

前 言

随着电化学和电子技术的发展,电化学测试技术及仪器也迅速发展起来,并在电化学、化学电源、金属腐蚀与防护、电镀、电解以及电分析化学等领域得到广泛的应用。

本书的主要目的首先在于向从事上述专业的科研人员、工程技术人员介绍与电化学测试仪器电路有关的电子电路基础、恒电位仪电路原理、电路设计、性能测试及实用电路分析、调试与维修知识。众所周知,恒电位仪是一种使用较普遍的电化学测试仪器,也是电化学测试系统的核心设备。使用中由于电路的固有特点和以电解池为负载,恒电位仪经常出现不正常现象和故障。若能熟练地掌握仪器电路原理与性能,便能根据不同情况排除故障,甚至根据不同的电化学测试方法的要求,自己设计仪器。

其次,本书的目的在于向从事电化学仪器设计、生产的电子专业技术人员介绍电化学测试技术的基本原理、方法和恒电位仪的实际应用,以便能够根据不同的电化学研究方法的特点和要求,设计并生产出符合技术性能要求的优质仪器,并更好地为科研、生产和教学服务。

本书主要包括四部分:第一部分(第一至三章)介绍有关的电子电路基础、直流放大器、反馈在放大器中的应用和运算放大器在电化学测试仪中的应用;第二部分(第四章)介绍以恒电位仪为核心的电化学测试仪器原理电路、恒电位仪电路设计要求和性能测试;第三部分(第五至七章)介绍恒电位仪在电化学测试中的应用,介绍电化学稳态极化、暂态技术、交流阻抗技术和金属腐蚀速度的测试方法与基本原理。此外,电解池的设计与安装、电极系统及测试仪器的选择和正确使用在电化学测试中也相当重要,本书对此也作了介绍;第四部分(第八章)介绍了几种典型恒电位仪实用电路分析、调试与维修的知识,包括一氧化碳、二氧化氮检测仪和血糖测定仪的工作原理、传感器制作工艺及仪器的构造。

本书的部分内容是作者多年研制电化学测试仪器的经验总结,也是作者作为金属腐蚀与防护国家重点开放研究实验室客座副研究员,承担和从事腐蚀电化学测试分析系统研究等课题的工作结果。本书的出版得到了实验室的有效资助和支持。在本书编写过程中,得到了金属腐蚀与防护国家重点实验室主任曹楚南院士的指导和鼓励,王永志和冯朝晖为本书绘制了图表,并参加了本书内容涉及的有关科研项目研究,对此谨表示衷心的感谢。

由于本人水平所限,书中定有许多不妥与错误之处,恳请读者批评指正。

作者

1994年10月

目 录

第一章 直流放大器	(1)
第一节 直流放大器在电化学测试中的作用	(1)
第二节 差动式放大电路	(1)
一、差动式放大电路的工作原理	(1)
二、典型的差动电路及共模抑制比	(2)
三、晶体管恒流源电路	(3)
第三节 差动式电路的零点漂移	(4)
一、双端输出差动电路的零点漂移计算	(4)
二、进一步减小差动式电路零点漂移的方法	(5)
三、抑制零点漂移的工艺措施	(7)
四、放大器的调整	(8)
第四节 高输入阻抗直流电压放大器	(10)
一、提高放大器的输入阻抗	(10)
二、场效应晶体管	(10)
三、场效应管作输入级的直接耦合放大器	(15)
第二章 反馈在放大器中的应用	(20)
第一节 反馈的基本概念	(20)
一、什么叫反馈	(20)
二、反馈的极性——正反馈和负反馈	(20)
三、反馈的表达式——方块图	(21)
四、反馈的一般关系式——开环放大倍数与闭环放大倍数的关系	(22)
五、反馈的一个重要指标——反馈深度	(24)
第二节 负反馈对放大器性能的影响	(25)
一、放大倍数下降,稳定性提高	(25)
二、频带展宽	(25)
三、对输入电阻和输出电阻的影响	(27)
四、波形失真的改善	(28)
第三节 负反馈放大器的四种连接形式及其自激振荡	(29)
一、电压串联负反馈	(29)
二、电流串联负反馈	(30)
三、电压并联负反馈	(31)
四、电流并联负反馈	(32)
五、反馈放大器的自激振荡	(34)

第三章 运算放大器的性能和在电化学测试仪中的应用	(37)
第一节 运算放大器的基本性能	(37)
一、运算放大器的组成	(37)
二、反相输入方式	(38)
三、运算放大器的一般关系	(39)
四、同相输入方式	(41)
五、双端输入方式(差动输入方式)	(42)
第二节 固体组件运算放大器主要技术指标及使用中的问题	(43)
一、主要技术指标的意义及其测试方法	(43)
二、使用中常遇到的几个问题	(46)
第三节 运算放大器在电化学测试仪中的应用	(51)
一、电压跟随器	(51)
二、电流—电压变换器(零阻电流计)	(53)
三、加法器、积分器、微分器和对数转换器	(54)
四、波形发生器	(59)
第四章 电化学测试仪器原理电路	(64)
第一节 恒电位仪	(64)
一、概述	(64)
二、恒电位仪电路原理	(65)
三、恒电位仪基本性能和设计指标	(69)
四、恒电位仪主要性能指标的测试方法	(76)
五、恒电位仪的使用方法	(79)
第二节 恒电流仪	(82)
一、恒电流仪电路原理	(82)
二、恒电流仪主要性能指标的测试方法	(84)
第三节 数字式仪器	(86)
一、电化学仪器的数字化	(86)
二、微计算机在线测量	(86)
第五章 恒电位仪在稳态与暂态极化测试中的应用	(89)
第一节 测量电解池与电极系统	(89)
一、电解池的设计和安装	(89)
二、参比电极的选择	(90)
三、盐桥	(92)
四、鲁金毛细管	(93)
第二节 恒电位仪在稳态极化测量中的应用	(94)
一、稳态极化测量的特点与分类	(94)
二、逐点调节和阶梯波法测定稳态极化曲线	(96)

三、慢扫描法测定稳态极化曲线	(97)
第三节 旋转圆盘和环——盘电极	(100)
一、旋转圆盘电极	(100)
二、旋转环——盘电极	(104)
第四节 恒电位仪在暂态技术中的应用	(106)
一、电化学暂态测试方法介绍	(106)
二、控制电位暂态法	(106)
三、控制电位暂态法实验	(115)
四、控制电流暂态法	(116)
五、控制电流暂态法实验	(120)
第六章 交流阻抗技术	(122)
第一节 电化学阻抗测试的理论基础及电解池等效电路的分析	(122)
第二节 电化学极化下交流阻抗法测定 R_e 、 R_i 和 C_d	(125)
一、频谱法	(125)
二、极限简化法	(127)
三、复数平面图法	(127)
第三节 李沙育图形法及交流电位与电流波形比较法	(128)
一、控制电位李沙育图形法	(128)
二、控制电流李沙育图形法	(130)
三、电极电位和电流波形比较法	(131)
第四节 选相调辉和选相检波法	(131)
一、控制交流电流测定串联等效电阻 R_s 和电容 C_s	(131)
二、控制交流电位测定并联等效电阻 R_p 和电容 C_p	(133)
三、选相检波法	(135)
第五节 载波扫描法	(138)
第六节 其它交流阻抗测试方法	(140)
一、相关滤波技术	(140)
二、锁相技术	(140)
三、时间域测量	(141)
第七章 金属腐蚀速度的电化学测定方法	(144)
第一节 金属电化学腐蚀速度基本方程式	(144)
第二节 塔菲尔直线外推法测定金属腐蚀速度	(145)
第三节 极化阻力技术	(147)
一、基本原理	(147)
二、 b_A 和 b_K 的测定	(148)
三、极化电阻 R_p 的测定方法	(148)
第四节 弱极化区二点法、三点法和四点法测定金属腐蚀速度	(152)

第五节 暂态法测试极低的腐蚀速度	(155)
一、暂态线性极化技术	(155)
二、充电曲线法	(156)
三、恒电量法	(160)
第六节 微分极化电阻方法	(163)
一、微分极化电阻方法原理	(163)
二、测试电路	(164)
第七节 电偶腐蚀的电化学测试方法	(165)
一、电偶腐蚀体系的动力学方程式	(165)
二、电偶电流的测试方法与仪器	(167)
三、电偶电流测的应用	(168)
第八章 实用电路分析	(169)
第一节 晶体管恒电位仪	(169)
一、JH—2C 型恒电位仪的电路结构和工作原理	(169)
二、JH—2C 型恒电位仪整机调试工艺	(171)
三、JH—2C 型恒电位仪的维修	(172)
第二节 集成电路恒电位仪	(174)
一、DJS—292 型恒电位仪的电路结构和工作原理	(174)
二、仪器的验收与维修	(175)
第三节 CMEI—1 型精密电化学接口	(178)
一、概述	(178)
二、电路结构和工作原理	(179)
第四节 DTC—1 型电化学特性参数测试仪	(188)
一、概述	(188)
二、电路结构与工作原理	(189)
三、电镀参数的测量原理	(191)
第五节 双恒电位仪	(196)
一、双恒电位仪电路原理	(196)
二、HPD—1 型双恒电位仪	(199)
第六节 美国 173 型恒电位/恒电流仪	(204)
一、概述	(204)
二、电路结构和工作原理	(204)
三、校准与维修	(206)
第七节 电化学传感器及恒电位控制电路	(211)
一、D—CO—1 型一氧化碳检测仪	(211)
二、DNO 型二氧化氮检测仪	(213)
三、一种新型血糖测定仪	(214)
参考文献	(216)

第一章 直流放大器

第一节 直流放大器在电化学测试中的作用

在电化学稳态极化测量中,不论是控制电位法还是控制电流法,电流、电压均为变化极缓慢的直流信号。即使在暂态极化测量中,各种波形的指令信号也往往与直流给定电压加和,故不论是在控制部分,还是电流、电压测量部分均不能直接用交流放大器。恒电位仪实质上是利用运算放大器经过运算使得参比电极与研究电极之间的电位差严格地等于输入的指令信号电压。而运算放大器实质上是一种工作在深度负反馈下的直流放大器。它可以是固体组件,也可由分立元件组成。这就是说,恒电位仪的核心部分是工作在深度电压负反馈下的高增益直流放大器。

在用参比电极监测研究电极电位时,为了避免电流流过参比电极而使其极化,要求放大器有高的输入阻抗。

用参比电极测量离子选择性电极的电动势,从而能直接读出或计算出被测溶液中离子的含量。由于离子选择性电极的膜电阻很高($10^3 \sim 10^9 \Omega$),故高输入阻抗直流电压放大器便成为这类电极测量仪器的核心部分^[1]。例如各种酸度计、离子计,要求仪器输入电路有高输入阻抗、极小的输入电流和输入电容。

第二节 差动式放大电路

一、差动式放大电路的工作原理^[2]

差动式放大电路是直流放大器的主要电路形式,也是电化学测量仪器的主要组成部分。

图 1-1 是一个最简单的差动式电路(又称差分式或分差式电路)。当输入端有一个信号 ΔU_i 时,由于电阻 R 的分压作用, V_1 管的输入为 $\frac{1}{2} \Delta U_i$,而 V_2 管的输入为 $-\frac{1}{2} \Delta U_i$ 。这种输入状态被称为差动输入。由于输入信号极性相反,所以 U_{o1} 减小, U_{o2} 增加,则输出信号 $\Delta U_o = \Delta U_{o1} - \Delta U_{o2}$ 。

如果忽略偏置电阻 R_{b2} 的影响(因为 $R_{b2} \gg r_{be}$),则每一边的单管放大倍数均为 K_1 ,即

$$K_1 = \frac{\Delta U_{o1}}{\Delta U_{i1}} = \frac{\Delta U_{o2}}{\Delta U_{i2}} = - \frac{\beta R_c}{R_{b1} + r_{be}}$$

则

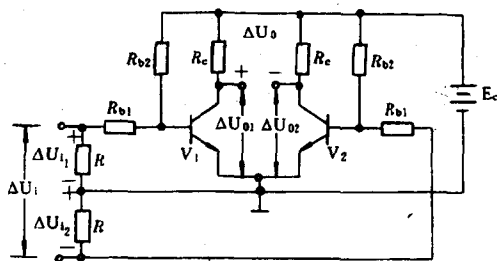


图 1-1 简单的差动式放大电路

$$\Delta U_{o1} = K_1 \Delta U_{i1} = \frac{1}{2} K_1 \Delta U_o$$

所以

$$\Delta U_o = \Delta U_{o1} - \Delta U_{o2} = K_1 \Delta U_i$$

因此,差动式电路的电压放大倍数

$$K = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = K_1 = - \frac{\beta R_c}{R_{b1} + r_{be}} \quad (1-1)$$

即差动式电路的电压放大倍数与单管放大器相同。在图 1-1 中,由于电路两边是对称的,所以无论是温度的变化还是电源的波动,对两只管子影响是一样的。而 ΔU_o 为 U_{o1} 与 U_{o2} 之差,所以这些影响在 ΔU_o 中被互相抵消了。可见,即使 U_{o1} 、 U_{o2} 都变了,但 ΔU_o 仍然为零。

如果把 U_{o1} 和 U_{o2} 的漂移折合到输入端,则相当于在 V_1 和 V_2 的输入端加上了大小相等、极性相同的信号,我们把这种状态叫做“共模输入”。差动式电路(双端输出)对共模信号的放大倍数总是零。两只管子的零点漂移被抵消。因此,在高质量的直流放大器中,第一级几乎无例外地采用差动式电路。

这个电路的缺点是单端输出时,零点漂移仍和单管放大电路一样,没有起到补偿作用。

二、典型的差动电路及共模抑制比

图 1-2 是一个典型的差动式放大电路。为了减小每个管子输出电压的漂移,接进了发射极公共电阻 R_e 和负电源 E_e 。电位器 R_v 的作用则是为了在两只管子特性有差别时可以调整到 $I_{c1} = I_{c2}$ 。 R_v 的电阻值一般在几百欧以内,因为过大了会使放大倍数下降太多,太小了又可能调不到 I_c 相等。

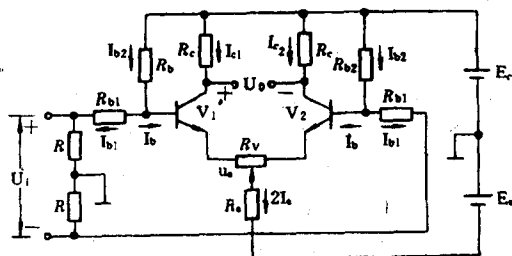
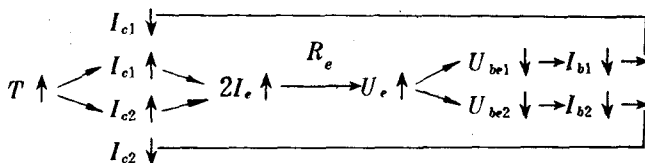


图 1-2 典型的差动式放大电路

射极公共电阻 R_e 的作用分析如下:

假如由于温度升高而使 I_{c1} 和 I_{c2} 同时增加,则



可见,温度升高所造成的每管的漂移都得到了一定程度的抑制,这里主要依靠了 R_e 对共模信号的负反馈作用。当 R_e 足够大时,只要 I_e 增加一点点,就会产生不小的 ΔU_{be} ,由此导致每管 I_b 的减小,进而使每管的集电极电流 I_c 和输出电压 U_o 都近似维持不变。这时单管输出的零点漂移也可以大大减小。

R_e 对差动信号没有负反馈作用,对差动信号的放大倍数自然也就没有什么影响了。这

个电路的差动电压放大倍数同没有 R_c 的差动电路(图 1-1)是一样的(见式 1-1),即

$$K = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = - \frac{\beta R_c}{R_{b1} + r_{be}}$$

上式中没有考虑 R_{b2} 和平衡电位器 R_V 的作用,如果考虑 R_V 的动端在中间则应有

$$K = - \frac{\beta R_c}{R_{b1} + r_{be} + \frac{1}{2} \beta R_V} \quad (1-2)$$

对差动信号来说,放大器的输入电阻为

$$r_i \approx 2(R_{b1} + r_{be} + \frac{1}{2} \beta R_V) \quad (1-3)$$

由于管子 $c-e$ 间内阻很大,所以放大器的输出电阻近似为两个集电极电阻的串联,即

$$r_o \approx 2R_c \quad (1-4)$$

在差动电路中,常用“共模抑制比”(CMRR)来说明放大器对共模信号的抑制能力,它定义为放大器对差动信号的放大倍数 K_d 和对共模信号的放大倍数 K_c 之比,即

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c} \quad (1-5)$$

一般情况下,双端输出差动电路的共模抑制比完全取决于电路参数不对称的程度。可见,为了提高电路的共模抑制比,应该一方面使电路的参数尽量对称,另一方面应尽可能地加大射极的共模反馈电阻 R_c 。

三、晶体管恒流源电路

图 1-3 表示具有恒流源的差动式放大电路。为了在较低的 E_c 下得到和较大的 R_c 下同样的效果,利用晶体管代替 R_c 可有效地实现这一目的。由晶体管输出特性可知,集电极电流 I_c 基本是由 I_b 决定的,当 I_b 一定时,只要 U_{ce} 高于 $2 \sim 3V$ 以后, I_c 就基本上不随 U_{ce} 变化了,即晶体管 $c \sim e$ 之间的动态电阻非常大,一般可以保证在几十 $k\Omega$ 至上百 $k\Omega$ 的范围。在图 1-3 中, R_1 和 R_2 的分压,固定了 V_3 的基极电位(即温度改变时 U_{b3} 不变),当温度升高使 I_{c3} 和 I_{e3} 增加时, R_3 两端电压也要增加,但由于 U_{b3} 为固定值, U_{be3} 就要比以前下降, I_{b3} 也要随之下降,因此起了抑制 I_{c3} 上升的作用。由 R_1 、 R_2 、 R_3 和晶体管 V_3 所组成的电路是工作点稳定电路。如果 I_{c3} 基本不变,则温度上升时 I_{c1} 和 I_{c2} 也几乎不增加,这样每管的输出电压 U_{o1} 和 U_{o2} 也就几乎不变了。可见,用晶体管恒流源代替电阻 R_c ,进一步提高了电路的共模抑制比,同时也减小了单端输出时的零点漂移。

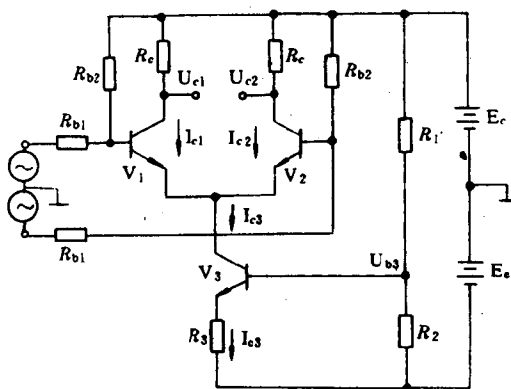


图 1-3 具有恒流源的差动式放大电路

第三节 差动式电路的零点漂移

一、双端输出差动电路的零点漂移计算

由于电路实际上不可能绝对对称,尤其是两只管子的特性多少总有些差异,所以即使是双端输出的差动电路,仍有零点漂移存在。因此,需要定量计算由于管子特性不对称而产生的零点漂移,以此作为挑选晶体管的依据。图 1-4 为典型的双端输出差动电路。先分别计算出两只管子折合到各自输入端的漂移电压 ΔU_{pia} 和 ΔU_{pih} :

$$\Delta U_{pia} = -\frac{dU_{be1}}{dT}\Delta T + (R_B + R_E)(C_1 I_{b1}\Delta T + \Delta I_{cbo1}) \quad (1-6)$$

$$\Delta U_{pih} = -\frac{dU_{be2}}{dT}\Delta T + (R_B + R_E)(C_2 I_{b2}\Delta T + \Delta I_{cbo2}) \quad (1-7)$$

式中 U_{be1} 、 C_1 、 I_{b1} 、 I_{cbo1} 为晶体管 V_1 的参数, U_{be2} 、 C_2 、 I_{b2} 、 I_{cbo2} 为晶体管 V_2 的参数。当两管参数不对称时, $\Delta U_{pia} \neq \Delta U_{pih}$, 所以在差动放大器的输入端就存在着差动和共模的两部分漂移电压, 其中差动漂移电压记作 ΔU_{pid} :

$$\Delta U_{pid} = \frac{1}{2}(\Delta U_{pia} - \Delta U_{pih}) \quad (1-8)$$

共模漂移电压记作 ΔU_{pic} :

$$\Delta U_{pic} = \frac{1}{2}(\Delta U_{pia} + \Delta U_{pih}) \quad (1-9)$$

当差动式电路采用双端输出的接法时, 两管的共模漂移电压基本上相互抵消, 所以需要计算的仅仅是差动漂移电压 ΔU_{pid} 。由于折合到输入端的漂移电压是指输入端 a 、 b 两点之间的等效电压 ΔU_{pi} , 如图 1-5 所示, 所以

$$\Delta U_{pi} = 2\Delta U_{pid} = \Delta U_{pia} - \Delta U_{pih} \quad (1-10)$$

$$\Delta U_{pi} = -\left(\frac{dU_{be1}}{dT} - \frac{dU_{be2}}{dT}\right)\Delta T + (R_B + R_E)[(C_1 I_{b1} - C_2 I_{b2})\Delta T + (\Delta I_{cbo1} - \Delta I_{cbo2})] \quad (1-11)$$

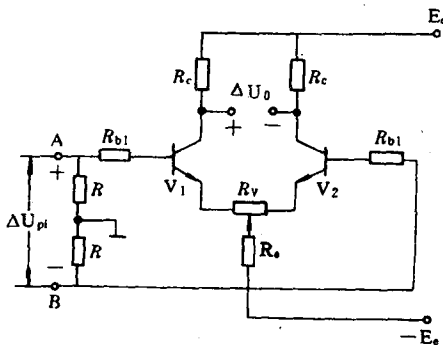


图 1-4 典型的双端输出差动电路

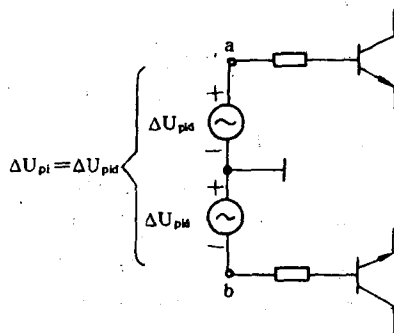


图 1-5 折合到输入端的差动漂移电压

由于 ΔU_{pe} 是属于差动性质的漂移电压, 所以式(1-11)中的 $R_E = r_e + \frac{R_V}{2}$, 不应再包含发射极的公共电阻 R_e , 因为 R_e 对于差动信号是不起作用的。

一个晶体管发射结电压温度系数 $\frac{dU_{be}}{dT}$ 可以用发射结电压 U_{be} 本身的大小来表示。所以公式(1-11)的第一项可以直接用差动对管 U_{be} 之间的差来表示^[43], 即

$$\frac{dU_{be1}}{dT} - \frac{dU_{be2}}{dT} = \frac{1}{T}(U_{be1} - U_{be2}) \quad (1-12)$$

于是, 差动放大器的零点漂移公式(1-11)可以进一步改写为:

$$\Delta U_{pe} = -\frac{1}{T}(U_{be1} - U_{be2})\Delta T + (R_B + R_E)[(C_1 I_{b1} - C_2 I_{b2})\Delta T + (\Delta I_{cbo1} - \Delta I_{cbo2})] \quad (1-13)$$

显然, 公式(1-13)的第一项代表差动对管 U_{be} 不对称所造成的漂移。由式(1-12)很容易算出来, 在常温下(设 $T = 298K$), 如果两管的 U_{be} 相差 $1mV$, 则折合到输入端就会造成 $3.3\mu V/^\circ C$ 的零点漂移, 这和实验结果(约 $3 \sim 5\mu V/^\circ C$)是很接近的。如果要求输入端漂移小于 $20\mu V/^\circ C$, 那么在挑选晶体管时, 至少应使 U_{be} 之差不大于 $4mV$ 。应该指出, 大量实验结果表明, 对于同一型号的晶体管, 又工作在相同的发射极电流下, 那么绝大多数管子的 U_{be} 相差不会超过 $20mV$ 。仅以 U_{be} 造成的漂移来讲, 一个差动放大器在输入端的漂移做到 $100\mu V/^\circ C$ 以下是并不困难的。

公式(1-13)的第二项表示电流放大系数 β 不对称所引起的漂移, 因为 β 的温度系数分散性较大, 所以即使两管的 β 值很接近, C_1 和 C_2 也不一定相等。 β 引起的零点漂移实际上包含两个因素, 一个是 β 值的大小不等(在 I_c 相同时导致 I_b 不等)所引起的, 另一个是 β 的温度系数不等($C_1 \neq C_2$)所引起的。

由于 β 不对称所产生的零点漂移还和输入回路的总电阻($R_B + R_E$)有关, 当($R_B + R_E$)较小时, 这一项在式(1-13)中所占比重并不大。例如, $R_B + R_E = 1k\Omega$, $I_{b1} - I_{b2} = 0.1\mu A$, $C = 0.5\%/^\circ C$, 则式(1-13)的第二项只有 $0.5\mu V/^\circ C$, 可以忽略不计。但如果 $R_B + R_E = 20k\Omega$, 则这一项就变成 $10\mu V/^\circ C$, 已经不可忽略了。

公式(1-13)第三项表示集电极反向电流 I_{cbo} 不对称而引起的漂移。由于高质量的差动放大器中第一级几乎无例外地使用硅管, 它们的 I_{cbo} 都在 $10^{-9}A$ 的数量级, 所以由于 I_{cbo} 不对称引起的漂移就更小了, 一般可以忽略不计。

二、进一步减小差动式电路零点漂移的方法

差动式电路的零点漂移, 主要是电路的不对称造成的。对于电阻的挑选, 还是比较容易的, 而对晶体管则不然, 对称性要求越严格, 管子挑选的合格率越低。在质量比较好的 100 只 3DG4C 中, 按 U_{be} 相差小于 $1mV$, β 相差 1% 来挑选, 可以配成对的只占 20% 左右; 如按 U_{be} 相差 $1mV$ 以内, β 相差 5% 以内挑选, 可以配成对的也不过 40% 左右。因此, 还得从电路上采取措施, 使差动式电路的漂移进一步减小。

1. 利用 β 的温度系数和 U_{be} 的温度系数互相补偿

对于式(1-13), 在忽略 I_{cbo} 的影响时, 温度每变化 $1^\circ C$ 引起的输入漂移可写成

$$\frac{\Delta U_{pi}}{\Delta T} = -\frac{1}{T}(U_{be1} - U_{be2}) + (R_B + R_E)(C_1 I_{b1} - C_2 I_{b2})$$

如果式子右边的两项符号相反,可使 ΔU_{pi} 比单独每一项还要小。为了使两项互相抵消,当 $U_{be1} > U_{be2}$ 时,必须同时使 $C_1 I_{b1} > C_2 I_{b2}$ (或者在 $C_1 \approx C_2$ 的情况下,使 $\beta_2 > \beta_1$)。

不过这样挑选管子,不但挑选合格率低,而且太麻烦。同时,只有在 $(R_B + R_E)$ 较大的情况下,补偿效果才比较明显。

2. 利用前后级的漂移互相补偿

在多级放大器中,第二级输出端的漂移是第一级漂移与第二级本身漂移的合成,只不过第一级输出的漂移在第二级输出端被放大了 K_2 倍。如果使这两个分量极性相反,就可以使输出的漂移进一步减小。

在调试时,只要改换一下第一级至第二级的两个输入端,就可以找出漂移较小的一种接法。所以,这种方法是简单易行的。

这个办法的局限性在于,只有第一级放大倍数 (K_1) 较小时,第二级的输入端漂移才可能与第一级输出端的漂移相比。

3. 利用 I_c 的不对称来补偿 U_{be} 的不对称

U_{be} 的不等将引起零点漂移,但 U_{be} 的大小和 I_c 有关,即

$$U_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} \quad (1-14)$$

式中 q 为电子的电荷量, k 为波耳兹曼常数, $k/q = 8.63 \times 10^{-5} \text{V/K}$; I_s 为发射结的反向饱和电流,它是温度的函数; T 为绝对温度, $K = ^\circ\text{C} + 273$ 。可见,可以利用差动对管 I_c 的不等,使得 U_{be} 相等,也可以看成因 I_c 不等引起的漂移补偿了 U_{be} 不等引起的漂移,即人为地使 U_{be} 小的管子工作在比较大的 I_c 下,以便在不同的 I_c 下使两管的 U_{be} 相等。

在式(1-13)中,当只考虑 U_{be} 不对称时,可写为

$$\frac{\Delta U_{pi}}{\Delta T} = -\frac{1}{T}(U_{be1} - U_{be2})$$

将式(1-14)代入可得

$$\frac{\Delta U_{pi}}{\Delta T} = -\frac{k}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_{c2}} \cdot \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \quad (1-15)$$

显然,要使漂移为零,必须使 $\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \frac{I_{s1}}{I_{s2}}$ 。令 $I_{s1} = I_{s2}$,把自然对数换算成常用对数,则上式可表为

$$\frac{\Delta U_{pi}}{\Delta T} = -200 \log \frac{I_{c1}}{I_{c2}} \quad (1-16)$$

可见,当 I_c 有 10% 的不平衡(即 $I_{c1}/I_{c2} = 1.1$) 时, $\Delta U_{pi}/\Delta T = -8.28 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

具体做法可以用图 1-6 的电路,先使 $R_{c1} = R_{c2}$,调 R_v 使 I_{c1}/I_{c2} 满足补偿的要求,显然这时 $U_{c1} \neq U_{c2}$ 。然后再调 R_{c1} ,使 $U_o = 0$ 。

由于 $R_{c1} \neq R_{c2}$,电路不对称性加大,所以降低了电路对共模干扰的抑制能力。另外,由于 I_c 不对称必然造成 I_b 不平衡,因而当 $(R_B + R_E)$ 较大时,将带来新的漂移。

4. 共模反馈

图 1-7 是一个高放大倍数放大器的前两级,为了提高共模抑制比和减小单端输出的漂移,引进了共模负反馈。

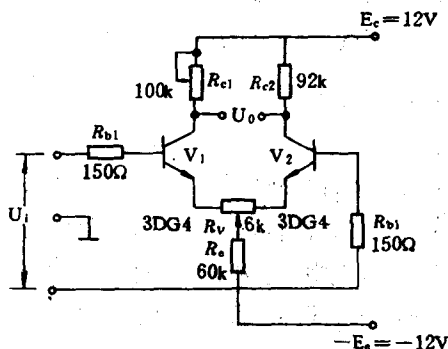


图 1-6 利用 I_c 的不平衡来补偿 U_{be} 的不对称

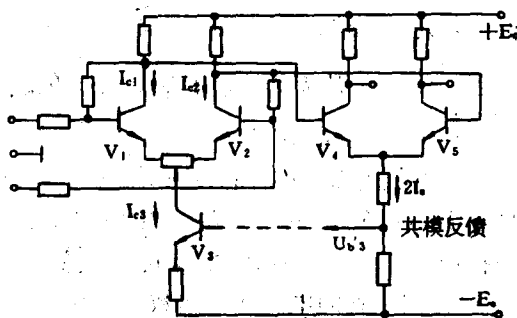


图 1-7 共模反馈电路

当输入端有共模信号时, I_{c1} 、 I_{c2} 将同时变化。如果 I_{c1} 、 I_{c2} 都减小了, 则第二级 V_4 、 V_5 管的 I_c 将增大, U_{b3} 随之升高。如果用 U_{b3} 去控制 V_3 的基极, 则 I_{c3} 将增加一些, 从而使 I_{c1} 、 I_{c2} 回升, 使 I_{c1} 、 I_{c2} 的变化趋势被削弱, 这样一来每个管子输出电压的漂移也就小了。

上述共模反馈电路在晶体管恒电位仪中经常采用。

合理地采用以上提到的各种办法, 在良好的工艺措施保证下, 差动式电路的漂移可以作到 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下。在要求更高的情况下, 一般都采用调制式放大器, 这种直流放大器的零点漂移可以达到 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 甚至更小。

三、抑制零点漂移的工艺措施

1. 元件的挑选

(1) 第一级差动对管的选配

一般从 U_{be1} 、 β 和 I_{c0} 三方面着手。对于硅管, 只要 I_{c0} 在 10^{-8}A 以下就行了, 无须进一步选配, 而对 U_{be} 和 β , 要按对零点漂移的要求来定。

如果要求零点漂移在 $100\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下, 一般应选两管 U_{be} 之差在 10mV 之内; 当 $(R_B + R_E)$ 在 $20\text{k}\Omega$ 以内时, β 值相差应不大于 5%。如 $(R_B + R_E)$ 大于 $20\text{k}\Omega$, 则 β 的差值应选得更小一些。

如果要求零点漂移在 $20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下, 则两管 U_{be} 相差应选在 1mV 以内; 当 $(R_B + R_E) < 20\text{k}\Omega$ 时, β 值相差应不大于 2%。同时, 还须对 β 的温度系数进行选配, 使之相差在 5% 以内。

要求很高的差动放大器通常还对第二级或后级的差动对管提出选配的要求, 不过一般来说它们的选配标准比第一级可以低一些。

图 1-8 是选配差动对管的简单测试电路,

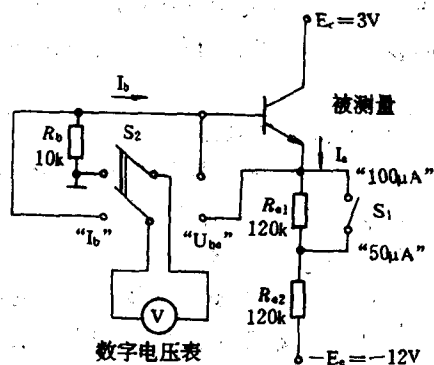


图 1-8 U_{be} 和 β 的测试电路

(图中元件参数仅供参考)

它利用电源 E_c 和射极电阻 R_e 来固定被测晶体管的电流 I_c (或 I_e)，一般应在晶体管实际工作的电流附近选择两个电流值来测试，开关 S_1 就是两种电流值的转换开关。为了使 U_{be} 的对称性达到几个毫伏以内，最好采用数字电压表来进行测试。开关 S_2 用来转换 U_{be} 和 I_b 两个测量项目。 $I_b = \frac{U_b}{R_b}$ ，从而间接地测量了晶体管的 β 值。

(2) 电阻元件的选配

所用电阻也需对称，而且应选用同一型号的产品，以期温度系数一致。通常在要求温度系数小于 $100\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的放大器中，电阻的差别应选在 0.2% 以内，所以一般都要经过老化和电桥挑选。放大电路中通常采用低温度系数精密金属膜电阻。这个道理是很简单的，如果 R_e 相差 1% ，则两管的电压放大倍数也会相差 1% ，则输入端就会产生相当于单管漂移的 1% 的电压漂移，约在 $20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的数量级。

2. 均热措施

以上所有的分析，都假定了两个管子的温度总是一样的。由于 U_{be} 的温度系数大致为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，即使在 U_{be} 完全匹配的条件下，如果两只管子的温度相差 0.01°C ，那么输入端漂移也有 $20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 了。可见，倘若不能保证两管工作温度的一致性，要想做出零漂很小的放大器是根本不可能的。

最简单的均热办法，可以用裸铜线将两个管子紧紧地捆在一起，靠铜线良好的导热性，使两管外壳温度相同。如果管子外壳和一个电极是连在一起的，而外壳又没有涂绝缘防护漆时，必须使管壳与裸铜线绝缘。

此外，也可以用均热槽，就是在一个铜块或铝块上，挖两个与管壳大小相当的不透圆孔，将管子放进去并充以硅脂作成。

比较理想的办法是采用硅双三极管（也称“差分管”，“孪生管”），既方便，效果又好。

3. 恒温措施

无论是温度补偿电路，还是差动式电路，都有同样一个问题，就是在一个小的温度范围内可以作到零点漂移很小，而在温度变化大了以后，补偿的效果就差了。

在需要零点漂移极小的放大器中（例如漂移在每度几 μV 以下），希望环境温度也不要变化。为此，经常把第一级（或前两级）放到恒温油槽里。恒温槽是一个密封绝热的小盒子，里面装有电热丝和温度的测量控制电路，将盒子里的温度自动维持在某一个数值上。

四、放大器的调整

由于实际情况的多样性，调试中遇到的问题将是多方面的，下面介绍的是调试的主要过程及其注意事项，仅供参考。

1. 放大器必须接成闭环

调试前，放大器必须先通过一定的反馈电路接成闭环（例如图 1-9 的形式），使工作点稳定。因为放大器开环放大倍数很大，在开环状态下，由于零点漂移，输出级总是处于饱和状态。如 F-2J 型直流电压放大器 ($K_o > 10^4$)，只要输入端有一个毫伏的漂移，输出级就饱和了。所以，放大器开环时，输出端的电压要么接近于正的电源电压，要么接近于负的电源电压，即使调节调零电位器，输出电压也只能在这两个状态中变化。所以，放大器无法在开环状态下进行调试。

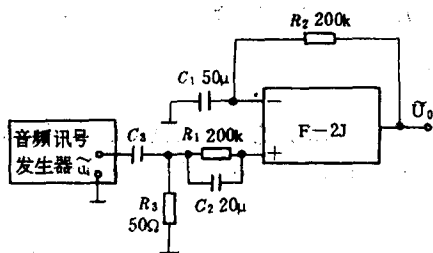


图 1-9 F-2J 型直流电压放大器
电压放大倍数测量电路

2. 消除寄生振荡

放大器接成闭环之后,由于放大倍数很高以及晶体管有极间电容、引线分布电容,使输出、输入之间存在寄生耦合,从而产生高频的寄生振荡。调试时,要先用示波器或交流电压表测量和观察输出端,发现有寄生振荡的话,应先采取消除寄生振荡的措施。在放大器寄生振荡消除之前,不能着手调整静态工作点,因为如果存在寄生振荡,放大器各级静态工作点都将是异常的。

3. 调整静态工作点

将放大器的两个输入端通过一定的电阻接地,调节调零电位器,使输出为零,测量各级的静态工作点,即用电压表测量晶体管各个电极对地的电压。一般情况下,实测的工作点电压和设计计算值差别不大。引起静态工作点和计算值差别较大的原因主要是:晶体管特性不好,以及由于计算没有考虑前后级的互相影响。如果因前后级的互相影响使工作点偏离预定的数值过大,则应适当改变电阻的阻值,使之达到要求。

4. 指标的鉴定和调整

放大器能初步工作之后,就要着手鉴定其技术指标,看是否符合要求。

需要强调的是,首先要注意指标的测试方法正确无误,以保证鉴定的客观真实。下面以电压放大倍数的测试为例,加以说明。

图 1-9 是电压放大倍数的一种测量电路。输入信号由音频信号发生器产生,为了保证测量的准确性,采用的信号频率必须尽可能低,一般为 100Hz 上下。

为了稳定静态工作点,放大器必须接成闭环,可是,为了测量放大倍数,放大器又必须是开环工作。为此,在图 1-9 中,在输出和反相输入端之间接进一个反馈电阻 R_2 ,输入端接进一个旁路电容 C_1 。这样,对于静态工作点来讲,电容 C_1 将反相端的交流电压旁路,反馈不起作用,保证了开环工作。电阻 $R_1 = R_2$,使放大器两个输入端的直流电阻一致,从而保证第一级晶体管工作在完全对称的状态下。

测量时,在输入端加交流电压,输入信号的大小以输出端电压不出现显著失真(即不饱和)为准,输入信号必定很小,在输入端加进一个分压器,就可以不必直接测放大器输入端的电压 $\bar{U}_i$,只要测量信号发生器的电压 $\bar{U}$,然后根据分压比求出输入电压 $\bar{U}_i$,从而提高测量的准确度。

在放大倍数很高的场合,由于输入端存在干扰,还会遇到不少问题。在这种情况下,建议采用逐级(或逐段)测量的方法,然后通过计算得出整个放大器的放大倍数。整个放大器的放大倍数等于各级放大倍数的乘积。

其它技术指标的测量和调整可以按照类似的步骤进行,在第八章将结合有关仪器调试详细讨论这个问题。

第四节 高输入阻抗直流电压放大器

一、提高放大器的输入阻抗

如前所述,在用参比电极测量和控制研究电极的电位,以及用玻璃电极测 pH 值时,应根据不同电极所构成的半电池内阻的大小和测量要求,分别采取不同措施使放大器(或仪器)的输入回路的电阻升高,电流和电容减小。

一般双极型晶体管放大器的输入电阻 r_{ie} 约在 $10^4 \sim 10^6 \Omega$ 范围,不能满足电化学测量和控制中高输入阻抗的要求。为了提高放大器的输入阻抗,通常用场效应管构成的集成运算放大器的输入级。因为一般结型场效应管的输入电阻可达 $10^{12} \Omega$,而金属氧化物型(MOS 型)场效应管可达 $10^{14} \Omega$ 以上。因此,用场效应管作为输入级可大大提高放大器的输入阻抗。例如,国产结型场效应管运算放大器 5G28 的差动输入电阻为 $10^{10} \Omega$,F070 为 $10^{12} \Omega$ 。MOS 型场效应管运算放大器 B006 的栅极电阻为 $10^9 \Omega$ 。其它如 $\mu A740$ 、 $\mu PC152$ 、A-6M4349、CA3140、BG313 等都是高输入阻抗集成运算放大器。

如果没有现成的场效应集成运算放大器或用分立件组装放大器时,可在一般双极型集成运算放大器或普通放大器输入端加入一级场效应管差动放大电路,达到提高输入阻抗的目的。

在直接耦合放大器方面,还有用静电计管作输入级与运算放大器组成高输入阻抗放大器。这类管子的栅流可低到 $10^{-13} \sim 10^{-15} A$,动态输入电阻可达 $10^{14} \Omega$ 以上,板栅极之间的绝缘电阻可高达 $10^{15} \Omega$ 。

在调制型放大器方面,离子选择性电极测量仪器中所采用的调制元件主要有三种:振动电容器、高阻机械斩波器和高阻变容二极管。

在恒电位仪电路中,普遍采用场效应管组成放大器的前置级。下面将专门讨论场效应管作输入级的直接耦合放大器,关于其它高输入阻抗直流电压放大器的内容可参看有关专著^[1,26,27],不再赘述。

二、场效应晶体管

场效应晶体管(简称场效应管或 FET)和晶体管相比有很多特点。从控制作用来看,晶体管是电流控制元件,而场效应管则是电压控制元件,即在一定的条件下,它的漏极 D 电流 I_D 只取决于栅极 G 电压 U_{GS} ,但是栅极上加上电压时基本上不取什么电流,因此场效应管的输入电阻就非常高。场效应管按其结构种类,可分为结型 P 沟道与 N 沟道场效应管和绝缘栅 N 型与 P 型场效应管。根据工作方式的不同又分为耗尽型和增强型。见表 1-1。

1. 结型场效应管的特性

在某一漏极电压 U_{DS} 下,栅极电压 U_{GS} 和漏极电流 I_D 的关系,通称为转移特性(相当于晶体管的输入特性)。从输出特性来看,取漏极电压 U_{GS} 和漏极电流 I_D 为自变量和因变量,参变量为 U_{GS} ,这样做出的特性称为漏极特性。

图 1-10 表示一只 3DJ 系结型场效应管的转移特性。图中 $U_{GS}=0$ 时的漏极电流称为饱和电流 I_{DSS} ,使 I_D 接近于零的栅极电压称为夹断电压 U_P 。

图 1-10 中的转移特性可以用一个近似公式来表示:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \left|\frac{U_{GS}}{U_P}\right|\right)^2 \quad (U_P \leq U_{GS} \leq 0) \quad (1-17)$$

只要定出 I_{DSS} 和 U_P 就可以把转移特性中的其它点估算出来。例如图中 $I_{DSS} = 5\text{mA}$, $U_P = -3.4\text{V}$, 求 $U_{GS} = -2\text{V}$ 时的 I_D 应该是多少? 把这三个数据代入公式(1-17)中得到

$$I_D = 5 \times \left(1 - \frac{2}{3.4}\right)^2 = 0.85\text{mA}$$

而实际电流为 0.8mA , 说明公式有一定的误差。

图 1-11 表示结型场效应管的漏极特性。它和晶体管的集电极特性(即输出特性)很相似, 所不同的是, 前者是以栅源之间的偏压 U_{GS} 作为参变量, 而后者则是以基极电流 I_b 为参变量标出的。

在漏极特性曲线中, 管子的工作情况可以分为三个区, 即可变电阻区、饱和区和击穿区, 现在分别加以讨论。

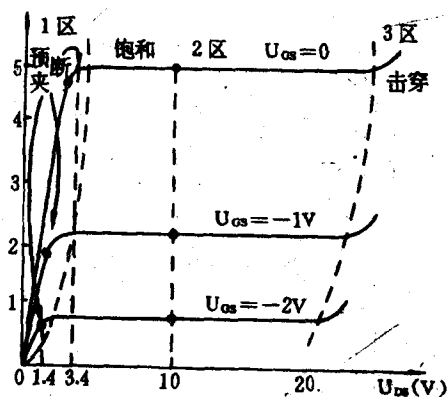


图 1-11 结型场效应管的漏极特性

当栅极加上一定电压后(如 $U_{GS} = -1\text{V}$), U_{DS} 从零逐渐增大, I_D 也增大, 即工作在图 1-11 中的 1 区。由场效应管的导电特性可知, 当 U_{DS} 比较小时, 沟道的电阻主要由栅压所决定, 所以栅压一定, 沟道的电阻也一定, 这时 U_{DS} 增大, I_D 也会增大。这个区域又称为可变电阻区。

当继续增大 U_{DS} 时, I_D 增大变慢, 最后 I_D 就基本上维持恒定了, 电流达到饱和, 管子工作在 2 区。这是因为 U_{DS} 增大以后, 栅漏反向 PN 结附近的耗尽层加宽, 当 $U_{DS} = |U_P|$ 时, 漏极附近的耗尽区非常靠近(预夹断), 刚开始相遇时漏极和栅极之间的电压就是夹断电压 U_P 。当 U_{DS} 继续增加时, $U_{DS} > |U_P|$, 耗尽区的靠拢部分逐渐向源极延伸, 这时漏极电流决定于栅压

等其它因素而基本上与 U_{DS} 无关。因为耗尽区的电阻比导电沟道的电阻大得多, U_{DS} 超过 $|U_P|$ 的电压基本上全加在靠拢的耗尽层上, U_{DS} 愈高, 靠拢的部分愈长, 电阻愈大, 因此电流基本不变。这个 2 区又称为饱和区。场效应管起放大作用时, 一般都工作在这个区域。

如果继续增大 U_{DS} , 则将使反向偏置的 PN 结超过它所能承受的极限, 从而发生了击穿现象。这时, I_D 会突然增大, 管子进入 3 区, 如果不加以限制, 将会造成管子损坏。

场效应管的转移特性和漏极特性是互相联系的。例如在图 1-11 中令 $U_{DS} = 10\text{V}$, 则对应于 $U_{GS} = 0$ 的 I_D 为 5mA ; 对应于 $U_{GS} = -1\text{V}$ 的 $I_D = 2.1\text{mA}$; 对应于 $U_{GS} = -2\text{V}$ 的 $I_D =$

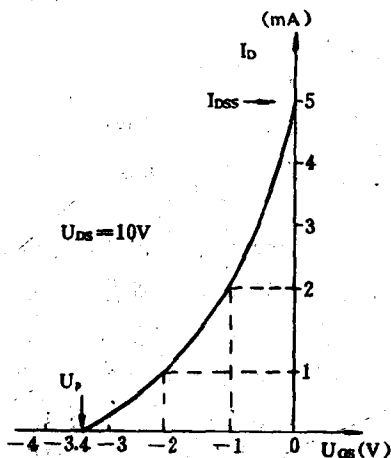


图 1-10 3DJ 系结型场效应管的转移特性

0.8mA。把这些关系和图 1-10 相比较,可知二者是一致的。所以转移特性可以从漏极特性中用作图法得出。

2. 绝缘栅场效应管

绝缘栅场效应管和结型场效应管的不同点在于它们的导电机构。结型是利用导电沟道之间耗尽区的大小来控制漏极电流,而绝缘栅则是利用感应电荷的多少来改变导电沟道的性质。

当 $U_{GS}=0$ 时源漏之间就存在导电沟道的,称为耗尽型场效应管,如果必须在 $U_{GS}>0$ 的情况下才存在导电沟道,则称为增强型场效应管。绝缘栅 N 型沟道耗尽型场效应管的工作原理和结型场效应管相似,即使 $U_{GS}=0$,也有较大的漏极电流 I_D 由电源正端流向漏极,所以这时的电流也用 I_{DSS} 来表示。

如果在栅极上加负压,它将使 N 型沟道内耗尽区加宽,感应的负电荷减少,因此 I_D 也比以前减少,这种趋势和结型场效应管是一致的,所以称之为耗尽型。所不同的是,对结型场效应管,当 $U_{GS}>0$ 时,将使 PN 结处于正向接法而产生较大的栅极电流,破坏了它的控制作用,因此结型场效应管只有耗尽型工作方式,但是耗尽型绝缘栅场效应管在 $U_{GS}>0$ 的情况下,由于绝缘层的存在,并不会产生 PN 结的正向电流,而是在 N 型沟道感应出更多的负电荷,使 I_D 比 I_{DSS} 更大。因此绝缘栅场效应管具有下述特点:不论栅压为正还是为负都可控制 I_D 的大小,而且都基本上没有栅极电流。

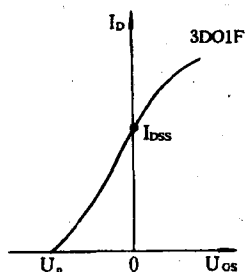


图 1-12 耗尽型绝缘栅场效应管的转移特性

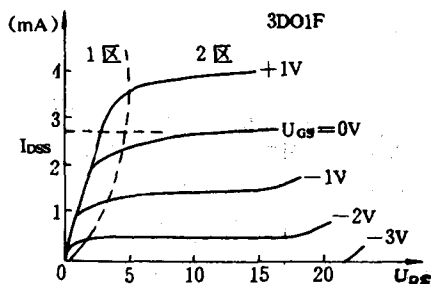


图 1-13 耗尽型绝缘栅场效应管的漏极特性

耗尽型绝缘栅场效应管的转移特性和漏极特性分别如图 1-12 和图 1-13 所示。当 U_{DS} 由零逐渐增高时,起初耗尽区还不太宽,源漏之间的导电情况好象是一个电阻,因此 I_D 随 U_{DS} 的增加而增加。当 U_{DS} 进一步加大后,接近漏极的耗尽区向下扩张而趋于预夹断,这时 I_D 即接近饱和,处于特性曲线上 1 区和 2 区的边缘。继续增加 U_{DS} 对 I_D 的影响不大,直至达到击穿电压时, I_D 突然增大,这些情况和结型场效应管是一致的。

N 型沟道增强型场效应管的转移特性如图 1-14 所示,当 $U_{GS}>U_T$ 、而且 $U_{DS}>U_{GS}-U_T$ (即管子处于饱和区)时, I_D 和 $(U_{GS}-U_T)^2$ 成正比。 U_T 为开启电压,因为直

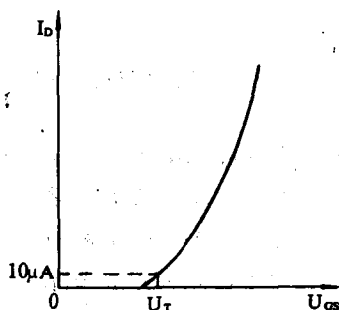


图 1-14 增强型绝缘栅场效应管的转移特性