稳压管有一个合适的工作点。

(二) 分压式电平配置电路

如前所述，一般集电极直流电位比较高，而下级基极电位比较低，因此把二者直接连起来就不能正常工作。但如果我们把前级的直流电位设法分掉一些再加到后级来，则前后级工作状态就正常了，分压式电平配置电路就是基于这种想法提出来的。

1. 电阻分压式电路

电阻分压式电路如图6-6(a) 所示。第一级集电极电压经 R_1 、 R_2 分压后加到第二级基极，这样第二管基极电位可以低些，而第一级集电极电位由于 R_1 的隔离作用，仍然保持较高的数值。但是，这种用电阻分压的电路在直流电位降低的同时，信号也被损失了。这是因为，有一部分信号要降到 R_1 上而不能传输到下一级的缘故。为了使信号损失尽量减小， R_2 必须远大于 R_1 ，但是这样电平配置又不一定合适。为了解决这一矛盾，通常在 R_2 下端加负压 E_c (见图 6-6(b))，以抵消 R_2 上的直流电压。但这种电路信号的损失 仍然是不可避免的。

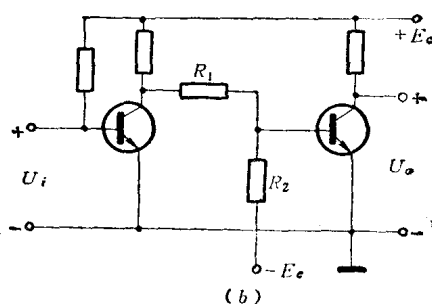
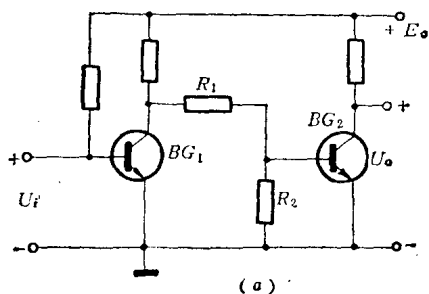


图6-6 电阻分压电路
(a) 电阻分压式电路；(b) 具有负压的电阻分压式电路。

2. 稳压管分压式电路

为了解决直流电平配置与信号损失的矛盾，最好是用稳压管分压，其电路如图 6-7 所示。由于稳压管的动态电阻小，因此信号基本上不损失地传输到下级，但直流电平却降低了一个稳压管的稳定电压值。如果一个稳压管还不足以使直流电平降到所需要的数值，则可以把两个稳压管串联起来使用。

最后需要指出，因为稳压管的噪声较大，所以在信号很弱、信噪比又要求较高的放大器中，一般不采用稳压管移位，至少前级不采用稳压管移位电路。

(三) NPN-PNP 管直接耦合

由于晶体管有 NPN 和 PNP 两种类型的管子，而二者各极所加的电压极性又正好相反，因此应用起来有很大的灵活性。图 6-8 所示的就是一个 NPN 和 PNP 管交替使用的直接耦合放大器电路。

还有一些新的电平配置和直流移位电路（如用 PNP 恒流管移位）将在下一章讨论。

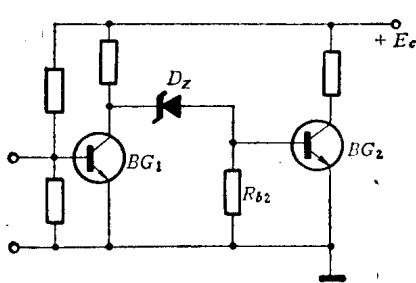


图6-7 稳压管分压式电路

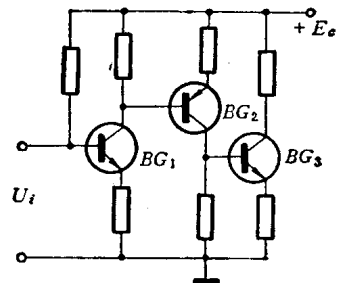


图6-8 NPN与PNP管交替使用的直接耦合放大器电路

§ 6-3 零点漂移现象产生的原因及其克服办法

一、零点漂移现象

解决了耦合方式以后，是不是就可以任意地用增多级数的办法来提高放大器的增益呢？实践证明是不可能的。

在实验中我们发现，对于两级以上的直接耦合放大器，即使将输入端短路，输出电压也会出现随机起伏的现象，如图 6-9 所示的那样。这个现象就是“零点漂移”，即输出电压偏离原来应有的数值而漂动的意思。级数越多，放大倍数越大，零点漂移现象也就越严重。

零点漂移现象到底严重到什么地步呢？我们曾对图 6-10 的两级放大器作了实验。这个放大器总的放大倍数约为 300 倍。当输入端短路时，我们观察输出电压的变化，半小时内发现它从 7.5 V 变到 7 V，最大变化量达 0.5 V。

如果用这个放大器去放大一个 2 mV 的信号，则输出信号电压 $U_o = U_i K_v = 2 \times 300 = 0.6 \text{ V}$ 。但在没有信号时，输出电压自身也会有 0.5 V 的漂移，这种漂移也是缓变的，因此就难以分辨出输出电压的变化究竟是由输入信号造成的，还是由零点漂移造成的。对弱信号来说，信号甚至可能会被零点漂移所淹没，所以这样的放大器实际上没法使用。

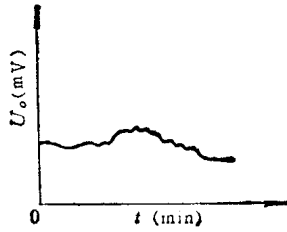
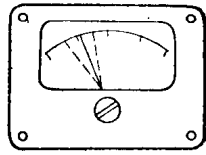


图6-9 零点漂移现象

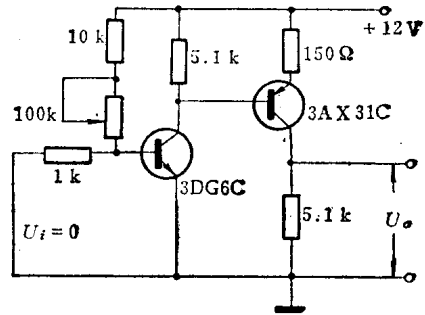


图6-10 两级直接耦合放大器

零点漂移现象是直接耦合的必然产物。在温度或电源电压变化时,将会引起放大器直流工作点的不稳定,这种不稳定,实际上就是零点漂移。在交流放大器中也有工作点漂移问题,但由于级间靠电容耦合,电容可以隔除这种缓慢的漂移,因此漂移仅影响各自的工作点。由于直流放大器是直接耦合的,因此前级的漂移也和信号一样加到后级再放大,使漂移现象显得更严重。例如,有一个三级放大器,如每级漂移为 0.1V ,则放大后输出就有 10V 左右的漂移了,如图6-11所示。图中正、负号表示漂移极性可能为正、或负。

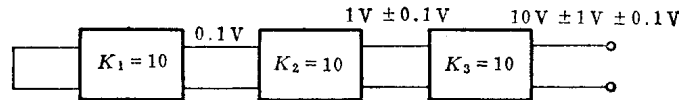


图6-11 零点漂移的累积放大

由以上分析,可得出如下重要结论:

① 在多级放大器中,输出的零点漂移主要由输入级的零点漂移所决定,因此要想总的零点漂移小,关键是第一级的零点漂移要小。

② 总的放大倍数越大,输出端零点漂移也可能越大。衡量一个放大器的优劣,不仅要看其输出实际漂移的大小,而且还要看放大倍数的大小。例如,同样输出漂移为 1V 时一个放大器的 $K_v=10$,而另一个的 $K_v=1000$,则后一个放大器就比前一个放大器质量要好得多。因此,在实际应用中,总是把输出电压的漂移除以放大倍数,折合为输入电压的漂移,用以说明放大器零点漂移的程度。图6-11所示的输出漂移为 10V ,则折合到输入端的漂移电压为 $\frac{10}{K_1 K_2 K_3} = \frac{10}{1000} = 10\text{mV}$,如果信号小于 10mV ,那么该放大器就基本不能用了。

综上所述,当我们为了提高放大倍数而增多级数的时候,也加大了输出的零点漂移。一个放大器所需要的放大倍数越高,说明输入信号越微弱,那么就必须对零点漂移提出更严格的要求:如何设计与制作高增益、低漂移的放大器,是本章及下章所要研究的重要问题。

二、产生零点漂移的原因

为了找到抑制零点漂移的有效方法,必须了解产生零点漂移的原因。

晶体管是对温度变化十分敏感的器件。我们曾做了如下实验，其电路图如图 6-10 所示。当环境温度由 28°C 升高到 55°C 时，其输出电压可从 7.5V 变到 11.4V ，也就是 BG_2 管完全饱和了。可见，温度变化是造成零点漂移的一个极为重要的原因。这种由温度而引起的漂移，简称为“温漂”，用“ $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ”或“ $\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ”表示。

温度变化时，对晶体管参数有如下影响：

1. 温度的变化将引起 U_{be} 的变化，即

$$\frac{dU_{be}}{dT} = -(2 \sim 2.5)\text{mV}/^{\circ}\text{C}$$

不论是锗管或硅管， U_{be} 的温度系数都是如此。

2. 温度的变化将引起 β 的变化， β 对温度的相对变化率为

$$C = \frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} = (0.5\% \sim 1.0\%)/^{\circ}\text{C}$$

3. 温度的变化将引起反向饱和电流 I_{cbo} 的变化，即

$$I_{cbo} = I_{cbo}(T_0=25^{\circ}\text{C}) 2^{\frac{T-25^{\circ}\text{C}}{k}}$$

式中 T —— 环境温度，

T_0 —— 室温，通常以 25°C 计算，

$I_{cbo}(T_0=25^{\circ}\text{C})$ —— 室温下的反向饱和电流；

k —— I_{cbo} 的温度系数（锗管 $k=10$ ，硅管 $k=12 \sim 15$ ）。

关于这些公式的意义，在第三章均已解释过，这里不再重复。

三、单管放大器温度漂移的估算

典型的单管放大器电路，如图 6-12 所示。现在来估算 U_{be} 、 β 、 I_{cbo} 的温度系数究竟会引起多大的零点漂移。

我们知道，由于温漂的影响，即使将输入端对地短路，集电极电流仍存在着变化分量，此分量记为 $\Delta I_c(T)$ ，由 $\Delta I_c(T)$ 引起的输出漂移电压记为 U_{op} 。如果要使集电极电流不随温度变化而变化，也就是 $\Delta I_c(T) = 0$ ， $U_{op} = 0$ ，则必须在放大器的输入端加一个补偿电压 U_{ip} ，该电压的作用是抵消温度漂移，因此这个补偿电压在数值上必然等于输入漂移电压，而极性是相反的。求出这个补偿电压，也等效于求得了输入漂移电压。为方便起见，把管内的基区体电阻 $r_{bb'}$ ，归到 R_b 一起称为 R_B ，把发射结电阻 r_e 归到 R_e 一起称为 R_E ，如图 6-13 所示。图中 $R_B = R_b + r_{bb'}$ ， $R_E = R_e + r_e$ 。

由图 6-13 可知，加了补偿电压 U_{ip} 后，要使 $\Delta I_c = 0$ ，必然有 $\Delta I_e = \Delta I_b + \Delta I_c = \Delta I_b$ ，在下面计算中要注意这一点。

当温度变化时， U_{be} 、 β 、 I_{cbo} 均随之变化，输入总漂移电压应等于以下三部分漂移电压之和。

1. U_{be} 变化所引起的漂移电压 U'_{ip}

当温度变化时， U_{be} 的变化量为

$$|\Delta U_{be}(T)| = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right|$$

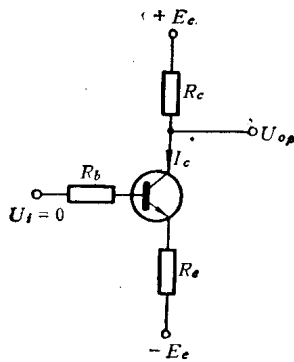


图6-12 单管放大器

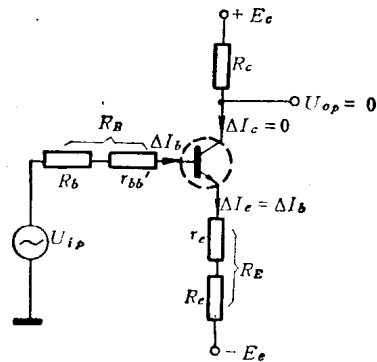


图6-13 计算单管温漂的电路

因为该漂移电压串联在输入回路中，所以由此而引起的输入端漂移电压 U'_{ip} 为

$$U'_{ip} = |\Delta U_{be}(T)| = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right| \quad (6-1)$$

2. β 变化所引起的漂移电压 U'_{ip}

当温度变化时， β 随之变化，从而引起集电极的漂移电流为

$$\Delta I_c = \beta \Delta I_b$$

加补偿电压后，又使基极电流变化 ΔI_b ，该变化基流又会导致集电极电流变化，其变化量为

$$\Delta I'_c = \beta \Delta I_b$$

$\Delta I'_c$ 在数值上应正好抵消由 β 的变化而引起的集电极漂移电流 ΔI_c ，即

$$|\Delta I'_c| = |\Delta I_c|$$

$$|\beta \Delta I_b| = |\Delta \beta I_b|$$

所以

$$\Delta I_b = \frac{\Delta \beta I_b}{\beta}$$

因为 ΔI_b 流过输入回路电阻 R_B ，并且已知 $\Delta I_e = \Delta I_b$ ，所以由 ΔI_b 引起的输入漂移电压 $\Delta U'_{ip}$ 为

$$\Delta U'_{ip} = (R_B + R_E) \Delta I_b = (R_B + R_E) \frac{\Delta \beta I_b}{\beta}$$

又因为 β 对温度的相对变化率为

$$C = \frac{1}{\beta} \frac{\Delta \beta}{\Delta T}$$

故

$$\Delta U'_{ip} = (R_B + R_E) C I_b \Delta T \quad (6-2)$$

3. I_{cbo} 变化所引起的漂移电压 U'_{ip}

当温度变化时， I_{cbo} 也随之变化，其变化量为

$$\Delta I_{cbo} = I_{cbo(T_0=25^\circ\text{C})} \left(2^{\frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k}} - 2^{\frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k}} \right)$$

因此，由此而引起的输入漂移电压为

$$\Delta U_{i_p}'' = (R_B + R_E) \Delta I_{cbo} = (R_B + R_E) I_{cbo(T_o - 25^\circ\text{C})} \left(2 \frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k} - 2 \frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k} \right) \quad (6-3)$$

由于温度的升高, 将引起 U_{be} 减小, β 增大, I_{cbo} 增大, 其共同效果都会使工作点电流增大, 故总的输入漂移电压应等于三者引起的漂移电压之和, 即

$$U_{i_p} = U_{i_p}' + U_{i_p}'' + U_{i_p}'''$$

将式 (6-1)、(6-2)、(6-3) 分别代入上式, 得

$$U_{i_p} = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right| + (R_B + R_E) \left[CI_b \Delta T + I_{cbo(T_o - 25^\circ\text{C})} \left(2 \frac{T_2 - 25^\circ\text{C}}{k} - 2 \frac{T_1 - 25^\circ\text{C}}{k} \right) \right] \quad (6-4)$$

式 (6-4) 就是计算单管放大器输入漂移电压的一般公式。

由于图 6-12 单管放大器电路的电压放大倍数为

$$|K_V| = \frac{\beta R_o}{R_b + r_{bb'} + (1 + \beta)(r_e + R_e)} = \frac{\beta R_o}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

因此, 输出端的漂移电压为

$$U_{op} = |K_V| U_{i_p}$$

将 $|K_V|$ 及 U_{i_p} 的表达式代入上式, 得

$$U_{op} = \frac{\beta R_o}{R_B + (1 + \beta) R_E} \left| \Delta U_{be} \right| + \frac{\beta R_o (R_B + R_E)}{R_B + (1 + \beta) R_E} (CI_b \Delta T + \Delta I_{cbo}) \quad (6-5)$$

如果基极串联电阻 R_B 较小, R_E 又较大 (反馈较强), 且满足 $R_B \ll (1 + \beta) R_E$ 时, 则输出漂移电压为

$$U_{op} = \frac{R_o}{R_E} \left| \Delta U_{be} \right| + R_o \left(\frac{R_B}{R_E} + 1 \right) (CI_b \Delta T + \Delta I_{cbo}) \quad (6-6)$$

上述结果讨论如下:

① 放大器的温度漂移由三项组成。由于硅管的反向饱和电流比锗管小很多, 最后一项可以忽略, 因此直流放大器几乎毫不例外地采用硅管。

② 基极串联电阻 R_B 越大, 由 β 和 I_{cbo} 变化引起的漂移电压就越大, 所以要尽量减小基极串联电阻 R_B 。一般若 $R_B < 100\text{k}\Omega$, 则 β 随温度变化引起的漂移电压也可以忽略不计。

③ 对于硅管, 在 R_B 不大的情况下, 对漂移影响最大的是第一项, 若温差 $\Delta T = 20^\circ\text{C}$, 则 $|\Delta U_{be}| = \left| \frac{dU_{be}}{dT} \Delta T \right| = |(-2\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 20^\circ\text{C}| = 40\text{mV}$ 。如果放大器 $|K_V| = 100$ 倍, 那么仅由这一项引起的输出漂移电压 $U_{op} = 100 \times 40 \times 10^{-3} = 4\text{V}$, 因此对 U_{be} 的温度漂移必须予以重视。

④ 从式 (6-4) 看出, 输入漂移电压的第一项与负反馈电阻 R_E 的大小无关, 第二项则与 R_E 有关, 因为输入漂移电压的第二项是由漂移电流引起的, 所以电阻越大 (不管该电阻串在基极或射极), 由此而产生的漂移电压也就越大。

从式 (6-5)、(6-6) 看出, 负反馈电阻 R_E 越大, 输出漂移电压越小, 但这是以减小放大倍数为代价的。在总的放大倍数有足够富余的条件下, 应用负反馈来减小输出端的总