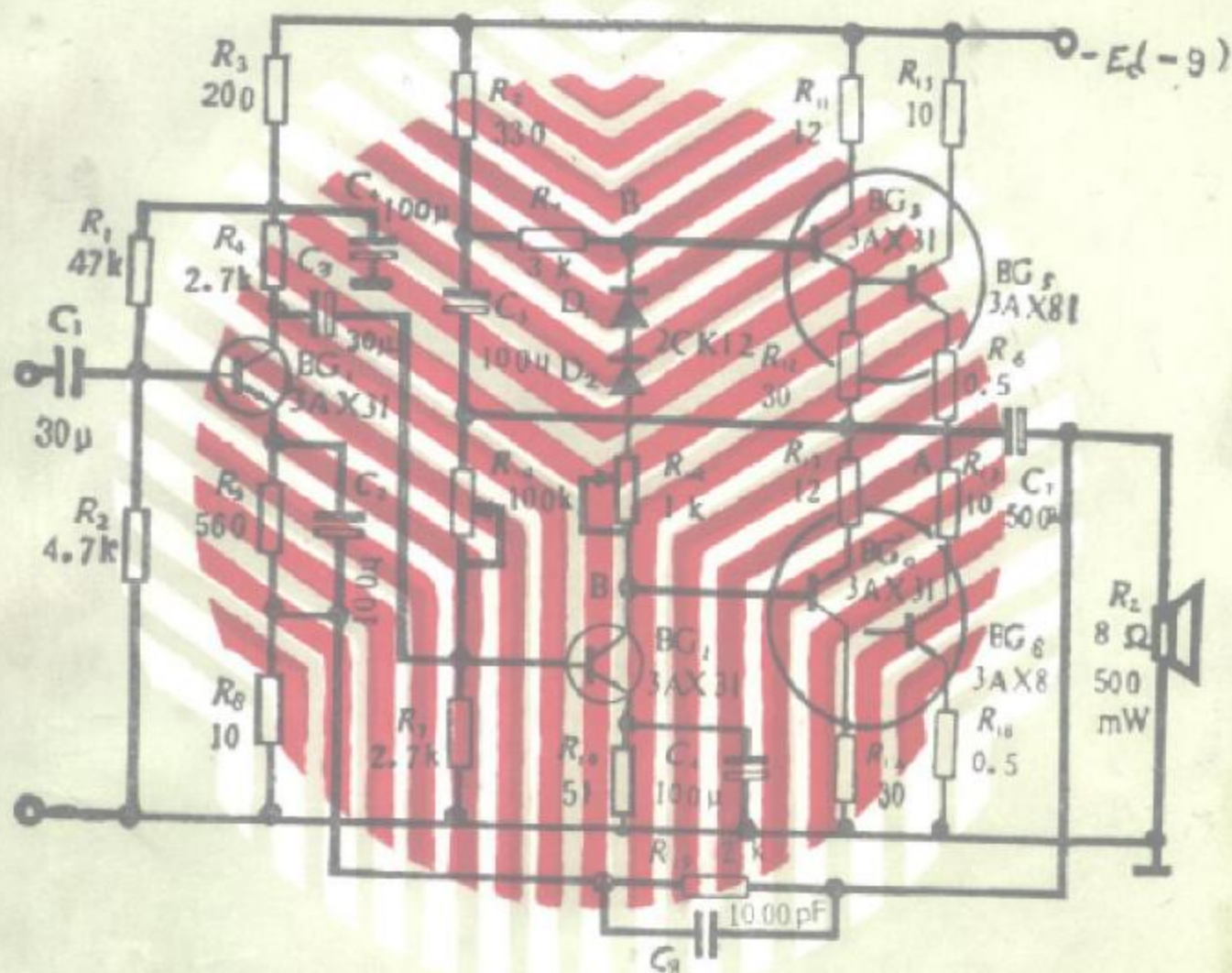




● 高等学校教学用书

● 徐章遂 何福友 赵圣元 古伍印 编

模拟电路基础

电子工业出版社

模拟电路基础

徐章遂 何福友 赵圣元 古伍印 编



电子工业出版社

3910343

内 容 简 介

为使《模拟电路基础》课程适应电子技术的发展,本书采用以模拟集成电路为主体内容,以分析方法为主线的方式来编写。通过对各种电子器件及电路的分析,阐述模拟电路的基本概念、基本原理和基本分析方法。这样既符合国家教委关于电子线路课程的基本要求,又使内容发展主线明确,理论的系统性加强,精炼和更新了内容。

本书主要内容有:电子器件(包括电子管),放大器构成原理(单级放大器、多级放大器、放大器中的反馈、大信号放大器、直流放大器、恒流源和恒压源、集成放大器等),放大器分析方法(图解分析法、网络参数分析法、负反馈分析法、零极点频率响应分析法、计算机辅助分析法等),集成运算放大器原理及应用,振荡原理,电源等。各部分内容均有电路实例及一定数量例题、思考题和习题。本书主要作为高等学校模拟电路课程教材,通过适当取舍内容,亦可作为电子技术课程教材,也可供从事电子技术人员作学习参考。

0.26/

模 拟 电 路 基 础

徐章遂 何福友 赵圣元 古伍印 编

责任编辑:王昌喜

电子工业出版社出版(北京海淀区万寿路)

电子工业出版社发行 各地新华书店经销

军械工程学院印刷厂印刷

开本: 787×1092毫米1/16 印张: 30 字数: 730千字

1989年6月第一版 1989年6月第一次印刷

印数: 1—6000册 定价: 10.80元

ISBN7-5053-0554-9/TN·202

前 言

《模拟电路基础》课程在电子类专业的教学计划中占有十分重要的地位,这是人所周知的。正因为如此,对于它的教学内容与方式等应如何改革,就成为多年来从事电子科学技术教育工作者关注的焦点。在全国与地方性的学术会议上经常对这一问题展开热烈的讨论,同行们各抒己见,畅所欲言,大家的目的只有一个:如何在有限的学时内,精选内容,改进教学方式,培养更合格的电子类专业人材。在“打好基础,精选内容,逐步更新,利于教学”的方针指导下,经过全国广大教师和有关出版社的共同努力,我国已出版了风格特色各异,适合培养各种类型人材的电子线路教材多种,这是十分可喜的成果。中国人民解放军军械工程学院徐章遂等同志编写的《模拟电路基础》一书就是这百花园中的又一新葩。

本书作者从当前我国实际情况出发,立足现实,注重发展,便于教学,提出“以分析方法为主线,以集成电路为主体内容”的编写指导思想。采用的方法是:(1)将模拟集成电路的主要内容集中在一章中介绍,这就包括了常用的放大器基本电路内容;(2)分章介绍放大器的各种分析方法,避免重复;(3)最后将各种类电路都落脚到集成电路上。这样的编写方式可谓不落巢臼,有可能在有限的学时内,使学生学到最基本、最重要的内容。

本书作者们均为从事电子线路教学工作多年的教师,积累有丰富的教学经验,因而全书编排次序合理,内容深入浅出,便于自学。可以预期,本书的出版,将会受到广大读者的欢迎。

张肃文 1988.7.17.

于武汉大学无线电信息工程系

编 者 的 话

本书是根据国家教委关于电子线路课程的基本要求,在多年教学实践基础上编成的。第一、二章介绍了半导体器件工作原理和特性,由器件组成电路的原理和由基本模拟电路构成的集成放大电路;第三至九章分别结合各类模拟电路介绍了各种分析方法(如图解分析法、网络参数分析法、反馈电路分析法、零极点频率特性分析法、计算机辅助分析法等),便于理论结合实际,又便于扩充新技术成果;第十一、十二章介绍了电源,其中以较多篇幅介绍了目前所实用的集成稳压电源;考虑到目前使用现状,在第十章介绍了电子管电路,学习中也可放在第一章后面,这样可便于使用第三至九章的分析方法分析电子管电路。

教材中的符号基本采用机械电子工业部所规定的符号。通常以英文大写字母加大写字母下标表示直流(如 V_{CE} 表示晶体管C-E间直流电压),最大值(如 I_{CM}),总平均值(如 I_{AV});大写字母加小写字母下标表示交变分量最大值(如 I_m),平均值(如 I_{av}),有效值(如 I_e)。在频率不高的情况下,分析用有效值(如 I 、 V)进行;在频率较高时,采用复数(如 $\dot{I}$ 、 $\dot{V}$)进行分析。以小写字母加大写字母下标表示总的瞬时值(如 v_{CE});以小写字母加小写字母下标表示交变分量瞬时值(v_{ce})。

参加编写的人员有:徐章遂编写绪论、第一、三、四、五、七章,并对全书内容进行选择、组织及定稿;赵圣元编写第二章;何福友编写第六、八、九章;古伍印编写第十、十一、十二章。范继业和绘图室绘制了全部电路图。

在此教材编写过程中受到了张肃文教授的指导。他对编写大纲提出了宝贵意见,最后对全书进行了审阅。

本书的出版,还得到了宫占贵等同志的大力支持,在此一并表示感谢。

由于编者对模拟电路发展的认识甚浅,难免有错误,请批评指正。

编 者

一九八八年七月

丁军械工程学院

目 录

绪 论	(1)
第一章 半导体器件工作原理	(3)
第一节 半导体的基本知识	(3)
第二节 杂质半导体	(5)
第三节 PN 结	(7)
第四节 半导体二极管	(16)
第五节 半导体三极管	(19)
第六节 场效应管	(31)
习题	(42)
第二章 放大器构成原理	(45)
第一节 单级小信号放大器	(45)
第二节 多级放大器	(56)
第三节 放大器中的反馈	(60)
第四节 恒流源和恒压源	(68)
第五节 差动放大器	(72)
第六节 大信号放大器	(83)
第七节 集成放大器	(91)
习题	(107)
第三章 图解分析法	(114)
第一节 小信号放大器的图解分析法	(114)
第二节 大信号放大器的图解分析法	(120)
习题	(123)
第四章 网络参数分析法	(127)
第一节 电子器件的网络参数等效电路	(127)
第二节 网络参数与物理参数的关系	(130)
第三节 用网络参数分析单级放大器	(133)
第四节 用网络参数分析多级放大器	(139)
习题	(152)
第五章 负反馈放大器分析法	(159)
第一节 概述	(159)
第二节 方框图分析法	(161)
第三节 其它几种类型的负反馈电路的分析	(167)
第四节 负反馈放大器分析小结	(172)
习题	(181)

第六章 集成运算放大器及其应用	(186)
第一节 运算放大器的基本概念.....	(186)
第二节 集成运算放大器的二种基本电路.....	(187)
第三节 集成运算放大器的误差分析.....	(191)
第四节 集成运算放大器的线性运用.....	(194)
第五节 集成运算放大器在信号检测和处理方面的应用.....	(210)
习题.....	(217)
第七章 放大器的频率响应分析法	(224)
第一节 概述.....	(224)
第二节 频率响应极、零点分析法.....	(226)
第三节 上、下限频率计算.....	(237)
第四节 利用零、极点分析法分析放大器的频率响应.....	(238)
第五节 负反馈放大器的频率响应.....	(259)
习题.....	(275)
第八章 振荡的原理	(281)
第一节 正弦振荡原理.....	(281)
第二节 LC正弦波振荡器.....	(287)
第三节 LC振荡器的频率稳定度.....	(296)
第四节 晶体正弦波振荡器.....	(303)
第五节 RC振荡器.....	(306)
第六节 负阻振荡器.....	(313)
第七节 寄生振荡、间歇振荡和频率占据.....	(315)
第八节 非正弦振荡.....	(318)
第九节 集成振荡器.....	(327)
习题.....	(329)
第九章 模拟电路计算机辅助分析	(337)
第一节 网络拓扑基本原理.....	(338)
第二节 线性电路频域分析.....	(347)
第三节 非线性电路分析.....	(370)
第四节 程序举例.....	(382)
习题.....	(394)
第十章 电子管及其电路	(396)
第一节 概述.....	(396)
第二节 电子管工作原理.....	(396)
第三节 电子管电路.....	(415)
习题.....	(424)
第十一章 整流电路与直流稳压电源	(427)
第一节 概述.....	(427)
第二节 单相半波整流电路.....	(427)
第三节 单相全波整流电路.....	(429)
第四节 单相桥式整流电路.....	(431)

第五节 倍压整流电路.....	(433)
第六节 三相桥式整流电路.....	(435)
第七节 滤波电路.....	(439)
第八节 稳压管稳压电路.....	(444)
第九节 串联式晶体管稳压电路.....	(446)
习题.....	(451)
第十二章 可控硅及其应用.....	(453)
第一节 概述.....	(453)
第二节 可控硅元件的结构、性能及参数.....	(457)
第三节 单相可控整流电路.....	(465)
第四节 单结晶体管触发电路.....	(460)
第五节 可控硅元件的择选和保护.....	(465)
第六节 可控硅的应用.....	(468)
习题.....	(472)

绪 论

电子线路是电子学的一门应用科学,是现代先进科学的组成部分之一,也是发展迅速的学科之一。电子学最初用于无线电通讯。1904年至1906年弗列明发明真空二极管(称电子管)、L·De·Forest制成具有放大作用的真空三极管,使电子学进入实用阶段,作为一门新兴科学而崛起。不久,又出现了离子管。它是在真空管中充上气体,外加电压后,气体电离,正离子和电子复合释放能量,能够发光,可作开关、稳压、发光显示用。这使电子学的实用技术更加完善,很快用于工业自动化、检测、计量、计算等方面。而且在解决实际问题中,逐步形成了自己的理论系统和分析方法,成为应用广泛的技术学科。

电子线路的发展促进了其它科学技术的发展,反过来科学技术的发展又对电子线路提出了更新的要求。对产品小型化、可靠性、高精度、廉价等方面,要求越来越高。而当时电子管体积大、寿命短,尤其电子在管内渡越时间长,转换速率受到限制。因此经W·Shockley、J·Bardeen和W·H·Brattain等共同研究,于1948年制成了晶体管,开创了电子科学的第一次革命,成为电子工业新的里程碑,促成了计算机、通讯等方面的发展。由于他们科学上的重大贡献,获得了1956年诺贝尔奖。这种器件体积小、重量轻、寿命长、价格低、功耗低、效率高,很快在许多电子产品中代替了电子管、离子管。尤其场效应管、发光二极管等的出现,更使半导体器件种类繁多,便于实用,许多产品实现了半导体化。但这并不意味着电子管完全被淘汰。因为在许多方面如显示设备、微波设备、广播电视发射设备中电子管仍占着优势。而且电子管也在不断改进,以适应新的要求。

单个电子器件与元件组成的电路称为分立电路(discrete circuit)。复杂的分立电路由于焊点多及布线等影响了可靠性及精度的提高。因此伴随着半导体工艺的发展,五十年代末得克萨斯仪器公司的基尔白,仙童半导体公司的诺依斯等人研究实现了集成电路(Integrated Circuit简称IC)。这是在一小块硅片上做成了由半导体管、电阻、电容等组成的电路,实现了“管”“路”结合。以后集成度(单个芯片上包含的元、器件数)越来越高(现已达几十平方毫米上制有百万个元器件)。这是电子学中的又一次革命,也是近代科学技术发展的新的标志。尤其是它的小体积、多功能、高可靠性、低功耗、价格低等优点,很快被各个行业所采用,形成机-电一体化产品、机-光-电一体化产品,渗入到国民经济、人民生活的各个领域。使我们这个时代到处充满电子气息。

电子线路分模拟的和数字的二类。本书中仅研究模拟电子线路。它是论述由电子器件、元件等组成的产生和处理模拟信号的电路或系统的功能、特性及分析法。其中电子器件是核心。我们现在所采用的电子器件是电子管、离子管、半导体管和半导体模拟集成电路。目前模拟集成电路不仅有线性集成放大器、模拟乘法器、稳压器,而且有音频、中频、高频放大器,功率输出块、A/D、D/A、V-F等转换器,这就使模拟电子线路的面貌焕然一新。不仅使线路设计、安装简化,而且节约工时,降低成本。既有利于整机小型化,可靠性也大大提高。目前已有许多电子

产品实现以集成电路为主体的线路。

在模拟集成电路中,线性集成放大器应用得最多。这种电路最初主要用于模拟计算机中作运算放大用,所以又称之为运算放大器(简称运放)。实际上它的功能不仅仅作运算放大,而且用于产生、处理模拟信号等方面。一般集成放大器都由小信号放大部分(分直流和交流放大)、功率放大(或大信号放大)、恒流源、恒压源等组成(如图0-1所示);外加直流电源、无源阻容网络、振荡器等辅助电路后,就可组成各种功能的模拟电子线路。因此以下各章将分别讨论半导体器件、小信号放大器、大信号放大器、振荡器等的性能及分析方法。

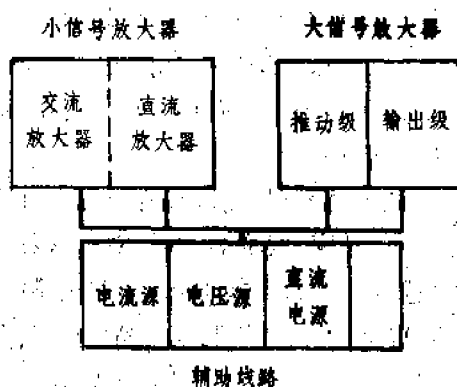


图0-1 集成放大器组成方框图

第一章 半导体器件工作原理

半导体器件已广泛用于电子线路中。而要了解半导体器件,又必须了解制作半导体器件的半导体材料的物理特性。本章将在介绍半导体物理的基础知识后,重点研究PN结的原理及由PN结组成的二极管、三极管和场效应管工作原理。

第一节 半导体的基本知识

半导体材料的导电性能介于导体和绝缘体之间。现在半导体器件所用的半导体材料都是锗和硅。它们的原子结构如图1-1-1 (a) 所示。由图可见,锗原子和硅原子的共同特点是最外层都是4个电子,故称4价元素。外层电子受原子核束缚力较小,称为价电子。常用图1-1-1 (b) 作为简化模型。其中用+4表示原子核和除价电子外的内层电子所组成惯性核的电荷。当很多原子排列成对称的周期点阵时,即形成晶体结构。

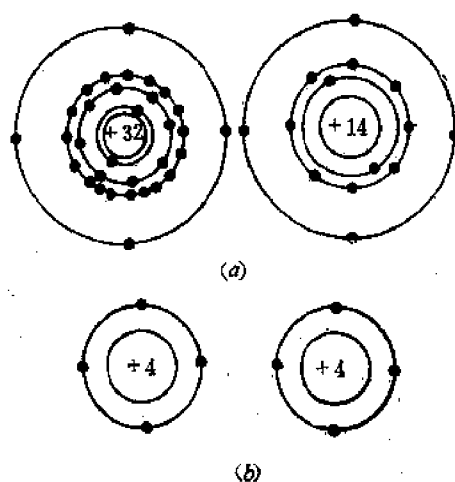


图1-1-1 锗和硅原子结构模型

如果晶体中所有质点都是对称排列的,则称为单晶。自然界里有天然的单晶。但大多数情况下需加工才能制成单晶。纯净的、结构完整的半导体称为本征半导体。

由于Ge和Si原子最外层具有4个电子,因此每个原子都希望从外面得到4个电子形成稳定状态。当硅或锗原子组成晶体后,原子间靠得很近,每个原子都可能从周围相邻原子的价电子中获得价电子。这样,原来分属每个原子的价电子就为晶体所“共有”。这种情况称为价

电子的“共有化”运动。两个相邻原子好象各有一个价电子为二者所共有,也就是每个价电子的个别运动轨道就变成两个相邻原子间两个价电子的公共轨道,形成了晶体中的“共价键”结构。如图1-1-2所示。共价键有很强的结合力。使各原子在晶体中按一定形式排列,形成点阵。而键中的电子受两个原子核引力的约束,如果没有足够的能量是不易脱离公共轨道的。因此在无外界激发(如绝对零度 -273°C)时,硅或锗晶体中没有自由电子存在,相当于不能导电的绝缘体。

当有外界激发时,共价键中的价电子获得足够能量 E_g (硅为 1.1eV ,锗为 0.72eV)时,就挣脱共价键束缚,成为自由电子。同时,在原来共价键位置上就留下了一个空位。在外电场作用下,自由电子产生定向运动,形成电子电流 i_n 。而失去电子后产生空位的原子的邻近原子的价电子就要迁入这个空位。这时,原来的原子中的空位消失,而邻近那个原子中就留下了新的空位。同样,这个新的空位又被其相邻的原子的价电子所填补。这样持续下去,其效果就好象空位在晶体中移动了。也就是说在外电场作用下,自由电子将逆电场方向移动,价电子以逆电场方向依次填补空位,产生空位移动。空位移动的效果与带正电荷的粒子运动一样,如图1-1-3所示。因此,在这种情况下我们把空位看作带正电荷的粒子,称为空穴,它相当于一个电子电荷的正电荷量。

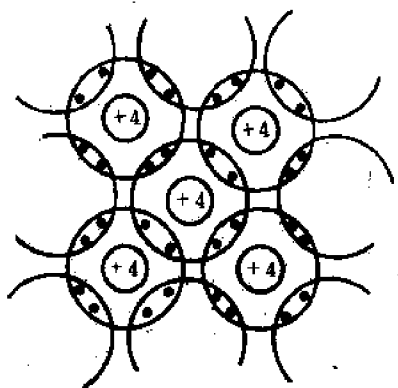


图1-1-2 锗和硅晶体共价键结构

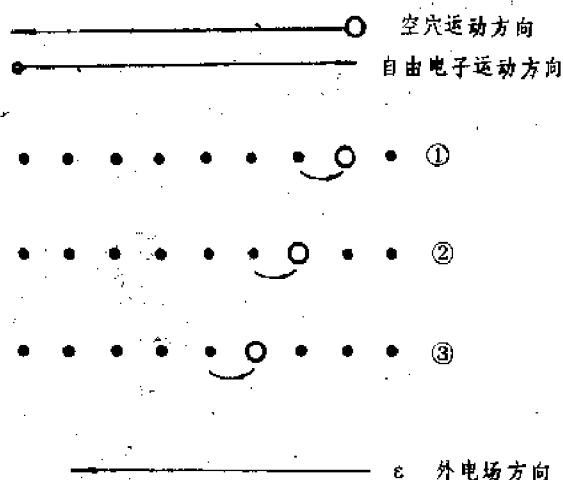


图1-1-3 空穴导电示意图

在电场作用下,自由电子和空穴都能导电,所以把它们统称为载流子(意为运载电流的粒子)。半导体中载流子的多少是衡量其导电能力的标志。

由上述可见,本征半导体中每产生一个自由电子,必有一个空穴,它们是成对出现的,故其数量也是相等的。

在本征半导体内,一方面本征激发不断产生自由电子-空穴对,这个过程称为产生;另一方面自由电子与空穴在运动过程中又会相遇,自由电子释放能量,填入空穴恢复共价键,自由电子-空穴对又消失,这个过程称为复合。在一定温度下,如果没有其它外界因素的影响,产生和复合会达到动态平衡,使晶体中单位体积的载流子数目(称载流子浓度) n_i (电子浓度)或 p_i (空穴浓度)保持一定的热平衡值,即:

$$n_0 = p_0 \quad \text{或} \quad n_i p_i = n_i^2$$

当温度升高,产生的载流子数目增多。因此在常温下,半导体有一定导电能力。但导电能力是很微弱的。如在 $T=300\text{K}$ 时,Ge的本征载流子浓度为 $2.4 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$,Si的本征载流子浓度为 $1.5 \times 10^{10} \text{cm}^{-3}$,原子密度为 $4.96 \times 10^{22} \text{cm}^{-3}$ 。可见它们的载流子浓度与原子密度相比是极其微小的。因此本征半导体的导电能力是极差的。但本征半导体的载流子数目随温度上升而增大,因而导电能力也增大。在室温附近,对硅来说,温度每升高 8°C 左右, n_i 增加一倍;对锗来说,温度每升高 12°C 左右, n_i 增加一倍。利用这种温度特性可做成热敏元件。同时,光的照射、磁场的作用,都可以改变 n_i 的值。因而利用这种特性可作成光敏元件、磁敏元件等。

由上述可见:

- (1) 本征半导体中,在外界激发时,自由电子和空穴是成对出现的,它们的数量也相等。
- (2) 电子-空穴对的数量随温度上升增多。室温时其数量不多,半导体呈现的电阻率大。
- (3) 自由电子和空穴都是载流子,在电场力作用下,它们运动的方向相反,形成的电流方向一致,总电流为二者之和。

第二节 杂质半导体

本征半导体在常温下的导电能力是很微弱的。但在其中掺入少量其它元素后,导电能力大大增加。掺入其它元素后的半导体称为杂质半导体。根据所掺入元素不同,可分为N型半导体(电子型半导体)和P型半导体(空穴型)。

一、N型半导体

在本征半导体中如(Si, Ge)掺入五价元素的杂质(如砷、锑、磷等)后,这种五价元素的原子顶替四价元素的位置,将其中四个价电子与周围四价元素的价电子形成共价键,多余的一

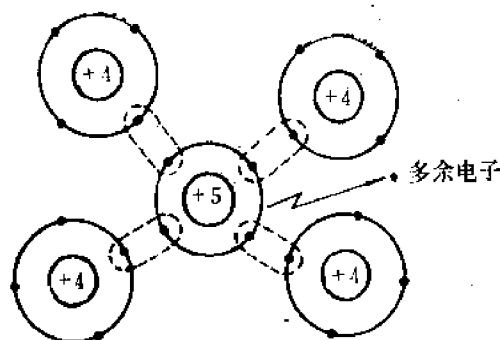


图1-2-1 N型半导体结构

个电子在共价键之外,如图1-2-1所示。这个价电子受热激发后只需获取很小能量(对Si掺杂只有 0.05eV ,对Ge掺杂为 0.01eV)就从原子中分离出来形成自由电子。我们称五价元素为施主杂质。施主杂质释放一个电子后,本身变成带一个电子电荷量的正离子,它被束缚在

晶格中,不能自由行动,不能参加导电,因而不会形成空穴。这是与本征激发不同的。

这种半导体的导电机构是杂质中的多余电子经激发后成为自由电子而形成的,故称N型半导体。其中自由电子浓度比空穴浓度大得多,称为多数载流子(简称多子)。称空穴为少数载流子(简称少子)。

掺杂后,整块半导体仍保持电中性,也就是正负电荷数量仍相等。即自由电子浓度等于施主杂质的离子浓度与空穴浓度之和。设平衡时自由电子浓度为 n_{n0} ,空穴浓度为 p_{n0} ,掺杂浓度为 N_D ,于是:

$$n_{n0} = N_D + p_{n0} \quad \text{通常 } N_D \gg p_{n0}$$

所以

$$n_{n0} \approx N_D \quad (1-2-1)$$

掺杂后,半导体内载流子浓度增加,使导电能力提高。如硅中只掺入一亿分之一的施主杂质,在30°C时,导电率增大24100倍。

二、P型半导体

在本征硅中掺入少量的三价元素(如硼),它顶替晶体中一个四价元素的原子,与周围四个四价元素原子的价电子组成四个共价键时,就少一个价电子,形成一个空位。这个空位很容易被邻近的四价元素原子中的价电子所填充,如图1-2-2所示,从而形成一个空穴。由于掺杂元素在四价元素中能接受一个电子,故称受主杂质。受主杂质接收一个电子后,本身变成带一个电子电荷的负离子,这个负离子被束缚在晶格中,不能导电。

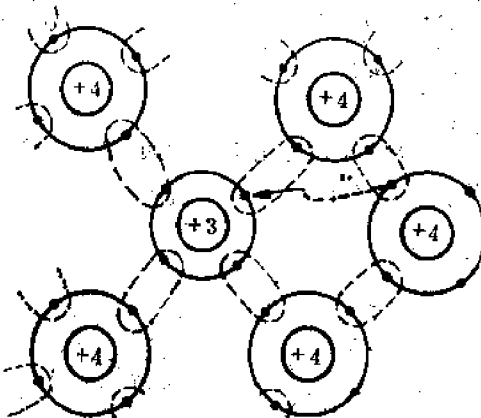


图1-2-2 P型半导体结构

这种半导体的导电机构是由受主杂质元素接受一个价电子在四价元素中形成空穴,故称P型半导体。其中空穴浓度远大于自由电子浓度,所以空穴为多数载流子,自由电子为少数载流子。

设平衡时空穴浓度为 p_{p0} ,自由电子浓度为 n_{p0} ,掺杂度为 N_A ,并假定杂质全部电离,则根据电中性条件有:

$$p_{p0} = N_A + n_{p0} \approx N_A \quad (1-2-2)$$

由上述可见:

(1) 掺杂浓度与原子浓度相比虽然很小,却能使一种载流子浓度大大增加,导电能力也显著增强。掺杂浓度大,其导电能力提高较多。

(2) 掺杂只使一种载流子浓度增加,因此杂质半导体主要靠多数载流子导电。

(3) 杂质半导体中,热平衡的多子和少子的乘积等于常数 n_i ,而与掺杂浓度无关。

第三节 PN结

一、半导体中非平衡状态下载流子的运动

(一) 载流子的漂移运动

半导体受热后,载流子的热运动加剧,互相碰撞的结果,平均位移为零。也就是说不会发生迁移,当然也不会产生电流。如果半导体加上外电场,载流子在电场力作用下就会作定向运动。这种运动称为漂移运动。所形成的电流称为漂移电流。

载流子作漂移运动的平衡速度 $\bar{V}$ 是与外加电场强度 e 成正比的,对自由电子和空穴分别为

$$\bar{V}_n = \mu_n e \quad (1-3-1)$$

$$\bar{V}_p = \mu_p e \quad (1-3-2)$$

式中 μ_n 和 μ_p 分别为电子和空穴的迁移率,表示在单位场强(1V/cm)作用下,自由电子和空穴的平均速度(cm/s)。半导体的迁移率随温度上升而下降。因为原子热运动加剧后,对载流子的定向运动阻力增大。半导体中,自由电子的自由度大,它的迁移率也大。而空穴的漂移运动实质上是许多价电子依次填补空位的结果。这些运动束缚在共价键内,自由度比自由电子小得多,迁移率也小。在室温下,本征锗的 $\mu_n = 3900 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$, $\mu_p = 1900 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$;本征硅的 $\mu_n = 1400 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$, $\mu_p = 500 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$ 。

设空穴电流为 i_p ,电子电流为 i_n ,则在外电场作用下产生的总电流为:

$$i = i_p + i_n$$

$$\text{或 } j = j_p + j_n \quad (1-3-3)$$

式中 j 为电流密度

根据电流密度的定义有:

$$j_p = qn_i \cdot \bar{V}_p = qp_i \mu_p e \quad (1-3-4)$$

$$j_n = qn_i \bar{V}_n = qn_i \mu_n e \quad (1-3-5)$$

$$\text{总电流密度 } j = qe(p_i \mu_p + n_i \mu_n) \quad (1-3-6)$$

根据电阻率定义有:

$$\rho_i = \frac{e}{j} = \frac{1}{q(p_i \mu_p + n_i \mu_n)} \quad (1-3-7)$$

在本征半导体内 $n_i = p_i$,于是:

$$\rho_i = \frac{1}{qn_i(\mu_p + \mu_n)} \quad (1-3-8)$$

在常温下,本征锗 ρ_i 为 $47 \Omega \cdot \text{cm}$,本征硅的 ρ_i 为 $2.14 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ 。一般半导体的电阻率在

$10^{-5} \sim 10^9 \Omega \cdot \text{cm}$ 之间, 导体电阻率小于 $10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$, 绝缘体电阻率大于 $10^9 \Omega \cdot \text{cm}$ 。

掺杂杂后, N型半导体

$$\rho_n \approx \frac{1}{qn_{n0}\mu_n} \approx \frac{1}{qN_D\mu_n} \quad (1-3-9)$$

当 $N_D = 1.5 \times 10^{14} \text{cm}^{-3}$ 时, $\rho_n = 20 \Omega \cdot \text{cm}$ 。

(二) 载流子的扩散运动

如果在半导体内部某部分出现了载流子浓度较大(如向半导体注入载流子), 则高浓度区域的载流子就要向浓度低的区域扩散。这种由浓度差而产生的定向运动称扩散运动, 产生的电流称扩散电流。图1-3-1所示为在P型半导体注入电子的情况。图中 $\Delta n_0 = n_0 - n_{p0}$, n_0 为 $x=0$ 处的自由电子浓度, n_{p0} 为P型半导体热平衡时自由电子浓度。 Δn_0 表示在 $x=0$ 处注入的自由电子浓度。由图可见, 载流子沿 x 轴方向扩散。若在 Δx 距离上, 载流子(即自由电子)浓度差为 Δn , 则其比值 $\Delta n / \Delta x$ 称为浓度梯度。

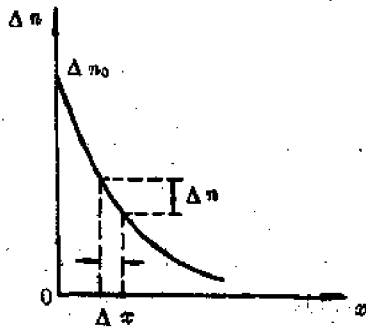


图1-3-1 载流子扩散过程

度梯度。

称单位时间内沿 x 轴流过单位面积的载流子数为扩散密度 f_n , 它与浓度梯度成正比, 在图1-3-1所示情况下有:

$$f_n = -D_n \frac{\Delta n}{\Delta x} \approx -D_n \frac{dn}{dx} \quad (1-3-10)$$

式中负号表示自由电子浓度增量与 x 轴方向相反。于是自由电子的电流密度为:

$$j_n = qD_n \frac{dn}{dx} \quad (1-3-11)$$

如果在N型半导体中注入空穴, 则有:

$$j_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \quad (1-3-12)$$

式中 D_n 和 D_p 分别为自由电子和空穴的扩散系数, 表示载流子在晶体中作扩散运动的难易程度。

扩散系数(单位为 cm^2/s) 在室温下:

D_n : 硅34 锗98

D_p : 硅13 锗46

载流子在扩散过程中不断与多子复合, 数量越来越少, 到了某一距离完全消失。注入的少子浓度在某处浓度可表示为:

$$\Delta n = \Delta n_0 \exp\left(\frac{-x}{L_n}\right) \quad (1-3-13)$$

若是N型半导体中注入空穴, 则有:

$$\Delta p = \Delta p_0 \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) \quad (1-3-14)$$

式中 $\Delta p_0 = p_0 - p_{n0}$, p_0 为 $x=0$ 处的空穴浓度, p_{n0} 为 N 型半导体热平衡时空穴浓度, Δp_0 表示 $x=0$ 处注入的空穴浓度。

L_n 和 L_p 分别为自由电子和空穴的扩散长度。它表示载流子由注入到复合所走过的平均路程, 即载流子在扩散过程中浓度降低为注入时浓度的 $1/e$ 时的距离。对硅和锗分别为:

L_n : 硅 400~1000 μm 锗 1000~3000 μm

L_p : 硅 200~600 μm 锗 700~2000 μm

二、PN 结形成

当 P 型半导体和 N 型半导体通过掺杂方式结合在一起时, 就形成了 PN 结。这两种半导体结合后, 在它们的交界处就出现了电子浓度和空穴浓度的差异。N 型内部电子很多而空穴很少, P 型内部空穴很多而电子很少。这样, 空穴和电子都要从浓度高的地区向浓度低的地区扩散。这种扩散的结果, 就使得 P 区和 N 区中原来的电中性条件被打破了。P 区一边失去了空穴, 留下了带负电的杂质离子; N 区一边失去电子留下带正电的杂质离子。由于在这个区域只有不能够动的空间电荷 (离子), 而无可移动的载流子, 故称空间电荷区, 或称耗尽区 (载流子耗尽了)。正负离子交界处两边形成一个电位差 V_D

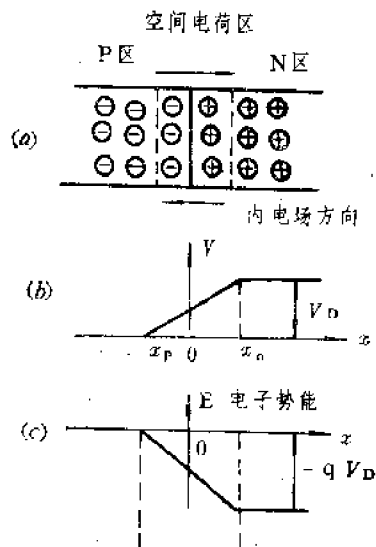


图1-3-2 PN结的形成

由图1-3-2可见, 空间电荷区存在电场, 表示区域两边的电位不相等, 即N区比P区高出 V_D , 如图1-3-2 (b) 所示。但结外要保持电中性, 即等电位。从能量观点看, 结两边电位不等, N区一边电子势能 E 为 $q \times V_D$, 即P区比N区高 $-q \times V_D$, 如图1-3-2 (c) 所示。

这表明电子要从N区到P区必须越过一个能量“高坡”。此“高坡”称为“势垒”, 故空间电荷区又称为“势垒区”。因此N区的电子必须具有克服电场力的动能才能爬上“高坡”。

理论分析证明: 接触电位差 V_D (或内建电位差) 与掺杂浓度和本征浓度有关:

$$V_D = \frac{kT}{q} L_n \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right) \quad (1-3-15)$$

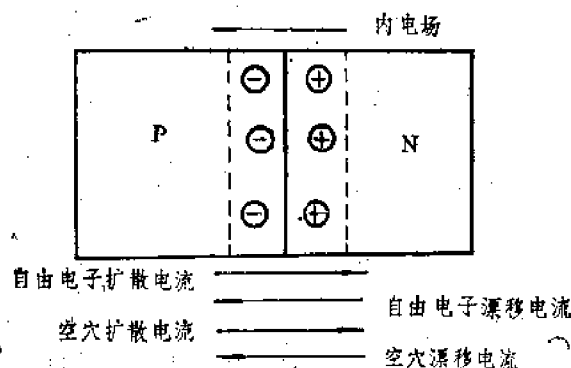


图1-3-3 PN结的电流

$$= \frac{kT}{q} L_n \frac{p_{p0}}{p_{n0}} \quad (1-3-16)$$

$$= \frac{kT}{q} L_n \frac{n_{n0}}{n_{p0}} \quad (1-3-17)$$

式中 $k=8.63 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$ 为玻尔兹曼常数。由上式可见 V_D 取决于PN结两边空穴浓度(或自由电子浓度)之比。当结两边空穴或自由电子浓度相差较大, V_D 就大。同时, V_D 又取决于结两边掺杂浓度的乘积, N_A 大, V_D 就大;与 n_i 有关,也就是与半导体材料的 E_g 和温度 T 有关。锗的 E_g 较小, n_i 大, V_D 就小,一般为0.2~0.3伏。硅的 E_g 较大,与锗相同条件下, n_i 比锗的小得多,所以 V_D 大,一般为0.6~0.8伏。温度升高, n_i 增大, V_D 减小。

三、PN结的单向导电性

PN结在无外加电压情况下,扩散运动与漂移运动相等,处于平衡状态。当有外加电压时,就要打破这种平衡。

(一) 外加正向电压

外加正向电压如图1-3-4所示,P一边接电源正极,N一边接电源负极。这时,外加电压产生的电场与内电场方向相反,削弱内电场,使PN结变窄,由 $(-x_p, x_n)$ 变为 $(-x'_p, x'_n)$,即阻挡层变薄。这样就打破了原来的平衡状态,电子势能由 $(-qV_D)$ 增为 $[-q(V_D - V_F)]$ 。也就是势垒降低,使扩散运动大于漂移运动,P区中空穴向N区扩散,其减少的空穴由电源正极补给,形成空穴电流 i_p ;N区中的电子向P区扩散,其减少的电子由电源负极补给,形成电子电流 i_n 。于是形成的总的扩散电流为 $i_D = i_n + i_p$ 。当外加电压 V_F 升高,PN结阻挡层进一步变薄,扩散电流随之增加。实际上只要 V_F 稍有变化(如变化0.1V),即能引起电流的显著变化。因此 i_D 是随外加电压增大而急速上升的。这时,正向的PN结表现为一个很小的电阻。

在这种情况下,由少数载流子形成的漂移电流其方向和扩散电流相反,故称反向电流。其数值比 i_D 小得多,可以忽略不计。但它随温度上升增加较快。因此当PN结工作在温度变化的环境时,则应注意反向电流的影响。

由上述可见,PN结在外加正向电压情况下,能形成以扩散电流为主体成分的电流。常常以扩散电流来计及此时电流,理论分析可得:

$$i_D = I_s \left[\exp\left(\frac{q}{kT} v_F\right) - 1 \right] \approx I_s \exp\left(\frac{q}{kT} v_F\right) \quad (1-3-18)$$

式中
$$I_s = q \left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \right) \quad (1-3-19)$$

I_s 为反向饱和电流, v_F 为外加电压。

(二) 外加反向电压

外加反向电压接法如图1-3-5所示。N一边接电源正极,P一边接电源负极。这时外加电压

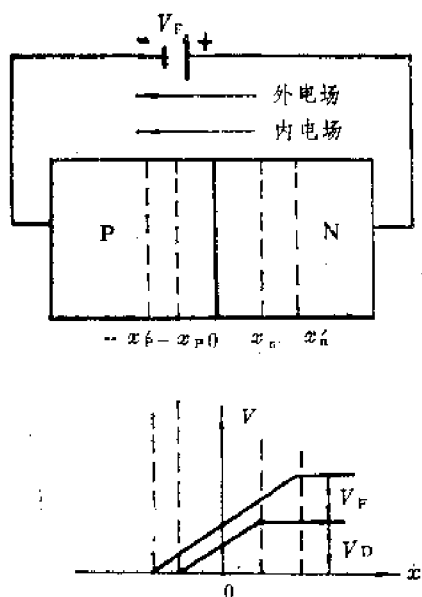


图1-3-4 PN结外加正向电压

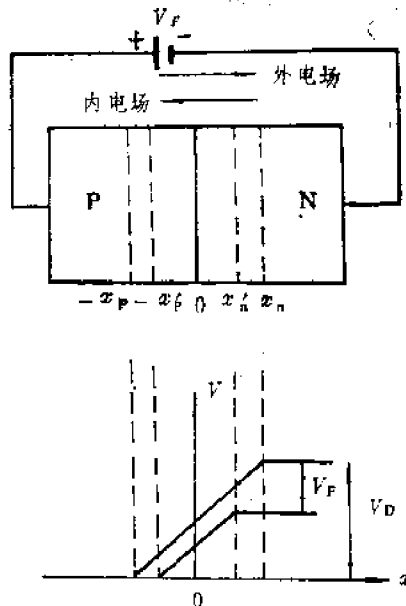


图1-3-5 PN结外加反向电压

所产生的电场与内电场方向一致,加强了内电场。这样,电子势能由 $(-qV_D)$ 降到 $[-q(V_D + V_F)]$, P区和N区的多数载流子很难越过势垒。因此扩散电流为零。但由于结电场的增强,使P区和N区的少数载流子更容易产生漂移运动,因此在这种情况下,漂移电流 I_s 起支配作用。由于在一定温度下,少数载流子浓度不变,因此反向电流在一定范围内将不随外加电压变化,故常称反向饱和电流。

由于 I_s 很小,所以在PN结外加反向电压时表现为一个大电阻。可以认为不导通。

由上述可见,PN结在外加正向电压时,通过PN结的电流为扩散电流;外加反向电压时,通过PN结的电流为反向电流,其值很小,可以认为不导通。因而具有单向导电性。其伏安特性

如图1-3-6所示。OA段表示正向特性,电流以mA量度,OB段表示反向特性,电流以 μA 量度。

(三) 反向击穿

当PN结外加的反向电压增到一定值时(如 V_B),电流会突然急剧增加,这个现象称PN结的反向击穿。如图1-3-6中BC段。发生反向击穿时,通过结的电流很大,电压又很高,因而消耗在PN结上的功率是很大的,容易使PN结发热,超过它允许的耗散功率,而过渡到热击穿。这时PN结的电流和温升之间出现恶性循环,即结温升高,使反向电流更增大,而电流增大又使

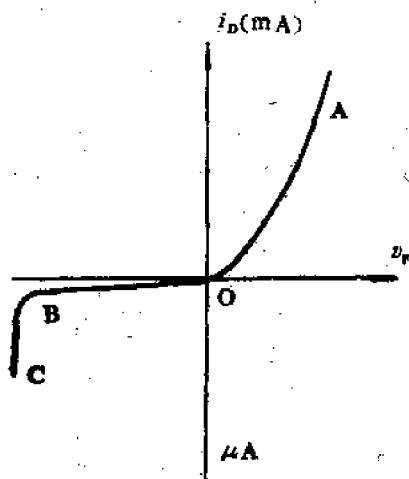


图1-3-6 PN结伏安特性

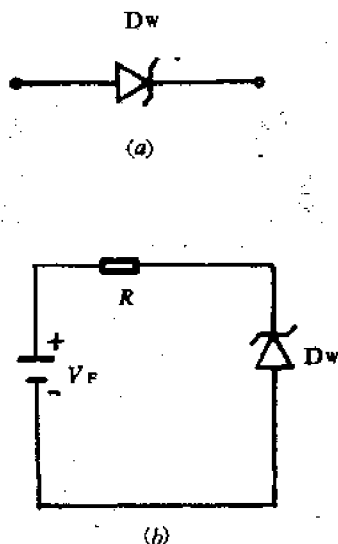


图1-3-7 稳压管的符号和电路

结温进一步升高,从而很快把PN结烧毁。

由此看来击穿是件坏事。然而利用击穿时反向电压保持不变的特点,专门制成稳压管。稳压管的符号和电路如图1-3-7所示。图中,因为电路中串入了限流电阻,反向电流被限制在允许的范围内,PN结不会被烧坏。必须注意,稳压管是利用其反向击穿特性,在电路中是反接的。

产生PN结击穿的原因是在强电场作用下,引起反向电流急剧增加。根据击穿的物理本质可分为:

1. 雪崩击穿: 当PN结反向电压增加时,空间电荷区电场增强。通过该区的载流子获得的能量增大,运动速度增大。于是与晶体原子发生碰撞时,可使其共价键中的电子被激发,形成电子-空穴对。被激发出来的新的载流子又去碰撞其它原子,再产生电子-空穴对。如此的连锁反应,就使载流子突然增加,出现雪崩击穿。

雪崩击穿大都发生在掺杂浓度较低,外加反向电压较高的情况下。掺杂浓度较低,PN结阻挡层比较宽,少子在阻挡层内漂移的过程中与中性原子碰撞机会多,发生电离的次数也较多。对不对称结阻挡层的宽度主要在杂质浓度比较低的一边,碰撞电离也主要发生在这一边,所以其击穿电压也比较一致。

2. 齐纳击穿: 当PN结的掺杂浓度很高时,阻挡层十分薄。当外加反向电压时,阻挡层内部电场强度很高(如阻挡层为 $0.04\mu\text{m}$ 时,只要加上1伏反向电压,场强可达 $2.5 \times 10^6 \text{V/cm}$)。

这种很强的电场可以把阻挡层内中性原子的价电子直接从共价键中拉出来,变为自由电子,同时产生空穴,形成很大的反向电流,发生齐纳击穿。

实验证明:击穿电压在6伏以下属齐纳击穿;6~40伏之间时,齐纳击穿和雪崩击穿可同时发生;而40伏以上时就属雪崩击穿。

四、PN结电容

PN结具有的单向导电性,在外加电压具有很高频率时,变得很差。这就是PN结电容在作怪。这时如果交流电压频率很高,PN结就失去了单向导电作用。

PN结的电容有两部分,即势垒电容和扩散电容。

(一) 势垒电容 C_T

当外加电压 v 变化时,PN结阻挡层宽度发生变化,阻挡层中的电荷量也将变化,这就是电容效应。在平衡时,P型和N型交界处两边就积累了一定数量的空间电荷。当外加电压 v 增大时,内电场削弱,使得P区和N区又分别有一部分空穴和电子“存入”阻挡层,与原积累的空间电荷中和,使所积累的空间电荷数量减少,表现在阻挡层变窄,由 $(-x_p, x_n)$ 变为 $(-x'_p, x'_n)$ 。如图1-3-8(a)所示。反之,当 v 减小时,阻挡层内部电场加强,将把一部分空穴和电子从阻挡层中“取出”,使阻挡层中积累的空间电荷数量增多,阻挡层变宽,由 $(-x_p, x_n)$ 变为 $(-x''_p, x''_n)$,如图1-3-8(b)所示。因为电荷积累与释放是在势垒区中进行的,故称势垒电容 C_T ,按定义:

$$C_T = \left| \frac{dQ}{dv} \right|$$

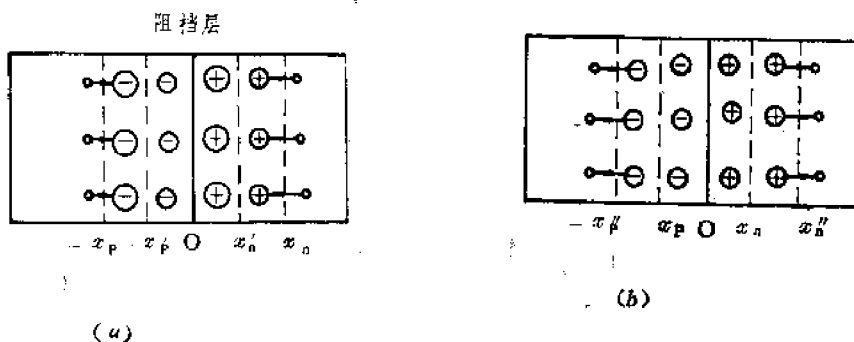


图1-3-8 PN结的势垒电容

理论分析可得:

$$C_T = S \left[\frac{\epsilon q N_A N_D}{2 N_A + N_D} \frac{1}{V_D - v} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-3-20)$$

对于不对称结,如P⁺N (表示P区掺杂浓度高于N区掺杂浓度,所以阻挡层主要在N区一边)
 $N_A \gg N_D$

$$\text{则} \quad C_T \approx s \left[\frac{\epsilon q}{2} N_D \frac{1}{V_D - v} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-3-21)$$

式中 S 为PN结截面积。 ϵ 为介电常数。

由上式可见, C_T 主要取决于N型半导体掺杂浓度 N_D ,且是随外加电压 v 变化的,根据这一特性可专门制成变容二极管。

(二) 扩散电容 C_D

它是由载流子的扩散运动引起的。PN结加正向电压时,N区的电子向P区扩散,在扩散过程中,要与P区空穴相遇而复合,因此浓度是按指数律下降的。当正向电压 v 升高时,结边界上的电子浓度按指数律增大,如图1-3-9中曲线Ⅱ所示。因此在P区少数载流子电子的贮存将增加。而在 v 减小时,电子贮存将减小。因此 v 的变化,将使贮存的载流子的电荷量发生变化,这也是一个电容效应,称之为扩散电容 C_D 。

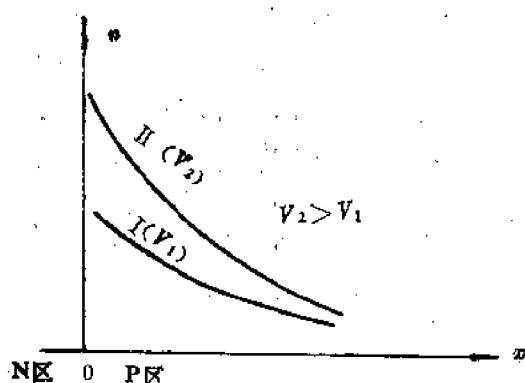


图1-3-9 PN结扩散电流形成示意图

由理论分析可得:

$$C_D = \frac{q^2}{kT} S (L_n n_{p0} + L_p p_{n0}) \exp\left(\frac{q}{kT} v\right) \quad (1-3-22)$$

对于PN结, $p_{n0} \gg n_{p0}$

$$\text{则: } C_D \approx \frac{q^2}{kT} S L_p p_{n0} \exp\left(\frac{q}{kT} v\right) \quad (1-3-23)$$

由上式可见, $v=0$ 时 C_D 为零,所以扩散电容的正负电荷不是分别集中于两个极板上,而是混杂相处于P型和N型的中性区中,而且它的电容量随结电压变化。

对于一个PN结, $C_T + C_D$ 称为结电容。当 v 增大时, C_D 远大于 C_T ;而 v 为负时,无载流子扩散运动, C_D 为零,只考虑 C_T 。

由上面分析可见,对不对称结的 C_D 和 C_T 主要由掺杂浓度低的一边的半导体性质决定。而掺杂浓度低的一边的半导体是原来的单晶,它是在单晶炉中提炼和掺杂制成的。成批生产的单晶材料的掺杂浓度基本相同,它们的性能基本相同,所以制成的不对称结的结电容值也很接近,即结电容参数一致性好。

五、PN结的温度特性

通过PN结的电流是与温度有关的,如图1-5-10所示。在正向电流中, I_s 随温度上升而增

大,但 $\exp\left(-\frac{q}{kT}v_F\right)$ 项减小。而 I_s 随温度上升而增大的程度大于 $\exp\left(-\frac{q}{kT}v_F\right)$ 项减小的程度,所以正向电流随温度升高略有增大。

另一方面,随着温度升高,PN结正向电压降减小。通常温度每升高 1°C ,结电压降低 2.5 mV 。即结电压随温度变化量为 $-2.5\text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。式中负号表示温度升高结电压下降。

温度对反向特性的影响是温度升高时,反向电流显著增大。其原因是温度升高, n_i 增大,所以 I_s 增大。实验结果表明,对锗PN结,温度升高 10°C ,反向电流增大一倍;硅PN结,温度每升高 $12^\circ\text{C}\sim 15^\circ\text{C}$,反向电流增大一倍。但工程计算时均可认为温度每升高 10°C 时增加一倍,即

$$i_s(T_2) = i_s(T_1) 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad (1-3-24)$$

这里要注意的是,在本章第一节中指出:本征硅温度每升高 8°C , n_i 增加一倍;本征锗,温度每升高 12°C , n_i 就增加一倍。这两处产生差别的原因是:当PN结外反向电压时,通过PN结的反向电流,对锗PN结,由于阻挡层很窄,其反向电流主要由阻挡层以外的P区和N区产生。所以温度上升, n_i 上升,反向电流增加快。而硅PN结,其阻挡层较宽,其反向电流主要是阻挡层内由于热激发产生电子-空穴对而形成反向电流。所以反向电流随温度上升而增大的趋势不如锗PN结的快。因此硅PN结的温度稳定性比锗的好。另一方面,本征硅的载流子浓度要比本征锗的少几个数量级。因此在同样温度条件下,硅反向电流增加的趋势比锗PN结小得多。

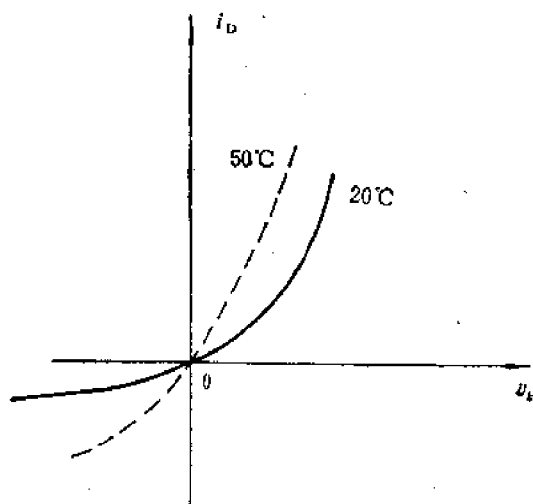


图1-3-10 PN结温度特性

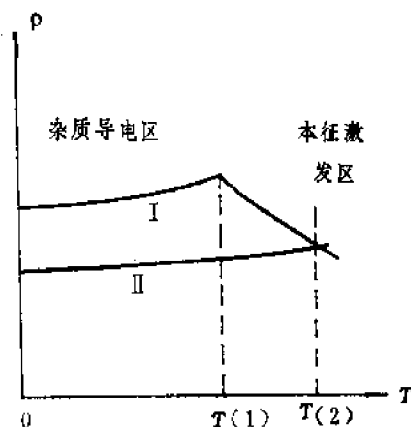


图1-3-11 杂质半导体电阻率随温度变化关系

稳压管的稳定值低于6伏时,其温度系数是负的。即结温升高时,击穿电压减小;高于6伏的稳压管的温度系数是正的。即结温升高,击穿电压增大;而稳压值为6伏时,其温度系数接近于零。为什么是这样,读者可自行思考,作出答案。

当温度很高时,PN结的单向导电性将遭受破坏。这是因为:当温度不超过一定数值时,

本征激发产生的少数数目比杂质电离产生的多子要少得多。因此本征激发对杂质半导体性能影响可以忽略不计。在这个温度范围内,杂质半导体的电阻率随温度升高略有增大。见图1-3-11中杂质导电区。这是因为温度升高后,载流子数目无明显增加。可是由于载流子与晶体原子碰撞机会增多,阻力增加,导致其电阻率增大。这种情况与金属导体类似,而与本征半导体正好相反。

然而当温度超过一定数值之后,由于本征激发增强,使得少数数目急剧增加,甚至超过原来杂质电离产生的多子数目。这时本征激发的作用上升为支配地位。因而导电性能变得与本征半导体一样,即温度升高,电阻率下降,如图1-3-11中本征导电区。可见当温度很高后,PN型和N型半导体都将转变为本征半导体,因而PN结也消失。所以使用半导体器件时要注意这个问题。

由杂质导电转变为本征激发区的界限温度与掺杂浓度有关。掺杂浓度高,转变导电性质的界限温度也高。如图1-3-11中曲线Ⅰ就是杂质浓度较高(高于曲线Ⅱ的杂质浓度)的电阻率随温度变化的曲线。另外,与锗相比,硅的 E_g 较大,所以硅的转变界限温度比锗高。一般来说,硅PN结的最高工作温度在15℃至20℃范围内,锗PN结为70℃至100℃范围内。

第四节 半导体二极管

一、二极管的结构和符号

二极管就是由单个PN结构成,通常有点接触型和面接触型。其符号如图1-4-1所示。

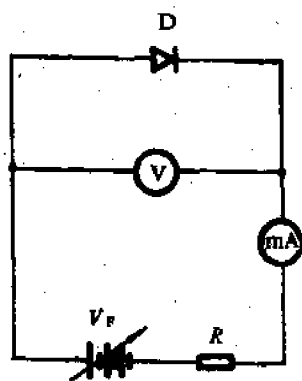


图1-4-1 二极管的符号

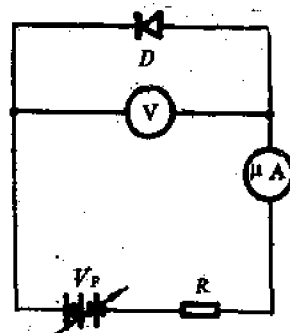
二、二极管的伏安特性

测量二极管伏安特性的实验电路如图1-4-2所示。

测量结果如图1-4-3中曲线Ⅰ所示。它与理想PN结曲线Ⅱ相比,二极管正向伏安特性曲线Ⅰ在理想曲线Ⅱ的右边。表明在同样正向电压下,二极管的正向电流比理想的PN结小一些。



(a) 测量正向伏安特性



(b) 测量反向伏安特性

图1-4-2 测量二极管伏安特性

对于反向特性,由于二极管工艺缺陷造成的PN结表面漏电流,使得实际二极管的反向电流比理想的略大。同时由图可见, v_F 在零伏附近时 i_D 小到难以测量出的程度,二极管呈现的电阻很大。只有 $v_F \geq V_{th}$ 以后,电流才随 v_F 的增大而增加。所以通常在 $v_F < V_{th}$ 时认为没有导通,在 $v_F \geq V_{th}$ 时,才导通,称 V_{th} 为门限电压。实际上这就是内建电势差 V_D 在起作用。只有当 $v_F \geq V_{th}$ 以后,外电场接近于克服内电场的作用,扩散运动才可大量进行。而在 $v_F < V_{th}$ 时,内电场影响很大,扩散运动进行得很微弱。通常 $V_{th} \approx V_D$ 。

硅二极管和锗二极管相比,其伏安特性也有不同。如图1-4-4所示。对硅二极管,只有当 v_F 大于0.6伏,正向电流才有明显增长;对锗二极管,当 v_F 大于0.2伏,正向电流就有明显增长。通常硅二极管导通电压为0.6~0.8伏,锗二极管导通电压为0.2~0.3伏。另外,由图可见,硅二极管的 I_S 比锗二极管的值小得多,这是由于硅的 E_G 较锗大,而 n_i 较锗小的缘故。通常硅二极管的 I_S 小于几 μA ,而锗二极管的 I_S 达几十 μA 。

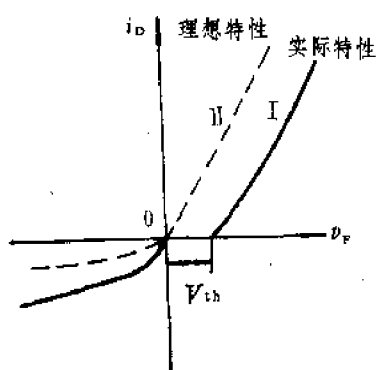


图1-4-3 二极管伏安特性

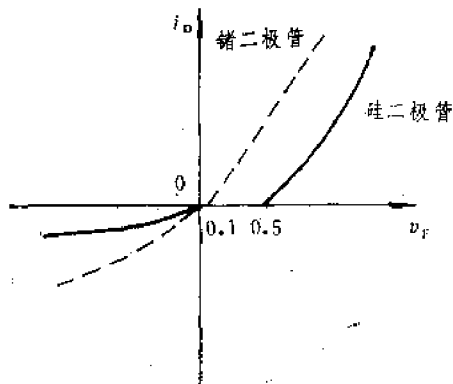


图1-4-4 硅二极管和锗二极管伏安特性比较

三、二极管参数

反映二极管性能的主要参数有:

1. 最大整流电流(平均值): 指管子运行时,允许通过的最大平均正向电流 I_{OM} ;
2. 最大整流电流时的正向压降: 即在 I_{OM} 时所对应的正向电压值;
3. 反向击穿电压: 指管子反向击穿时的电压值。一般手册上给出的最高反向工作电压为反向击穿电压的一半;
4. 反向电流: 在规定的反向电压和一定温度下的反向电流;
5. 结电容: 外加正向电压时 C_T 和 C_D 的总和;
6. 最高工作频率: 二极管具有单向导电性的最高交流信号频率。

二极管命名方法见表1-5-1

四、二极管等效电路

二极管是由单个PN结构成的,是一个复杂的非线性器件。在前面已对PN结的电容进行了讨论。除此之外,PN结还有另一个重要特性—非线性电阻特性。如图1-4-5所示的二极管特

性曲线即是。二极管电阻可以有两种形式：直流电阻与交流电阻。直流电阻的定义为通过二极管的直流电流与二极管两端的直流电压之比。

$$R = \frac{V_Q}{I_Q} \quad (1-4-1)$$

可见在曲线上不同点处的直流电阻是不相同的。

交流电阻的定义为工作点处的电压变动量与电流变动量之比，在数量上它等于特性曲线上工作点处的斜率的倒数。

$$r = \frac{\Delta v}{\Delta i_D} = \frac{1}{\Delta i_D / \Delta v} \quad (1-4-2)$$

显然，二极管特性曲线各点的斜率是不相同的。也就是不同工作点处的交流电阻也是不相同的。它的电压与电流的关系是非线性的关系，因而二极管是一个非线性器件。但在工作点附近， r 几乎是常数。因此在小信号工作范围内，二极管可近似为线性元件。二极管对交流小信号呈现的等效电路如图1-4-6所示。其中 r_j 是PN结交流信号呈现的结电阻， C_j 为扩散电容与势垒电容之和， r_s 为二极管的串联电阻，包括P区N区体电阻及电极引线的接触电阻。前述的二极管交流电阻 $r = r_j + r_s$ ， C_j 代表引线间的分布电容。当直流工作点确定后，二极管

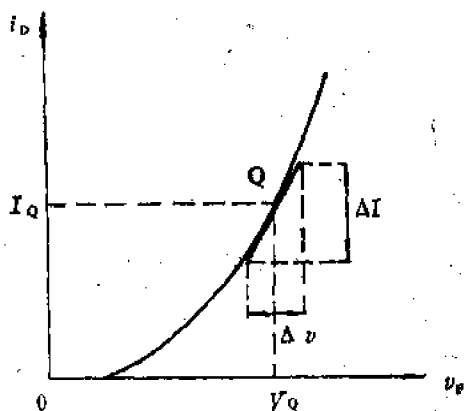


图1-4-5 二极管直流电阻与交流电阻

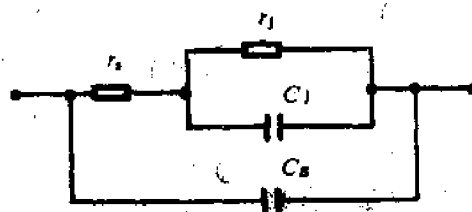


图1-4-6 二极管交流等效电路

交流等效电路上各元件的数值都是确定值。等效电路表现为线性电路，所以在交流小信号的情况下，可以用线性电路的分析方法来讨论二极管电路的问题。必须注意， r_j 和 C_j 对于直流电流和电压的变化是十分敏感的。当二极管的直流工作点变动时，其等效交流电路上各元件的数值也随着变化了。

对式(1-3-18)求导后代入(1-4-2)可得：

$$r_j \approx \frac{1}{I_Q} \frac{kT}{q} \quad (1-4-3)$$

在室温下， $T = 300\text{K}$ ， $\frac{kT}{q} \approx 26\text{mV}$ ，于是：

$$r_i \approx \frac{26(\text{mV})}{I_Q(\text{mA})} \Omega \quad (1-4-4)$$

r_i 通常为几 Ω 至几十 Ω 。二极管反偏时,交流电阻约为几十 $\text{K}\Omega \sim \text{M}\Omega$ 级。正、反向电阻相差越大,表明二极管单向导电性能越好。

一般 C_j 为几十至几百 pF , C_s 为几个 pF 。在低频可忽略不计。 r_i 随电流的变化可以忽略。

五、特殊二极管

(一) 肖特基二极管

它是一种金属——半导体结构,也具有单向导电性。其特点是存贮电荷作用非常小,开关时间极短(仅 0.1ns),门限电压低(仅 0.3V)。符号如图1-4-7(a)所示。

(二) 光敏二极管:

它的特点是随照射光的照度变化时,通过它的电流也变化。符号如图1-4-7(b)所示。

(三) 变容二极管

其电容量随所加电压变化而变化。符号如图1-4-7(c)所示。

(四) 发光二极管

它是由Ⅲ族和Ⅴ族元素的化合物制成的。当外加电压时,其中的电子可直接与空穴复合,放出光子。它的门限电压比普通二极管高。符合如图1-4-7(d)所示。

(五) 隧道二极管

它是面结型二极管,P型和N型半导体都是重掺杂,所以PN结中的正负离子密度大,空间电荷区很薄(仅为普通二极管的百分之一左右)。因此由于隧道效应^①,在较低电压下就有较大电流。以后随着外加电压增大,隧道效应减退,电流下降。当外加电压达一定值时,按普通二极管伏安特性变化。因此特性中有一段负阻区,可用来产生振荡,或作高速开关。符号如图1-4-7(e)所示。

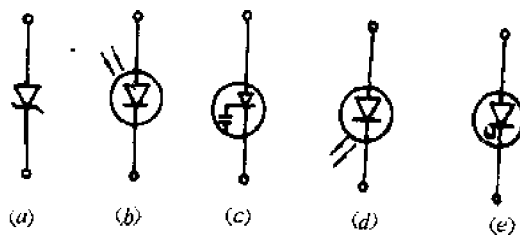


图1-4-7 特殊二极管符号

第五节 半导体三极管

半导体三极管又称晶体三极管。它的种类很多。按频率分有高频管、低频管;按功率分有

^①参看《电子线路》(线性部分)第二版,谢嘉奎主编

小功率管、中功率管、大功率管；按半导体材料分有硅管、锗管。从外形看三极管都是三个电极，有的高频管有四个电极，其中一个电极接地用（如图1-5-1所示）。

根据管子结构，三极管可分为两大类：PNP型和NPN型。

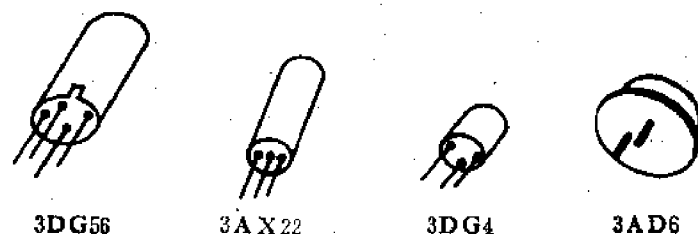


图1-5-1 各类半导体三极管外形

晶体管是在一块单晶上（硅或锗形）形成两个PN结，这两个PN结之间由一层非常薄的中性层（通常小于 $0.3L_{nb}$ ，约几 μm 至几十 μm 之间）所隔开，如图1-5-2(a)所示。图中三个极分别叫发射极E、基极B、集电极C。对应的每块半导体称为发射区、集电区（又称收集区）。图中作为发射区的 N^+ 型半导体是重掺杂，以便产生较多的载流子。在两种不同类型的半导体的交界面分别称发射结和集电结。NPN型管的符号如图1-5-2(b)所示。

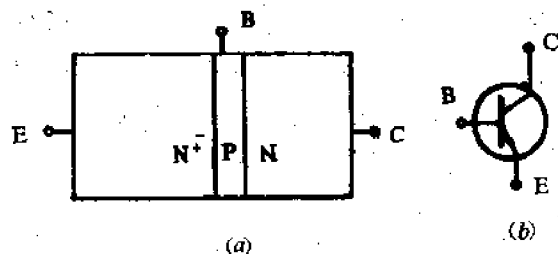


图1-5-2 NPN型三极管结构与符号

同样PNP型管也是由两个PN结组成，不过此时中间是N型半导体，两边是P型半导体，重掺杂的 P^+ 为发射区，结构如图1-5-3(a)所示，(b)为其符号。

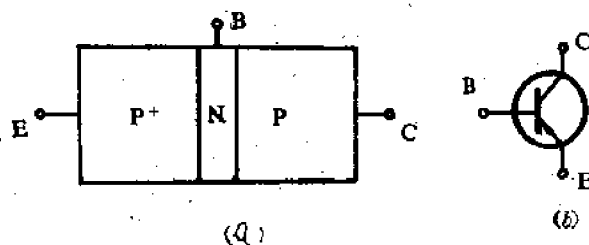


图1-5-3 PNP三极管结构与符号

半导体三极管命名方法见表1-5-1。

一、半导体三极管工作原理

NPN管和PNP管的工作原理基本上是一样的。正常运用时发射结外加正向电压，集电结外加反向电压。在本节讨论中，为方便起见，以NPN管为例。管子正常运用时的原理电路接法如图1-5-4所示。

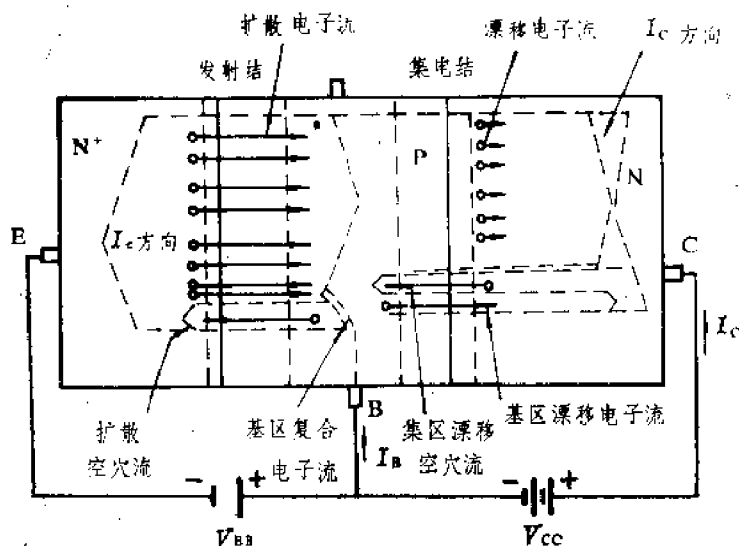


图1-5-4 三极管内部载流子运动过程

(一) 管子内部载流子运动过程

在如图1-5-4所示的外加电压情况下，管内载流子运动过程如下：

1. 发射区向基区注入电子（非平衡少数）

由于发射结外加正向电压，发射区的电子向基区扩散（扩散电子流的方向如图中所示）。基区多子空穴向发射区扩散（扩散空穴流方向如图中所示），形成扩散电流 I_{nE} 和 I_{pB} ， I_{nE} 和 I_{pB} 之和形成发射电流 $I_E = I_{nE} + I_{pB}$

$$= I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} V_{BE} - 1 \right] \quad (1-5-1)$$

通常基区很薄，同时掺杂比发射区轻得多，因此 I_{pB} 很小，即 $I_{nE} \gg I_{pB}$ ，于是：

$$I_E \approx I_{nE} \quad (1-5-2)$$

I_E 的方向与扩散电流方向相反。

2. 基区中的传输与复合

由发射区传输到基区的电子首先在基区靠近发射结的边界积累起来，于是在基区靠近集电结的边界的电子浓度小于靠发射结边界的电子浓度，形成了电子浓度梯度。电子就要向集电结方向扩散，在扩散过程中又会与基区中的空穴复合。同时由于电源 V_{BE} 的正端接在基极，电源不断向基区供给空穴，在基区形成复合电流 I_B 。因此到达基区靠集电结边界的电子流小于从发射区进入基区的电子流。很显然，基区越宽，复合的电子越多。如果基区宽度大于电子扩散长度，那么电子在未到达集电结时就差不多复合光了。因此，为了减少电子在基区的复

合,就要在制作晶体管时使基区宽度远小于电子复合长度,通常只有几微米宽。

3. 集电区的收集过程

集电结所加的是反向电压,因此外加电压加强了内电场。当基区的电子扩散到靠集电结边界时,在电场力的作用下很快漂移通过集电结,为集电区所收集,形成集电极电流 I_{nc} ,方向与电子流方向相反。

同时由于集电结外加反向电压,使基区中的少子电子和集电区中的少子空穴在结电场力作用下形成反向漂移电流。这部分电流决定于少子浓度,称为反向饱和电流 I_{CBO} 。 I_{CBO} 虽然很小,但受温度影响却极大,造成管子温度性能差。因此在制作过程中要尽量减小 I_{CBO} 。

在上述情况下集电极电流应为:

$$I_C = I_{nc} + I_{CBO} \quad (1-5-3)$$

(二) 电流分配关系

由上面的讨论可知总的发射电流 I_E 中只有 I_{nE} 对形成集电极电流作出贡献,空穴电流 I_{pE} 并不参加电流的传输。 I_{nE} 中又只有 $(I_{nE} - I_{pB})$ 才能形成集电极电流。因此只有当 $I_{nE} \gg I_{pB}$, I_{pB} 极小的情况下,集电极电流才能接近 I_E 。管子制成后,基区复合的电子所占比例就定了。从发射区注入的电子传输到集电结所占的百分比也就一定了。通常用 α 表示这个比例。称 α 为共基极电流传输系数(或电流放大系数)。即:

$$\alpha = \frac{\text{传输到集电极电流}}{\text{发射极注入电流}} = \frac{I_{nc}}{I_E} \quad (1-5-4)$$

又由式(1-5-3)可得:

$$\alpha = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \quad (1-5-5)$$

通常有 $I_C \gg I_{CBO}$

所以

$$\alpha \approx \frac{I_C}{I_E} \quad (1-5-6)$$

由上述载流子在三极管内的运动过程,可知电流分配关系如下:

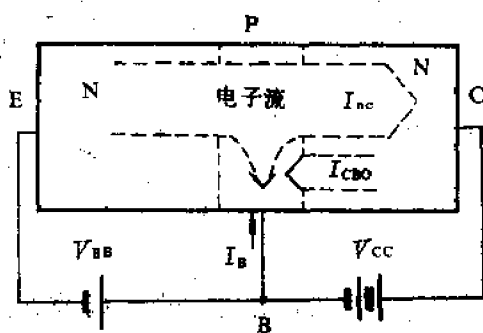


图1-5-5 三极管内部电流分配关系

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (1-5-7)$$

$$I_B = I_E' - I_{CBO}$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E$$

式中 I_E' 为基区总的复合电流。

式(1-5-7)可由图1-5-5模拟表示。

3. 基区宽度调制效应

由前所述,晶体三极管正常工作时,集电结外加反向电压,发射结外加正向电压。当加在这两个结上的电压发生变化时,要影响各区域

的非平衡少子的分布,也就使传输的电流要发生变化。由于发射区的掺杂浓度远大于基区的掺杂浓度,因此发射结主要在基区,而且发射结外加正向电压,所以外加电压的变化使发射结宽度变化造成对发射电流的影响可以忽略。这里我们主要研究集电结电压变化对电流的影响。

首先我们假定维持发射结电压 V_{BE} 不变。也就是说在基区靠近发射结边界上的非平衡少子浓度 $n(0)$ 是一定的,如图1-5-6所示。集电结外加反向电压,内场加强,基区靠集电结边界处的电子在电场作用下全部漂移到集电区去了。因此此处的非平衡少子浓度 $n(x_1)$ 为零,形成基区内非平衡少子浓度梯度。在 V_{CB} 为某一值时,基区内少子浓度分布,如图1-5-6中曲线I。如考虑基区少子的复合,则曲线应为I'。当外加集电结反向电压增大时,集电结加宽,在图1-5-6中变为 x_1' 处。由于 $n(x')$ 仍为零,所以少子浓度分布曲线的斜率变化,如图中曲线II所示,也就是浓度梯度增大,这意味着 I_C 增大, I_E 也增大。

然后研究 I_E 一定的情况。 I_E 一定,表示由发射区进行入基区的少子数量一定。因此当集电结反向电压变化时,在基区内少子浓度分布的斜率不变。但当反向电压增大时,集电结加宽(即图1-5-7中由 x_2 变为 x_2'),同时由于内电场加增,由基区向集电区漂移的电子加速。在基区靠发射结边界处的少子浓度由 $n_1(0)$ 下降为 $n_2(0)$,少子浓度分布曲线如图1-5-7所示。在这种情况下,基区内贮存的非平衡少子总数下降,基区内的复合作用减少, I_B 显著减少,因而 $I_C = I_E - I_B$ 上升。但由于 $I_B \ll I_E$,因此 I_C 上升并不显著。

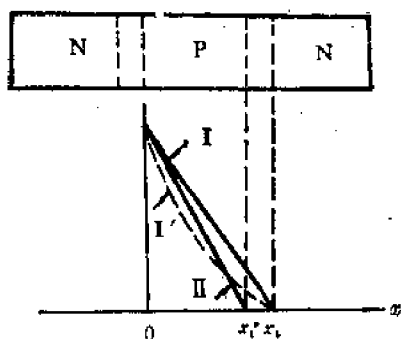


图1-5-6 V_{BE} 一定时的基区调制效应

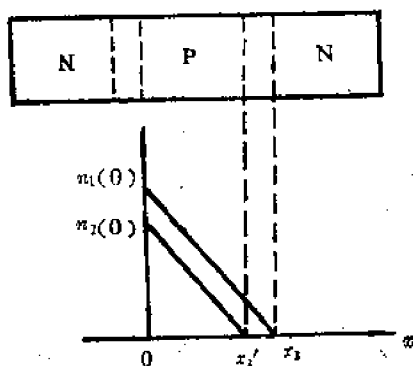


图1-5-7 I_E 一定时基区调制效应

综上所述,外加集电结电压变化将引起基区宽度变化,从而引起各极电流的变化,称这种情况为基区宽度调制效应,亦称厄莱效应。在后面的学习中我们会看到这一效应对晶体管工作是十分不利的。

4. 放大作用

由前所述, I_B 远小于 I_E 和 I_C ,因此当加在发射结上微小信号电压发生微小变化时将引起 I_B 的变化, I_B 的微小变化将引起 I_C 的较大变化。如将 I_C 的变化通过外接电阻 R_C 转换成电压输出,则这个变化的电压将随输入信号变化。而变化幅度比输入信号大得多。这时我们说管子将输入的较小的信号予以放大。这个过程如图1-5-8所示。

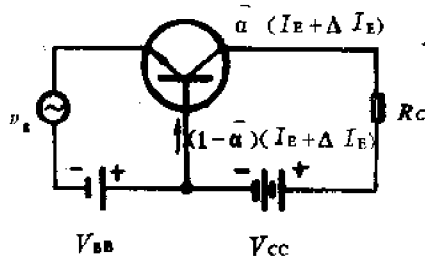


图1-5-8 三极管放大过程

综上所述,一个三极管具有放大能力,主要是:

(1) 发射区掺杂浓度远大于基区掺杂浓度,同时基区很薄;

(2) 三极管正常工作时,发射结外加正向电压,集电结外加反向电压;

(3) 由于 $I_B \ll I_C$, 当以微小信号电压加在发射结上控制 I_B 的变化,将引起 I_C 的较大变化。再将变化的电流转换为电压,则实现了电压放大。

运用上述类似的研究方法讨论PNP管,可得到与NPN管基本一样的结论,只是外加电压的极性和电流方向与NPN管正好相反。

在图1-5-8中,信号源 v_s 、电源 V_{BB} 和管子的发射结组成一个回路,称为输入回路。而称取出信号的回路为输出回路。基极正好为输入、输出回路所共有,所以图1-5-8称为共基极电路。

同理,把发射极作为输入、输出回路所共有的电路称共发射极电路,如图1-5-9所示。

共发射极电路仍然是由发射区供给载流子,电子在基区复合和扩散,最后由集电极收集。前面所述共基极电路工作原理对共发射极电路仍然适用。此时 I_B 为输入电流, I_C 为输出电流。由式1-5-7有:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} = h_{FE} I_B + (1+h_{FE}) I_{CBO} \\ = h_{FE} I_B + I_{CEO} \quad (1-5-8)$$

$$\text{式中} \quad h_{FE} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (1-5-9)$$

$$I_{CEO} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{CBO} = (1+h_{FE}) I_{CBO} \quad (1-5-10)$$

称 h_{FE} 为共发射极直流放大系数。通常 $h_{FE} I_B \gg I_{CEO}$, 于是:

$$I_C \approx h_{FE} I_B \quad (1-5-11)$$

$$\text{故} \quad h_{BF} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1-5-12)$$

h_{FE} 表示了 I_B 对 I_C 的控制能力。 h_{FE} 越大,控制能力越强。即发射区每向基区供给一个复合用的载流子,就要给集电区供给 h_{FE} 个载流子。也就是说三极管内如有一个单位的基极电流,必然有 h_{FE} 倍的集电极电流,这是三极管固定不变的电流分配原则。即:

$$I_C = h_{FE} I_B + I_{CEO} \approx h_{FE} I_B \\ I_E = I_C + I_B = h_{FE} I_B + I_B = (1+h_{FE}) I_B \quad (1-5-13)$$

因此共射极电路不仅能电压放大,而且还有电流放大作用,因而是目前运用得最广泛的电路形式(亦称组态)。

I_{CEO} 称共发射反向饱和电流,亦称穿透电流。它表示当基极开路 ($I_B = 0$) 时,由集电极流向发射极的电流。

在图1-5-9中,当 $I_B = 0$ 时,电压 V_{CE} 由两个PN结分压,集电结外加反向电压,发射结外加正向电压。因此集电结的分压大于发射结分压,集电极与基极间有反向饱和电流 I_{CBO} , 但由

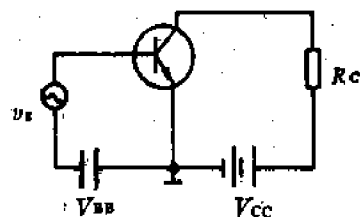


图1-5-9 共发射极电路

于 $I_B = 0$, 因此基区的电子要和由集电区漂移来的空穴复合, 产生 $I_B' = I_{CBO}$ 。由于发射结加正向电压, 当基区电子复合后, 数量减少, 引起发射区向基区注入电子, 产生 I_B' 。于是从总体上看, 相当于有从发射极到集电极的电流。并且这时电流的关系仍满足管子的电流分配关系, 即 I_E 中一部分在基区复合, 大部分到达集电区, 所以这时集电极电流 I_C' 有两部分: 一部分为 I_{CBO} , 一部分是由 I_E 产生的, 即:

$$\begin{aligned} I_C' &= I_{CBO} + \alpha I_E = I_{CBO} + \frac{\alpha}{1 + \alpha} I_B' \\ &= I_{CBO} + h_{FE} I_B' = I_{CBO} + h_{FE} I_{CBO} \\ &= (1 + h_{FE}) I_{CBO} = I_{CEO} \end{aligned} \quad (1-5-14)$$

由于 I_{CEO} 是穿过基区, 在集—发间形成的电流, 所以叫穿透电流。由于 $I_{CEO} \gg I_{CBO}$, 因而当温度变化时, 共发电路的稳定性要比共基电路差。

将集电极作为输入、输出回路共有的电路称共集电路, 如图1-5-10所示, 工作原理与前面所述基本一样, 这种电路的特点我们在第二章中讨论。

二、三极管的特性曲线

三极管的特性曲线是指三极管各极电压与电流间的关系, 是三极管内部载流子运动的外部表现, 故称外特性。由于三极管是个非线性器件, 各电极间的电压和电流间的关系不能用一个数值或简单的方程式来表示, 因此常以逐点进行测试得出的伏安特性曲线来描述。某些半导体器件手册中画有一些三极管的典型特性曲线。但是由于半导体三极管参数的分散性, 即使同类型号的管子, 其特性也不完全一样, 因此手册中给出的特性曲线只能作参考, 使用中可用晶体管测试仪来进行检查。

三极管特性曲线中, 最常用的是共发射极电路的特性曲线, 有时也运用共基电路的特性曲线。下面我们以前共发射极电路为例来说明三极管的特性曲线。

(一) 输入特性

输入特性是指当集—发之间的电压 v_{CE} 为某一常值时, 输入回路中加在基—发间的电压 v_{BE} 与电流 i_B 间的关系, 即:

$$i_B = f(v_{BE}) \mid v_{CE} = \text{常数}$$

测试电路如图1-5-11所示。

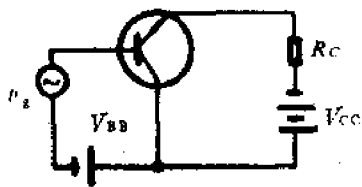


图1-5-10 共集电极电路

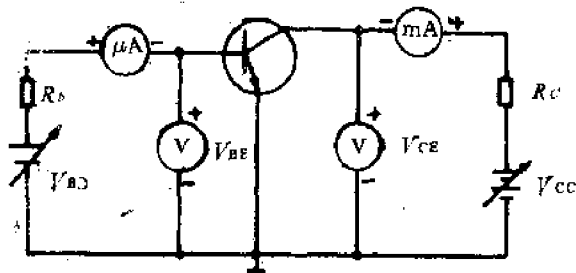


图1-5-11 共发射极电路特性曲线测试电路

图1-5-12(a)、(b)分别为锗管3AX21和硅管3DG48的输入特性曲线。由图可见:

1. $v_{CE} = 0V$ 时, 集—发间短路, 管子相当于发射结与集电结并联的二极管, 因此特性曲线与二极管特性曲线类似。

2. $v_{CE} > 0$ 时, 在 $i_B = 0$ 的情况下, I_{CEO} 在发射结上产生一个正向压降, 故 $v_{BE} > 0$, 因此曲线与 v_{BE} 轴相交于正截距。

3. $v_{CE} \geq 1V$ 的曲线几乎是 $v_{CE} = 0V$ 的曲线向右平移一段距离。这是由于 $v_{CE} \geq 1V$ 时, 集电结加了反向电压, 结电场使得有更多的发射区扩散到基区的少子漂移到集电区, 因此对应于相同的 v_{BE} , 流向基极的 i_B 小了, 特性曲线就相应地右移了。

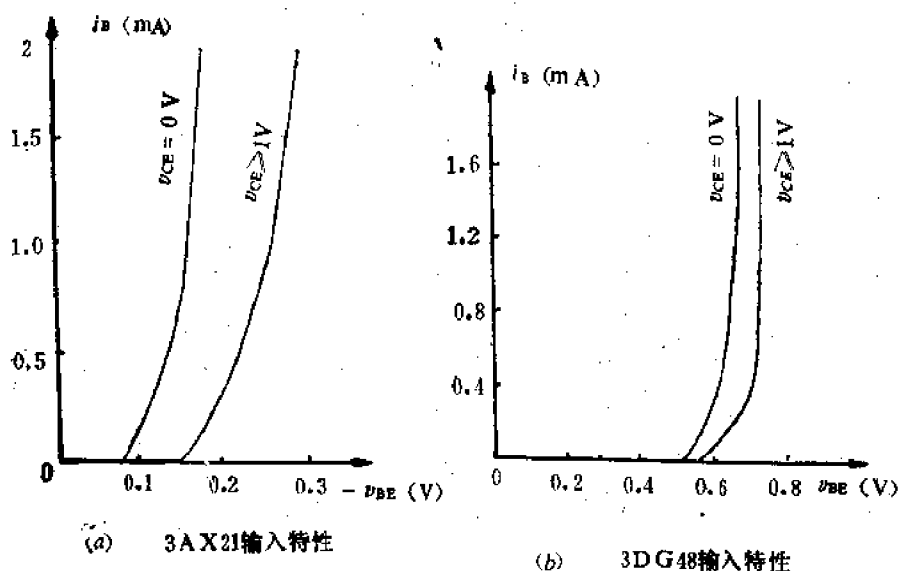


图1-5-12 不同类型三极管输入特性曲线

4. $v_{CE} > 1V$ 以后的曲线与 $v_{CE} = 1V$ 的曲线非常接近。因为 $v_{CE} > 1V$ 以后, 只要 v_{BE} 不变, 则从发射区扩散到基区的载流子数一定, 集电结电压大于1伏以后几乎都能把基区到达集电结边沿的载流子全部拉到集电区, 这时即使 v_{CE} 再增加, i_B 也无明显减少。故 $v_{CE} > 1V$ 以后的输入特性曲线基本重合。所以通常只给出 $v_{CE} > 1V$ 以后的任何一条曲线。

(二) 输出特性

输出特性是在基极电流 i_B 一定, 三极管集电极回路 (输出回路) 中, 集-发间电压与集电极电流之间的关系, 即:

$$i_C = f(v_{CE}) | i_B = \text{常数}$$

图1-5-13(a)、(b)分别示出了3DG48和3AX21的输出特性曲线。由图可见, 各个管子的每条输出特性曲线的形状基本一样。现我们以3DG48的输出特性曲线中 $i_B = 0.6mA$ 的一条来说明曲线的形成。

1. 曲线起始部分

由于在 $v_{CE} = 0$ 时, i_B 也为零, $v_{BE} = 0$, 所以 $i_C = 0$ 。当 v_{CE} 略有增大, 在 $v_{CE} \leq v_{BE}$ 范围内 $v_{CB} \approx 0$, 即集电结外加电压 $\leq 0V$, 基区内扩散到集电结边界的载流子在内电场作用下漂移到集电区形成 i_C , 因此随着 v_{CE} 增大, i_C 急剧上升。在此区域 i_B 对 i_C 影响不大, 而 v_{CE} 对 i_C 影响大, 并且集电结和发射结都为外加正向电压, 故称为饱和区。此时 v_{CE} 值称为饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 。因此常以 $v_{CB} \approx 0$ (即 $v_{BE} \approx v_{CE}$) 来判断管子是否饱和。对于小功率硅管 $V_{CE(sat)}$

约为0.7V左右,小功率锗管约为0.3V左右。大功率管则可达1~3V。通常希望 $V_{CE(sat)}$ 尽可能小,以扩大管子的工作范围。

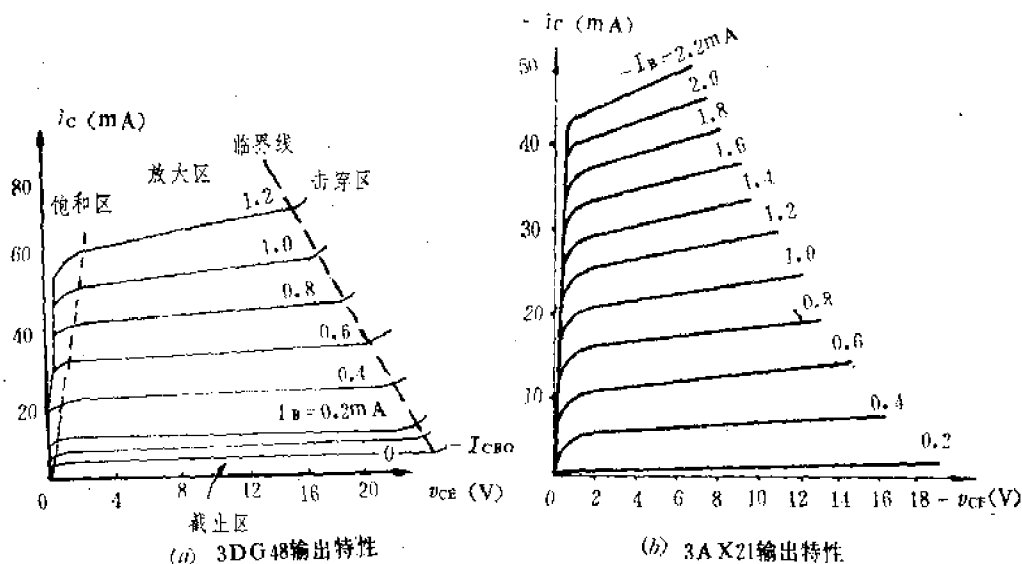


图1-5-13 不同类型三极管输出特性

2. 放大区

当 v_{CE} 继续增大($v_{CE} > v_{BE}$),集电结电场已足够强,能使发射区扩散到基区的载流子绝大部分都漂移到集电区,故 v_{CE} 再增大, i_C 基本不变,所以曲线比较平坦。但由于基区宽度调制效应,当 v_{CE} 增大时, i_C 略有增大,因此曲线随 v_{CE} 增大略向上倾斜。这个区域内 i_C 主要受 i_B 的控制。当 i_B 变化时, i_C 产生的变化,此处:

$$i_C = h_{fe} i_B$$

即
$$h_{fe} = \frac{i_C}{i_B} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{CE} = \text{定值} \end{array} \right. \quad (1-5-15)$$

h_{fe} 称为共发射极短路电路电流放大系数。它的值与 h_{FE} 接近(频率不高时),故二者常通用。管子作放大器用时,常工作在这一区域,所以称此区域为放大区。

在放大区内, i_C 将随 i_B 成比例的增大。因此这一部分的输出特性曲线近似为等距离平行分布。但当 i_C 较大时,一方面由于此时 v_{BE} 较大, v_{CE} 在集电区的分压减小,集电结电场作用减弱,从基区漂移到集电区的载流子数量减小;另一方面由于 v_{BE} 较大,发射区扩散到基区的载流子数目增大,在基区复合的机会增多。由于这两方面的原因,使得 i_B 增大时, i_C 随之增大的速度下降,使输出特性曲线的间距变小一些。所以在放大区工作时, i_C 和 i_B 不宜太大。

3. 截止区

当 $i_B = 0$ 时, $i_C = (1 + h_{fe}) I_{CBO} = I_{CEO}$ 这表明管子仍工作于放大区。直到 $i_E = 0$ 时,管子才进入截止状态。此时集电结和发射结均为外加反向电压, $i_B = -i_C = -I_{CBO}$ 。因此通常称 $i_B = -I_{CBO}$ 这条曲线以下的区域为截止区。由于 I_{CBO} 很小,因此也常以 $i_B = 0$ 的那条曲线以下区域近似为截止区。

4. 击穿区

当 v_{CE} 足够大,则管子发生击穿现象, i_C 随着 v_{CE} 增大较快地增加,使曲线向上翘。这一区域称击穿区。对应于 $i_E=0$ (即 $i_B=-I_{CBO}$)的击穿电压为 $V_{(BR)CEO}$,对应于 $i_B=0$ 时的击穿电压为 $V_{(BR)CRO}$ 。通常 $V_{(BR)CRO}>V_{(BR)CEO}$ 。

上述四个区域在图1-5-13(a)中已示出。这几种状态亦可用埃伯斯—摩尔模型来等效。

前面分析中得出的集电极电流 $I_C=\alpha I_E$ 时,忽略了集电区电子扩散到基区,又在发射结内电场作用下漂移到发射区的情况。实际上这种情况是存在的,尤其在集电结电压 v_{BC} 为正时,这种情况更加突出。考虑到这种情况,这部分电流为 $\alpha_R I_{CBO}(\exp \frac{q}{kT} v_{BC}-1)$ 。这样发射极电流为:

$$\begin{aligned} I_E' &= I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BE} - 1 \right) - \alpha_R I_{CBO} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BC} - 1 \right) \\ &= I_E - \alpha_R I_R \end{aligned} \quad (1-5-16)$$

式中 α_R 为反向传输时的 α 值。由于集电区掺杂比发射区轻得多,因此 $\alpha \gg \alpha_R$ 。

流过集电结电流为:

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BE} - 1 \right) - I_{CBO} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BC} - 1 \right) \\ &= \alpha I_E - I_R \end{aligned} \quad (1-5-17)$$

式中

$$I_E = I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BE} - 1 \right)$$

$$I_R = I_{CBO} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BC} - 1 \right)$$

上式可用图1-5-14来模拟。图中 D_E 和 D_C 分别表示这时的发射结和集电结相当于两个二极管。此图称埃伯斯—摩尔模型。由于它对四种工作状态都适用,故称全流模型。

正向放大状态: v_{BC} 为负, $I_R \approx I_{CBO}$, 此时式(1-5-16)和式(1-5-17)与式(1-5-1)式(1-5-7)一样了。

截止状态: v_{BE} 和 v_{BC} 同为负值, $I_E' = I_{ES}$, $I_R = I_{CBO}$, 即 $I_C \approx 0$ 。其模型如图1-5-15(a)所示。

饱和状态: v_{BE} 和 v_{BC} 同为正值, v_{BE} 和 v_{BC} 均很小, 可视为短路, 其模型如图1-5-15(b)所示。

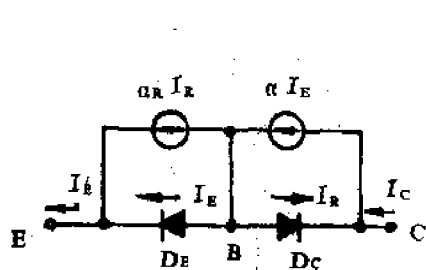


图1-5-14 埃伯斯—摩尔模型

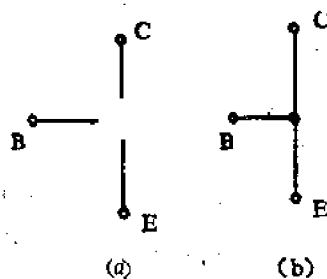


图1-5-15 截止状态和饱和状态模型

倒置状态: u_{BE} 为负, u_{BC} 为正, I_F 近似为零。

$$I_F = -\alpha_R I_R$$

由 $\alpha_R \ll \alpha$, 这时流过管子的电流比正向放大状态时小得多, 因此一般不倒置运用。

三、三极管的主要参数

(一) 电流放大系数

直流电流放大系数有 $\bar{\alpha}$ 和 h_{FE} , 其意义已在前面讨论。交流电流放大系数有 α 和 h_{fe} , 它们在数值上分别与 $\bar{\alpha}$ 和 h_{FE} 接近, 计算时可以通用。

(二) 极间反向电流

极间反向电流 I_{CBO} 和 I_{CEO} 已在前面述及。还有一种极间反向电流 I_{CER} , 它表示基极与发射极之间外接电阻 R_e 时, 集电极与发射极之间的穿透电流。由于 R_e 的作用使一部分 I_{CBO} 被分流, 形成的 I_{CER} 小于 I_{CEO} 。 R_e 越小, 分流作用越大; 当 $R_e = 0$ 时, 以 I_{CES} 表示此时的穿透电流, 则 $I_{CES} \approx I_{CBO}$ 。

(三) 极限参数

1. 集电极最大允许电流 I_{CM}

I_{CM} 是指三极管参数 h_{FE} 下降到 $h_{FE}/2$ 时的集电极电流。也有规定 I_{CM} 为 h_{FE} 下降到 $2h_{FE}/3$ 时的集电极电流。当 I_C 太大, 超过 I_{CM} 后, 管子放大能力大大下降, 甚至烧坏。

2. 集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

电流通过管子时, 会在发射结和集电结产生功率耗散。由于发射结外加正向电压, 结电压小, 功耗不大。而集电结外加反压, 结电压很大, 因此管子功率耗散主要在集电结。功耗大, 使结温上升, 电流增大, 引起功耗增大, 如此恶性循环会使结烧坏, 因此使用时集电极耗散功率不能超过 P_{CM} 。为使管子承受更大的功耗, 可在集电极散热片。

根据 $P_{CM} = I_C V_{CE}$ 的关系, 可在特性曲线上画出功耗线, 确定安全工作区。如图1-5-16所示。因此管子工作范围必须在安全区内。

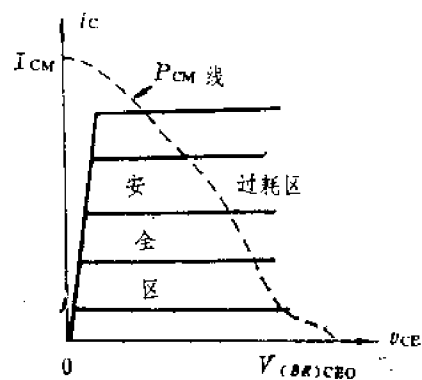


图1-5-16 三极管安全工作区

3. 反向击穿电压

反向击穿电压有 $V_{(BR)CEO}$ 、 $V_{(BR)CBO}$ 、 $V_{(BR)EBO}$ 。

$V_{(BR)CEO}$ 代表基极开路时, 集—发间的反向击穿电压。

$V_{(BR)CBO}$ 代表发射极开路时, 集—基间的反向击穿电压。

$V_{(BR)EBO}$ 代表集电极开路时, 发—基间的反向击穿电压。

这几个击穿电压在数量上的关系为:

$$V_{(BR)CBO} > V_{(BR)CEO} > V_{(BR)EBO}$$

由于发射区掺杂重, 所以发射结击穿电压最低。

由于 $I_{CEO} = (1 + h_{fe}) I_{CBO}$, 而击穿是PN结的反向电流通过势垒区时引起电流倍增的结果。当电流倍增使其值达到一定时, 就认为是击穿了。很显然 $I_{CEO} > I_{CBO}$, 所以 $V_{(BR)CBO} >$

$V_{(BE)CEO}$ 。

$V_{(BR)CER}$ 为基-发间接有 R_c 时集-发间的击穿电压。由于 $I_{CER} < I_{CEO}$,所以 $V_{(BR)CEO} < V_{(BR)CER}$ 。

$V_{(BR)CEX}$ 为基、发间外加反向电压时,集-发间的反向击穿电压。由于基、发外加反向电压,电流达到预定值所需的反向电压就更大,通常 $V_{(BR)CEX} > V_{(BR)CER}$ 。

所以为安全起见,使用管子时要注意工作电压不超过 $V_{(BR)EBO}$ 和 $V_{(BE)CEO}$ 。

应当注意电流急剧增长,也可能由于“势垒穿通”所致。当 V_{CE} 足够高时,由基区宽度调制效应,基区有效宽度减小到零,集-发间短路,电流也是急剧上升。但发生势垒穿通时,电流增长比发生击穿时来得更急剧。

四、半导体三极管的温度特性

由前所述,温度对半导体导电性能影响极大,因而对三极管影响也极大。

温度上升, I_{CBO} 上升,一般可认为每升高 10°C , I_{CBO} 增大一倍。 I_{CBO} 增大, I_{CEO} 增加更快,这就使管子特性曲线发生变动。

温度变化, α 和 h_{FE} 也发生变化。温升后,少子寿命加长,热运动加剧,在基区复合机会少了,增加了基区传输效率,使 α 和 h_{FE} 增大。

温度变化还会引起结电压变化。对硅管和锗管来说,大约每升高 1°C ,发射结电压降约减少 2mV 。

因此在研究半导体管的工作问题时,有不少精力是花在解决温度对管子的影响。

各类三极管命名方法请见表1-5-1。

表1-5-1 半导体管命名方法

第 一 部 分	第 二 部 分	第 三 部 分	第 四 部 分	第 五 部 分
用阿拉伯数字 表示电极的数 目	用汉语拼音 字母表示器 件材料和极 性	用汉语拼音 字母表示器件 的类型	用阿拉伯 数字表示 序号	用汉语拼音 字母表示规 格号

第一部分:2—二极管;3—三极管。

第二部分:A—N型锗材料管;PNP型锗晶体管;

B—P型锗材料管;NPN型锗晶体管;

C—N型硅材料管;PNP型硅晶体管;

D—N型硅材料管;NPN型硅材料管;

E—化合物材料管。

第三部分:

P—普通管;W—稳压管;C—参量管;Z—整流管;

L—整流堆;S—隧道管;N—阻尼管;U—光电管;

K—开关管;X—低频管;G—高频管;D—低频大功率管;

T—可控整流管;Y—体效应管;B—雪崩管;A—高频大功率管;

J—防跃恢复管;CS—场效应器件;FH复合管;JG—激光器件;

BT—半导体特殊器件;PIN—PIN型管。

第六节 场效应管

晶体三极管尽管应用广泛,但由于它的输入电阻低,在受热或辐射的情况下,参加导电的少数载流子会不断增加,因此管子的热稳定性和抗辐射的能力差,使得其应用受到一定限制。而场效应管输入电阻高,一般可达数百兆欧,甚至高达 $10^{15}\Omega$ 。且参加导电的仅有少数载流子,因而热稳定性好,抗辐射能力强,近些年来在很多场合都取代了晶体三极管。这种管子在30年代德国李廉兹尔德就提出了设想,但由于当时半导体工艺条件不成熟,一直未能进入使用阶段。直到六十年代初期由于半导体工艺的兴起,才使场效应管得到实际应用。

场效应管(即场效应晶体管的简称,用符号FET^①表示)是一种压控型半导体器件,有结型场效应管和绝缘栅场效应管两种类型,现分别进行讨论。

一、结型场效应管

结型场效应管(JFET)^②,有N沟道和P沟道之分。N沟道JFET是在N型硅基片上下各引出一个电极,称源极(S)和漏极(D),在两侧各制作一个P⁺型区,且将两个P⁺型区并联后引出一个电极,称栅极(G),如图1-6-1(a)所示,图1-6-1(b)为其符号。栅极箭头方向表示栅源间P⁺N结加上正向电压时,栅极电流方向。在两个P⁺N结之间的中间区域是电子流通的通道,称为导电沟道。故名N沟道结型场效应管。

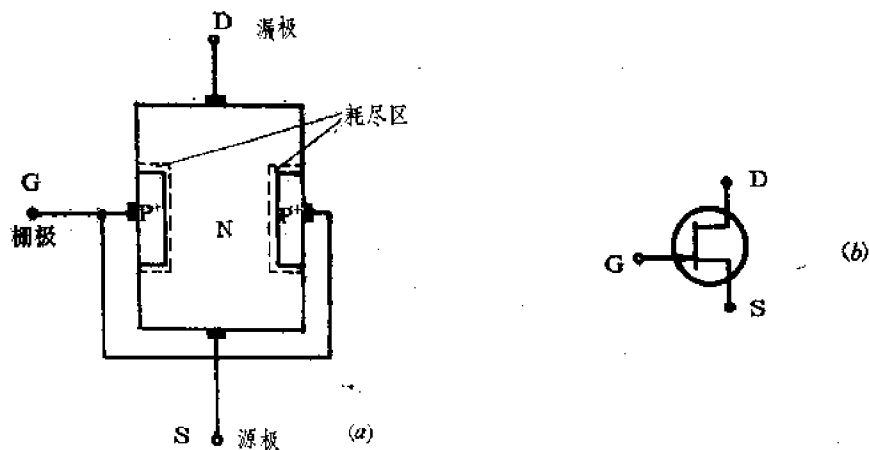


图1-6-1 N沟道结型场

如果基片是P型材料,则形成P沟道结型场效应管,如图1-6-2所示。

下面以N沟道结型场效应管为例,来讨论其工作原理。

① FET为Field Effect Transistor的缩写

② JFET为Junction Type Field Effect Transistor的缩写

(一) N沟道JFET工作原理

正常工作时,要求P+N结外加反向偏置电压,因此栅源间加负电压 v_{GS} 。同时,为保证栅漏

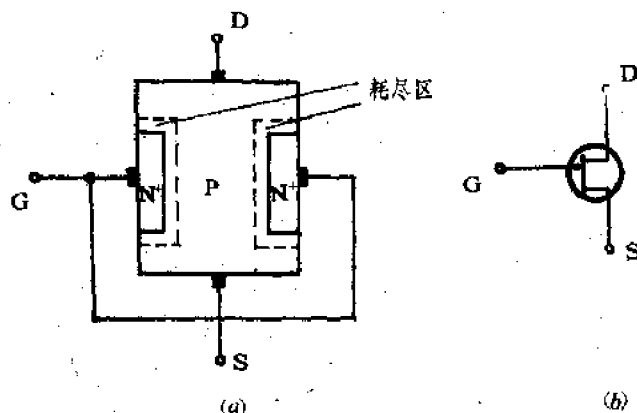


图1-6-2 P沟道结型场效应管及其符号

间也为反偏,漏源间加正向电压 v_{DS} 。外加电压接法如图1-6-3(a)所示。

v_{DS} 用以在漏源间产生电场,使电子在电场力作用下漂移到漏极,形成漏极电流 i_D 。

v_{GS} 用以控制两个P+N结的结宽,也即耗尽区的宽度。 v_{GS} 变化,耗尽区宽度变化,导电沟道宽窄也发生变化。在外加 v_{DS} 一定时, i_D 的大小由导电沟道宽度决定。这样通过改变 v_{GS} 大小就可控制 i_D 的大小。

当 v_{DS} 为零(即导电沟道仅受 v_{GS} 影响), $|v_{GS}|$ 增大,沟道两侧的耗尽区加宽,沟道变窄,如图1-6-3(b)中点划线所示。

当 $|v_{GS}|$ 增大到一定值,沟道两侧的耗尽区合拢,如图1-6-3(b)中虚线所示,这时导电沟道消失,即使加上 v_{DS} ,也不会形成 i_D 。这种现象称为夹断。相应的栅源电压值称为夹断电压,以 $V_{GS(off)}$ 记之。

当 v_{GS} 一定,加上 v_{DS} 时,由于沟道有一定电阻存在, i_D 通过沟道时会产生自漏极到源极的电压降。因此在沟道不同位置上,实际加在P+N结上的电压不同。如图1-6-3(c)中沟道靠近耗尽区某处A,G与A间的电压为:

$$v_{GA} = v_{GS} + v_{SA} \quad (1-6-1)$$

式中 $v_{SA} = -(v_{DS} - v_{DA})$ 。在近源端附近 $v_{SA} \approx 0$,则 $v_{GA} = v_{GS}$,即实际所加的反向偏压最小,因此沟道最宽。

在近漏端附近, $|v_{SA}| \approx v_{DS}$,则 $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS}$,即实际所加的反向偏压最大,因此沟道最窄。在这种情况下,沟道宽度是自源极到栅极逐渐变窄,如图1-6-3(c)所示。

当 v_{DS} 增大到一定值时,使 $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_{GS(off)}$ 或 $v_{DS} = v_{GS} - V_{GS(off)}$ 时,漏端附近两边耗尽区在沟道中点a相碰,如图1-6-3(d)所示,导电沟道在a点被耗尽区夹断, v_{DS} 降在a与源极之间的电压所形成的电场,使沟道中的多子电子漂移到漏极,形成 i_D 。由于这时的夹断并未使 $i_D = 0$,所以称为预夹断。

当 v_{DS} 进一步增加,使 $v_{GD} > V_{GS(off)}$,这时两边耗尽区进一步加宽,沟道进一步变窄,相碰区重迭,a点向S端移动,如图1-6-3(e)所示。 v_{DS} 增加的部分几乎全部降在重迭区,使沟道中

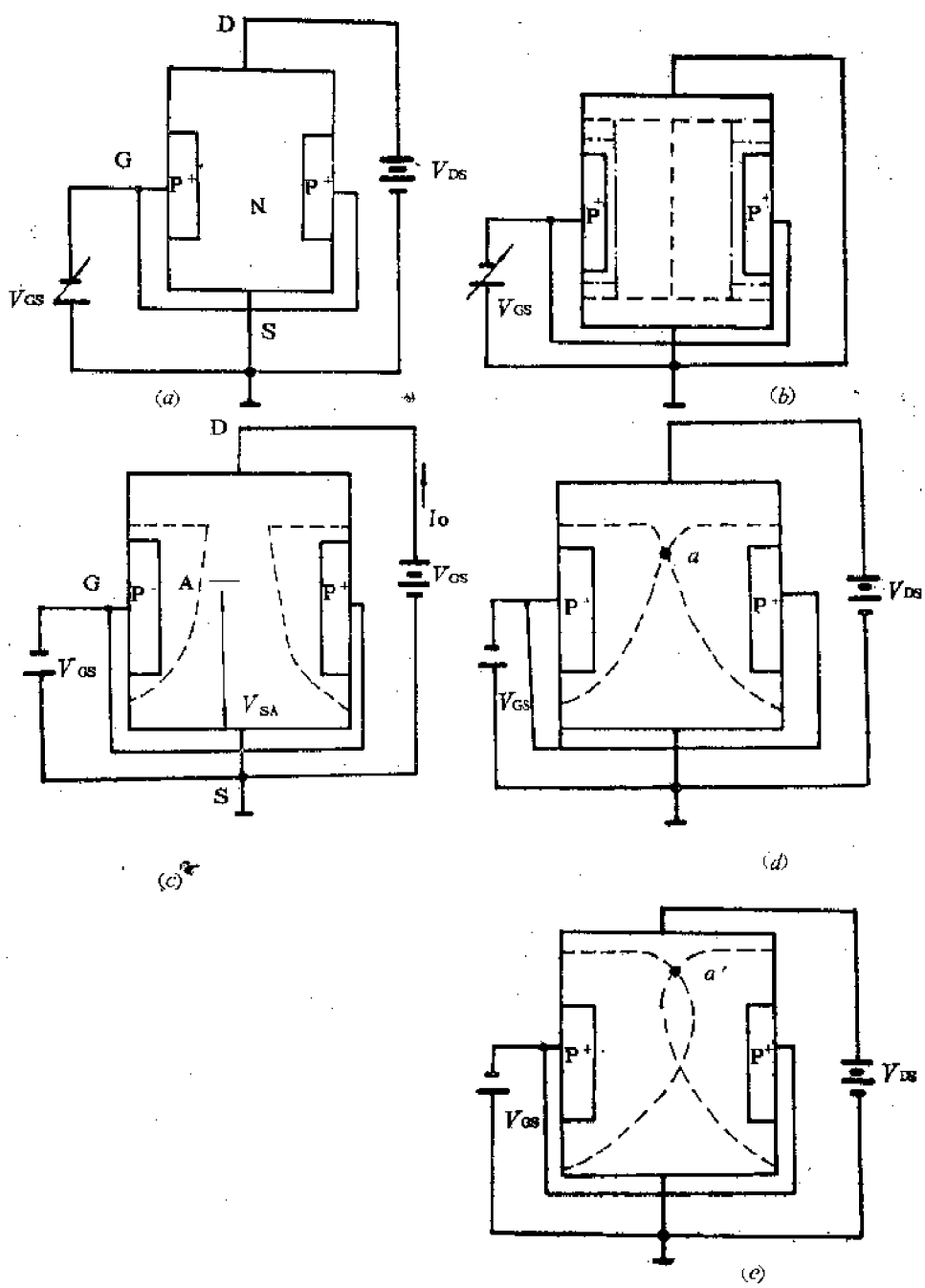


图1-6-3 外加电压对导电沟道的影响

多子电子漂移到漏极,形成 i_D 。相碰重迭区与沟道长度相比是极小的,因此相碰重迭区到源极的距离可近似认为不变。 v_{DS} 在沟道上的压降也可认为不变。因此当 v_{DS} 增大,相碰重迭区加宽,其上压降也增大,电场强度增大。虽然 v_{DS} 增大使沟道变窄,但电子在此区漂移速度加快,所以 i_D 近于不变。

由上分析可见,JFET的漏极电流 i_D 是受栅极电压控制的,因此它是电压控制型器件。且参加导电的是多子,故称为单极型半导体器件。

类似上述分析,亦可讨论P沟道JFET,只是所有外加电压极性与N沟道JFET相反,漏极电流方向也相反。

(二) N沟道JFET的伏安特性曲线

由上述可见,JFET的S、G、D三极与晶体三极管的E、B、C极作用类似,因此可接成共源、共栅、共漏电路。下面以共源电路为例,来分析其伏安特性曲线。

1. 输出特性曲线

共源电路如图1-6-4(a)所示。输出特性就是在 v_{GS} 一定的情况下,漏极电流 i_D 与漏极电压 v_{DS} 间的关系,即:

$$i_D = f(v_{DS})|_{v_{GS} = \text{常数}} \quad (1-6-2)$$

输出特性曲线的测试电路如图1-6-4(b)所示。先将 v_{GS} 固定为某一数值,改变 v_{DS} ,记下相应的 i_D ,然后将所得的数据描绘在直角坐标纸上,得出一条特性曲线。再改变 v_{GS} 为另一值,再测得另一条输出特性曲线。多次改变 v_{GS} ,就可测得不同 v_{GS} 时的输出特性曲线族,如图1-6-4(c)所示。

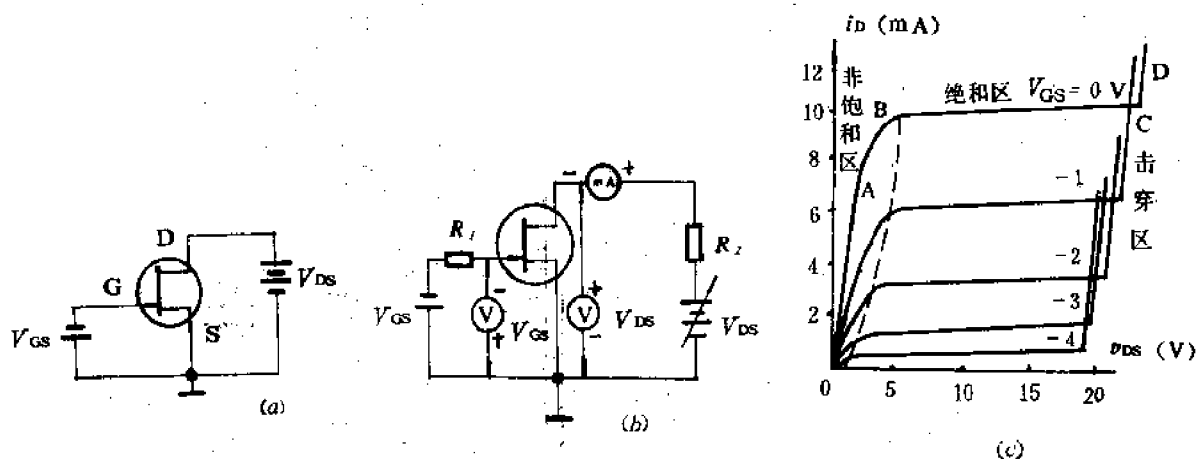


图1-6-4 共源电路及其输出特性

由图可见,整个特性曲线可划分为非饱和区,饱和区和击穿区。下面以 $v_{GS} = 0V$ 的一条曲线为例来进行讨论。

(1) 非饱和区

当 v_{GS} 一定, v_{DS} 较小,且在小范围内时,它的上升引起沟道截面积变化较小。因此对沟道电阻的影响可忽略不计,沟道仅受 v_{GS} 控制。 $v_{GS} = 0V$,沟道电场强度逐渐随 v_{DS} 增大而上升, i_D 基本上随 v_{DS} 的增加而线性上升,即沟道呈线性电阻特性,如图1-6-4(c)中 $v_{GS} = 0V$ 的曲线上

的OA段。在这个区域漏极和源极相对称,可以互换使用。输出特性曲线在 v_{DS} 很小的范围内是一组斜率不同,且通过原点的直线,如图1-6-5所示。在这个区域内JFET可视为一个受 v_{GS} 控制的可变电阻器, v_{DS}/i_D 称为导通电阻,记为 R_{on} ,其值随 $|v_{GS}|$ 增大而增大。

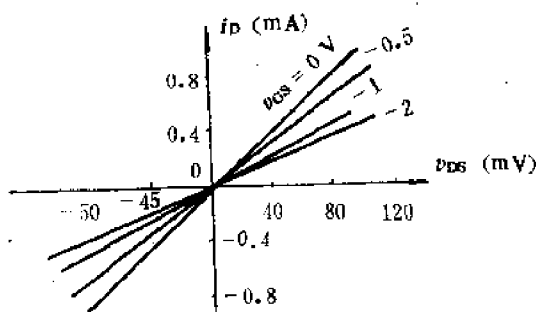


图1-6-5 原点附近的输出特性曲线

当 v_{DS} 继续增大,它对沟道的影响就不能忽略了。沟道近漏端处的宽度随 v_{DS} 的增大而减小,沟道电阻增大, i_D 随 v_{DS} 的增大而上升的速度减慢,使曲线出现弯曲。如图1-6-4(c)中 $v_{GS} = 0V$ 的曲线上的AB段。当 $v_{DS} = v_{GS} - V_{GS(off)}$ 或 $v_{CD} = v_{GS} - v_{DS} = V_{GS(off)}$ 时,管子工作在预夹断状态,相应于上述曲线的B点,亦称为预夹断点。

因此, $|v_{GD}| \leq |V_{GS(off)}|$ 为非饱和区。

(2) 饱和区

当 $|v_{GD}| \geq |V_{GS(off)}|$ 后,近漏端的沟道被夹断, v_{DS} 超过 $v_{GS} - V_{GS(off)}$ 的电压基本上全部降落在这个耗尽区上,使夹断点a与源极之间的电场基本保持不变。因此沟道中的漂移电流(即 i_D)也基本不变,如图1-6-4中 $v_{GS} = 0V$ 的曲线上的BC段。零栅($v_{GS} = 0V$)时的漏极饱和电流通常称为饱和漏电流,记为 I_{DSS} 。

实际上,这个区域中 i_D 几乎不受 v_{DS} 控制,而仅受 v_{GS} 控制,相当于晶体三极管的放大区。所以二者的饱和区有不同的概念。

在这二个区域中,随着 $|v_{GS}|$ 增大,各曲线的 i_D 饱和值逐渐减小, $v_{GS} = 0$ 时最大。这是因为 $|v_{GS}|$ 大时,沟道逐渐变窄, i_D 下降。

(3) 击穿区

当 v_{DS} 继续增大到某一值时,由于加在栅漏间P+N的反向电压太大,发生雪崩击穿,致使 i_D 迅速上升,如图1-6-4(c)中 $v_{GS} = 0V$ 的曲线上的CD段。这时管子不能正常工作,甚至烧坏。将其中开始出现击穿的 v_{DS} 值称为击穿电压,记为 $V_{(BR)DS}$,其值约在20~50伏之间。

当 $|v_{GS}|$ 增大时,实际加在栅漏间的反向电压增大,这样在较低的 v_{DS} 值就发生雪崩击穿,因此N沟道JFET的 $V_{(BR)DS}$ 值随 $|v_{GS}|$ 增大而减小。

2. 转移特性曲线

转移特性是在 v_{DS} 一定的情况下, i_D 随 v_{GS} 变化而变化的关系。即:

$$i_D = f(v_{GS}) \quad |v_{DS} = \text{常数} \quad (1-6-3)$$

转移特性曲线可由图1-6-4(b)电路来测试。给定一个 v_{DS} ,改变 v_{GS} ,记下与之相应的 i_D ,

然后把测得的数据描绘在直角坐标纸上,就得到一条转移特性曲线。另外转移特性也可由输出特性曲线族上利用作图法得出,如图1-6-6所示。

由图可见,当 $v_{DS} < |V_{GS(off)}|$ 时的转移特性曲线与纵坐标轴的交点对应的漏极电流即为 $I_{DSS(101)}$ 。

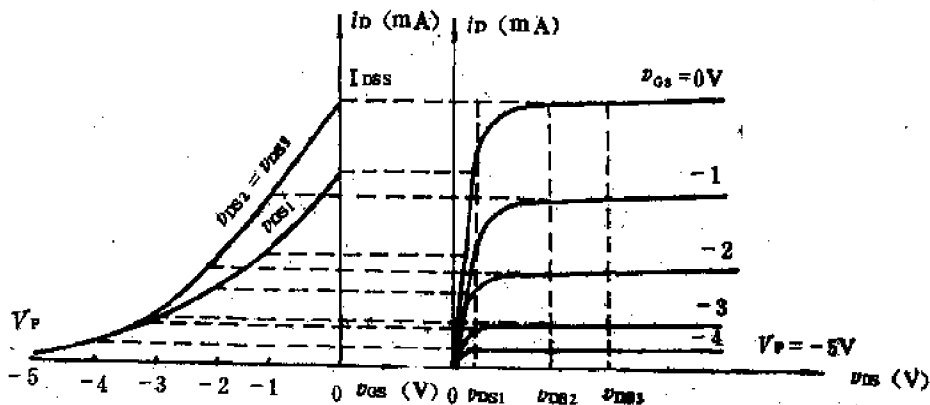


图1-6-6 从输出特性曲线求转移特性曲线

由于场效应管作为放大电路常工作在饱和区,这时可认为不同 v_{DS} 的转移特性曲线重合为一条曲线,这就使分析简化。在 $0 \geq v_{GS} \geq V_{GS(off)}$ 范围内,转移特性曲线可用下面近似公式来表示:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (1-6-4)$$

$$\text{式中 } V_{GS(off)} \leq v_{GS} \leq 0, \quad I_{DSS(101)} = k V_{GS(off)}^2 \quad (1-6-5)$$

k 为与管子结构尺寸、掺杂浓度等因素有关的常数,单位为 mA/V^2 。

上式表明,只要 $V_{GS(off)}$ 和 I_{DSS} 已知,转移特性曲线就被确定了。但 $V_{GS(off)}$ 和 I_{DSS} 与JFET的结构尺寸,掺杂浓度有关。由于工艺原因,即使同一型号的管子,各管的 $V_{GS(off)}$ 、 I_{DSS} 值差别很大。

$V_{GS(off)}$ 和 I_{DSS} 还与温度有关。温度上升时,由于P+N结的内建电位差减小,沟道被夹断所需的 $|V_{GS(off)}|$ 就增大。因此 $|V_{GS(off)}|$ 具有正温度系数特性,约按 $2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 变化率增大。而 I_{DSS} 在温度上升时,一方面,由于 $|V_{GS(off)}|$ 增大使 I_{DSS} 增大;另一方面,温度上升时,载流子迁移率减小,使 I_{DSS} 减小。 $|v_{GS}|$ 较小时,沟道宽,电子数多,耗尽区变化影响小。因而温度上升时,迁移率降低的影响大于 $|V_{GS(off)}|$ 增大的影响。因此 I_{DSS} 具有负温度系数, $|v_{GS}|$ 大时,沟道窄,温升使耗尽区变薄的影响占主导地位, I_{DSS} 随温升而增加。因此 I_{DSS} 的温度系数由负变正,必定经过零点。零点所对应的栅压记为 V_{GS0} ,如图1-6-7所示。如将工作点选在此处,就能大大提高温度稳定性。对后面所述MOS管(如3D01),零温度系数点一般出现在 $(0.08 \sim 0.25)I_{DSS}$ 范围内。对结型管,零温度系数点一般出现在 $i_D/g_m = 0.32\text{V}$ 。于是零温度系数时的栅压和漏极电流为:

$$V_{GS0} = V_{GS(off)} + (0.63 \sim 0.68)\text{V} \quad (1-6-5)$$

$$I_{D0} = I_{DSS} \left(\frac{0.63 \sim 0.68}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (1-6-6)$$

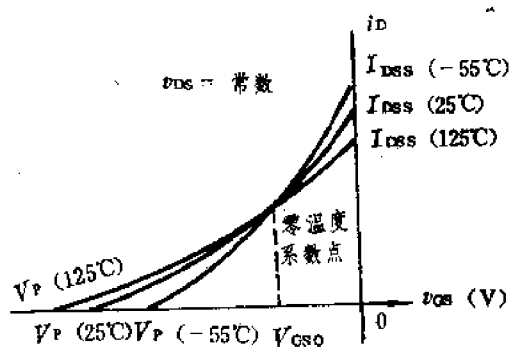


图1-6-7 温度对转移特性的影响

二、绝缘栅场效应管

绝缘栅场效应管简称为IGFET^①,又称为金属-氧化物-半导体场效应管,简称为MOSFET^②,或MOS管。它是利用半导体表面的电场效应来改变沟道导电能力以控制漏极电流的。其输入电阻可高达 $10^6 \sim 10^9 \text{ M}\Omega$ 或更高。制造工艺简单,便于集成化。

IGFET除用得最广泛的MOS管外,还有以氮化硅为绝缘层的MNS管,以氧化铝为绝缘层的MALS管等。ICFET也有N沟道和P沟道两种类型。每类根据工作方式不同,又可分为增强型和耗尽型两种。所谓耗尽型就是当 $v_{GS} = 0\text{V}$ 时,存在导电沟道, i_D 不为零(JFET属于此类)。增强型就是 $v_{GS} = 0\text{V}$ 时,没有导电沟道, $i_D = 0$ 。只有当 v_{GS} 超过某一数值后,才开始有 i_D 。下面以N沟道MOS管为例来讨论其工作原理。

(一)N沟道增强型MOSFET

1. 结构

MOSFET的结构如图1-6-8(a)所示。它是以掺杂浓度较低的P型硅片为衬底,用扩散方法在其上制作两个高掺杂 N^+ 区,然后在P型硅表面生长一层很薄的二氧化硅绝缘层。在两个 N^+ 区引出二个铝电极作为源极和漏极,再在两个 N^+ 区之间的绝缘层上复盖一层金属作为栅极。在衬底底部引出欧姆接触电极B。符号如图1-6-8(b)所示。也有的管子B和源极相连,如图1-6-8(c)所示。由于栅极与源、漏极均绝缘,故称为绝缘栅场效应管。

2. 工作原理

这种管子与JFET工作原理类似,是利用栅极电压 v_{GS} 来实现对 i_D 的控制,但其原理和控制方式不同。

正常工作时,N沟道MOSFET的栅源电压 v_{GS} 和漏源电压 v_{DS} 均为正值,源极与衬底相连,

①IGFET为Insulated Gate FET缩写。

②MOSFET为Metal-Oxide Semiconductor Type FET缩写。

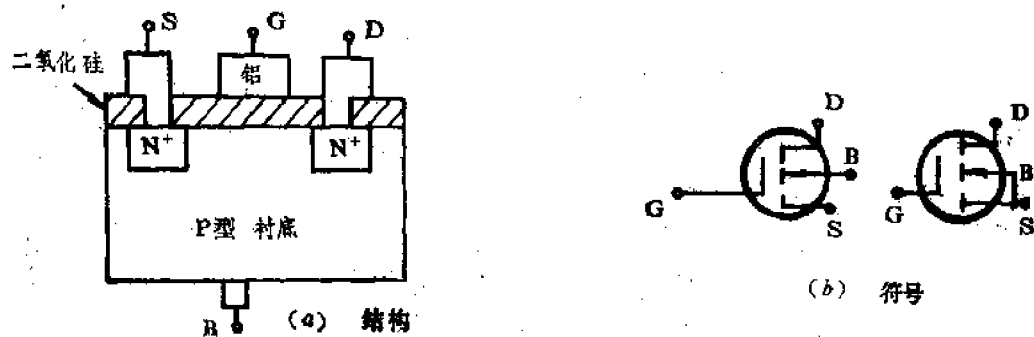


图1-6-8 IGFET的结构及符号

保证PN⁺不正向导通。下面我们来研究 v_{DS} 和 v_{GS} 对沟道的影响。

(1) 当 $v_{GS} = 0$, $v_{DS} \neq 0$ 时, 源极、衬底和漏区形成两背靠背PN结, 不管 v_{DS} 极性如何, 总有一个PN结处于反偏, $i_D = 0$ 。

(2) $v_{DS} = 0$, v_{GS} 由零开始增大。这时 v_{GS} 主要降在金属栅极与衬底之间的二氧化硅绝缘层上。它在绝缘层上所产生的电场使衬底和两个N⁺区的自由电子向衬底表面运动, 衬底表面的空穴向内部运动。其运动结果, 衬底表面层内的空穴数目大大减少, 而自由电子数目增多。 v_{GS} 越大, 在衬底表面层内聚积的自由电子越多。这样在表面层就形成了一个由负离子和自由电子所组成的负电荷区。但当 v_{GS} 还不太大时, 表面层的自由电子浓度仍小于空穴浓度, 电子数目的增多不会改变这个区域半导体的类型。因而, 即使加上 v_{DS} , 也不会有漏极电流, 如图1-6-9(a)所示。

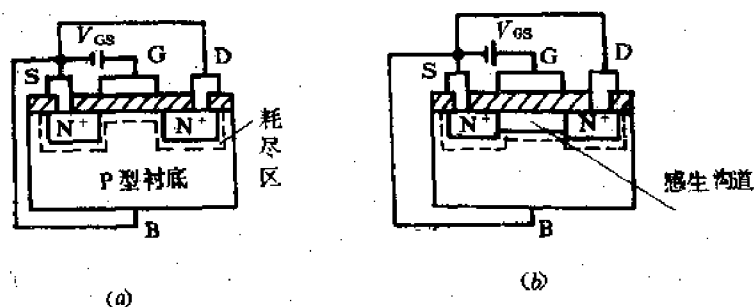


图1-6-9 N沟道增强型MOS管沟道形成

当 v_{GS} 增大到某一电压 $V_{GS(th)}$ 时, 使衬底表面层的自由电子数与空穴相等, 这个区域就成为中性区。 $v_{GS} > V_{GS(th)}$ 后, 衬底表面的自由电子数比空穴数多, 使原来的P型材料变为自由电子为多数的N型材料, 即形成了所谓“反型层”, 且与两个N⁺区相连, 成为源漏间导电沟道, 如图1-6-9(b)所示。显然 v_{GS} 越大, 反型层中的自由电子浓度越大, 沟道越宽, 导电能力也越强。

由上述可见, MOSFET只要在 $v_{GS} > V_{GS(th)}$ 后, 就会形成导电沟道, 且受 v_{GS} 控制。由于这个沟道是N型, 故称N沟道MOSFET, $V_{GS(th)}$ 称开启电压, 其值约在2~10V之间。

(3) 输出特性和转移特性

按测试JFET的输出特性和转移特性的方法,可测得N沟道增强型MOS管的输出特性和转移特性,如图1-6-10所示。

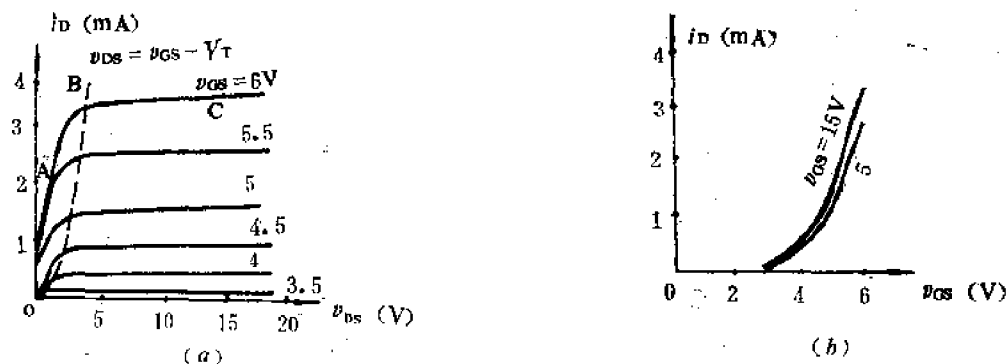


图1-6-10 N沟道增强型MOS管输出特性和转移特性

我们先分析输出特性。

沟道形成后,加上 v_{GS} ,就可产生 i_D 。

当 $v_{DS} = 0$ 时, $i_D = 0$,沟道是均匀的,栅极和衬表面之间的电场分布也是均匀的。当加上 v_{DS} 较小时, i_D 也较小,这时 v_{DS} 的增加对沟道影响很小, i_D 随 v_{DS} 的增加线性增长,如图1-6-10(a)中 $v_{GS} = 6V$ 的输出特性曲线的OA段。

随着 v_{DS} 增大, i_D 流过沟道时会产生压降。因此栅极和沟道表面之间的电位差是不均匀的,从源极到漏极逐渐减小。近漏端,栅极和沟道表面间的电压最小,为 $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS}$,相应的沟道窄;近源端,栅极和沟道表面间的电压最大,为 v_{GS} ,相应的沟道宽。如图1-6-11(a)所示。随着 v_{DS} 的增大,沟道的这种不均匀性加剧。 i_D 随 v_{DS} 上升的趋势减缓。如图1-6-10(a)中 $v_{GS} = 6V$ 的输出特性曲线上AB段。

当 v_{DS} 继续增大到 $v_{DS} = v_{GS} - V_{GS(th)}$ 时,近漏端栅极和沟道表面电位差为 $V_{GS(th)}$,近漏端反型层消失,沟道宽度为零,出现夹断点B。

v_{DS} 再增大,即 $v_{DS} > v_{GS} - V_{GS(th)}$,反型层消失区域扩大,出现耗尽区,如图1-6-11(b)所示。 v_{DS} 增加部分都降在耗尽区上,沟道中的横向电压基本不变, i_D 也基本不变,这就是饱和区,如图1-6-10(a)中 $v_{GS} = 6V$ 的输出特性曲线上的BC段。

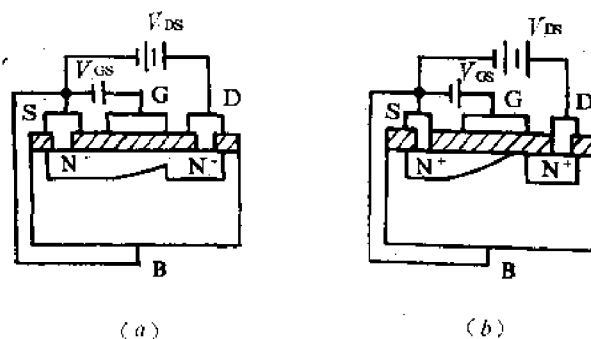


图1-6-11 $v_{GS} > V_{GS(th)}$ 后沟道随 v_{DS} 增大的变化情况

v_{DS} 进一步增加到超过PN结的击穿电压后,进入的击穿区。

v_{GS} 增大,沟道导电能力越强, i_D 也越大,曲线上移。 v_{GS} 大于 V_{th} 后的各曲线基本类似。

在饱和区,转移特性如图1-6-10(b)所示, i_D 与 v_{GS} 的关系可用下式表达:

$$I_D = k(v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (1-6-7)$$

式中 k 为决定于管子结构尺寸的常数,单位为 mA/V^2 ,典型值为 0.025 mA/V^2 。

(4) 衬底电位对MOSFET的影响

通常MOSFET的衬底电极与源极相连。但用MOSFET组成集成电路时,许多管子要做到同一块衬底上,这就不能把每个管子的源极都与公共衬底相连。也有单个管子不将源极与衬底相连的。这时管子有四个引线,即衬底有单独引线。这就可以根据需要在衬源间加一定电压 v_{BS} 。改变这个电压,管子的开启电压将随之变化,以控制 i_D ,起到第二栅极作用(也称背面栅)。

为保证PN结反偏工作, v_{BS} 为负值,对转移特性的影响如图1-6-12所示。

由图可见,加 v_{BS} 后,将使同一 v_{GS} 时的 i_D 下降。这是因为衬源间加负电压后, v_{BS} 的作用是使P型衬底中的空穴移向衬底电极,电子向源极运动,使衬底表面负电荷增多。这时要保持沟道导电性不变,就要有更大的正向栅压,使栅极正电荷数与衬底表面负电荷数相等。若栅压仍为原值,则 i_D 就要下降。

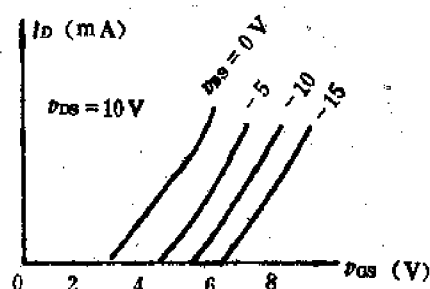


图1-6-12 衬底电压对转移特性的影响

(二) 耗尽型MOSFET

N沟道增强型MOSFET只有当 $v_{GS} > V_{GS(th)}$ 后才形成导电沟道,开始工作。假如在二氧化硅绝缘层中有正电荷存在,这些正电荷所产生的电场将使P型衬底中的电子向衬底表面运动,表面层半导体材料类型将发生变化,管子栅极所需开启电压就大大下降。如绝缘层中的正离子(正电荷)相当多,即使 $v_{GS} = 0$,这些正电荷就足以在衬底表面层形成反型层而产生导电沟道,加上 v_{DS} ,就能形成 i_D 。欲使 $i_D = 0$,则 v_{GS} 必须为负的某一电压。利用这一物理现象就制成了耗尽型MOSFET。这种管子就是在二氧化硅绝缘层中掺入大量的钠或钾离子,使在 v_{GS} 为零伏时就形成导电沟道。同时还可在衬底表面层中掺入与衬底相反类型的杂质原子,来形成导电沟道。当 v_{GS} 为负时就会在其相对应的衬底表面上感应出正电荷,抵消沟道中的电子,产生一个耗尽区,使沟道导电性能下降, i_D 也下降。如 $|v_{GS}|$ 大到使耗尽区相当大,沟道完全夹断, i_D 为零。这个负栅压值称为夹断电压,以 $V_{GS(off)}$ 表示,通常在 $-1 \sim -5 \text{ V}$ 。

N沟道耗尽型MOSFET的符号见表1-6-1中。其输出特性与饱和区工作的转移特性如图1-6-13所示。由图可见,这种管子可以在正、负栅压和零栅压下工作,且基本无栅流。在饱和区工作时转移特性由下式表示:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (1-6-8)$$

如果衬底为N型硅片,则可制出P沟道MOSFET。其 v_{GS} 、 v_{DS} 与N沟道器件的极性相反, i_D 方向相反。这种管子在制造工艺上比N沟道管子容易实现。但由于参与导电的是空穴,在正常电场作用下,空穴迁移率只有电子的迁移率的一半,沟道导电电阻比N沟道大一倍。因而增加

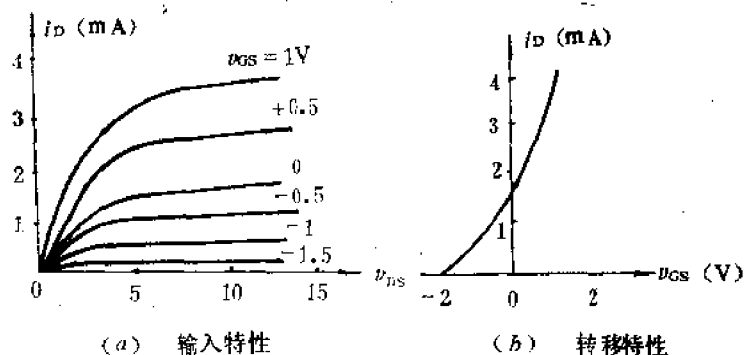


图1-6-13 N沟道耗尽型MOSFET的输出特性和转移特性

了器件体积,结电容也增大,工作速度降低。

三、场效应管的参数及使用注意事项

(一) 场效应管的主要参数

(1) 夹断电压 $V_{GS(off)}$ 、开启电压 $V_{GS(th)}$

这是在 v_{DS} 为一固定值(常为10V)时, i_D 为一微小电流(通常为 $50\mu A$)时,栅源间的电压。

(2) 饱和漏电流 I_{DSS}

对于JFET和耗尽型MOS管, I_{DSS} 为在 $v_{GS} = 0$ 时,漏源电压大于夹断电压 $V_{GS(off)}$ 时的沟道电流。

(3) 直流输入电阻 R_{GS}

漏源间短路时,栅源间加一定电压时的直流电阻。

(4) 低频跨导 g_m

v_{DS} 一定时,栅压 v_{GS} 每变化一伏,所引起的漏极电流 i_D 的变化量,即:

$$g_m = \left. \frac{di_D}{dv_{GS}} \right|_{v_{DS} = \text{常数}} \quad (1-6-9)$$

跨导反映栅压对 i_D 的控制能力,它相当于转移特性上工作点处的斜率。

(5) 频率参数

极间电容: C_{gs} 、 C_{ds} 、 C_{gd} 。

最高工作频率: f_m 。

(6) 低频噪声系数 F_L

通常在 $v_{DS} = 10V$, $I_D = 0.5mA$, $f = 1kHz$ 时测得。

(7) 极限参数

最大漏源击穿电压: $V_{(BR)DS}$

最大栅源击穿电压: $V_{(BR)GS}$

最大耗散功率: P_{DM}

(二) 使用注意事项

(1) 结型场效应管栅源电压不能接反,但可在开路状态下保存。IGFET不使用时,由于其输入电阻极高, C_{gs} 很小,因此绝缘层上只要感应产生很少的电荷就可产生极高的电压,绝缘层又很薄,很易被击穿,保存时应将各电极短路。

(2) 焊接时,电烙铁必须有外接地线,以屏蔽交流电场。特别在焊接IGFET时,要按源-漏-栅的先后次序焊接,且最好在断电后再焊。

(3) JFET可用万用表定性检查,而IGFET必须用测试仪器测试,且要在接入仪表后才能去掉各电极短路线,取下时先短路再取,避免栅极悬空。

四、场效应管和晶体管的比较

场效应管和晶体管都属半导体器件,但二者之间也是有区别的:

(1) 晶体管的发射结工作在外加正向电压状态下,输出电流与输入电流之间保持一定比例关系,称为电流控制器件。而场效应管属电压控制器件;

(2) 晶体管中参与导电的有多子和少子,因此称为双极型器件;场效应管中参与导电的只有多子,称为单极型器件。而少子的数目易受温度或核辐射等外界影响,因此场效应管热稳定性好,抗辐射能力强。尤其场效应管的工作点设在零温度系数点,温度稳定性更高;

(3) 场效应管可以工作在小电流和低电压情况下,当漏极电流为零时没有电压偏移。绝缘栅场效应管易于大规模集成化;

(4) 晶体管由于扩散到基区的载流子时多时少及随时分配,引起弹散噪声和分配噪声。场效应管噪声比晶体管小得多。故低噪声放大器的前级常选用场效应管;

(5) 有些场效应管的源极与漏极可以互换,耗尽型绝缘栅场效应管的栅压可正可负,灵活性比晶体管更大;

(6) 晶体管输入动态范围小,输出动态范围大;而场效应管输入动态范围大,输出动态范围小,电压增益比晶体管小,输入电阻比晶体管高得多。

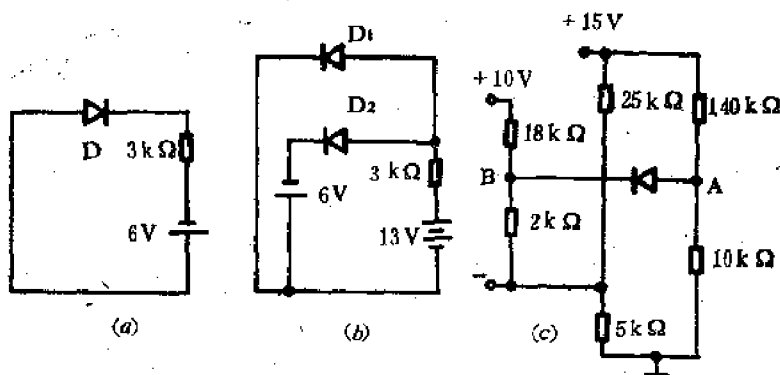
习 题

1-1 锗片已掺入施主原子,浓度为 $2 \times 10^{11}/\text{cm}^3$,掺入的受主原子浓度为 $4 \times 10^{14}/\text{cm}^3$ 问在 $T = 300\text{K}$ 时此锗片是P型半导体还是N型半导体? 其自由电子和空穴浓度各为多少? 设 $n_i = 2.4 \times 10^{13}/\text{cm}^3$ 。若掺入的受主原子浓度和施主原子浓度均为 $10^{16}/\text{cm}^3$,重作上述内容。

1-2 有一个锗二极管在室温时,反向饱和电流为 $5\mu\text{A}$,当温度上升到 50°C 时,反向饱和电流为多少? 若是硅二极管又将如何?

1-3 有一个PN结二极管,将两端短路后是否有电流通过?

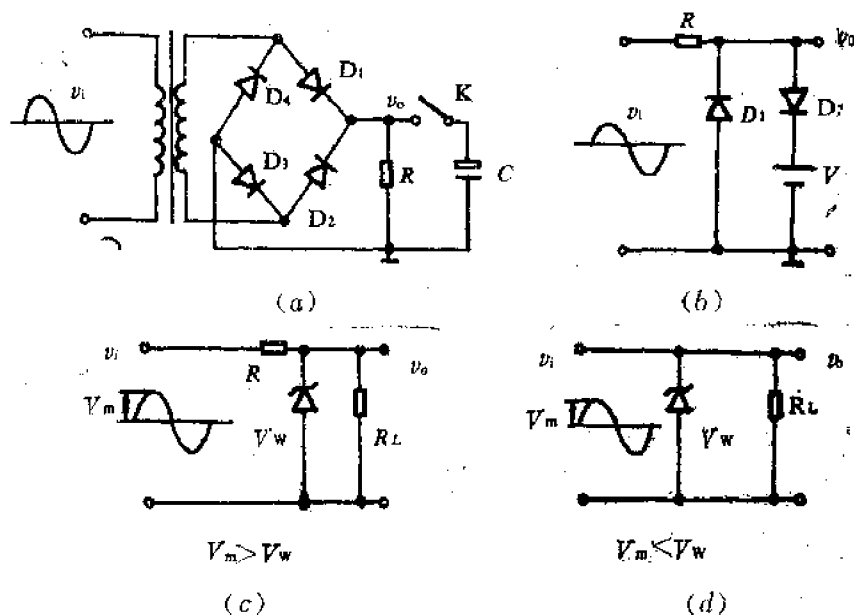
1-4 下列图中二极管是导通,还是截止? 为什么?



题1-4图

1-5 画出下列电路输出端电压波形。其中

a图①K开时 v_o 波形②K合上时 v_o 波形。假定C的值足够大,RC值远大于 v_i 的周期。



题1-5图

1-6 有两个三极管,一个管子 $h_{FE}=150$, $I_{CEO}=200\mu A$,另一个管子 $h_{FE}=50$, $I_{CEO}=10\mu A$,其它参数一样,哪一个管子好一些,为什么?

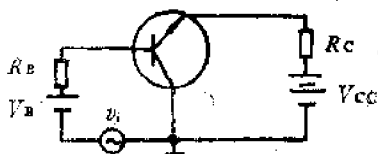
1-7 已知3DG8的极限参数: $P_{CM}=100mW$, $V_{(BR)CBO}=30V$, $V_{(BR)CEO}=15V$, $I_{CM}=20mA$,若 $u_{CE}=1V$,集电极电流可否工作在 $100mA$?

1-8 一个三极管 $I_B=10\mu A$, $I_C=1mA$,我们是否可从这两个数据来定它的电流放大系数?

1-9 一个三极管接在线路中,测得电极A的 $V_A=-9V$,电极B的 $V_B=-6V$,电极C的 $V_C=-6.2V$ 试判断该管的b、c、e极。

1-10 如将三极管集电极电源 V_{CC} 极性接反,发现这时 I_C 比以前大得多,这样是否对放大有利?

1-11 如将三极管集电极当发射极,发射极当集电极使用,如图所示,这时管子是否能正常工作?为什么?



题1-11图

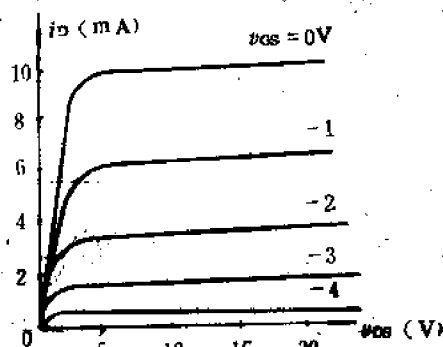
1-12 运用三极管内部载流子运动规律说明输出特性曲线中四个区的特点。

1-13 在用半导体器件作放大器时,哪些类型的场效应管能分别代替原电路的NPN型和

P NP型晶体三极管？

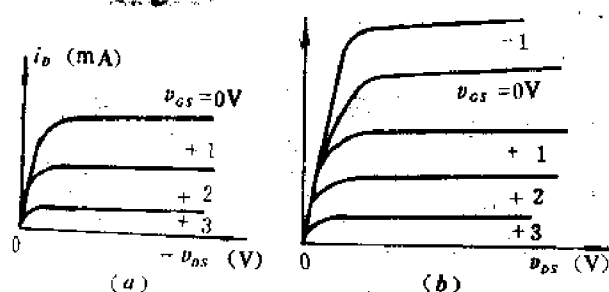
1-14 已知N沟道JFET的夹断电压 $V_{GS(off)} = -4V$ ，试分别画出 $v_{DS} = 4V$ 、 $5V$ 两种情况下， v_{GS} 由零变为 $V_{GS(off)}$ 时，导电沟道变化规律图。

1-15 已知N沟道JFET输出特性如题1-15图所示。作出 $v_{DS} = 3V$ 、 $10V$ 、 $15V$ 时的转移特性。并求出 I_{DSS} 和 $V_{GS(off)}$ 及在 $v_{DS} = 10V$ 时的 g_m 。



题1-15图

1-16 已知场效应管输出特性如题1-16(a)、(b)所示，判别这是何类型场效应管？并求出 I_{DSS} 、 $V_{GS(off)}$ 〔或 $V_{GS(th)}$ 〕。



题1-16图

第二章 放大器构成原理

在电子设备中,经常需要将某些有用的微弱信号进行放大。用来完成这种放大任务的装置称为放大器。常用的扩音机就是一个放大器。它的组成方框图如图2-0-1示。

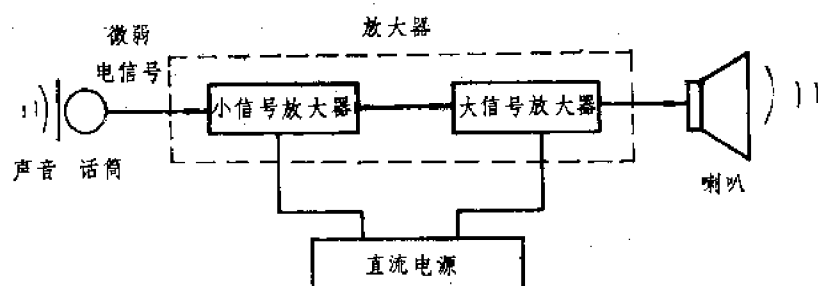


图2-0-1 扩音机方框图

它由话筒、小信号放大器、大信号放大器、直流供电电源、喇叭五部分组成。话筒是声电转换器件,它将声音信号变成电信号;喇叭是电声转换器件,它将电信号转换为声音。话筒和喇叭都是能量转换器件,不起放大作用。起放大作用的是小信号放大器和大信号放大器。这两部分就是将微弱的有用信号进行放大的放大器。直流电源是供给扩音机(含放大器)能量的。

它的放大过程是:声音先经过话筒变为微弱的电信号,再经过放大器放大成较强的电信号(利用三极管的控制作用,把直流电源供给的能量转换而成),然后经过扬声器还原成为放大的声音。

放大器是由那些部分组成的?它的工作原理是什么?下面分别介绍。

第一节 单级小信号放大器

所谓单级放大器是由一个放大元件(如半导体三极管、场效应管)组成的简单放大器。所谓小信号是指输入交流电流 i_i 在几微安到几十微安的范围。由于半导体三极管(或场效应管)有共射、共集、共基(或共源、共漏、共栅)三种组态,因此可以组成相应的共射放大器、共集放大器、共基放大器(或共源放大器、共漏放大器、共栅放大器)。下面分别予以介绍。

一、共射放大器

(一) 电路组成

图2-1-1是共射单级小信号放大器,它由以下几部分组成:

1. 放大元件: 电路中采用NPN型半导体三极管T,起放大作用。

2. 基极回路直流电源 V_{BB} 和基极电阻(又称为基极偏置电阻) R_B (一般在几十千欧至几百千欧的范围内)。 V_{BB} 的接法保证发射结为正向偏置,并供给基极一个合适的基极电流 I_B 。此电流常称为偏置电流,其大小为:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (2-1-1)$$

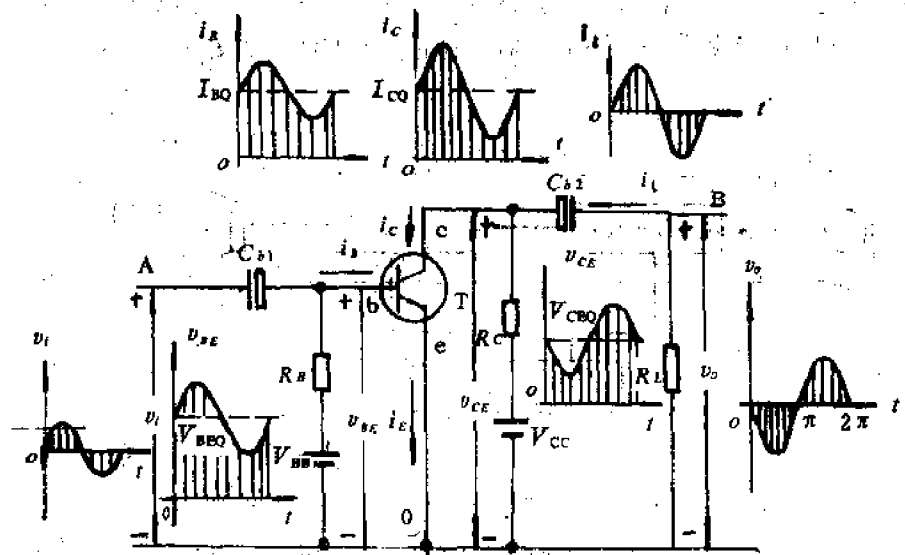


图2-1-1 共射单级小信号放大器

对于硅管 $V_{BE} = 0.7V$,对于锗管 $V_{BE} = 0.2V$,而 V_{BB} 一般在几伏至几十伏范围内(常取 $V_{BB} = V_{CC}$),故 $V_{BB} \gg V_{BE}$,所以有:

$$I_B \approx \frac{V_{BB}}{R_B} \quad (2-1-2)$$

由上式可见,当 V_{BB} 和 R_B 确定后, I_B 就固定了。因此这种电路称为固定偏流电路。

R_B 的另一作用是防止信号源 v_i 对地短路。

3. 集电极回路直流电源 V_{CC} (一般在几伏至几十伏的范围内)。它的接法要保证集电结为反向偏置,同时 V_{CC} 为输出信号提供能量。

4. 集电极电阻 R_C (一般在几千欧至几十千欧范围)。它的作用是将三极管集电极电流 i_C 的变化转变为集电极电压 v_{CE} 的变化。若不接 R_C ,则集电极电压 v_{CE} 始终等于 V_{CC} ,不可能有交流电压输出。

5. 隔直电容(或耦合电容) C_1 和 C_2 (一般在几微法至几十微法范围)。它的作用是隔离直流,传输交流。从而使信号源的交流信号很容易地送进放大器;并将已放大的信号很容易地送至负载。

在半导体电路中,常把输入电压、输出电压和直流电源(V_{CC} 和 V_{BB})的共同端(0)称为地,用“ $\perp$ ”表示(实际上这一点并不是真正接在大地上),并以地端为零电位点。这样电路中其它各点的电压都是相对于参考点“地”而言的。

为了分析问题方便起见,我们规定:电压的正方向是以共同端为负端,其他各点为正端;

电流的正方向为 i_B 、 i_C 以流入管子为正, i_E 以流出管子为正。

图2-1-1电路需要两个电源 V_{BB} 、 V_{CC} 供电, 叫双电源供电, 用起来很不方便。由电路可知 V_{BB} 、 V_{CC} 负端接在一起, 如果选定 $V_{BB} = V_{CC}$, 这样就可以用一个电源来代替, 电路就可简化为图2-1-2(a)。为简明起见, 画电路时, 习惯上不画电源符号, 因为电源一端总是接地(即与共同端相连), 故只标出另一端对共同端的极性和数值; 对输入端、输出端同样只画出一端, 于是图2-1-2(a)又画为图2-1-2(b)。

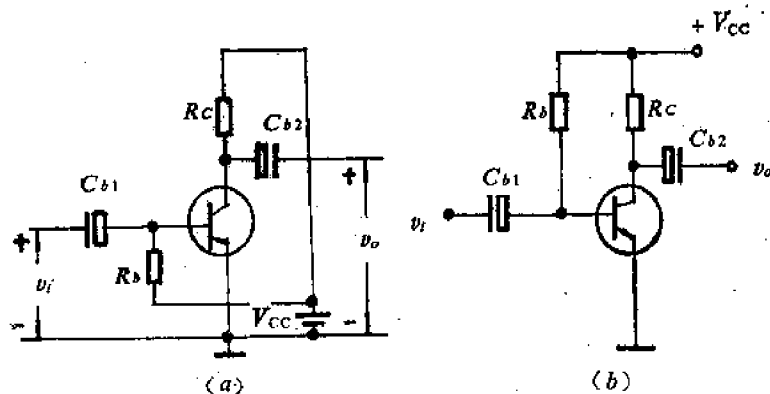


图2-1-2 放大通路的简化

(二) 直流通路和交流通路

由于放大器中存在电抗元件, 所以直流成分的通路和交流成分的通路是不同的。对直流成分来说, 电容可视为开路, 电感可视为短路。根据上述原则可画出放大器的直流通路。对交流成分来说, 电感和电容都必须当作电抗元件来看待。当交变电流通过某些电路元件时(例如内阻很小的电源, 电抗很小的电容), 若基本上不产生压降, 也可视为短路。因此画交流通路的原则为:

(1) 原理图中的隔直电容和旁路电容可视为短路;

(2) 电源 V_{CC} 内阻很小, 亦可视为短路。根据上述原则可画出图2-1-3(a)所示电路的交流通路和直流通路如图2-1-3(b)、(c)所示。

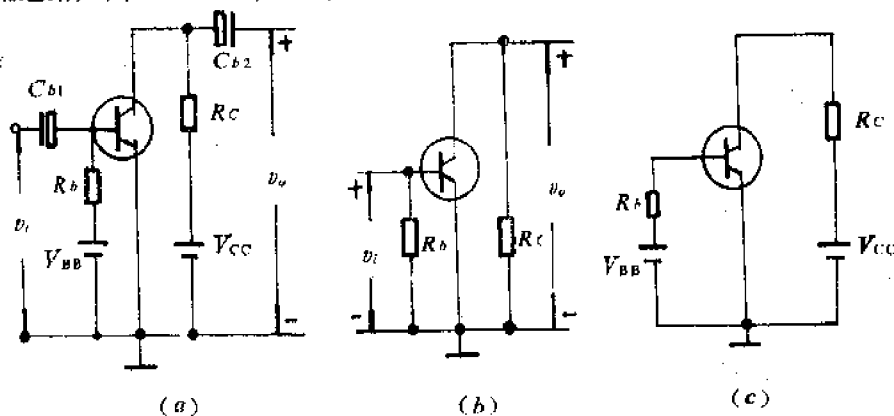


图2-1-3 放大器的直流通路和交流通路

(三) 放大原理

在图2-1-1中,未加入输入信号时,即 $u_i = 0$ 时(此时放大器各处的电压电流都是固定不变的直流,称为静态),放大器各处的电压、电流分别为: $i_B = I_{BQ}$, $i_C = I_{CQ}$, $u_{BE} = V_{BEQ}$, $u_{CE} = V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C$ (这一组数值代表着输入输出特性上的一个点,称为静态工作点), $i_E = 0$, $u_o = -i_i R_L = 0$ 。

当交流信号 u_i 从输入端A、0两点加入放大器后(此时放大器各处的电压电流都处于变化状态,称为动态), u_i 通过 C_{b1} 加到三极管输入端,就引起放大器各处电压电流及 u_o 作相应的变化,然后从输出端B、0两点输出给负载。其过程如下:

u_i 从0开始上升时, $u_{BE} = V_{BEQ} + u_i$, u_{BE} 从 V_{BEQ} 开始上升, i_B 从 I_{BQ} 开始上升, i_C 从 I_{CQ} 开始上升, $u_{CE} = V_{CC} - i_C R'_L$ ($R'_L = R_C // R_L$), u_{CE} 从 V_{CEQ} 开始下降。因 C_{b2} 能通过交流,则 i_C 中的一部分交流成分将通过 R_L 、 C_{b2} 形成电流 i_i ,使 i_i 从0开始上升。 $u_o = -i_i R_L$,则 u_o 从0开始下降;当 u_i 达最大值时, u_{BE} 、 i_B 、 i_C 、 i_i 都达最大值,而 u_{CE} 、 u_o 达最小值;当 u_i 从最大值开始下降时, u_{BE} 、 i_B 、 i_C 、 i_i 也从最大值开始下降,而 u_{CE} 、 u_o 从最小值开始上升;当 u_i 下降到0时, $u_{BE} \downarrow = V_{BEQ}$, $i_B \downarrow = I_{BQ}$, $i_C \downarrow = I_{CQ}$, $i_i \downarrow = 0$,而 $u_{CE} \uparrow = V_{CEQ}$, $u_o \uparrow = 0$ 。

下面再指出几点:

1. u_i 的变化与 i_C 同相,与 u_o 反相。
2. 管子的瞬时电流 i_B 和 i_C 的变化部分是以静态工作点电流 I_{BQ} 和 I_{CQ} 为中心的。因而瞬时电流可视为 I_{BQ} 、 I_{CQ} 与交流部分 i_b 、 i_c 的迭加。其中交流部分以静态工作点Q的电流为零点,以大于 I_Q 的部分为正半周,以小于 I_Q 的部分为负半周。在正半周时, i_b 和 i_c 与管子规定的电流方向一致(即正方向),管子电流是增大的;在负半周时, i_b 和 i_c 与管子规定的电流方向相反(即负方向),管子电流是减小的。瞬时电压 u_{BE} 和 u_{CE} 的变化部分亦是以静态工作点时的 V_{BEQ} 、 V_{CEQ} 为中心的。可视为 V_{BEQ} 、 V_{CEQ} 与交流部分 u_b 、 u_c 的迭加。研究放大器动态时,总是对放大器的交流部分感兴趣,而对静态和瞬态的研究视为次之。常把产生静态工作点的电路称为偏置电路,静态电压和电流称为偏压和偏流。
3. 放大过程的实质是通过三极管的电流控制作用,将信号变化转换成基极电流的变化,由基极电流的微小变化转换成集电极电流的较大的变化。使直流电源供给三极管集电极电路的直流能量转换成交流能量输出,放大器仅起能量转换作用。
4. 放大作用仅对交流成分(即变化量)而言,不能把直流成分包含在内。
5. 要保证放大器能正常放大,三极管的发射结必须加正向偏压,集电结必须加反向偏压。

(四) 放大器的工作状态

一个放大器要能正常工作必须有合适的静态工作点,否则输出波形就会跟输入波形不一样,这叫失真。如图2-1-4电路为零偏电路,静态时 $u_{BEQ} = 0$, $u_{CEQ} = V_{CC}$, $I_{BQ} = 0$, $I_{CQ} = 0$,静点不合适,将产生失真。在输入端加入一交流信号 u_i ,由于管子是非线性的,B-E结只能单向导通,而且输入特性的开始一段,非线性很严重。在 u_i 为正半周时, i_B 不能随 u_i 按比例变化。当 u_i 为负半周时,管子截止, $i_B = 0$ 。这样, i_B 就不是正弦波了。同样 i_C 、 u_o 也不是正弦波了。这种现象称为失真。由于这种失真是因管子的非线性引起的,故称为非线性失真。

由上述分析可见,要使放大器正常工作,必须有合适的静态工作点。根据什么原则来选择

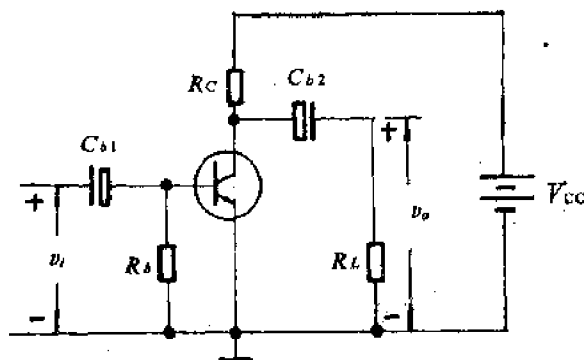


图2-1-4 零偏电路

放大器静态工作点呢？为此要先弄清放大器的工作状态。

根据在输入信号一个周期中管子导通角的大小，放大器的工作状态通常分为以下几类：

1. 甲类工作状态

图2-1-5中，工作点选在 Q_1 处，在输入信号 v_{BE} 的一个周期中 $i_B > 0$ ，如曲线①，这种工作状态称为甲类工作状态。甲类工作状态波形失真小，效率低，最高达50%。

2. 甲乙类工作状态

图2-1-5中，工作点下移至 Q_2 处，在 v_{BE} 的一个周期中，有大于半个周期、小于一个周期的时间 $i_B > 0$ ，如曲线②，这种工作状态称为甲乙类工作状态。这种工作状态波形失真增大，效率提高。

3. 乙类工作状态

图2-1-5中，若工作点下移至 Q_3 ，在 v_{BE} 的一个周期内，只有半个周期 $i_B > 0$ ，如曲线③，这种工作状态称为乙类工作状态。乙类工作状态波形失真更大，效率更高，最高可达78.5%。

4. 丙类工作状态：

图2-1-5中，若工作点再移至 Q_4 处，在 v_{BE} 的一个周期中，只有小于半个周期，大于四分之一周期的时间 $i_B > 0$ ，如曲线④所示。这种工作状态称为丙类工作状态。丙类比乙类波形失真还大，但效率比乙类更高。

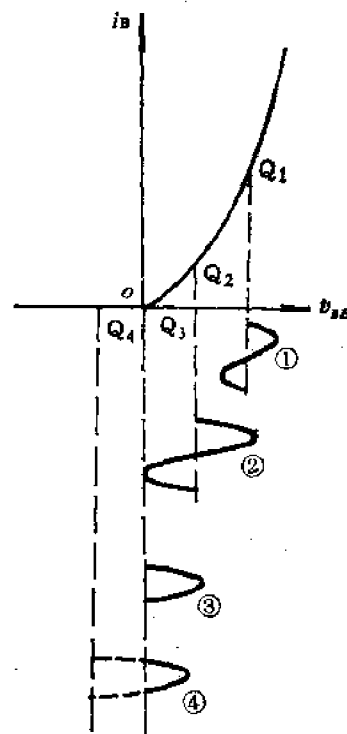


图2-1-5 放大器的工作状态

(五) 放大器的偏置电路

由上述分析可见，要不失真地放大信号，放大器必须有一个合适的偏置电路，使之处于甲类放大状态。常用的偏置电路有以下两种。

1. 固定偏置电路

图2-1-6是固定偏流电路。其中基极通过 R_b 接电源，使 V_B 保持一个固定值，因而 I_{BQ} 也就固定了。

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

这种偏置电路的优点是电路简单,使用元件少,调试方便。但是它稳定工作点的能力很差。

我们知道, $I_{CQ} = h_{FE} I_{BQ} + I_{CEO} = h_{FE} I_{BQ} + (1 + h_{FE}) I_{CBO}$

由上式可知,当温度升高时, V_{BEQ} 下降,从而引起 I_{BQ} 增大;温度升高, h_{FE} 增大, I_{CBO} 增大,这些都引起 I_{CQ} 增大,从而使 V_{CEQ} 减小。结果使静态点移动,甚至移动到不合适的位置,使电路无法正常工作。因此,这种固定偏流电路稳定工作点的能力是很差的。

2. 射极偏置电路

由前面的分析可知,温度对管子的影响,最终都集中反映到管子的 I_{CQ} 的变化上,从而引起工作点的变化。如果当温度变化时设法稳定 I_{CQ} 使之不变,那么工作点就稳定了。如何实现上述设想呢? 图2-1-7所示的射极偏置电路就能实现。下面介绍这种电路。

偏置电路由 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_e 三个电阻组成。 R_{b1} 叫上偏电阻, R_{b2} 叫下偏电阻, R_e 叫射极电阻。

电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 组成分压器以固定基极电位。

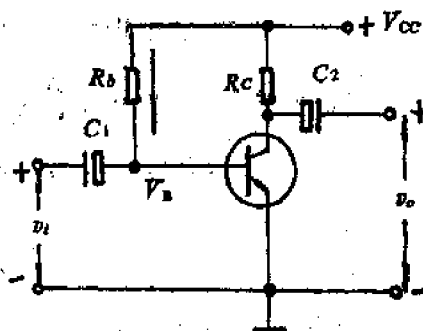


图1-1-6 固定基流偏置电路

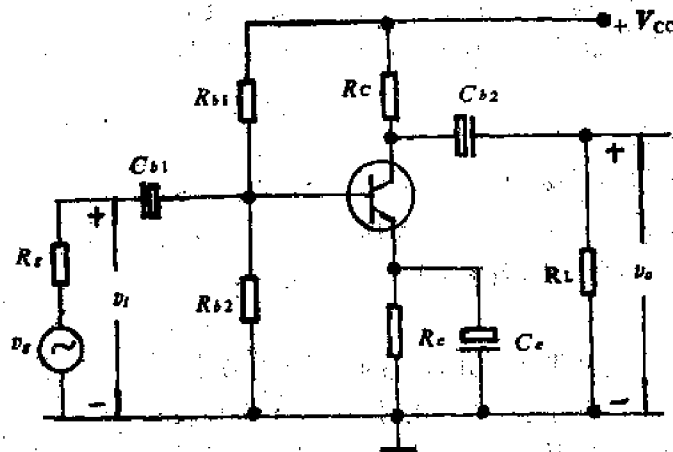


图2-1-7 射极偏置电路

根据代文宁定理,图2-1-7电路的直流通路可简化为图2-1-8(a)、(b)。

在图2-1-8(b)中:

$$V_{BB} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \quad R_b = R_{b1} // R_{b2}$$

$$V_B = V_{BB} - R_b I_B$$

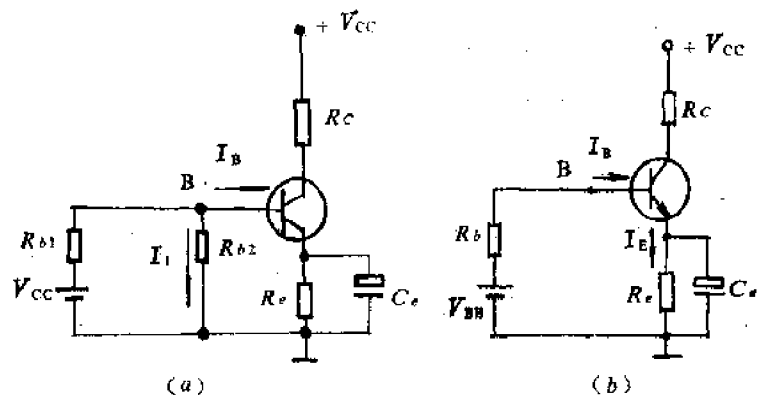


图2-1-8 图2-1-7直流通路的简化电路

当 R_{b1} 、 R_{b2} 的选择满足 $I_1 \gg I_B$ 时(I_1 为流过 R_{b2} 的电流),根据图2-1-8(a):

$$V_B = V_{BB} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \quad (2-1-3)$$

三极管的基极电位可认为是固定的。

利用发射极电阻 R_e ,将电流 I_E 的变化,转变为电压 V_E 的变化即 $\Delta V_E = R_e \Delta I_E$,送回到输入回路,以稳定集电极电流 I_C 。

由图2-1-8可知:

$$I_C \approx I_E \approx \frac{V_E}{R_e} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} \quad (2-1-4)$$

当满足 $V_B \gg V_{BE}$ 时,可认为 $V_E = V_B - V_{BE} \approx V_B$ 基本上是固定的。

$$\text{而} \quad I_C \approx I_E = \frac{V_E}{R_e} \approx \frac{V_B}{R_e} \quad (2-1-5)$$

可认为 I_C 基本上恒定,不随温度而变化,即工作点不随温度而改变。

公式(2-1-5)说明,当满足公式 $I_1 \gg I_B$ 、 $V_B \gg V_{BE}$ 时,放大器的 I_C (或 I_E)基本上是恒定的,并与三极管的参数 h_{FE} 、 I_{CBO} 、 V_{BE} 几乎无关,不仅很少受温度的影响,而当换用不同管子时工作点也几乎不变。

在实际电路中, I_1 和 V_B 的值一般可选取:

$$I_1 \gg I_B \begin{cases} I_1 = (5 \sim 10) I_B (\text{硅管}) \\ I_1 = (10 \sim 20) I_B (\text{锗管}) \end{cases} \quad (2-1-6)$$

$$V_B \gg V_{BE} \begin{cases} V_B = (3 \sim 5) \text{V} (\text{硅管}) \\ V_B = (1 \sim 3) \text{V} (\text{锗管}) \end{cases} \quad (2-1-7)$$

另外,晶体管是电流控制元件,因此常用本章第四节所述的恒压源、恒流源来作偏置电路。

二、共集电极放大器

共集电极放大器如图2-1-9(a)所示电路。图2-1-9(b)是其交流通路。由交流通路可见

集电极是输出回路与输入回路的共同端,故称为共集电极放大器。

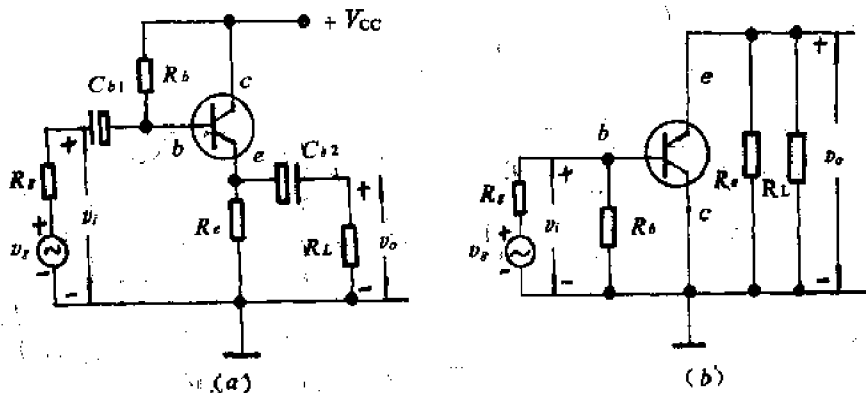


图2-1-9 共集电极放大器(射极输出器)

由交流通路还可见,输入信号 v_i 加在基极与集电极之间,输出信号 v_o 是从发射极取出的,故这种共集电极放大器又称为射极输出器。

这种电路的特点是:电压放大倍数小于1且接近于1,输入电阻很大,输出电阻很小。常用作多级放大器的输入级和输出级。

三、共基极放大器

三极管的基极是输入回路和输出回路公共端的放大器称为共基极放大器,电路如图2-1-10(a)所示电路。图2-1-10(b)是其交流通路。由交流通路可见:输入信号 v_i 加在发射极与基极之间,输出信号 v_o 从集电极与基极之间取出。

这种电路的特点是:电流放大倍数小于1,电压放大倍数大于1,输入阻抗小,输出阻抗大,频率特性好。这种电路常用在宽频带放大器中。

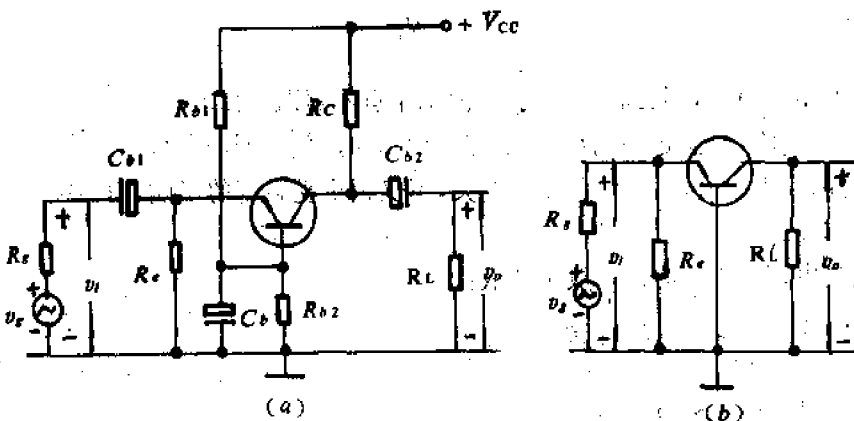


图2-1-10 共基极放大器

上述三种组态的放大器各有优缺点,其性能比较如表2-1-1所示。

表2-1-1 三种组态放大器性能比较

性 能	共发射极组态	共基极组态	共集电极组态
输入电阻 R_i	一千欧左右	几十欧	几百千欧
输出电阻 R_o	几十千欧	兆 欧	几十欧
电流放大倍数 A_i	几十到一百左右	略小于1	几十至一百左右
电压放大倍数 A_u	几十到几百	几十到几百	略小于1
功率放大倍数 A_p	大	中	小
通 频 带	窄	宽	中
非线性失真	大	小	小
输出与输入电压相位	反 相	同 相	同 相

四、场效应管放大器

(一) 共源放大器

放大元件为场效应管的共源极组态放大电路称为共源放大器。如图2-1-11(a)所示,图2-1-11(b)为其交流等效电路。

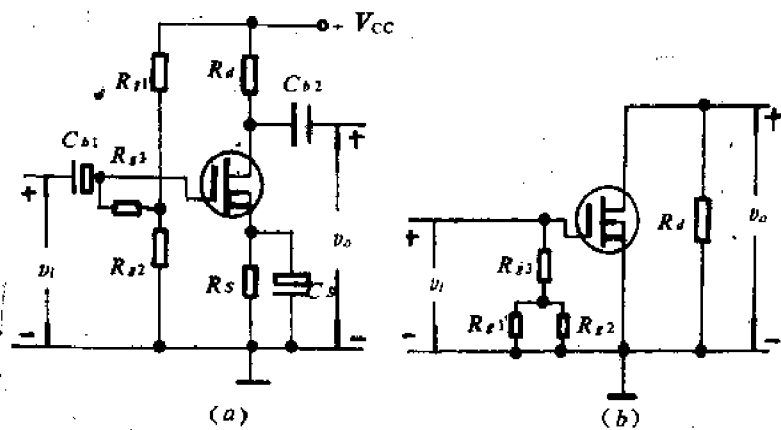


图2-1-11 共源放大器

(二) 共漏放大器——源极输出器

放大元件为场效应管的共漏极组态放大电路称为共漏放大器。如图2-1-12所示电路。这种电路是从源极与地之间取出输出信号,故又称为源极输出器。

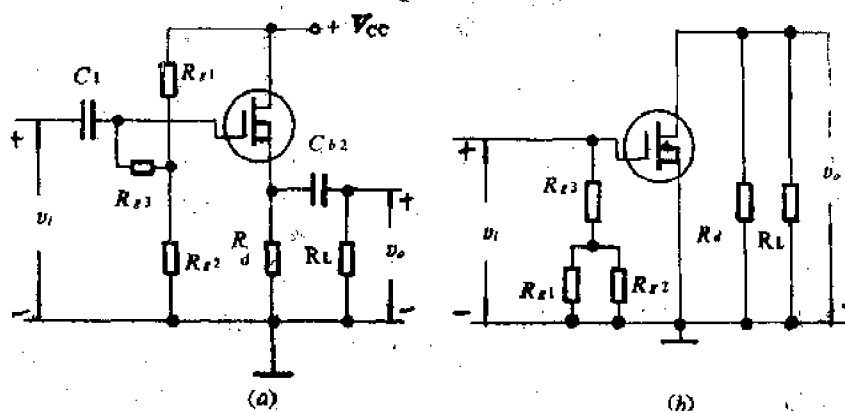


图2-1-12 共漏放大器

(三) 共栅放大器

放大元件是场效应管的共栅极组态放大电路称为共栅放大器。如图2-1-13(a)所示电路。

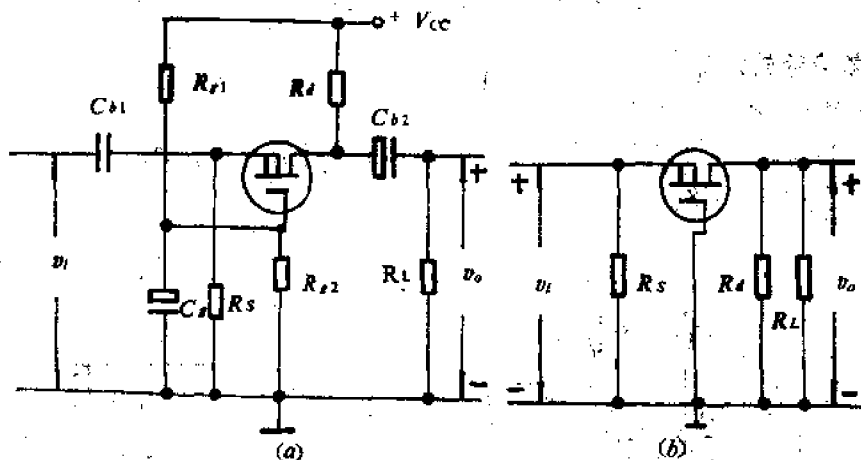


图2-1-13 共栅放大器

五、放大器的主要性能指标

衡量一个小信号放大器性能优劣的指标主要有以下几种。

(一) 放大倍数 A

放大倍数(或称增益)表示一个放大器放大微弱信号的能力。当在放大器的输入端加需要放大的信号时,将在此输入端产生输入电压 V_i (有效值)和输入电流 I_i (有效值),经过放大器放大后,在放大器的输出端产生输出电压 V_o (有效值)和输出电流 I_o (有效值)。 V_o 和 I_o 加在负载 R_L 上如图2-1-14所示。

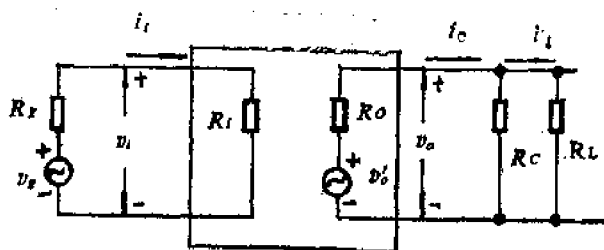


图2-1-14 放大器性能指标的测试电路

1. 电压放大倍数(或电压增益)

电压增益: $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ (不考虑信号源内阻影响时) (2-1-8(a))

源电压增益: $A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s}$ (考虑信号源内电阻影响时) (2-1-8(b))

2. 电流放大倍数(或电流增益)

$A_i = \frac{I_o}{I_i}$ ($I_i = I_o$ 为集电极电流) (2-1-9(a))

$A_{i1} = \frac{I_{L1}}{I_i}$ (I_{L1} 为流过 R_L 的电流) (2-1-9(b))

(二) 输入电阻 R_i

当输入信号电压加在放大器的输入端时,放大器相当于信号源的一个负载,这个负载电阻就是放大器本身的输入电阻,如图2-1-14示。

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (2-1-10)$$

(三) 输出电阻 R_o

对负载而言,放大器可看作一个信号源,这个信号源具有的内阻 R_o 就称为放大器的输出电阻。如图2-1-15所示。

根据放大器输出电阻定义,求输出电阻步骤如下:

1. 令 $V_s = 0$, 但保留内阻 R_s ;
2. 断开 R_L (即 $R_L = \infty$);
3. 在输出端加入一个信号电压 V , 在 V 的作用下产生电流 I , 这时等效电路如图2-1-15示

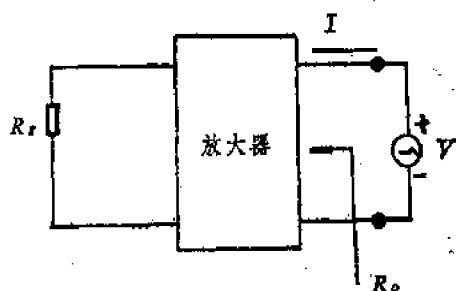


图2-1-15 求放大器输出电阻的电路

4. 则输出电阻 $R_o = \frac{V}{I} \Big|_{V_s = 0}$ (2-1-11)

(四) 非线性失真

当单一频率的正弦波信号通过放大器时,由于半导体三极管特性的非线性,输出波形就不

是正弦波了,而是含有许多谐波成分,这就产生了失真。这种由于半导体特性的非线性产生的失真称为非线性失真。

衡量非线性失真程度的指标叫非线性失真系数 γ 。

γ 的定义为:输出波形中各次谐波分量的总和与基波分量之比。 γ 越小表示非线性失真越小。即:

$$\gamma = \frac{\text{输出波形中各次谐波分量(不含基波)的总和}}{\text{基波分量}} \quad (2-1-12)$$

(五) 功率增益

功率增益定义为输出功率与输入功率之比即:

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} \quad (2-1-13)$$

在实践中,人们常用对数来表示放大器的增益。主要原因是在通讯中,考虑到人耳对声音强弱变化的感觉是与声音功率变化的对数成比例关系;同时现代电子设备中的放大器的增益高达数万倍以上。表示这样大的数目作图、计算都不方便。如计算多级放大器的增益,就要把多级增益连乘,这是很麻烦的,如使用对数计算方法,就可把各级增益相加而得放大器增益。因而工程上常用对数来表示放大器增益,以贝尔为单位,即:

$$\text{贝尔数} = \log \frac{P_o}{P_i} = \log P_o - \log P_i$$

通常觉得贝尔单位太大,取十分之一贝尔为一分贝,以dB表示,则分贝数为:

$$\text{分贝数} = 10 \times \text{贝尔数} = 10 \log \frac{P_o}{P_i} \quad (2-1-14)$$

而
$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L}, \quad P_i = \frac{V_i^2}{R_i}$$

若
$$R_L = R_i, \quad \text{则} \frac{P_o}{P_i} = \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 = A^2$$

所以分贝数
$$= 20 \log(A_v) \quad (2-1-15)$$

同理可得:

$$\text{分贝数} = 20 \log(A_v) \quad (2-1-16)$$

第二节 多级放大器

前面我们介绍了单级放大器,它的放大倍数可达几十。但在工程实践中,这样大的放大倍数往往不够用。为了增加放大倍数,经常将几个单级放大器串联起来组成一个新的放大器,如图2-2-1所示。这种由多个单级放大器串联组成的放大器称为多级放大器。其中的每一个单级放大器称为多级放大器的级。一个多级放大器通常由输入级、中间级、末前级和末级组成。输入级和中间级属小信号放大器,末前级和末级属大信号放大器。各级之间的连接方式称为耦

合方式。因为多级放大器的前一级的输出信号是后一级的信号源,而后一级的输入电阻是前一级的负载,因此要很好地解决级与级之间的耦合问题。

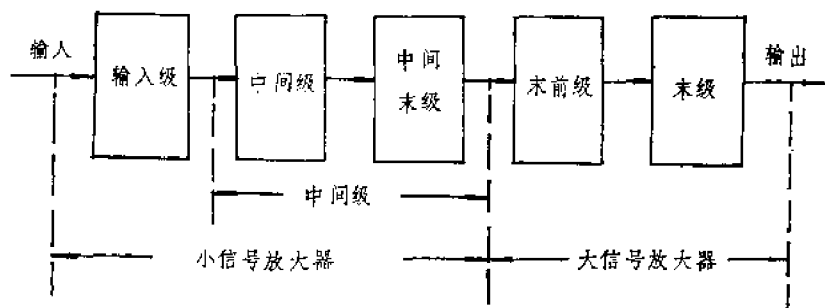


图2-2-1 多级放大器组成方框图

下面介绍几种常用的耦合方式。

一、阻容耦合

两级之间通过电阻和电容连接起来的耦合方式称为阻容耦合。

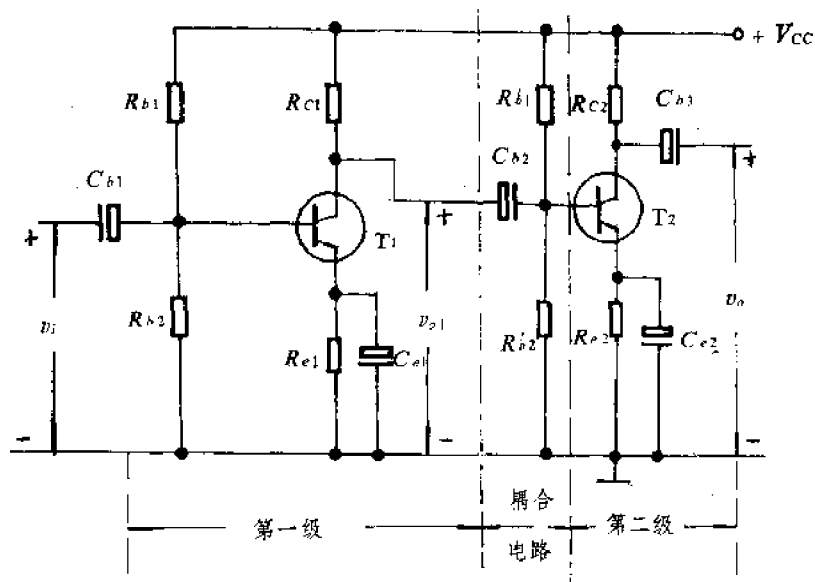


图2-2-2 阻容耦合放大器

图2-2-2是阻容耦合放大器电路,电容 C_{b2} 和 R_{b1}' 、 R_{b2}' 组成耦合电路。

这种耦合方式的优点是:前后两级通过电容相连,各级直流电路互不相通,各级的静态工作点相互独立,互不影响。这给分析计算带来很大方便,因此应用很广。缺点是不能放大慢变信号。因慢变信号在电容上会有很大衰减,在集成电路中制造大电容很困难,因此阻容耦合方式在集成电路中不能采用。其次,因阻抗不易匹配,再加上 R_e 上的功耗,故效率低。

二、变压器耦合

前后两级之间通过变压器连接起来的耦合方式叫变压器耦合。

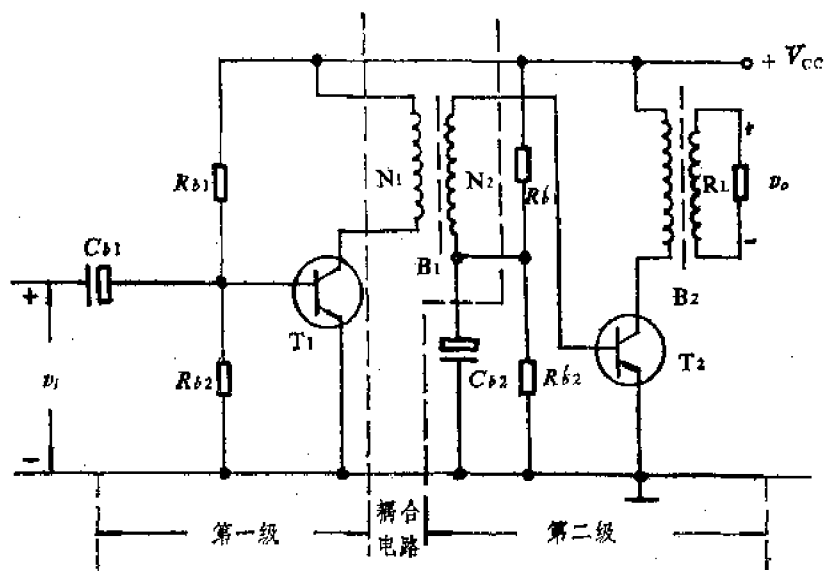


图2-2-3 变压器耦合放大器

图2-2-3是变压器耦合放大器。耦合电路是变压器 B_1 。

这种耦合方式的优点是前后两级通过变压器相连,直流不通。因此,各级静态工作点相互独立。同时变压器能进行阻抗变换以使前级获得最佳负载。此外若选择 $N_1 > N_2$ 可使较小的原边电流获得较大的副边电流,以提高放大倍数。缺点是造价高,体积大,不能放大慢变信号(因变压器不能通过慢变信号),目前较少应用。

三、直接耦合

前一级的输出端和后一级的输入端通过电阻性元件连接起来或直接相连的耦合方式叫直接耦合。

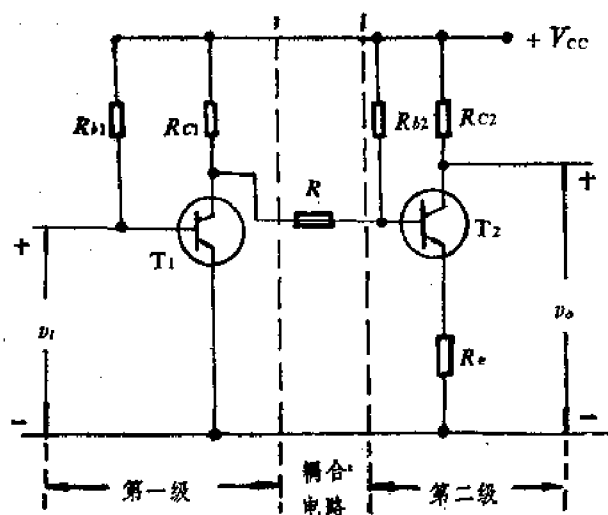


图2-2-4 直接耦合放大器

图2-2-4是直接耦合放大器。前后两级通过电阻 R 相连。

这种耦合方式的优点是耦合电路简单,能放大慢变信号,效率高,在集成电路中广泛应用;缺点是各级静态工作点相互牵制,调试困难,零点漂移大。

下面介绍多级直接耦合放大器的特殊问题。

1. 级间耦合

在图2-2-4中,若无 R_e ,则 V_{CE1} 被 V_{BE2} 牵制为 $V_{CE1\max} = V_{BE2} = 0.7\text{V}$ 。变化范围很小。加了 R_e 后,提高了 T_2 的基极电位,加大了 V_{CE1} 的变化范围。 R_e 也可用二极管或稳压管代替。如图2-2-5所示。

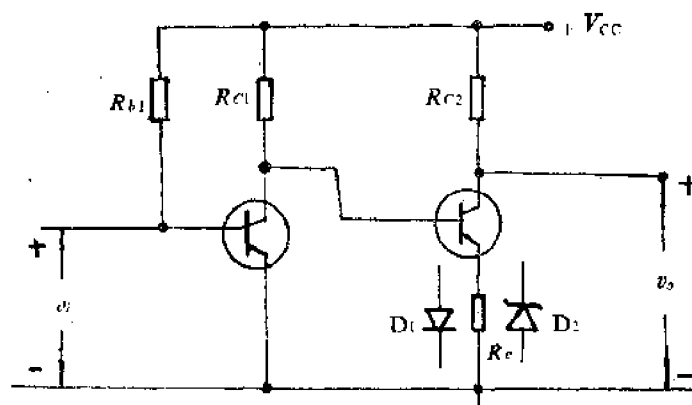


图2-2-5 后级接 R_e 的直接耦合放大器

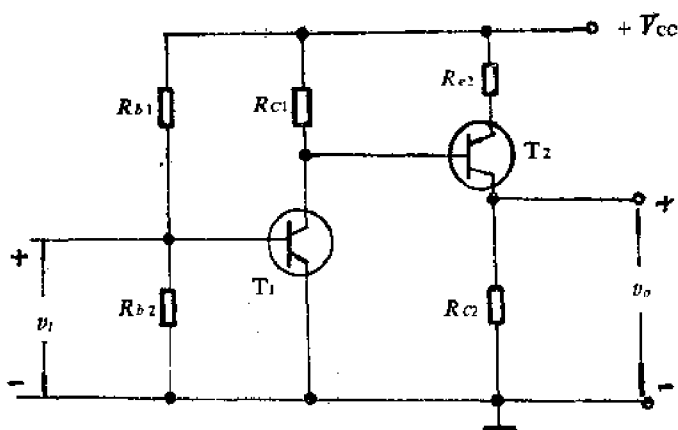


图2-2-6 采用NPN管PNP管组合电路的直接耦合放大器

图2-2-6所示电路是采用NPN管和PNP管的组合电路的直接耦合放大器。它利用 T_2 集电极反向偏置呈现较大的电阻,提高了 T_2 基极的电位,从而增大了 V_{CE1} 的变化范围。

2. 零点漂移

放大器直接耦合后,前级静态工作点的变化会影响到后级,使放大器的静态工作点发生变化。尤其当温度变化时,三极管的参数也会发生变化,因而引起放大器静态工作点产生缓慢的

变化。各级放大倍数越大,偏离初始值越严重。我们把放大器输入信号为零时,输出电压偏离其初始值的现象称为零点漂移,简称为零漂或漂移。

多级放大器的漂移主要取决于第一级的漂移,而且放大器的级数越多,放大倍数越大,输出端的漂移越严重。

这样由于零点漂移可能使放大器失去放大信号的作用,尤其是失去放大微弱信号的能力。这是需要认真解决的。

实践证明:温度变化是产生零漂的主要因素。因此,常用的解决办法是温度补偿。通常采用的温度补偿措施有以下几种。

(1) 采用温度补偿电路

图2-2-7为温度补偿电路,它利用二极管D的反向电流进行温度补偿。

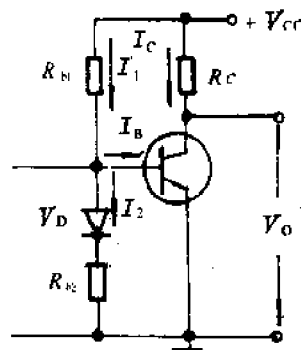
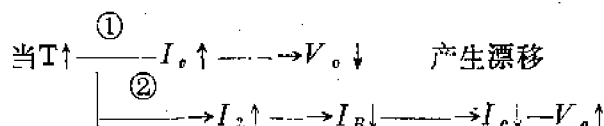


图2-2-7 温度补偿电路



这样就抑制了 V_O 的下降。

由上述分析可见:当温度上升时,通路①引起了 V_O 的下降,产生漂移。通路②由于二极管的作用使 V_O 上升,抵消通路①的影响,维持输出电压 V_O 基本不变,从而抑制了零漂。

(2) 采用差动放大电路

这是利用两只型号和特性相同的三极管进行温度补偿。其工作原理在后面介绍。

第三节 放大器中的反馈

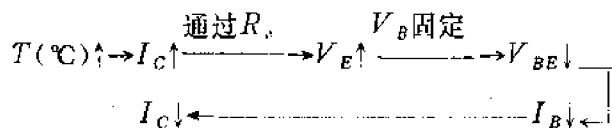
在放大器中经常碰到反馈。负反馈能改善放大器的某些性能,正反馈能使放大器增益提高,也能使其性能变坏。因此,正确判别反馈性质和有效地运用反馈是一个重要问题。本节我们将介绍反馈的一些概念和负反馈的各种基本电路。

一、反馈的概念

(一) 什么叫反馈?

把放大器输出信号的一部分或全部,通过一定的方式送回到它的输入端以改善放大器的某些性能的过程就叫反馈。在电子技术领域里,反馈的现象普遍存在。我们在前面介绍的射极偏置电路就是反馈的一例。

图2-3-1是射极偏置电路,静态集电极电流为 I_C , R_E 两端直流电压为 V_E ,它稳定工作点的过程为:



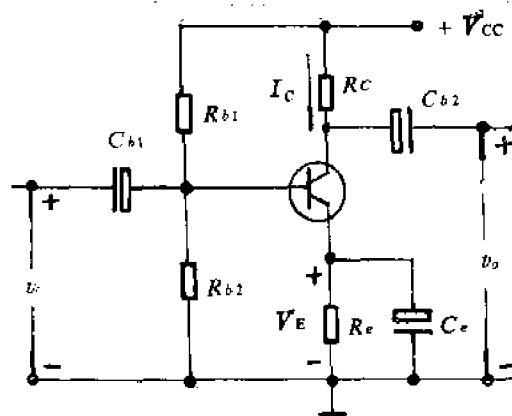


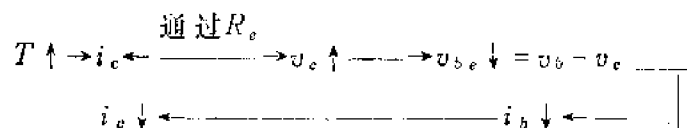
图2-3-1 射极偏置放大器

由此可见, 由于 I_C 增加引起 $V_E = R_e I_E \approx R_e I_C$ 增加, 而 V_B 固定, 则 $V_{BE} (= V_B - V_E)$ 减小, 从而使 I_B 减小, I_C 随之减小, 抑制了 I_C 的增加, 使 I_C 基本上不随温度变化。上述这个过程就是反馈。电阻 R_e 把输出信号送回到放大器输入端。 R_e 把输入回路和输出回路联系起来了, 通常称它为反馈元件。由反馈元件组成的电路叫做反馈电路。反馈电路送到放大器输入端的信号称为反馈信号(反馈电压或反馈电流)。

(二) 直流反馈和交流反馈

1. 直流反馈: 在图2-1-3中, R_e 两端的电容 C_e 将交流成分短路, 故反馈电压 V_E 只反映集电极电流的直流成分 I_C 的变化, 只有直流成分起反馈作用, 这种反馈称为直流反馈。

2. 交流反馈: 在图2-3-1中若去掉电容 C_e , 电路就变为图2-3-2, 则反馈电压不仅反映集电极电流的直流成分 I_C 的变化, 还反映集电极电流的交流成分 i_c 的变化, 对交流成分也起反馈作用。例如:



由上述分析可知, 由于 R_e 的存在, 当交流电流 i_c 变化时, 引起交流电压 v_e 的变化, 进而引起交流电压 v_{be} 和交流电流 i_b 的变化, 从而抑制了 i_c 的变化, 使 i_c 基本不变。

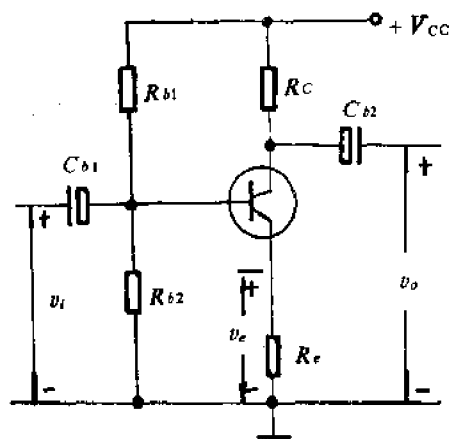


图2-3-2 交流负反馈电路

这种对交流成分起反馈作用的反馈称为交流反馈。 R_f 是反馈元件(即反馈电路)。

(三) 负反馈和正反馈

1. 定义: 若反馈信号削弱了原输入信号, 使加到三极管输入端的净输入信号减小, 这种反馈称为负反馈。若反馈信号增强了原输入信号, 使加到三极管输入端的净输入信号增大, 这种反馈称为正反馈。

在图2-3-3中, v_i 为原输入信号, v_f 为反馈信号, v_{be} 为加到三极管输入端的净输入信号, 其瞬时极性如图示。图2-3-3(a)(c)为负、正反馈接法, 图2-3-3(b)、(d)为相应的交流通路。其中 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ 。

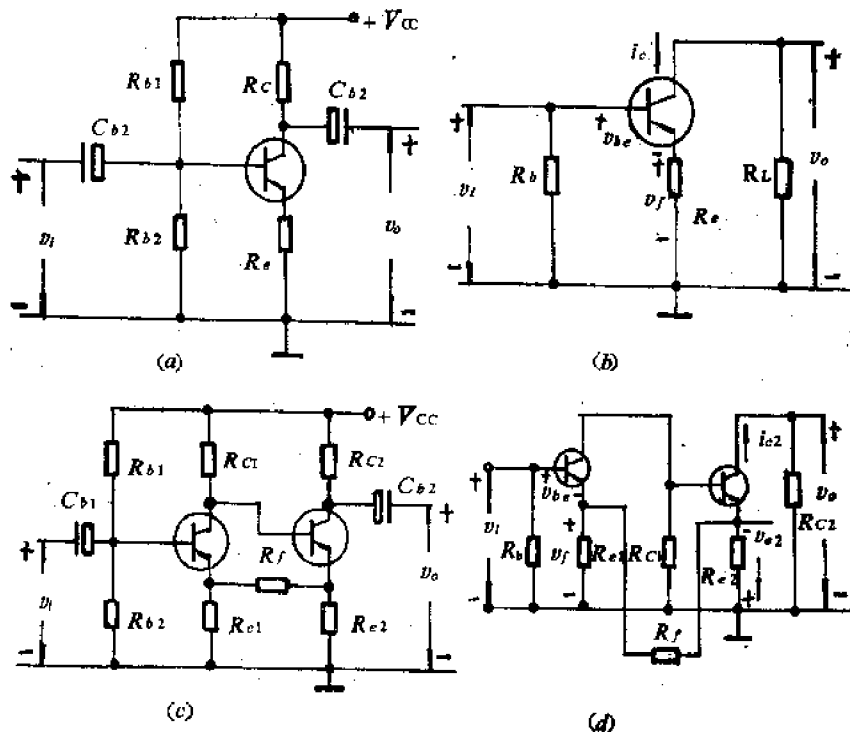


图2-3-3 用瞬时极性法判断负反馈的性质

在图2-3-3(b)中, $v_{be} = v_i - v_f$, 反馈信号 v_f 与原输入信号是相减关系, 使 v_{be} 减小, 即有了 v_f 后使加到三极管输入端的净输入信号 v_{be} 减小了, 故这种反馈为负反馈。

在图2-3-3(d)中, $v_{be} = v_i + v_f$, 反馈信号 v_f 与原输入信号 v_i 是相加关系, 使 v_{be} 增大, 即有了 v_f 后使加到三极管输入端的净输入信号增大了, 这种反馈为正反馈。

2. 判断方法: 通常采用瞬时极性法。判断步骤如下:

- 1) 假定输入信号 v_i 某一瞬时极性(用“+”“-”表示);
- 2) 推出各级放大管的各极电压瞬时极性和电流瞬时流向;
- 3) 推出反馈信号的瞬时极性或方向;
- 4) 列出输入回路的回路电压方程式或节点电流方程式。
- 5) 判断反馈信号是增强了还是削弱了原输入信号;若是增强了则为正反馈、若是削弱了则为负反馈。

例如在图2-3-3(b)中, 设输入信号 v_i 的瞬时极性如图所示。此时产生的电流 i_c 的瞬时流

向和 i_e 流过 R_f 产生的反馈信号 v_f 的瞬时极性亦如图所示。而 $v_{be} = v_i - v_f$ ，由此式可见 v_f 抵消了 v_i 的一部分，使加到三极管输入端的净输入信号 v_{be} 减小了，故为负反馈。在图2-3-3(d)中，设输入信号 v_i 的瞬时极性为 v_{e1} 、 v_{e2} 、 v_{e3} 、 v_f 的瞬时极性亦如图所示，而 $v_{be} = v_i + v_f$ ，由此式可见： v_f 增强了 v_i ，加到三极管输入端的净输入信号增大了，故为正反馈。

二、负反馈放大器的方框图

用方框图分析负反馈放大器，在许多情况下可使分析大大简化。下面我们介绍负反馈放大器的方框图。

在图2-3-4中，图(a)是反馈放大器图；(b)是交流通路；图(c)是图(b)的改画形式，与图(b)

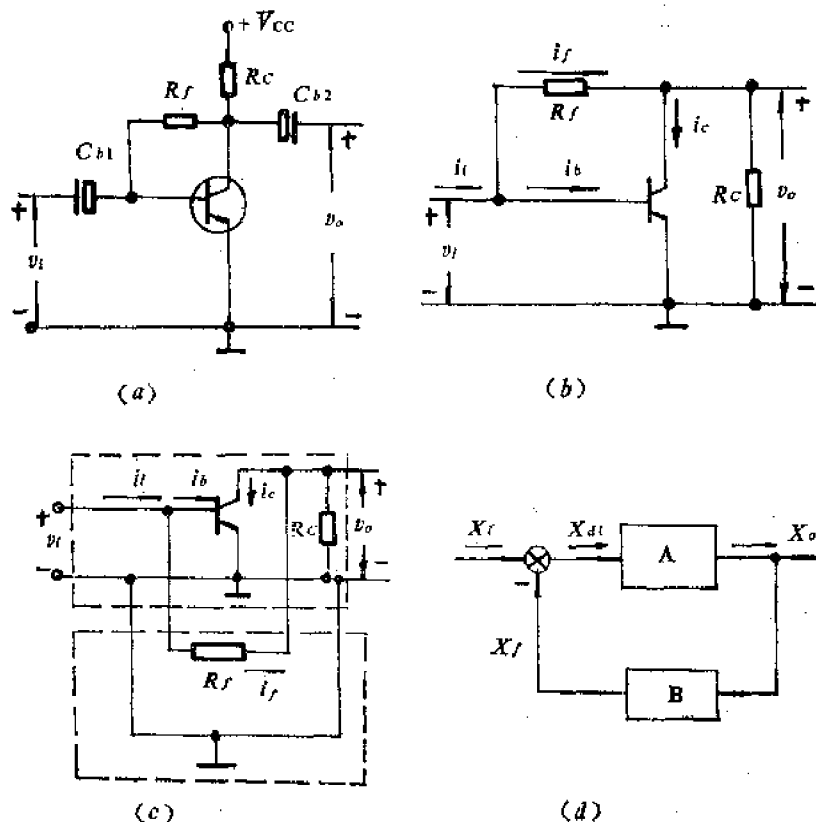


图2-3-4 反馈放大器方框图

等效。图中 R_f 是反馈电路。我们将反馈电路同电路的其他部分分开画出来，并分别用方框框出来，如图(c)所示。

由图(c)可见，一个反馈放大器可看成是由两个四端网络按一定方式组合起来的一个闭合回路。在理想情况下，图(c)可用图(d)的方框图来模拟。图(d)中方框B代表反馈电路，称为反馈网络，图(d)中方框A代表除B外的部分，称为初始放大器。 X_i 表示输入信号 v_i 或 i_i ； X_f 表示反馈信号 v_f 或 i_f ； X_o 表示输出信号 v_o 或 i_o ； X_{di} 表示净输入信号 v_{di} 或 i_{di} 。图(d)中带箭头的线条表示各组成部分的连线，箭头表示信号的传输方向；符号“⊕”表示比较环节，即反馈信号 X_f 与输入信号 X_i 在这里进行比较；“⊕”符号左下角的“+”或“-”，“+”表示正反馈，“-”表示负反馈。图(d)中，由反馈网络与初始放大器组成的闭合环路叫反馈环，亦

称闭环。由一个反馈环组成的放大器叫单环反馈放大器。而无反馈的放大器称开环放大器。

三、反馈类型

(一) 根据反馈网络与初始放大器输出回路联接形式可分为电压反馈和电流反馈。

1. 电压反馈特点：反馈网络与初始放大器输出回路并联；反馈信号 X_f （反馈电压或电流）与输出电压 V_o （有效值）成正比，起稳定输出电压的作用。当输出端对地短路时（ $V_o = 0$ ）， $X_f = 0$ ；当输出端对地开路时（ $R_L = \infty$ ），反馈最强。其连接方框图见图2-3-5(a)。

2. 电流反馈特点：反馈网络与初始放大器输出回路串联；反馈信号 X_f （反馈电压或电流）与输出电流 I_o （有效值）成正比，起稳定输出电流的作用；当输出回路开路时（ $I_o = 0$ ）， $X_f = 0$ ；当输出端对地短路时（ $R_L = 0$ ），反馈最强，连接方框图见图2-3-5(b)。

由上述反馈的特点可判断一个反馈电路是电压反馈还是电流反馈：当输出端对地短路时若反馈信号为零则为电压反馈，反之为电流反馈。

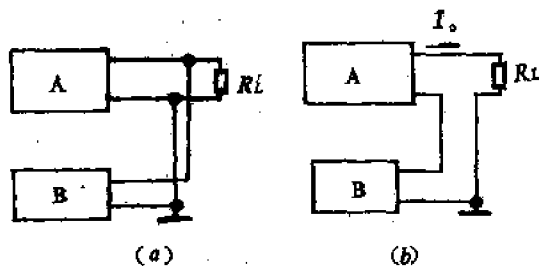


图2-3-5 B与A输出回路连接形式

(二) 根据反馈网络与初始放大器输入回路联接形式可分为串联反馈和并联反馈。

1. 串联反馈特点：反馈网络与初始放大器输入信号源相串联，如图2-3-6(a)所示；输入回路各电量关系按电压迭加方式进行，即 $V_{di} = V_i - V_f$ ；当输入信号源开路时，反馈信号不能加到初始放大器输入端；当输入信号源被短路时，反馈信号全部加到初始放大器输入端，反馈效果最好。因此这种反馈在信号源内阻 $R_g = 0$ 时，反馈效果最显著。

2. 并联反馈特点：反馈网络与初始放大器输入端并联，如图2-3-6(b)示；输入回路的各电量关系是按电流迭加的方式进行，即 $I_{di} = I_i - I_f$ 。当输入端对地短路时，反馈信号即被短路；当输入信号源开始时，反馈信号全部进入初始放大器输入端，反馈效果最显著。因此，在并联反馈中，当 $R_g \rightarrow \infty$ 时反馈效果最好。

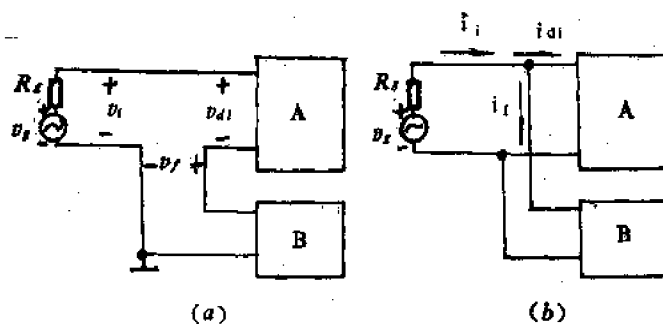


图2-3-6 B与A输入回路连接形式

由上述反馈的特点可判断一个反馈电路是串联反馈还是并联反馈：当把输入端对地短路时，若反馈信号为零则为并联反馈；反之则为串联反馈。

综合上述根据反馈网络与初始放大器的连接方式，负反馈放大器可分为四类：电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈。各类型的方框图如图2-3-7。

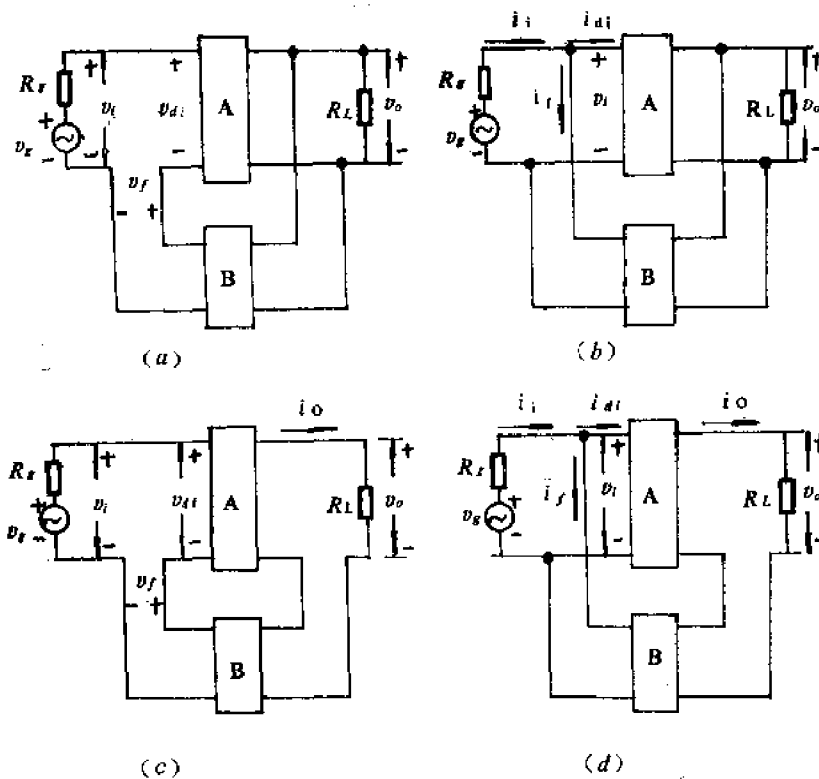


图2-3-7 各类负反馈电路方框图

(三) 反馈类型的判别方法

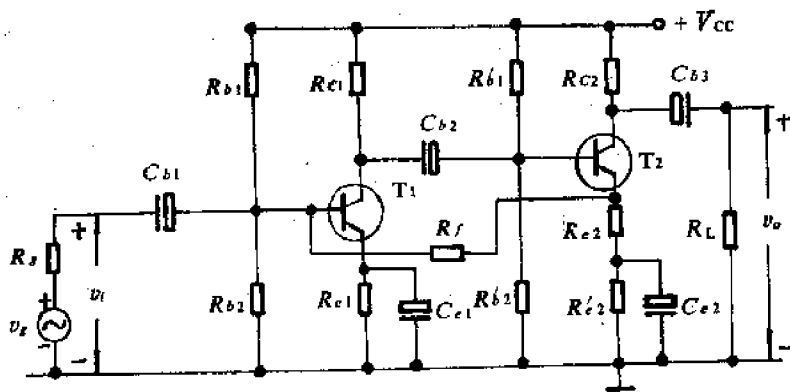
判断一个反馈放大器的类型，需要判别它的反馈极性（是正反馈还是负反馈）、取样方式（是电压反馈还是电流反馈）和比较方式（是串联反馈还是并联反馈）。通常按以下几步进行：

1. 画出反馈放大器在中频段的交流通路，找出反馈网络。
2. 判断反馈极性：首先假定输入信号在某瞬时的极性（此假定在整个判断过程中不能改变）再确定在此极性下放大器各级的电压极性和电流方向，然后确定反馈信号的极性或方向，进而列出输入回路各电量间的关系方程式。最后判断，若反馈信号削弱了原输入信号，使净输入信号减小，则为负反馈；若反馈信号增强了原输入信号，使净输入信号增大，则为正反馈。此方法称为瞬时极性法。
3. 判断取样方式：将放大器输出端对地短路（此时 $V_o = 0$ ），若反馈作用消失则为电压反馈；若反馈作用仍存在则为电流反馈。
4. 判断比较方式：将输入端对地短路，若反馈作用消失则为并联反馈；若反馈作用仍存在则为串联反馈。
5. 综合上述几点，即可判断出反馈类型。

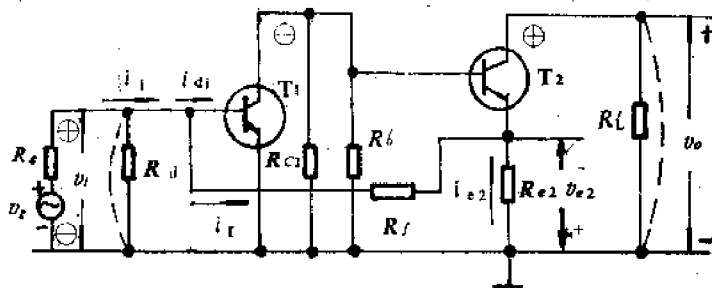
例2-3.1 判断图2-3-8(a)所示电路的反馈类型。

解：判断步骤如下：

1. 作出交流通路如图2-3-8(b)所示



(a)



(b)

图2-3-8 例2-3.1图

2. 判断反馈极性：假定某瞬时输入信号 v_i 的极性为正，如图2-3-8(b)中的“+”号所示；在此极性下产生的输入电流 I_i 的瞬时方向如图所示， T_1 集电极电压 v_{c1} 的瞬时极性为“-”， T_2 集电极电压 v_{c2} 的瞬时极性为“+”； T_2 集电极电流 I_{c2} 和射极电流 I_{e2} 的瞬时流向及 I_{e2} 流过 R_{e2} 产生的瞬时电压 v_{e2} 的瞬时极性如图2-3-8(b)所示。因 $v_{c1} > v_{e2}$ ，故反馈信号电流 I_f 的瞬时极性如图2-3-8(b)所示。而 $I_{d1} = I_i - I_f$ 。由此式可见，反馈信号 I_f 削弱了原输入信号 I_i ，使净输入信号 I_{d1} （即 I_{b1} ）减小，故为负反馈。

3. 判断取样方式：输出端对地短路，如虚线所示 $v_o = 0$ ，而 I_{c2} 、 v_{e2} 仍然存在，反馈信号 I_f 仍然存在；即反馈作用仍然存在，故为电流反馈。

4. 判断比较方式：将输入端对地短路（如虚线所示）， $I_{d1} = 0$ ，跟 I_f 无关，即反馈作用不存在了，故为并联反馈。

5. 综上所述，此反馈电路为电流并联负反馈。

例2-3.2 判断图2-3-9所示各电路的反馈类型。

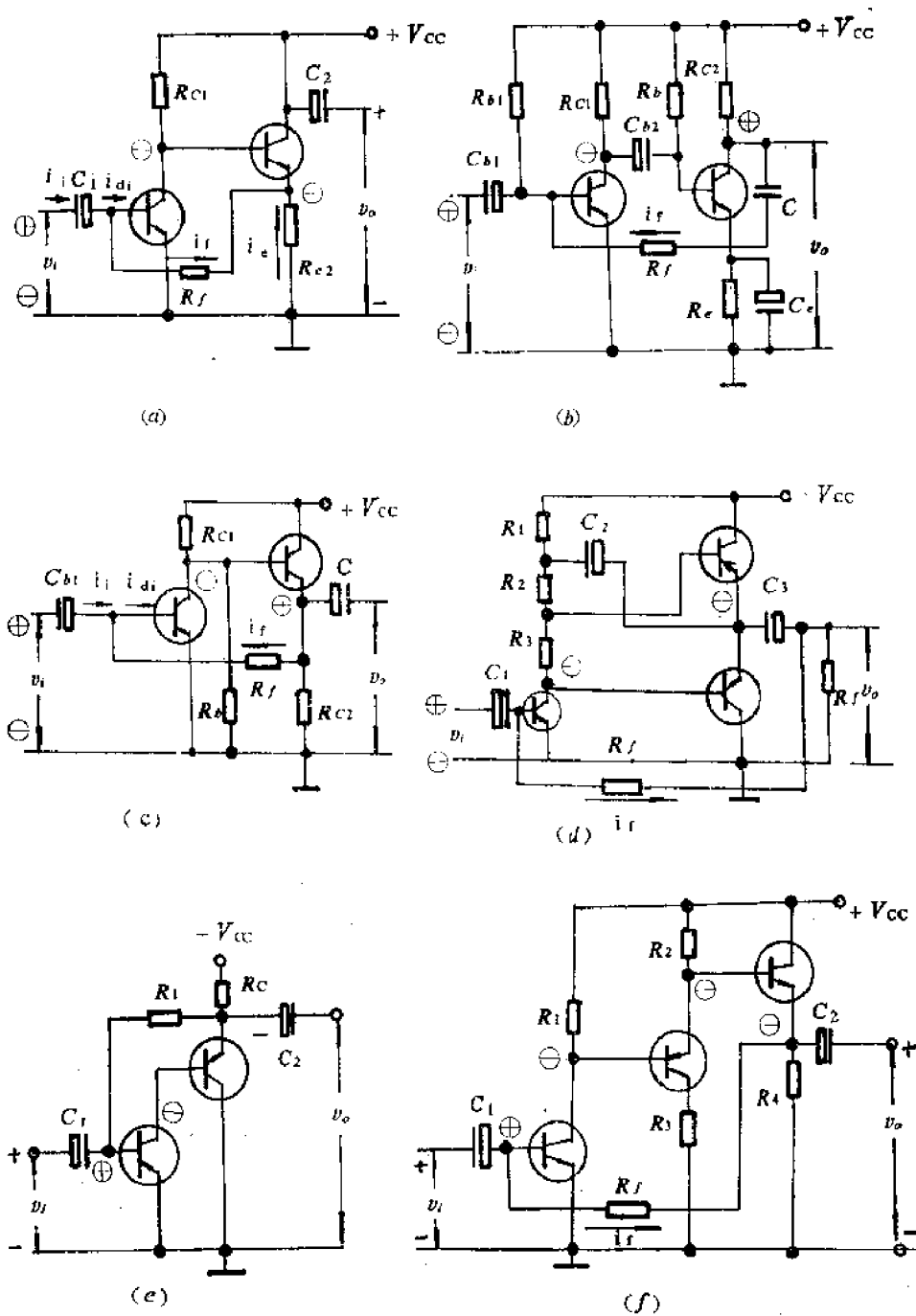


图2-3-9 例2-3-2题图

解：判断结果为：图(a)为电流并联负反馈；图(b)为电压并联正反馈；图(c)为电压并联正反馈；图(d)为电压并联负反馈；图(e)为电压并联负反馈图(f)为电压并联负反馈。

第四节 恒流源和恒压源

由前面晶体三极管的工作原理可知：当基极加以固定偏置电压时， I_B 不变，则 I_C 不变。利用这一特点可作成恒流源。深度电压并联负反馈可稳定输出电压，常用来作恒压源。其他电子器件如场效应管亦可用作恒流源和恒压源。

一、镜象恒流源

图2-4-1(a)为增强型场效应管组成的镜象恒流源电路。 T_1 、 T_2 管完全对称，它们的栅极、源极分别互相连接， T_1 的栅极与漏极短接后接恒流源 I_R 。 T_1 、 T_2 工作在饱和区。 $V_{GS1} = V_{GS2}$ ，于是： $I_{D1} = k_1(V_{GS1} - V_{GS(th)1})^2$ ， $I_{D2} = k_2(V_{GS2} - V_{GS(th)2})^2$ 若两管 $V_{GS(th)1} = V_{GS(th)2}$ ，

$$V_{GS1} = V_{GS2}$$

则

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{k_1}{k_2} \quad (2-4-1(a))$$

而 $I_{D1} = I_R$ ， $I_{D2} = I_o$ ，于是：

$$I_o = I_R \frac{k_2}{k_1}$$

若两管结构完全相同，则 $k_1 = k_2$ ，于是： $I_o = I_R$ (2-4-1(b))

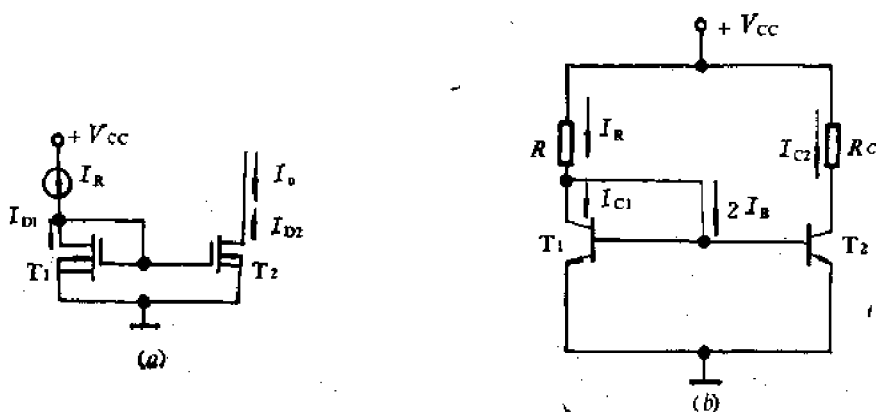


图2-4-1 镜象恒流源

图2-4-1(b)为晶体管组成的恒流源。 T_1 、 T_2 参数相同， $h_{FE1} = h_{FE2} = h_{FE}$ ， $I_{CEO1} = I_{CEO2}$ ，由于两管基射极间电压相同，即： $v_{BE1} = v_{BE2}$ ，故集电极电流 $I_{C1} = I_{C2}$ 。又 $I_R = I_{C1} + 2I_B =$

$$I_{C1} + \frac{2}{h_{FE}} I_{C1} = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{h_{FE}} \right)$$

$$\therefore I_{C2} = I_{o1} = \frac{I_R}{\left(1 + \frac{2}{h_{FE}} \right)} \quad (2-4-1(c))$$

$$\text{当 } h_{FE} \gg 2 \text{ 时 } I_{C2} = I_{C1} = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \quad (2-4-1(d))$$

由上述可见：当 V_{CC} 和 R 确定后， I_R 就确定了。从而 I_{C2} 也就确定了。 I_{C2} 就是一个恒定的电流，故称为恒流源，又称为电流源。

我们可以把 I_{C2} 看作作 I_R 的镜像，故该电路称为镜像电流源。

二、改进型镜像恒流源电路

由式(2-4-1(c))可见：若 h_{FE} 比较小，则相对 I_C 来说 I_B 比较大， $2I_B$ 的分流作用就不可忽视，这样 $I_R \neq I_C$ 了。又因 h_{FE} 对温度比较敏感，因此电流源的精度和温度稳定性就降低了。为了减小因 h_{FE} 小而造成误差，可采用图2-4-2所示的电路，即改进型的镜像恒流源。它在 T_1 的基极与集电极之间加了一个射极跟随器 T_3 ，利用 T_3 的电流放大作用减小了 I_B 对 I_R 的分流作用，从而提高了 I_{C2} 的精度和温度稳定性。

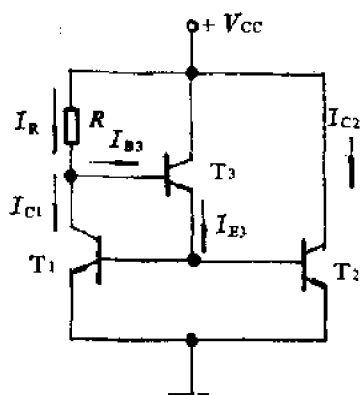


图2-4-2 改进型镜像电流源

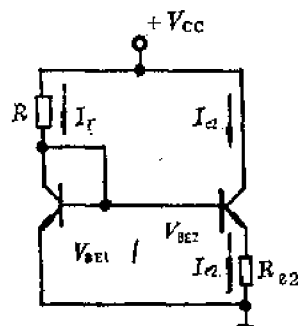


图2-4-3 微电流源电路

三、微电流源电路(图2-4-3)

和镜像电流源相比，在 T_2 的射极电路里接了射极电阻 R_{e2} 。

当 $+V_{CC}$ 、 R 、 R_{e2} 确定后，基准电流 I_R 及 V_{BE1} 、 V_{BE2} 就一定了。从而 I_{E2} 、 I_{C2} 就一定了。由图可知：

$$\begin{aligned} V_{BE1} - V_{BE2} &= \Delta V_{BE} = I_{E2} R_{e2} \\ I_{C2} &\approx I_{E2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{e2}} \end{aligned} \quad (2-4-2)$$

由于 ΔV_{BE} 很小，故用阻值不大的 R_{e2} 就可获得很微弱的工作电流，微电流源的名称即来源于此。

四、比例电流源

图2-4-4(a)是由晶体管组成的比例电流源。由图可得： $V_{BE1} + I_{E1} R_1 = V_{BE2} + I_{E2} R_2$

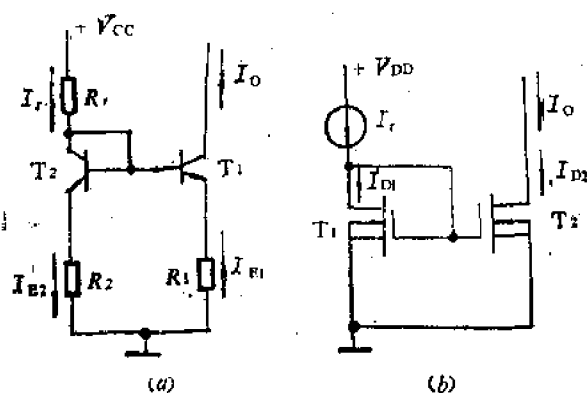


图2-4-4 比例电流源

$$\begin{aligned}
 V_{BE1} - V_{BE2} + I_{E1}R_1 &= I_{E2}R_2 \\
 V_{BE1} - V_{BE2} &\ll I_{E1}R_1, \text{ 则 } I_{E1}R_1 = I_{E2}R_2 \\
 I_O \approx I_{E1}, I_O &\approx I_{E2}, \text{ 则 } I_r R_2 = I_O R_1 \\
 \text{即: } \frac{I_O}{I_r} &= \frac{R_2}{R_1} \quad (2-4-3a)
 \end{aligned}$$

图2-4-4(b)是由场效应管组成的比例电流源。它与图2-4-1(a)是一样的,只是 $k_1 \neq k_2$,就构成了比例恒流源。

五、多路恒流源

图2-4-5为多路恒流源,可同时为多个放大管提供偏置电流。

恒流源常用图2-4-6(a)的电路来表示。因此,它的直流电阻是很小的,而它的交流电阻是 $r_o = \frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_c}$ 。由于是恒流源,往往可以认为 $\Delta I_c = 0$ 所以 r_o 很大。恒流源常用来作有源负载,以减小直流损耗,同时又有极大的电压增益。电路如图2-4-6(b)所示。

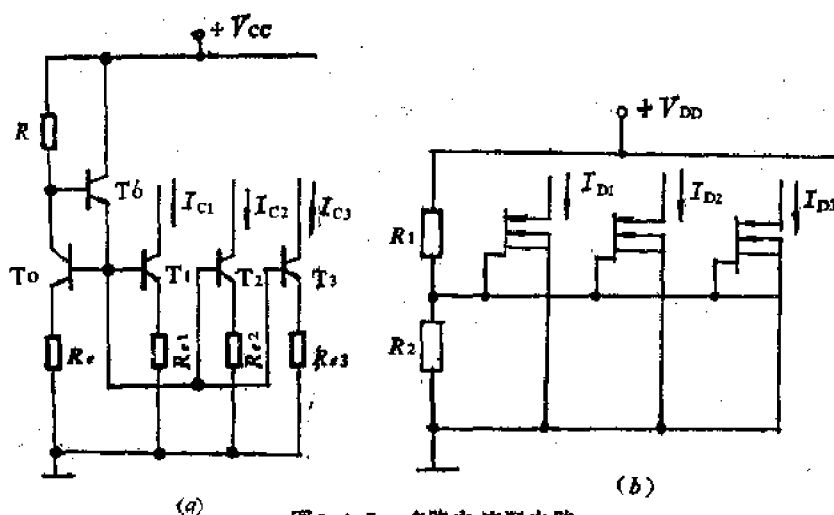


图2-4-5 多路电流源电路

六、恒压源电路

恒压源电路在放大器中也经常用来作偏置电路。

图2-4-7是场效应管组成的恒压源电路,该电路通过 R_1 实现深度电压负反馈稳定输出电压 V_D 其过程如下:

$$\begin{aligned} R_L \downarrow \rightarrow V_D \downarrow \rightarrow V_G \downarrow \rightarrow I_D \downarrow \\ V_D \uparrow \leftarrow V_{DD} - I_D R \leftarrow I_D \downarrow \end{aligned}$$

从而稳定了 V_D 。

图2-4-8是用双极型晶体管组成的恒压源。

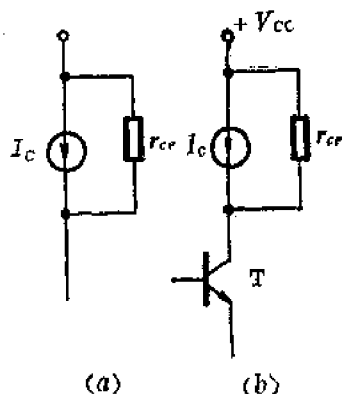


图2-4-6 恒流源表示法

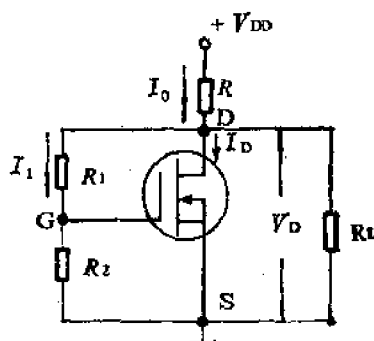


图2-4-7 场效应管组成的恒压源

图2-4-8(a)是基本恒压源电路。该电路通过电阻 R_1 实现深度电压负反馈稳定了输出电压 V_A 。其过程如下:

$$\begin{aligned} R_L \downarrow \rightarrow V_A \downarrow \rightarrow V_B \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \\ V_A \uparrow \leftarrow V_{CC} - I_C R_1 \leftarrow I_C \downarrow \end{aligned}$$

从而稳定了 V_A 。它是比较理想的恒压源。

图2-4-8(b)是利用晶体管 T_2 (接成二极管)代替上图中的 R_1 实现电压负反馈稳定输出电压 V_A 的。如果用恒流源供电则稳压性能更好,在电源电压变动时也能实现稳压。

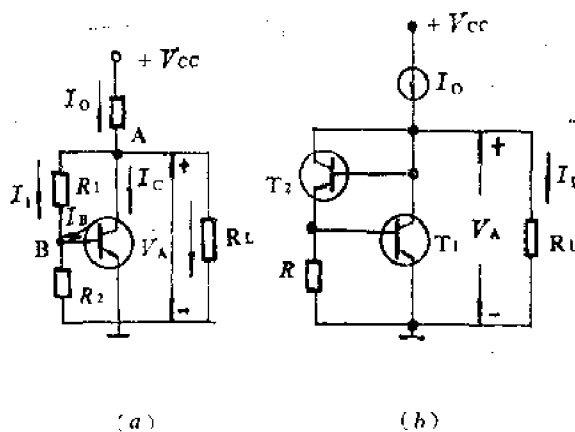


图2-4-8 恒压源电路

第五节 差动放大器

前面谈到差动放大器能抑制零点漂移。它的电路形式、放大原理及抑制零点漂移的原理是怎样呢？介绍如下。

一、基本差动放大器(见图2-5-1)

(一) 电路特点

1. 电路形式左右对称。图中 T_1 和 T_2 是特性完全相同的两个半导体三极管。
2. 电路参数左右完全对称, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ 。
3. 有两个输入端两个输出端。

(二) 两种输入信号

1. 差模信号: 加到差动放大器两个输入端的一对大小相等极性相反的输入信号叫差模信号。例如图2-5-1中若 $\Delta V_{s1} = -\Delta V_{s2}$, 则 ΔV_{s1} 和 ΔV_{s2} 称为差模信号, 它们的差 $\Delta V_s = \Delta V_{s1} - \Delta V_{s2}$ 也称为差模信号, 用 ΔV_{sd} 表示, $\Delta V_{sd} = \Delta V_s = \Delta V_{s1} - \Delta V_{s2}$ 。

2. 共模信号: 加到差动放大器两个输入端的一对大小相等极性相同的输入信号叫共模信号。图2-5-1中若 $\Delta V_{s1} = \Delta V_{s2}$, 则 ΔV_{s1} 和 ΔV_{s2} 称为共模信号, 用 ΔV_{sc} 表示。 $\Delta V_{sc} = \Delta V_{s1} + \Delta V_{s2}$ 。

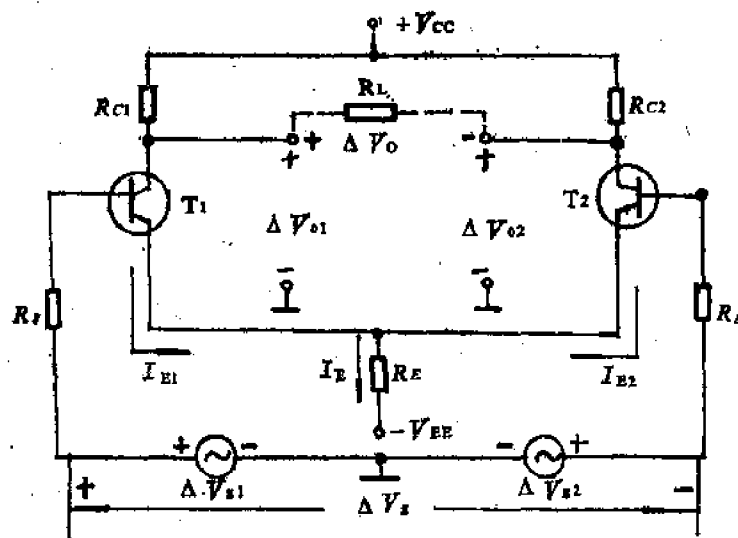


图2-5-1 基本差动放大器

(三) 差动信号的放大原理

1. $\Delta V_{s1} = \Delta V_{s2} = 0$ 时, 由于电路完全对称, 这时 $R_{c1}I_{c1} = R_{c2}I_{c2}$, 故 $V_{c1} = V_{c2}$, $\Delta V_{o1} = \Delta V_{o2}$, $\Delta V_o = V_{o1} - \Delta V_{o2} = 0$ 。

由此可见: 当输入信号为零时, 输出信号也为零。

2. 当输入信号 ΔV_s 加在两个输入端之间时(称为双端输入), 由于电路完全对称, 故有

$\Delta V_{g1} = -\Delta V_{g2} = 1/2 \Delta V_g$, 即加在两个输入端的信号大小相等极性相反, 相当于差模信号输入。

设 T_1 的差模电压增益为 A_{d1} , T_2 的差模电压增益为 A_{d2} 。由于电路对称, 故有 $A_{d1} = A_{d2} = A_d$, 则: $\Delta V_{o1} = A_d \Delta V_{g1}$; $\Delta V_{o2} = A_d \Delta V_{g2}$ (2-5-1)

$$\Delta V_o = \Delta V_{o1} - \Delta V_{o2} = A_d (\Delta V_{g1} - \Delta V_{g2}) = A_d \Delta V_g \quad (2-5-2)$$

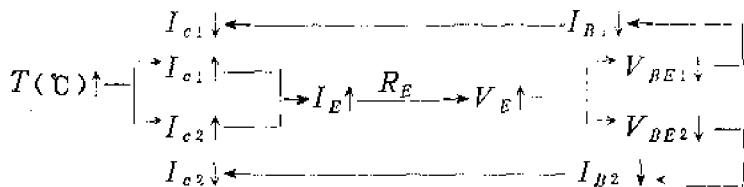
由此可见: 差动放大器的输出电压与两输入电压 ΔV_{g1} 、 ΔV_{g2} 之差成正比, 这就是差动放大电路名称的由来。

(四) 抑制零点漂移的原理

因为电路完全对称, 当温度或电源电压变动时, 会引起两管集电极电流和集电极电压有相同的变化量, 即 $\Delta I_{c1} = \Delta I_{c2}$, $\Delta V_{c1} = \Delta V_{c2}$, 所以 $\Delta V_{c1} = \Delta V_{c2}$, 而输出电压 $\Delta V_o = \Delta V_{c1} - \Delta V_{c2} = 0$ 。

这说明: 虽然由于温度变化, 使每个管子对地的输出产生了零点漂移, 但由于电路的对称性, 当从两管集电极之间取出输出电压 (称为双端输出) 时, 零点漂移互相抵消而为零了。

实际上两管电路完全对称是很困难的, 为了减少电路不完全对称产生的漂移和减小每个管子的漂移, 电路中加了射极公共电阻 R_E , 利用 R_E 的负反馈作用抑制零点漂移, 其抑制过程如下:



由此可见, 加了 R_E 后, 对每管的温度漂移抑制作用加强了。 R_E 越大, 抑制效果越好, 在理想情况下, 使漂移为零。

由于两管参数相同且处于同一温度中, 因此温漂一样, 相当于输入端接入共模信号, 所以差动放大器对共模信号有抑制作用。常以共模抑制比 CMRR (差模增益与共模增益之比) 表示差动放大器对共模信号的抑制能力。

二、恒流源差动放大器 (图2-5-2)

前面说 R_E 越大, 抑制零点漂移的能力越强, 但由公式

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} I_E = \frac{V_{EE}}{2R_E}$$

可知 R_E 越大, 为保证合适的静态电流 I_{E1} , V_{EE} 亦必须增大。但 V_{EE} 太大在实现上有很大困难。若 V_{EE} 不能大, 为保证合适静态电流 I_{E1} , R_E 就不能大, 从而抑制零点漂移的能力就受到限制。如何解决这一矛盾呢? 图2-5-2所示的恒流源差动放大器就能解决。它是将图2-5-1电路中的射极公共电阻 R_E 用恒流源代替而组成的。

图中 T_3 和电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 及二极管 D 组成恒流源, 电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 用来调整 T_3 的静态工作电流 $I_{C3} = I_{E1} + I_{E2} = I_{C1} + I_{C2}$, 二极管 D 用来作温度补偿用。

由前述: 恒流源的直流电阻很小, 交流电阻很大。直流电阻小, 为保证合适的静态电流 I_{E1} 及 I_{E2} 所需直流电源 V_{EE} 就可不大; 又因其交流电阻很大 (交流负反馈作用就很大), 抑制零

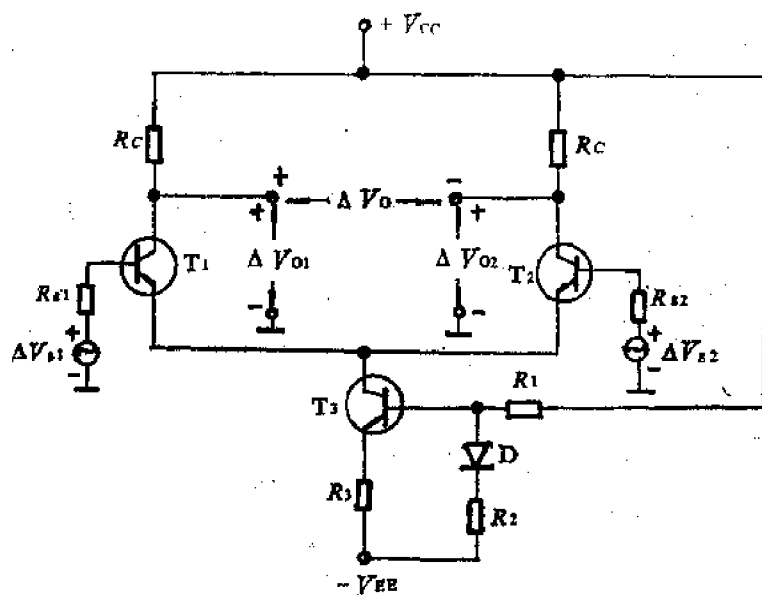


图2-5-2 恒流源差动放大器

点漂移(零漂是变化量)的能力也就很强。

三、复合管差动放大器

前述的差动放大器,放大倍数、输入阻抗不够大,不能满足实践提出的一些要求,复合管差动放大器就能克服上述缺点。

(一) 复合管

1. 什么叫复合管? 由两个(或两个以上)晶体管组合而成的一个新管叫复合管。这个新管具有新的参数(图2-5-3)。

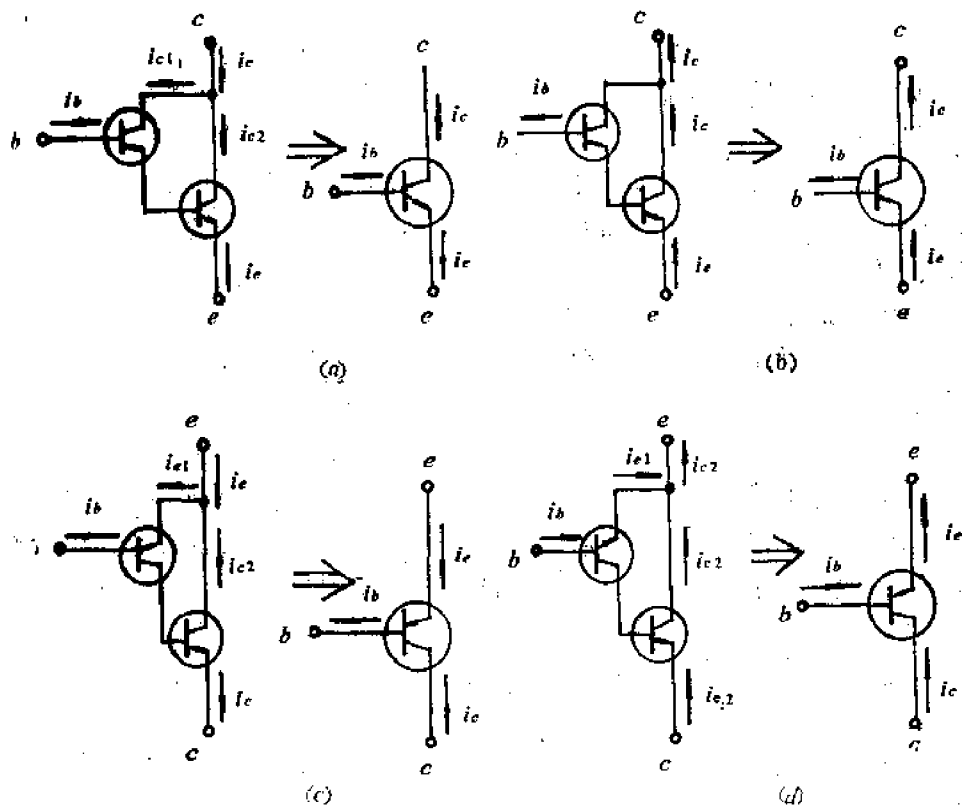


图2-5-3 复合管

2. 复合管的管型和参数

图(a)中: $i_c = i_{c1} + i_{c2} = h_{FE1} h_{FE2} i_b = h_{FE} i_b$

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} = (1 + h_{FE}) i_b$$

图(b)中: $i_c = i_{c1} + i_{c2} = h_{FE1} h_{FE2} i_b = h_{FE} i_b$

$$i_e = i_{e2} + i_{c2} = (1 + h_{FE}) i_b$$

图(c)中: $i_c = i_{b2} + i_{c2} = h_{FE1} h_{FE2} i_b = h_{FE} i_b$

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} = (1 + h_{FE}) i_b$$

图(d)中: $i_c = i_{b2} + i_{c2} = h_{FE1} h_{FE2} i_b = h_{FE} i_b$

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} = (1 + h_{FE}) i_b$$

分析图2-5-3可知,复合管的管型跟第一只管的管型相同,总的 h_{FE} 值等于各管 h_{FE} 值之积,即 $h_{FE} = h_{FE1} \cdot h_{FE2}$ 。

(二) 复合管差动放大器

复合管差动放大器就是用图2-5-3所示的复合管代替图2-5-2电路中的差动对管 T_1 、 T_2 而组成的差动电路。

由于复合管差动放大器的差动对管由两个管复合而成,因此放大倍数增大(增大 h_{FE2} 倍左右),输入阻抗增大(也增大 h_{FE2} 倍左右)。因为在输入回路中串有两个PN结,反向击穿电压增加一倍。

复合管差动放大器由于使用管子多,不易作到对称,温漂增大。

四、超 h_{FE} 管差动放大器

在集成电路中常用到超 h_{FE} 管差动放大器。这种电路具有高的电流放大倍数,小的基极电流、高的输入阻抗、小的漂移等优点。

所谓超 h_{FE} 管就是在低电流情况下,可以有大 h_{FE} 值(1000~5000)的管子。但由于 h_{FE} 值高,其b-c结反向击穿电压很低。因此在实际电路中常采取一定措施来保证 V_{CB} 不超过一定限度(例如1伏),以使超 h_{FE} 管能正常工作。

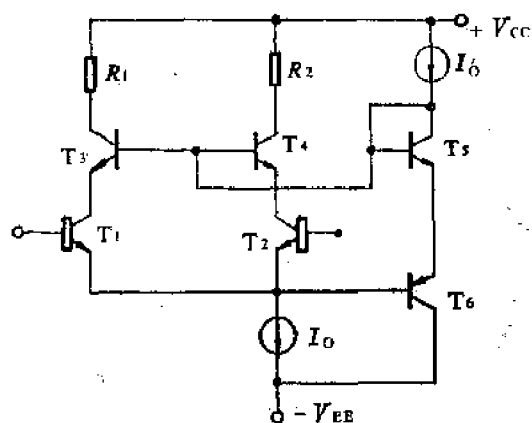


图2-5-4 超 h_{FE} 管差动放大器

图2-5-4中, T_1 、 T_2 为超 h_{FE} 管(基极用双线框画出),为使其安全工作,将 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 组成共基-共发组合放大器。恒流源 I_O 与 T_5 、 T_6 为电路的偏置电路。对每边电路而言,有 V_{BE3}

$+V_{CE1} = V_{BE5} + V_{BE6}$ 及 $V_{BE4} + V_{CE2} = V_{BE5} + V_{BE6}$ 。若 T_3, T_4, T_5, T_6 管参数一致, 即 $V_{BE3} = V_{BE4} = V_{BE5} = V_{BE6}$ 则 $V_{CE1} = V_{CE2} = V_{BE6} = 0.7V$, 而 $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7V$ 故 $V_{CB1} = V_{CB2} = 0V$ 从而保证了超 h_{FE} 管的安全工作。同时因为 $V_{CB} = 0$, 故 $I_{CB0} = 0$, 消除了 I_{CB0} 对输入基极电流 I_B 的影响。

五、差动放大器的几种接法

按输入、输出方式的不同有四种接法

(一) 双端输入双端输出方式

如果从差动放大器的两个输入端之间输入信号, 从两管集电极之间输出信号, 称为双端输入双端输出方式。如图2-5-1中: 若输入信号为 $\Delta V_o = \Delta V_{o1} - \Delta V_{o2}$ 输出信号为 $\Delta V_o = \Delta V_{o1} - \Delta V_{o2}$, 该电路即为双端输入双端输出方式

(二) 双端输入单端输出方式

如果从差动放大器的两个输入端之间输入信号, 从两管的任一个集电极输出信号, 称为双端输入单端输出方式。如图2-5-1中, 若输入信号为 $\Delta V_o = \Delta V_{o1} - \Delta V_{o2}$, 输出信号为 ΔV_{o1} 或 ΔV_{o2} , 则为双端输入单端输出方式。

(三) 单端输入单端输出方式

如果从差动放大器的一个输入端输入信号, 另一个输入端接地或接固定参考电压, 而从两管集电极中的任一集电极输出信号, 称为单端输入单端输出方式。如图2-5-5中, 输入信号为 ΔV_o , 输出信号若为 ΔV_{o1} 或 ΔV_{o2} , 则为单端输入单端输出方式。

(四) 单端输入双端输出方式

如果从差动放大器的一个输入端输入信号, 另一个输入端接地或接固定电压, 而从两管集电极之间输出信号, 则称为单端输入双端输出方式。如图2-5-5中, 输入信号为 ΔV_o , 输出信号若为 ΔV_o , 则为单端输入双端输出方式。

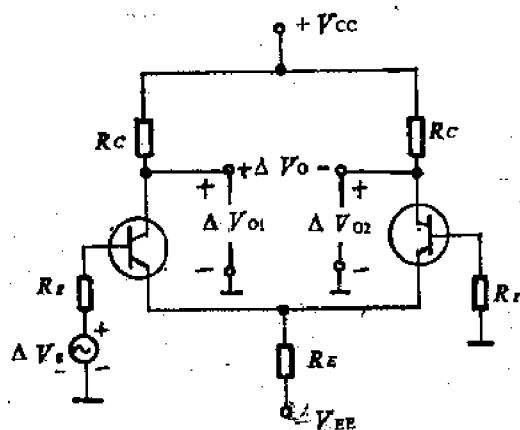


图2-5-5 单端输入差动放大器

六、差动放大器的传输特性

由前所述, 差动放大器不仅能放大差模信号, 而且能抑制共模信号。但这一特性只是在一定范围内成立。下面我们来研究它的传输特性。

(一) 差模传输特性

由第一章已知: $i_E = I_{ES} \exp \frac{qU_{BE}}{kT}$, 若差动电路中两管参数一致, 即:

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{ES}, \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \approx 1$$

由图2-5-2的恒流源差动放大器有:

$$\begin{aligned} i_E &= i_{E1} + i_{E2} = i_{E1} \left(1 + \frac{i_{E2}}{i_{E1}} \right) \\ &= i_{E1} \left\{ 1 + \exp \left[\frac{-q(U_{BE1} - U_{BE2})}{kT} \right] \right\} \\ &= i_{E1} \left[1 + \exp \left(\frac{-qv_{id}}{kT} \right) \right] \end{aligned} \quad (2-5-3)$$

式中 $v_{id} = U_{BE1} - U_{BE2} = (U_{BE1} + U_E) - (U_{BE2} + U_E)$

$$= U_{i1} - U_{i2} \approx \Delta V_{id}$$

U_E 为两管发射极对地电位, i_E 为两管发射极电流之和, 在差模信号作用下, 其值为常数。

所以:

$$\begin{aligned} i_E &= I_E = i_{E1} \left[1 + \exp \left(\frac{-qv_{id}}{kT} \right) \right] \\ &\approx i_{E1} \left[1 + \exp \left(\frac{-qv_{id}}{kT} \right) \right] \\ i_{e1} &= \frac{I_E}{1 + \exp \left(\frac{-qv_{id}}{kT} \right)} \\ &= \frac{I_E \exp \left(\frac{qv_{id}}{kT} \right)}{1 + \exp \left(\frac{qv_{id}}{kT} \right)} \end{aligned} \quad (2-5-4)$$

同理可得:

$$i_{e2} = \frac{I_E}{1 + \exp \left(\frac{qv_{id}}{kT} \right)} \quad (2-5-5)$$

根据上二式, 可作出差动电路两管输出电流 i_{e1} 、 i_{e2} 与差模输入电压 v_{id} 之间的关系 (即传输特性) 如图2-5-6所示。

由图可见:

① 当输入差模电压 $v_{id} = 0$ 时, 放大器处于静态工作点上, 两管处于平衡状态:

$$i_{e1} = i_{e2} = \frac{I_E}{2} = \frac{I_E}{2}$$

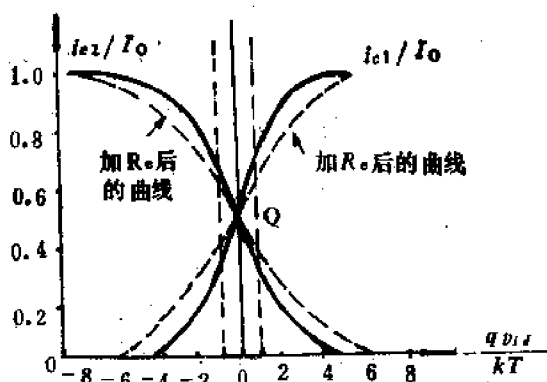


图2-5-6 差模传输特性

②两管集电极电流之和恒为常数 I_E (或 I_0)。因此当输入差模信号时,其中一管电流增大,另一管电流减小;

③在工作点Q附近,集电极电流 i_{c1} 、 i_{c2} 随 v_{id} 线性变化,即管子工作在线性放大区,此线性范围在 $\frac{qv_{id}}{kT} = \pm 1$ 之间,即 v_{id} 的峰-峰值约为50mV之内。这时有:

$$i_{c1} \approx \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{qv_{id}}{2kT} \right) \quad (2-5-6)$$

$$i_{c2} \approx \frac{I_0}{2} \left(1 - \frac{qv_{id}}{2kT} \right) \quad (2-5-7)$$

很显然,超出这一范围就会发生非线性失真。

④当输入差模电压超过 $\pm 4 \frac{kT}{q}$ ($\approx \pm 100\text{mV}$)时,两管输出电流 i_{c1} 、 i_{c2} 基本上恒定不变,电路具有良好的限幅特性。

⑤跨导

差动放大器工作在小信号范围内时,输出电流受输入差模电压的线性控制,通常用跨导来描述这种控制能力。以 g_m 表示,定义为:

$$g_m = \left. \frac{di_c}{dv_{id}} \right|_Q \quad (2-5-8)$$

上式表明差动电路每管的跨导就是传输特性曲线在Q点的斜率,在线性区是一常数。如果是单端输出其跨导为:

$$g_{m1} = \left. \frac{di_{c1}}{dv_{id}} \right|_Q = \frac{q}{kT} \frac{I_0}{4} = \frac{q}{kT} \frac{I_{EQ1}}{2} \quad (2-5-9a)$$

$$\text{或 } g_{m1} = \frac{1}{2r_e} \quad (2-5-9b)$$

双端输出时,若 $R_{c1} = R_{c2}$,流过负载的电流 i_c 为:

$$i_s = \frac{\Delta V_o}{R_L} = \frac{\Delta V_{o1} - \Delta V_{o2}}{R_L} = \frac{R_o(i_{c2} - i_{c1})}{R_L}$$

则差动放大器的跨导为:

$$g_m' = \left. \frac{di_o}{dv_{id}} \right|_Q \approx \frac{R_o I_o}{R_L} \frac{q}{2kT} \approx \frac{R_o}{R_L} g_m \quad (2-5-10)$$

式中 $g_m = \frac{I_o}{2} \frac{q}{kT}$ (或 $g_m \approx \frac{1}{r_e}$) 为差动放大器双端输出时两管的

跨导, 它为单端输出时的跨导的两倍。由于 g_m' 是随负载和集电极电阻的变化而变化的, 所以我们最感兴趣的是 g_m 。在室温时,

$$\frac{q}{kT} \approx \frac{1}{25\text{mV}} = 40/\text{V} \quad \text{于是}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = 10I_o (\text{mA/V}) \quad (2-5-11)$$

$$g_m = 2g_{m1} = 20I_o (\text{mA/V}) \quad (2-5-12)$$

式中 I_o 的单位为 mA, 跨导的单位为 mA/V, 即 ms。这样在单端输出时

$$A_{d1} = \frac{\Delta V_{o1}}{\Delta V_{id}} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = \frac{-i_{c1}R_o}{v_{id}} = -g_{m1}R_o = -10R_oI_o \quad (2-5-13)$$

双端输出时

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{id}} = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{-i_c R_L}{v_{id}} = -\frac{R_o}{R_L} g_m R_L = -g_m R_o \\ &= -20I_o R_o \end{aligned} \quad (2-5-14)$$

由前边公式可见:

a) 差动放大器的跨导与温度有关, 温度升高, 跨导减小;

b) 差动放大器的跨导与管子工作电流成正比, 电流越大, 跨导越大。因而可以通过控制管子电流来控制放大器增益, 实现自动增益控制。若除了信号 v_{id} 外, 另有一信号控制 I_o (即控制跨导), 则放大器输出信号将正比处于上述二信号的乘积, 这就是一个乘法器。因而可用来实现调制、变频等功能;

c) 为进一步扩展线性工作范围, 适应较大幅度的输入信号, 可在两管发射极分别接入电阻 R_{e1} 和 R_{e2} , 如图 2-5-7 所示。这时的曲线如图 2-5-6 中虚线所示。可见加入 R_{e1} 、 R_{e2} 后, 线性范围扩展了, 但曲线斜率 (跨导) 下降了。

(二) 共模传输特性

图 2-5-2 电路中, T_2 管组成的恒流源有很高的动态电阻, 对共模信号有较强的负反馈作用, 所以在一定共模

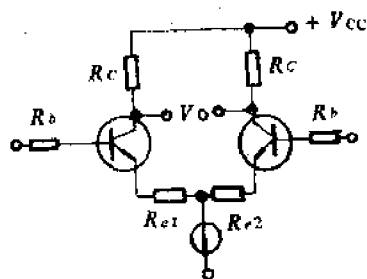


图 2-5-7 加入 R_{e1} 、 R_{e2} 扩展线性范围

信号范围内共模输出电流近似不变。当共模输出信号 v_{ic} 增大到接近差动对管(T_1, T_2)静态集电极电压 V_{CQ1} (V_{CQ2})时,管子进入饱和区, h_{FE} 迅速下降,集电极电流很快下降,如图2-5-8所示。 v_{ic} 为负值时,当其负值低于恒流源 T_3 基极电位时, T_3 进入饱和区, h_{FE3} 下降, I_0 下降,恒流特性受到破坏,使放大器对共模信号的抑制能力严重下降。因此通常将 V_{ic+} ($\approx V_{CQ1}$)、 V_{ic-} ($\approx V_{B3}$)所决定的共模电压范围称共模抑制范围。输入共模信号超过这一范围,差动放大器就失去对共模信号的抑制作用。

采用同样的方法亦可分析场效应管差动放大器的传输特性。经分析可得,两管传输特性如图2-5-9所示,线性工作的输入电压范围为(参看《模拟集成电路的分析与设计》周宁华等译):

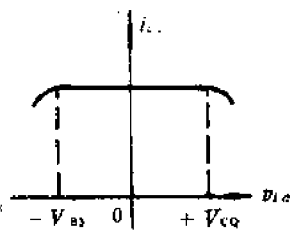


图2-5-8 共模传输特性

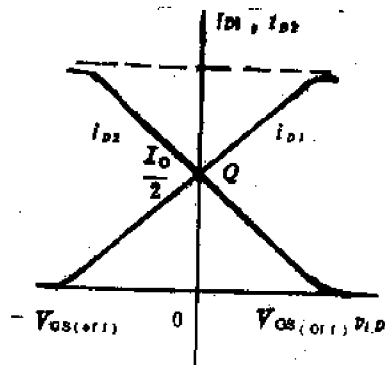


图2-5-9 场效应管差动放大器传输特性

$$|v_{id}| = \sqrt{\frac{2I_0}{k}} \quad (2-5-15)$$

通过调整管子的 k 值和 I_0 大小,可调节 v_{id} 大小。其典型值为300mV至几伏。这比双极型差动放大器线性工作范围大得多。

(三) 失调和温漂

由于制造工艺关系,组成差动放大器的元器件不可能完全一致,因而当输入为零时,输出不会为零。两管各极电流也不相等。这种现象叫失调。失调随温度的变化称为漂移(温漂)。失调有电压失调和电流失调。

1. 失调的表示方法

在输入信号为零时的输出电压叫失调电压,记为 V_{os} 。将此电压折合到输入端(除以放大器开环放大倍数)的电压称差动放大器的输入失调电压,记作 V_{ios} ,即:

$$v_{ios} = \frac{V_{os}}{A_d} \quad (2-5-16)$$

经这样处理后,差动放大器可认为是无失调的放大器。如图2-5-10(a)所示。实际上造成 V_{os} 的主要因素有两个方面:

- 1) 两管发射结电压 V_{be1} 与 V_{be2} 不等,这种原因造成的输入电压失调记为 V_{os1} ,即:

$$V_{os1} = V_{be1} - V_{be2} \quad (2-5-17)$$

- 2) 两管基极电流 I_{b1} 与 I_{b2} 不相等,造成的失调电流,记为 I_{os} :

$$I_{os} = I_{b1} - I_{b2} \quad (2-5-18)$$

上述 V_{os} 和 I_{os} 都是放大器产生输入失调的因素。如将它们都作为一种输入信号等效到放大器输入端,则可将放大器视为无失调的放大器如图2-5-10(b)所示。在这种情况下

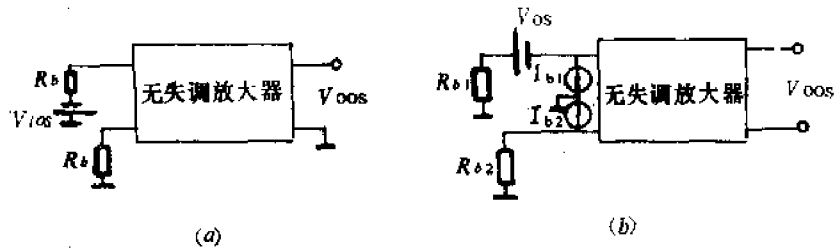


图2-5-10 差动放大器的失调

$$V_{ios} = V_{os} + I_{b1}R_{b1} - I_{b2}R_{b2}$$

$$\text{若 } R_{b1} = R_{b2} = R_b$$

$$V_{ios} = V_{os} + R_b(I_{b1} - I_{b2}) = V_{os} + I_{os}R_b$$

$$\text{若设 } I_b = \frac{I_{b1} + I_{b2}}{2} \quad (2-5-19)$$

$$\text{则 } I_{b1} = I_b + \frac{I_{os}}{2}$$

$$I_{b2} = I_b - \frac{I_{os}}{2} \quad (2-5-20)$$

这时放大器的等效电路可表示为图2-5-11所示电路。由图可见:

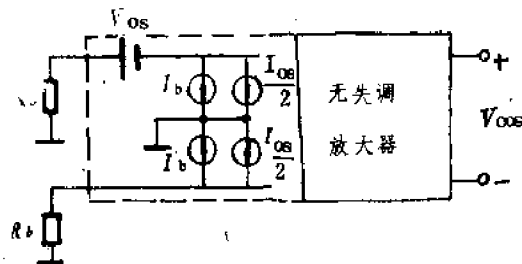


图2-5-11 考虑失调时差动放大器等效电路

当 $R_b = 0$ 时, $V_{ios} = V_{os}$,表明 V_{os} 是当 $R_b = 0$ 时实际输出失调电压折合到输入端的等效电压值。

当 R_b 很大(满足 $I_{os}R_b \gg V_{os}$)时, $V_{ios} \approx I_{os}R_b$,表示 I_{os} 就是输出失调电压折合到输入端的等效电压在 R_b 中产生的电流。

因此,当 R_b 越小时, V_{os} 作用越大; R_b 越大, I_{os} 作用越大。因此应根据外接电阻 R_b 的大小选用 V_{os} 小或 I_{os} 小的差动放大器。

V_{os} 和 I_{os} 都会随环境温度、电源电压的变化而发生变化,这种变化统称为漂移。其中温

度变化引起的漂移最大,称之为温漂。

2. 失调电压的温漂

假定失调电压 V_{os} ,完全是由两管 V_{be} 的不对称引起的。则有:

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{d}{dT} (V_{be1} - V_{be2}) \quad \text{而 } V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{I_{ES}}$$

设 $I_{ES1} = I_{ES2} = I_{ES}$, 于是

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{be1}}{T} - \frac{V_{be2}}{T} = \frac{V_{os}}{T} \quad (2-5-21)$$

上式表明,输入失调电压的温漂正比于失调电压本身的绝对值。

因此只有当差分对管严格配对时,才能有效地减少失调电压及其温漂,在常温下($T = 300$ K),每1mV失调电压的温漂约为 $3.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

3. 失调电流的温漂

由于 $I_b \approx I_c / h_{FE}$,表明 I_b 随温度变化主要是由 h_{FE} 变化引起的,即:

$$\frac{dI_b}{dT} \approx \left(\frac{1}{h_{FE}} \frac{dh_{FE}}{dT} \right) I_b = k I_b \quad (2-5-22)$$

式中 k 为温度系数。

对硅管当 $T > 25^\circ\text{C}$ 时, k 约为 $0.005/^\circ\text{C}$

$T < 25^\circ\text{C}$ 时, k 约为 $0.015/^\circ\text{C}$

于是有:

$$\frac{dI_{os}}{dT} = k(I_{b1} - I_{b2}) = kI_{os}$$

可见,失调电流的温漂与失调电流大小成正比。

应当注意,上述分析都是在两管处于相同温度的条件下进行的。若两管温度不一样,则失调的温漂要增大,表达式将更为复杂。因此为减少温漂,应尽量使两管处于相同环境温度下,并选配差分对管,使 V_{os} 和 I_{os} 尽可能小, h_{FE} 及其温度系数对称。另外,在使用中,减少基极电流不但可提高输入电阻,还可减少失调电流及其温漂。因此在保证一定发射极电流的前提下,降低基极电流成了提高差动电路和整个线性放大器的质量的重要措施之一。

(四) 差动电路的调零

由于工艺原因,差动电路的失调会不可避免地存在。在这种情况下,如何满足零输入时零输出的要求呢? 由图2-5-11可见,在输入端加入一个与 V_{os} 大小相等,极性相反的恒压源,则就可使 V_{os} 为零,同样在输入端加入一个可调恒流源 I ,使 $I_{b1} + I - I_{b2} = I - I_{os} = 0$,则将使输出失调电压为零。根据这种想法,设计出了差动电路外接调零电路。

a) 射极调零,电路如图2-5-12(a)所示,这种电路主要基于改变管子的发射电阻以调节偏置电流 I_e ,实现 $V_{o1} = V_{o2}$ 。如图所示,若 V_{o1} 高于 V_{o2} ,调节电位器滑臂向左,于是 $I_{e1} \uparrow, I_{e2} \downarrow$,结果 $V_{o1} \downarrow, V_{o2} \uparrow$,适当调节就可使 $V_{o1} = V_{o2}$ 。

b) 基极调零,电路如图2-5-12(b)所示。若 V_{o1} 高于 V_{o2} ,调节 R_W 滑臂向左,使 $I_{b1} \uparrow, I_{e1} \uparrow, V_{o1} \downarrow$,适当调节可使 $V_{o1} = V_{o2}$ 。在这种电路中, R_W 的电压调节范围一般只需 $\pm 100\text{mV}$ 左右就足够了,因 R_W 两端所接电阻较低($50 \sim 100\Omega$)。

c) 集电极调零, 如图2-5-12(c)所示。这种电路实际上就是调节两管集电极电阻, 使 $V_{o1} = V_{o2}$ 。

由上述三种调零电路看, 发射极调零比较简便灵敏, 但由于在电路内部, 不便于集成化, 因此在集成电路中基本不用。

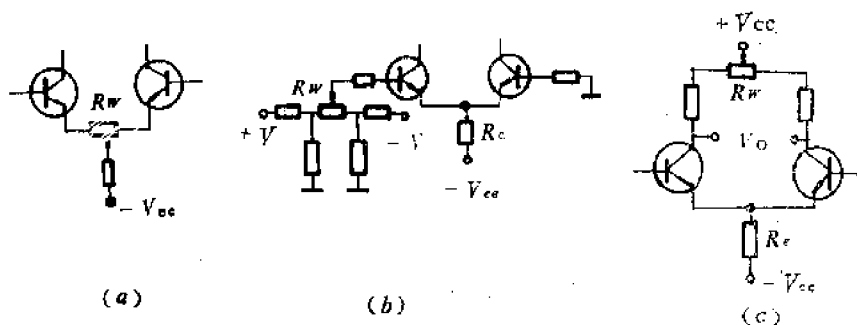


图2-5-12 差动电路的调零方式

第六节 大信号放大器

大信号放大器是能输出一定大小的不失真功率的放大器。其电路工作原理与小信号放大器基本相同, 但二者又有区别。大信号放大器要求有尽可能大的输出功率, 因此要有尽可能大的输出电流和输出电压, 这就要求:

- (1) 管子工作在接近极限运用状态。
- (2) 要求效率要高。

所谓效率是指负载上得到的有用信号功率 P_o 与电源供给的直流功率 P_E 之比, 即:

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} \quad (2-6-1)$$

在小信号放大器中, 由于管流很小, 因此电源供给的直流功率很小, 效率低一些, 浪费也很小。但在大信号放大器中, 由于输出功率大, 电源供给的直流功率也大, 效率低了则功率浪费就很大。因此提高效率是一个很重要的问题。

- (3) 要求非线性失真要小。

在小信号放大器中, 由于输出信号小, 管子工作在线性放大区, 因此非线性失真可以不考虑。在大信号放大器中, 由于管子工作在接近极限运用状态, 不可避免地会产生非线性失真。非线性失真就成为一个非常突出的问题。同一管子其输出功率越大, 非线性失真也越严重。这就使提高输出功率与减小非线性失真成为一对矛盾。我们要求不失真地(或失真很小)输出最大功率。

- (4) 认真考虑散热问题

在放大器中, 电源供给的直流功率, 一部分输出给负载, 另一部分消耗在管子的集电结上,

使结温和管壳温度升高。当结温超过一定数值时就会将管子烧坏。在小信号放大器中,由于电源供给的直流功率很小,因此消耗在集电结上的功率也很小,它们产生的热量依靠管子本身就能散发出去。结温和管壳温度不会升得很高,管子也不会烧坏。在大信号放大器中,由于直流电

源供给的直流功率很大,其中相当大的一部分消耗在集电结上,由于管子本身热容量很小,散热性能又很差,若不采取措施,结温和管壳温度会很快上升,最后把管子烧坏。为了充分利用允许的管耗而使管子输出足够大的功率,管子的散热问题就必须认真考虑。

大信号放大器的种类很多。最早运用的是如图2-6-1所示的甲类功放。其电路形式和工作原理与小信号放大器差不多。由于负载电阻很小(常用 4Ω 、 8Ω 、 16Ω)、如将它直接接在管子集电极,则输出功率就极小。采用变压器耦合输出,则 R_L 变换到变压器原边的等效电阻 R'_L 为:

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \quad (2-6-1)$$

这时 $R'_L \gg R_L$,管子的输出功率就大多了。但这种电路设有保证输出信号不失真的静态工作点。因此直流损耗大,效率低,现在基本不采用了。目前运用较多的是推挽功率放大器,如图2-6-2(a)所示。图中两管 T_1 、 T_2 在信号正负半周交替地工作,减小了直流损耗,提高了效率。这种电路通常也设很低的静态工作点,以克服由于管子由截止到导通的门限电压而产生的交越失真。在管子无偏置电压情况下,输入信号必须大于管子门限电压后才能导通,才有信号电流流过负载。信号小于门限电压时管子截止,即负载上无信号压降。所以在信号正负半周交替时,负载上无信号电压,因此输出信号出现如图2-6-2(b)中 v_{oI} 所示的交越失真。 v_{oII} 为加偏置后的输出信号波形,就无交越失真了。所以实际上管子是工作在甲乙类状态。

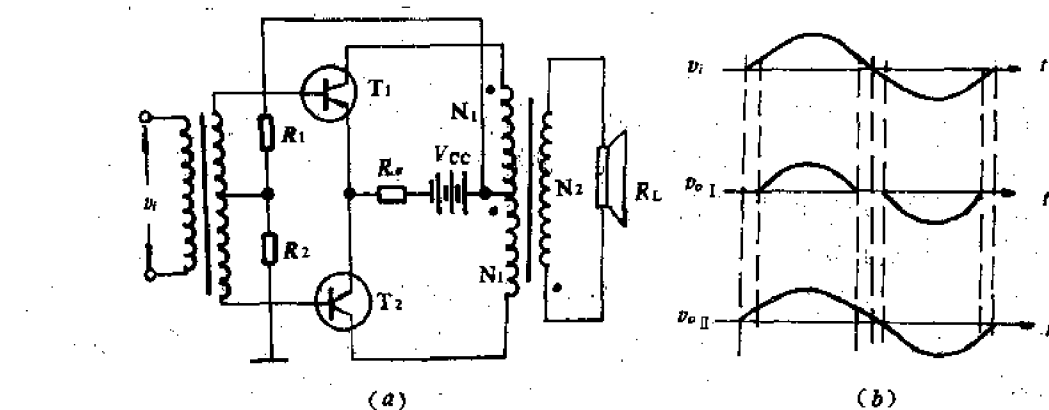


图 2-6-2 变压器耦合推挽功率放大器

这种电路由于有变压器,因而体积大,频带窄,不适于集成化。而且由于变压器本身有功率损耗,效率不高,变压器的漏感和分布电容作用,易产生自激。因此近年来这种电路被无输

出变压器的大信号放大器所代替。

一、无输出变压器大信号放大器

无输出变压器大信号放大器就是去掉输出变压器的推挽电路。其种类亦很多,我们主要介绍OTL和OCL电路。

(一) OTL电路

OTL就是英文Output Transformerless的缩写,其基本电路形式如图2-6-3(a)所示。它的特点是:(1)由两个性能接近、类型不同的管子(PNP和NPN型)接成互补射极输出。为保证性能接近,常常采用复合管接法使其输出管为同一类型的管子,如图(b)所示。

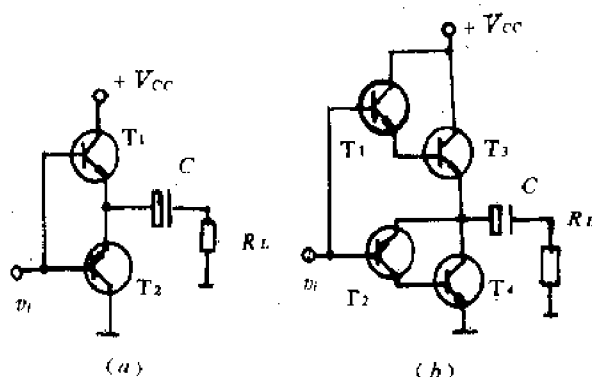


图2-6-3 基本OTL电路

(2) 利用电容C充放电代替一个电源。在信号正半周, T_1 管导通,C充电到接近于 $V_{CC}/2$ 的电压(理想情况为 $V_{CC}/2$)。在负半周,电容就代替一个电源为 T_2 提供工作电压。由于C很大,因而在 T_2 工作期间C上电压下降甚微。

(3) 给 T_1 和 T_2 设置一定偏置,以克服交越失真,如图2-6-4(a)所示, R_2 上降压为 T_1 、 T_2 管的偏置电压。

但在图(a)电路中由于设置偏置电路,在正负半周,两管基极所得信号大小不一样。为此在 R_2 上并联电容 C_2 。同时为稳定工作点,加入并联负反馈。这时电路如图2-6-4(b)所示。

(4) 设置自举电路提高正向输出幅度

由图2-6-4(a)可见,这是一个共集电路。为了使输出信号幅度尽可能大(理想时达 $V_{CC}/2$),在 v_i 为负的最大值时, v_K 要接近 V_{CC} 。为此, T_1 管基极输入信号最大值 v_B 必须至少接近于 V_{CC} 。显然,电路(a)在 v_B 接近于 V_{CC} 前已截止了。因而使输出幅度达不到 $V_{CC}/2$ 。

解决这一问题的办法是采取如图2-6-5所示的自举电路。该电路中,静态时调节 R_4 使 $V_K = V_{CC}/2$ 而:

$$v_D = V_D = V_{CC} - I_{CQ3} R_3$$

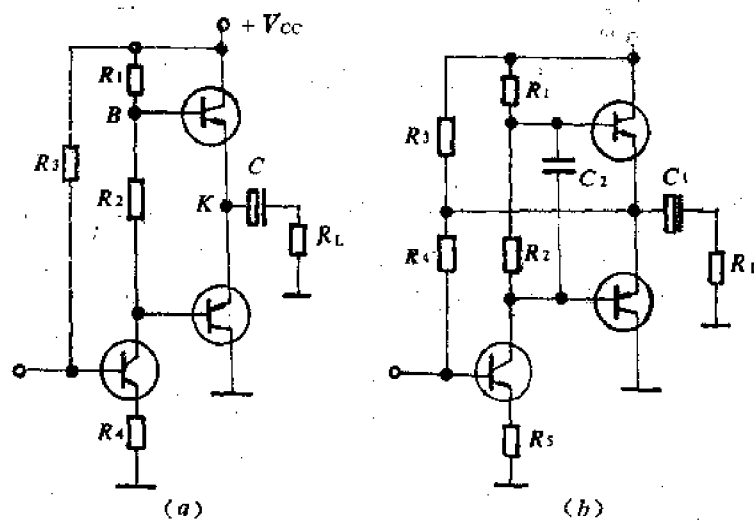


图2-6-4 改进型OTL电路

于是 $V_{C3} = V_D - V_{K3} = V_{CC}/2 - I_{CQ3}R_3$ 。

R_3C_3 值足够大, C_3 两端电压在信号一周内基本不变化。

v_i 为负半周时, T_1 导通、 T_2 截止, v_K 由 $V_{CC}/2$ 向 V_{CC} 增长。而 $v_D = V_{C3} + v_K$, 则 v_D 随之增长。在 v_i 为负的最大值时, v_D 亦达最大值。实践证明: 此时 v_D 比 V_{CC} 高出许多, 其高出的电压降在 R_3 上。而此刻 i_{C3} 为极小, $i_{C3}R_1$ 也极小, 故 v_B 接近于 v_D , v_K 接近 V_{CC} , 这样就提高了正向输出幅度, 使之接近 $V_{CC}/2$ 。

这种电路是靠自身的 R_3 、 C_3 把 v_D 提高的, 故称自举电路。实际上从反馈观点看, 就是正反馈提高了电压增益。由于 R_3 、 C_3 的存在使 T_1 管由共集电路变为具有共射电路的特点。因这时, C_3 对交流信号短路, R_1 的信号就由 T_1 管基极和发射极间输入, 因而提高了电压增益。

以恒流源代替自举电路亦可提高正向输出幅度, 如图2-6-6电路。由于恒流源直流电阻极

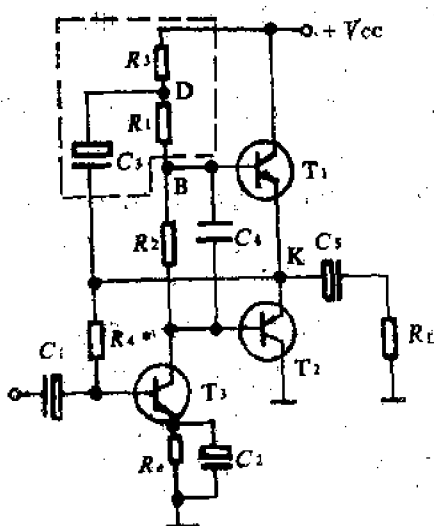


图2-6-5 自举型OTL电路

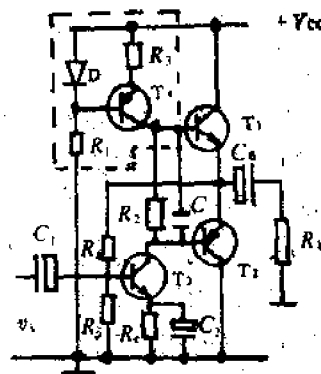


图2-6-6 恒流源自举型OTL电路

小,使 v_B 可接近 V_{CC} ,故而 v_K 亦可达 V_{CC} 。

图2-6-7为实用OTL电路。图中, T_1 是前置放大器, T_2 是推动级, T_3 、 T_5 和 T_4 、 T_6 组成复合互补对称电路。 R_9 、 R_{11} 是分流电阻,其作用是减小总的穿透电流 i_{CEO} 。 R_{12} 、 R_{13} 起负反馈作用,增加电路稳定性。 R_{10} 的作用是使复合互补对管的输入电阻一致。

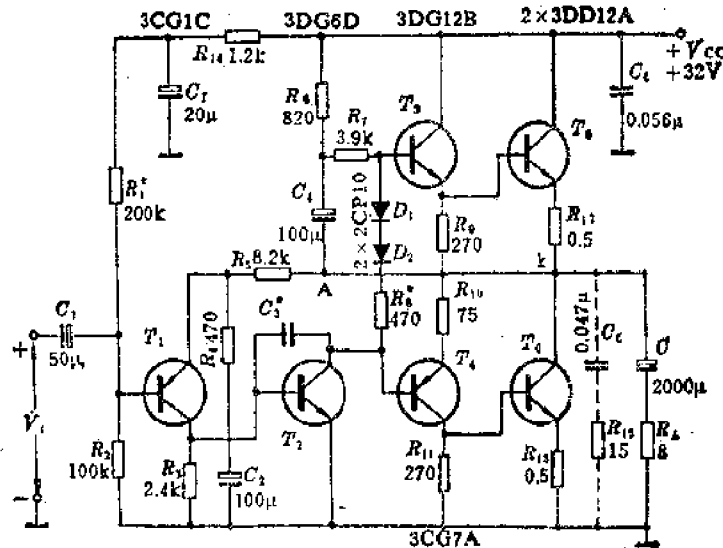


图2-6-7 实用OTL电路

R_1 、 R_2 、 R_3 是 T_1 的偏置电阻, R_5 是 T_2 的偏置电阻,也是 T_1 的集电极电阻。 D_1 、 D_2 、 R_8 是复合互补对管的偏置电阻,也是 T_2 的集电极负载。

R_6 、 C_4 是自举电路,使复合管 T_3 、 T_5 达到充分利用。 C_3 是消振电容,消除高频自激。

C_5 、 R_{15} 称为茹贝尔网络,作用是防止电感性负载 R_L 产生的过压击穿输出三极管。因为 R_L (例如扬声器)常是电感性负载,当流过 R_L 的电流发生突变时,将产生过电压把输出管击穿。在 R_L 两端并上 C_5 、 R_{15} 网络后,等效电阻接近纯阻性,便可避免过压产生,从而保护了输出三极管。

C_6 、 R_{14} 、 C_7 是去耦电路。当电源电压变化时, C_6 、 C_7 将变化量对地短路,使 V_A 、 V_B 稳定。从而使静点稳定。同时使交流信号不通过电源。任何电源都有一定电阻,如果交流信号通过电源,在其内阻上产生一定压降,就会反馈到前面各级,在一定条件下有可能形成低频振荡。

该电路具有稳定工作点的功能。静态时,适当调节 R_1 的阻值可使 $V_K = V_{CC}/2$ 。当温度变化引起 $V_K \uparrow$ 时, $|V_{EB1}| \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow \rightarrow V_{B2} \uparrow \rightarrow V_{C2} \downarrow \rightarrow V_{B4} \downarrow \rightarrow |V_{EB4}| \uparrow \rightarrow I_{C4} \uparrow \rightarrow V_{B5} \uparrow \rightarrow I_{C5} \uparrow \rightarrow V_{C5} \downarrow \rightarrow V_K \downarrow$ 。反之亦然,从而保持 V_K 稳定,即工作点稳定。

信号的传输过程为: v_i 经 T_1 放大后送到 T_2 的基极,再经 T_2 放大后送到复合互补输出对管的基极,经复合互补输出对管放大后传到负载 R_L 上,在 R_L 上得到输出电压 v_o 。

R_4 、 R_5 、 C_2 组成交流负反馈改善电路的性能。

这个电路输出端接有输出电容 C ,在信号频率低时, C 的容抗增大,使加在 R_L 上的输出电压减小,使电压放大倍数降低。频率越低,放大倍数降低越多。为了改善这种状态常选用大电容,但电容量大,体积大,成本高,漏电流大,呈现电感也大。同时 T_6 管工作时利用电容 C 作电源,其电压总有下降,这些因素都会使电子设备音质变差,采用OCL^①电路就可克服上述缺点。

(二) OCL电路

图2-6-8是无输出电容的OCL电路,它也是互补推挽式电路。但它为双电源供电,性能比OTL电路好。

T_1 、 T_2 组成差动放大器电路作为输入级, T_3 为驱动级, T_4 、 T_6 和 T_5 、 T_7 组成复合互补输出电路。

此电路稳定静态能力很强。静态时,适当调节 R_2 的大小可使 $V_K=0$;由于某种原因使 $V_K \uparrow \rightarrow V_{BE2} \uparrow \rightarrow I_{E2} \uparrow \rightarrow V_{E2} \uparrow (V_{E1} \uparrow) \rightarrow V_{BE1} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow \rightarrow V_{R2} \downarrow \rightarrow V_{BE3} \downarrow \rightarrow I_{C3} \downarrow \rightarrow V_{R3} \downarrow \rightarrow V_{BE5} \uparrow \rightarrow I_{C5} \uparrow \rightarrow V_{B7} \uparrow \rightarrow I_{C7} \uparrow \rightarrow V_{C7} \downarrow \rightarrow V_K \downarrow$,即使工作点趋于稳定。同理当 $V_K \downarrow$ 时电路经自动调节使 $V_K \uparrow$ 。

该电路信号的传输过程为: v_i 正半周时,经 T_1 倒相放大,再经 T_3 倒相放大,送到复合管的基极, T_4 、 T_6 导通,经 R_L 和 $+V_{CC}$ 形成回路。交流通路为: $+V_{CC} \rightarrow T_4$ 、 $T_6 \rightarrow R_L \rightarrow$ 地 $\rightarrow +V_{CC}$,在 R_L 上得到 v_o 的正半波;当 v_i 为负半周时,经 T_1 倒相放大,再经 T_3 倒相放大送到复合管的基极, T_5 、 T_7 导通,经 R_L 和 $-V_{CC}$ 形成回路。交流通路为: T_5 、 T_7 复合管 $\rightarrow -V_{CC} \rightarrow$ 地 $\rightarrow R_L \rightarrow T_5$ 、 T_7 复合管,在 R_L 上得到 v_o 的负半周。 v_i 变化一周时,在 R_L 上得到 v_o 的全波信号。

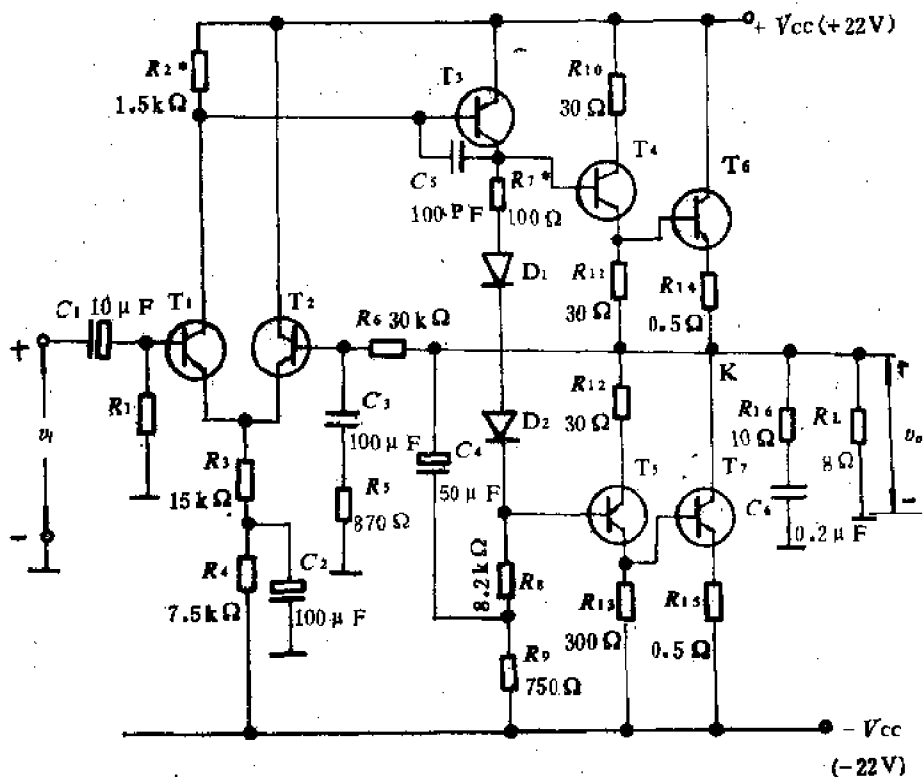


图2-6-8 OCL电路

①OCL为英文 Output Capacitorless(无输出电容)的缩写

R_{11} 、 R_{12} (各 30Ω) 的作用是使射极输出的管子 T_4 和集电极输出的管子 T_5 有同样大小的电压放大器倍数。

对交流信号而言, R_5 、 R_6 和 C_3 还引入了负反馈, 以改善电路性能。

二、大信号放大器的保护电路

在大信号放大器中为防止输入信号过大或输出短路造成的损坏, 电路中常采取过流、过压保护等措施, 现介绍如下。

(一) 过流保护

图2-6-9示出了具有过流保护电路的互补对称输出电路。

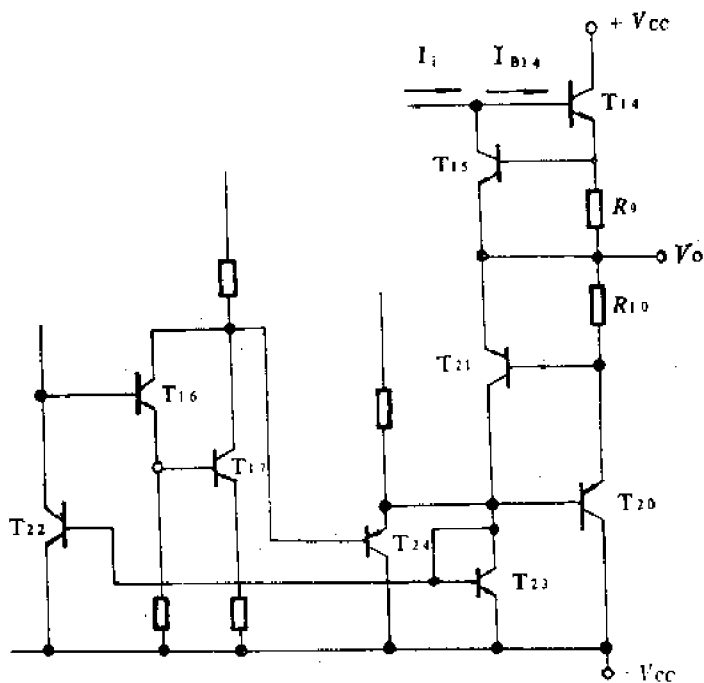


图2-6-9 过流保护电路

1. 电路组成

T_{14} 、 T_{20} 是互补输出对管。负向保护电路由 R_{10} 、 T_{21} 、 T_{22} 、 T_{24} 、 T_{16} 、 T_{17} 组成; 正向保护电路由 R_9 、 T_{15} 组成。

2. 保护原理

(1) 正向保护: 当流过 T_{14} 的电流小于额定值时, R_9 上的压降较小, T_{15} 截止, 保护电路不起作用。当流过 T_{14} 的电流超过额定值时, $V_{R9} > V_{BE15}$, T_{15} 导通, V_{CE15} 下降, V_{CB15} 下降, 使 V_{BE14} 下降。从而使流过 T_{14} 的电流下降, 保护了 T_{14} 不被烧毁。

(2) 负向保护: 当流过 T_{20} 的电流小于额定值时, R_{10} 上的压降较小, T_{21} 截止, 保护电路不起作用。当流过 T_{20} 的电流超过额定值时, $V_{R10} > V_{EB21}$, T_{21} 导通。同时 T_{23} 、 T_{22} 导通, V_{CE22} 下降, V_{CE16} (V_{B24}) 上升, V_{E24} 上升, V_{B20} 上升, V_{EB20} 下降, 流过 T_{20} 的电流下降, 保护了 T_{20} 不被烧坏。

(二) 过压保护

图2-6-10是具有过压保护电路的差动放大器。

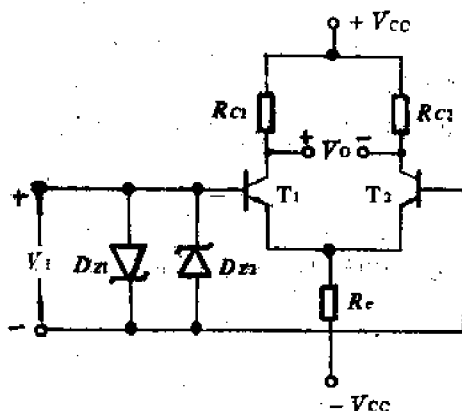


图2-6-10 过压保护电路

D_{Z1} 、 D_{Z2} 是过压保护电路。

当输入电压 V_i 正、反方向幅值小于稳压管的稳压值时,保护电路不起作用。当正向幅值大于 V_{Z1} 时 D_{Z1} 导通;当反向幅值大于 V_{Z2} 时 D_{Z2} 导通,从而保护差动对管不被过压击穿。

三、功率管的散热

在大信号放大器中,功率管在输出功率的同时,管子本身也要消耗一部分功率,产生热量。由于集电结处于反向偏置,故管子所消耗的功率主要在集电结上转换成热量,使结温和管子温度上升。这会导致电流增大,管耗进一步增加,此循环结果会导致管子过热即被烧毁。因此要采取散热措施。

当集电结结温上升时,其中一部分热量将通过热传输散发到周围空间中去。如果集电结中产生的热量与传输到空间中的热量相等,便达到热动态平衡,结温便不再上升。如热量向周围散发得快,热动态平衡易建立。通常用下列方程来描述热传输过程:

$$R_t = \frac{T_j - T_a}{P_c} \quad (2-6-3)$$

式中 T_a 为周围环境温度, T_j 为结温, P_c 为集电结平均耗散功率。 R_t 为热阻,表示集电结中热量向周围传输途径中所受的阻力,即表示热传输过程中热源和环境之间的温差与所传递的热功率之比,单位为: $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (即一瓦耗散功率在传输途径上产生的温差)。上式表明,当 T_a 和 P_c 一定时,减小热阻就可降低结温,或者说在达到相同温度时减小 R_t ,集电极就可耗散更多的功率。为保证功率管安全工作,集电结的结温应不超过手册上规定的最高结温 T_{jm} 。对于锗管, T_{jm} 为 $75\sim 100^{\circ}\text{C}$;对于硅管, T_{jm} 为 $150\sim 200^{\circ}\text{C}$ 。因此集电极最大容许耗散功率 P_{cm} 为:

$$P_{cm} = (T_{jm} - T_a) / R_t \quad (2-6-4)$$

上式表明 R_t 越小, P_{cm} 越大。因此为减小管子的热阻就要加散热片。加散热片后管芯的散热途径为:管芯将集电结产生的热量传到管壳,体现为内热阻 R_i 。 R_i 取决于结构和材料,手册上都给出了数据,如3AD6的内热阻为 $2^{\circ}\text{C}/\text{W}$,3AD18和3AD30的内热阻为 $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。管壳得到热量后,将热散发到周围空间,体现为外热阻 R_o 。由于管壳面积小,热阻较大,通常取决

于管壳外形尺寸与材料。如3DG7的 R_{cs} 达150℃/W, 3AD30的 R_{cs} 为30℃/W。另一途径为管壳将热量传至散热片, 体现为热阻 R_{cs} , 再由散热片散发到空间, 体现为热阻 R_{sa} 。通常管壳面积比散热片小得多, 所以 $R_{cs} \gg (R_{sa} + R_{ca})$

如将热传输类比电流传输, 则未加散热片的热传输过程的散热等效电路如图2-6-11(a)所示。图(b)为加散热片的情况, 图(c)为加散热片后的热等效电路。由于 $R_{cs} \gg (R_{sa} + R_{ca})$, 所以, 由源看进去的总热阻 R_s 为:

$$R_s \approx R_T + R_{cs} + R_{sa} \quad (2-6-5)$$

式中 R_T 为源热阻。

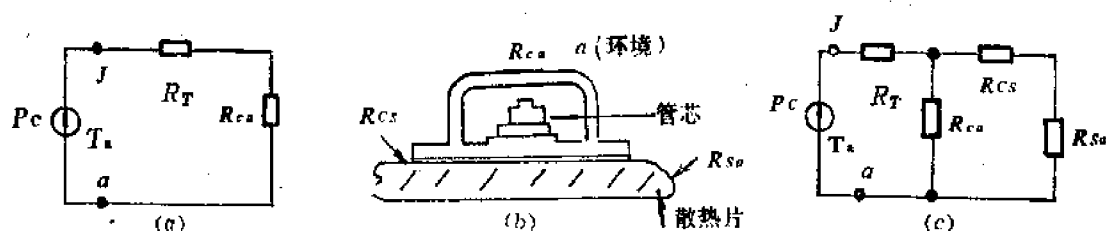


图2-6-11 功率管的散热等效电路

通常 R_{cs} 的值决定于管子与散热器之间接触面积和紧固程度, 称为界面热阻。为了减小因界面光洁度不够高而存在气隙产生的附加热阻, 一般都在接触界面上涂以高导热性的材料(如硅脂)。这时 R_{cs} 通常在2℃/W以下。 R_{sa} 为散热器热阻, 其值取决于散热器面积、材料厚度、放置位置及形状。散热片面积越大, 片子越厚, 热阻越小; 采用高导热率材料, 热阻就小; 散热片垂直放置, 空气对流性好, 热阻比水平放置小25~30%。不同材料、面积、放置位置的热阻可查有关资料。在有散热片的情况下, 管子集电极最大允许管耗为:

$$P_{cm} = \frac{T_{jm} - T_a}{R_s} \quad (2-6-6)$$

一般手册上给定的 P_{cm} 都是在一定散热片的情况下。如3AD30的 T_{jm} 为85℃, 在 $T_a = 25℃$ 时, 所加散热片为200×200×4cm₃, $P_{cm} = 20W$ 。假如环境温度超过25℃, 则由式2-6-4可得:

$$P_{cm}(T_c) = P_{cm}(25℃) \frac{T_{jm} - T_a}{T_{jm} - 25℃} \quad (2-6-7)$$

第七节 集成放大器

前面讨论的电路是由彼此分立的电阻、电容、半导体二极管、三极管等电气元件由导线连接而成的, 称为分立元件电路。如果将整个电路的元器件制作在一块硅片上, 构成一个完成特定功能的电子电路, 则称为集成电路(或称为固体组件、固体块), 用集成电路制成的放大器称为集成放大器。

集成放大器是六十年代初期发展起来的新型半导体器件, 到目前经历了四代。

第一代集成放大器是1964年问世的, 其代表产品是μA702(相当于我国的F001)。电路全

部为NPN型管,便于制造,高频特性好;1965年集成电路采用了微电流源(μA 以下)共模负反馈,并建立了标准直流供电电压,使放大器在输入电阻、失调电压、温漂、开环电压放大倍数和输入差模电压范围等方面都有很大改进,其代表产品是 $\mu\text{A}709$ (相当于我国的FC3)。

第二代集成放大器是1966年问世的,其代表产品是 $\mu\text{A}741$ (相当于我国的F003,5G24)。电路采用了有源负载,输出级有过载保护电路,电路的开环电压放大倍数进一步提高。

第三代集成放大器是1972年问世的,其代表产品是AD508(相当于我国的4E325),电路采用了超 h_{FE} 管作为输入级。使输入偏置电流大大下降,在失调电压、失调电流、开环电压放大倍数、共模抑制比和温漂方面都有很大改善。

第四代集成放大器是1973年问世的,其代表产品是HA2900。电路中将场效应管和双极型管兼容在一块硅片上且采用调制型直流放大器自动稳零等技术,使失调和温漂大大下降。

目前集成放大器正向超大规模、高速度、高耐压、低功耗、低漂移、低噪声、大功率方面发展。

集成放大器与分立元件放大器有许多共同点,也有其特点。由于它有一些独特的性能,使其应用越来越广。

一、模拟集成放大器的主要特点

(一) 同一硅片内的元件参数绝对值有同向偏差,温度一致性好,容易制成两个特性相同的管子和两个阻值相等的电阻。这是由于阻件中各元件是在同一硅片上又是经过相同的工艺过程在同一条件下制造出来的。

(二) 组件中的电阻元件值不大,阻值范围在几十欧至几千欧之间,阻值精度不易控制。对于阻值太大的电阻,占用面积大,不宜采用。

(三) 组件中的电容值不大,约几十微微法以下。常用PN结电容构成,误差也较大。制造大电感很困难。

(四) 组件中的二极管大多用三极管构成。如图2-7-1所示。将三极管的基极与集电极短接作为二极管的阳极,射极作为二极管的阴极。

(五) 体积小,重量轻。组件一般由一块厚约 $0.2\sim 0.25\text{mm}$,面积约 0.5mm^2 的P型硅片作为基片制成,基片上可作出含有数十个或更多的三极管、电阻和连接导线的电路。外型用金属壳结构,大小跟普通小功率三极管差不多,引出线有十二根到十四根。

二、线性模拟集成放大器的典型电路

(一) 组成方框图

集成放大器通常由输入级、中间级、输出级、偏置电路四部分组成(图2-7-2)。

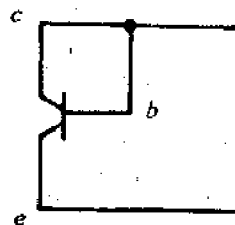


图2-7-1 三极管接成二极管

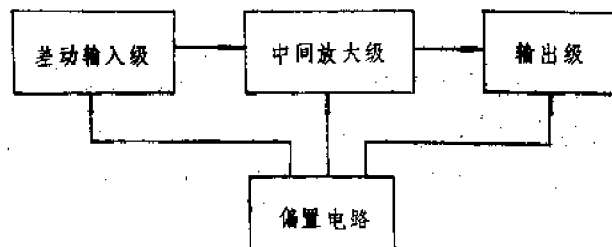


图2-7-2 集成放大器的组成方框图

差动输入级：由差动放大器作为输入级。被放大的信号由此加入放大器。这一级是决定放大器性能最关键的一级。要求它的零点漂移要小，共模抑制比要高，输入特性要好。

中间放大级：这一级是起放大作用的主要部分。要求输出较大的电压和电流以驱动输出级。

输出级：直接与负载相连，要求它具有足够大的输出功率和低的输出阻抗。当输入信号为零时，输出应为零，输入信号有正负两种极性时，输出信号也应有正负两种极性。

偏置电路：它决定整个电路的工作状态，为各级确定合适的静态工作点。

(二) 线性集成放大器F007

F007是5G24的改进型电路，属通用型第二代线性集成放大器，常用来放大信号。它具有高增益，高输入电阻，低漂移等特点。其中②为反相输入端，③为同相输入端，⑦、④分别接正负电源，⑥为输出端，①、⑤外接调零电位器。引线脚排列如图2-7-3(a)所示。内部线路图如图2-7-3(b)所示。

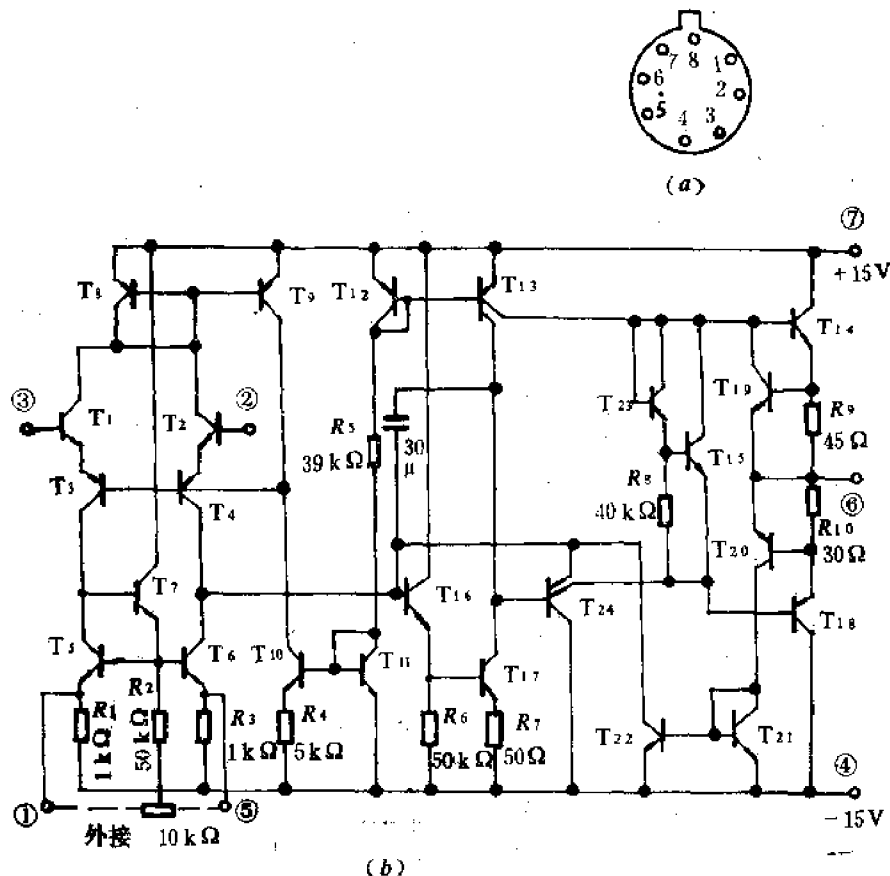


图2-7-3 F007内部电路

1. 用途

由上面介绍可知，F007主要用来放大信号，因此基本电路必然是各种放大器。

2. 通路

线性集成放大器都是直接耦合电路，因此电路的交流通路和直流通路区别不太明显。但

由图2-7-3(b)可见。根据各半导体器件的作用仍可区分如下:

(1) 直流偏置电路如图2-7-4所示。

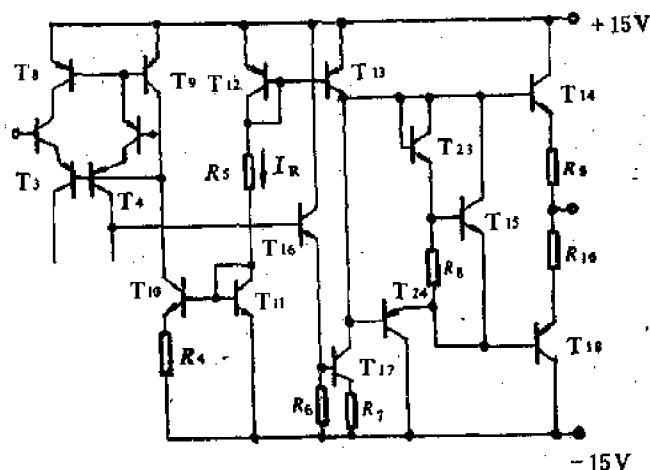


图2-7-4 F007直流偏置电路

a) 恒流源偏置电路: 由 T_8 、 T_9 、 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{12} 、 T_{13} 构成恒流源作为 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_{16} 、 T_{17} 、 T_{24} 、 T_{18} 、 T_{14} 的偏置电路;

b) 恒压偏置电路: 为防止 T_{14} 和 T_{18} 产生交越失真,由 T_{15} 和 T_{23} 构成深度电压并联负反馈电路产生 T_{14} 、 T_{18} 的直流偏压。

(2) 保护电路

由 T_{19} 、 T_{20} 和恒流源电路 T_{21} 、 T_{22} 构成输出管 T_{14} 、 T_{18} 的过流、负载短路保护电路。当输出电流较小时, T_{19} 、 T_{20} 截止,保护电路不起作用。当输出正向电流较大时, R_9 的压降使 T_{19} 导通, V_{CE19} 下降,从而限制 T_{14} 的基极电流,也就限制了正向电流的增大。当负向电流增大时, R_{10} 上的压降使 T_{20} 导通,同时 T_{21} 、 T_{22} 均导通,使 T_{18} 基极电压下降,基极电流减小, T_{18} 集电极电位上升, T_{18} 基极电位亦上升, T_{18} 趋于截止,达到了限制输出负向电流过大的目的,起到保护作用。

另外, T_{24} 的一个发射极接到 T_{18} 的基极,当 T_{24} 因某种原因使发射极电流过大时, T_{18} 基极电流下降,防止 T_{24} 的饱和。

(3) 交流通路

交流等效电路如图2-7-5所示。由图可见电路输入级由 $T_1 \sim T_7$ 组成。其中 T_1 、 T_2 接成共集电路,提供高的输入阻抗。 T_3 、 T_4 接成共基电路,提供高的输出阻抗,以增大电压增益。由 T_5 、 T_6 、 T_7 构成恒流源作为 T_3 、 T_4 集电极负载,使电路具有很高电压增益(可达60dB)和大的共模、差模输入电压范围,改善高频特性。同时还将双端输出转换为单端输出。 T_7 将 T_5 和 T_6 的集电极电压变化转到 T_6 基极,从而引起 T_6 集电极电压的变化。 T_6 集电极电流的变化与 T_4 集电极电流的变化(二者反相)相配合,就使差动输入电路的输出电流的变化为单端输出的两倍。例如在某个瞬间输入信号是 T_2 基极为正, T_1 基极为负,则 T_7 基极电流减小, T_5 、 T_6 基极电流均减小, T_6 集电极的变化电流为 ΔI_6 。(如图中所示),此时 T_4 集电极电流是增大的,其增大量为 ΔI_4 。由分析可知 $\Delta I_6 \approx \Delta I_4$,故流入负载的电流近似为 $2\Delta I_4$ 。综上所述输入级电路

具有高输入电阻,高输出电阻,大电压增益。

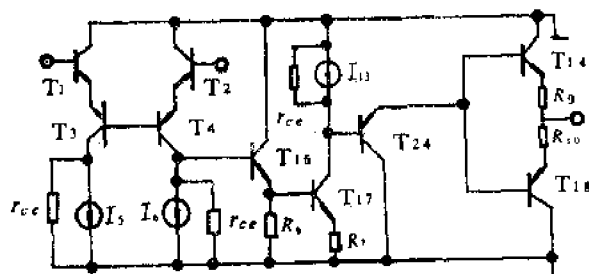


图2-7-5 F007交流等效电路

中间级由 T_{15} 、 T_{17} 、 T_{24} 组成。 T_{15} 接成共集电路,使该级有高的输入电阻,以减小对输入级的影响。 T_{17} 以 T_{13} 为有源负载,可提供很高的电压增益。 T_{24} 为射极输出,为输出级提供足够大的驱动电流。

输出级由 T_{14} 和 T_{18} 组成互补对称射极输出电路。此二管工作在甲乙类(接近乙类)放大状态。

(4) 特殊电路

偏置恒流源 T_8 和 T_9 与 T_{10} 和 T_{11} 构成的恒流源组成共模负反馈电路以稳定 I_{C1} 和 I_{C2} 。

3. 总体方框图

由上述分析,可画出总体方框图2-7-6所示。

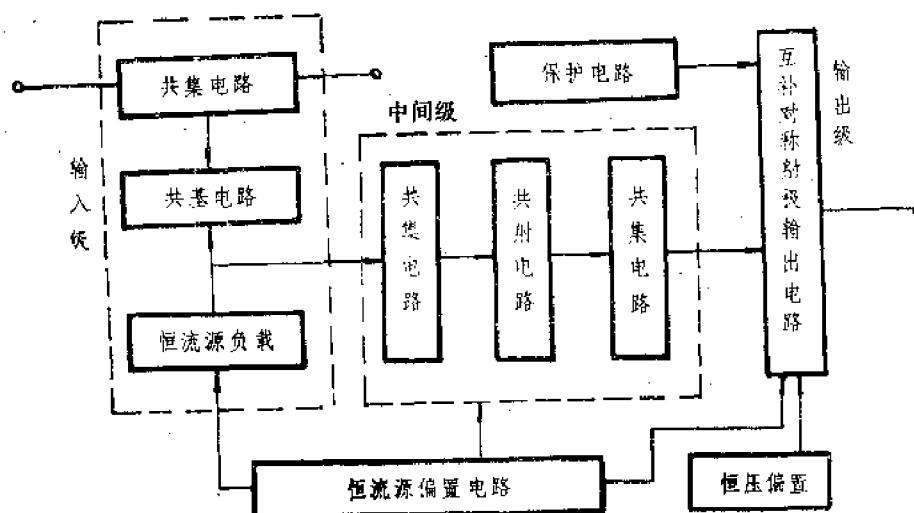


图2-7-6 F007总体方框图

4. 静态分析

通常从偏置电路的参考电流入手,再用镜像电流的关系,定出其他有关电流。

由图2-7-4可得:

$$30 - (V_{BE12} + V_{BE11}) - I_{R5}R_5 = 0$$

$$I_{R5} = \frac{30 - 1.4}{39} = 0.73 \text{mA}$$

又由于 $R_4 I_{C10} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{R5}}{I_{C10}}$ ①

可得 $I_{C10} \approx 28 \mu\text{A}$

而 $I_{C10} = I_{C9} + I_{3,4} = I_{C9} + \frac{2I_{E1}}{1 + h_{FEP}}$

$$I_3 = 2I_{E1} = I_{C3} + 2I_{B3}$$

式中 h_{FEP} 为 PNP 管的 h_{FE} 值, 约为 4。

联立解之可得

$$I_{E1} = \frac{I_{C10}}{2} \frac{h_{FEP}^2 + 3h_{FEP} + 2}{h_{FEP}^2 + 2h_{FEP} + 2} = 16.8 \mu\text{A}$$

$$I_{3,4} = \frac{2I_{E1}}{1 + h_{FEP}} = 6.52 \mu\text{A}$$

$$I_{C9} = I_{C10} - I_{3,4} = 28 - 6.52 = 21.48 \mu\text{A}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = I_{C7} - \frac{1}{2}I_{3,4} = 16.8 - 3.26 = 13.56 \mu\text{A}$$

$$I_{C7} \approx I_{E7} = \frac{V_{BE6} + V_{R3}}{R_2} + \frac{2I_{C6}}{h_{FEN}} = 14.7 \mu\text{A}$$

式中

$$h_{FEN} = 250$$

$$I_{C12} = I_{R5} - 2I_{B12} = I_{R5} - \frac{2I_{C12}}{h_{FEP}}$$

即

$$I_{C12} = I_{R5} / \left(1 + \frac{2}{h_{FEP}} \right) = 0.49 \text{mA}$$

$$I_{B15} = \frac{V_{BE15}}{R_8} = \frac{0.7}{40} = 17.5 \mu\text{A}$$

$$I_{E15} = I_{B15} (1 + h_{FEN}) = 4.4 \mu\text{A}$$

$$I_{C12} = I_{C13} = I_{C11} = 0.49 \text{mA}$$

$$I_{C16} = I_{E16} = \frac{V_{BE17} + V_{R7}}{R_6} = 14.5 \mu\text{A}$$

又

$$I_{E14} = I_{ES} \times P \left(\frac{qV_{BE14}}{kT} \right) \quad \text{设 } I_{ES} = 10^{-14} \text{A}$$

则

$$I_{E14} = 10^{-14} e \times P \left(\frac{570 \text{mV}}{26 \text{mV}} \right) \approx 36 \mu\text{A}$$

① 公式推导见“模拟电子技术基础”下册, 清华大学电子教研室编童诗白主编496页。

$$I_{C14} \approx I_{E14} = 36\mu A$$

式中:

$$V_{BE13} = \frac{1}{2} \left(0.7 + V_{BE25} \right) = \frac{1}{2} \left[0.7 + \left(26 \times \ln \frac{40 \times 10^3}{10^{-14}} \right) \times 10^{-3} \right] = 570\text{mV}$$

5. 符号

线性集成放大器常用图2-7-7表示。图中两个输入端,记“-”的为反相输入端,即信号由此输入后,输出信号与输入信号反相;记“+”的为同相输入端,即信号由此输入后,输出信号与输入信号同相。



图2-7-7 线性集成放大器的符号

(三) E/DNMOS集成放大器

前面介绍的双极型晶体管集成放大器多为中、小规模,而功能较复杂的大规模集成放大器多应用MOS集成电路。

下面介绍E/DNMOS集成放大器的电路结构和工作原理。

图2-7-8(a)为E/DNMOS集成放大器的原理图,图2-7-8(b)为其简化电路图。

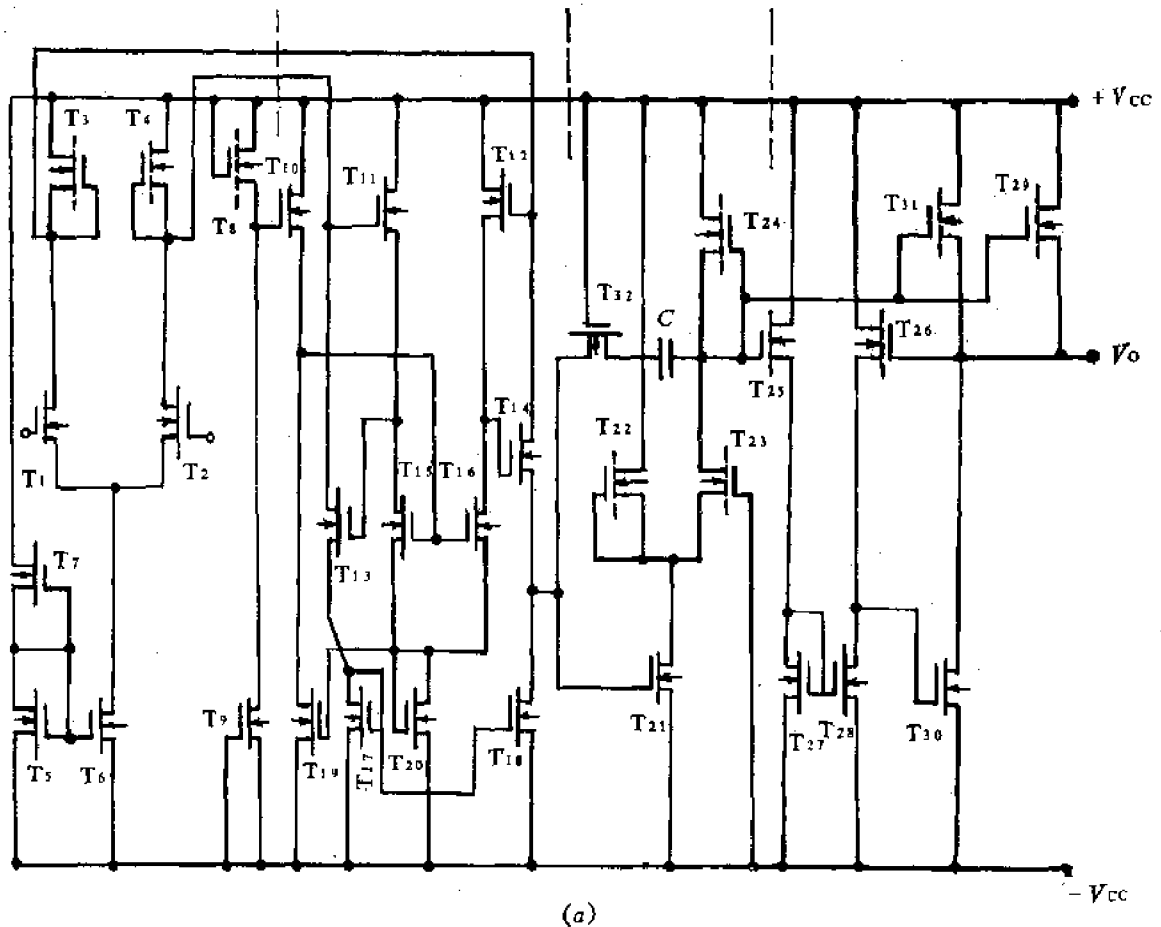


图2-7-8 E/D NMOS电路

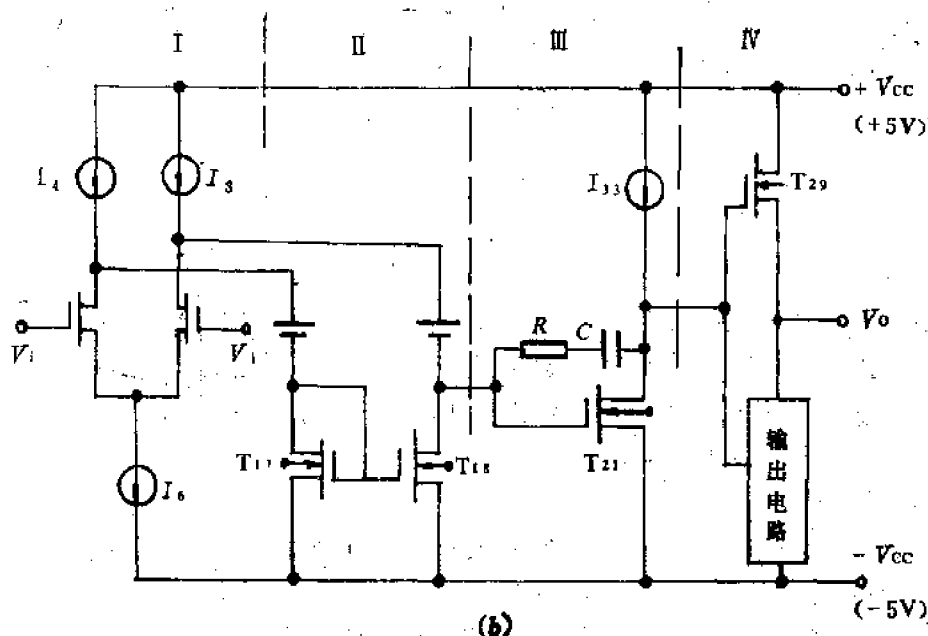


图2-7-8 E/D NMOS电路

图(a)中共有32个MOS管,其中包括增强型(简称E型)、耗尽型(简称D型)和零开启型(阈值电压为零,简称零型,图中打×号者为零型管)三种不同类型的管子。下面分四部分来说明。

1. 差动输入级和偏置电路

T_1 、 T_2 管构成差动输入级, T_3 、 T_4 是它们的恒流源负载。 T_5 、 T_6 构成简单的电流源,为差动放大器提供偏置电流。参考电流由 T_5 、 T_7 管和电源 $\pm V_{CC}$ 决定。 T_8 、 T_9 串接,为后面的电平移动电路提供偏置。

2. 电平移动、双端-单端输出转换电路

T_{12} 、 T_{14} 和 T_{11} 、 T_{13} 管分别构成两个电平移动电路。来自 T_1 、 T_2 的漏极的差动信号经电平移动电路后,使直流电压降低约6V左右,保证了前后各级放大器的正常工作。 T_{10} 、 T_{16} 、 T_{18} 、 T_{20} 、 T_{19} 管组成电平移动电路的偏置电路。

下面以右半电平移动电路为例说明其偏置电路的工作原理。

图2-7-9为电平移动电路原理图。

T_{10} 、 T_{18} 、 T_{20} 都工作在饱和区组成改进型镜像电流源; T_{19} 跟前一级的 T_8 、 T_9 配合给镜像电流源提供参考电流。

此恒流偏置电路为电平移动管 T_{12} 提供了高阻抗的恒流偏置。

左半电平移动电路 T_{11} 、 T_{13} 管的恒流偏置电路由 T_{10} 、 T_{18} 、 T_{20} 、 T_{19} 组成,其恒流偏置原理跟右半个电平移动电路相同。

自 T_2 管漏极引入的信号经 T_{13} 送至 T_{11} 的栅极;自 T_1 管漏极来的一路信号送至 T_{18} 的漏极,两者的效果在 T_{12} 漏极同相迭加,完成了双端-单端的输出变换。

3. 增益级

$T_{21} \sim T_{24}$ 构成主增益级,这是一个共源-共栅电路, T_{21} 、 T_{23} 组成共源-共栅电路, T_{22} 、 T_{24} 作



为了更好地减小失调、温漂,提高输入电阻和放大倍数,七十年代初又出现了新型线性集成放大器(第四代产品),其失调电压仅 $50\mu\text{V}$ 左右,失调电流仅 0.7nA 左右。这种产品有两种类型。

1. 斩波稳定式

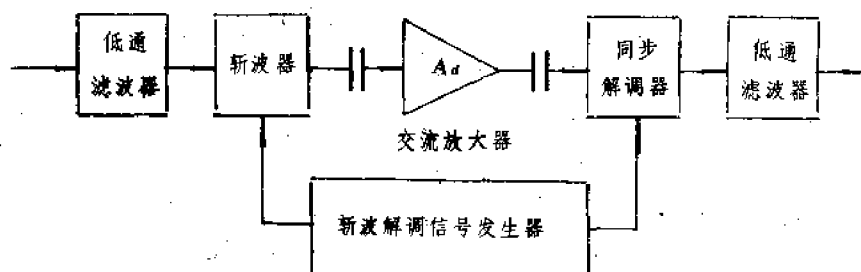


图2-7-10 斩波稳定式线性集成放大器

(1) 电路结构

图2-7-10是这类放大器的结构图,由两个低通滤波器、斩波器、交流放大器、解调器,斩波解调信号发生器六部分组成。

斩波器的基本结构如图2-7-11(a)所示, K_1 为开关; C_1 为隔直电容; R_2 为负载; R_1 为限流电阻,防止 K_1 闭合时信号源短路。

图2-7-11(b)是解调器结构。 K_2 为开关; C_2 为隔直电容; R_2 为限流电阻,防止 K_2 闭合时信号源短路; R_3 、 C_3 是低通滤波器,滤除调制频率及其高次谐波分量; R_L 为负载电阻。

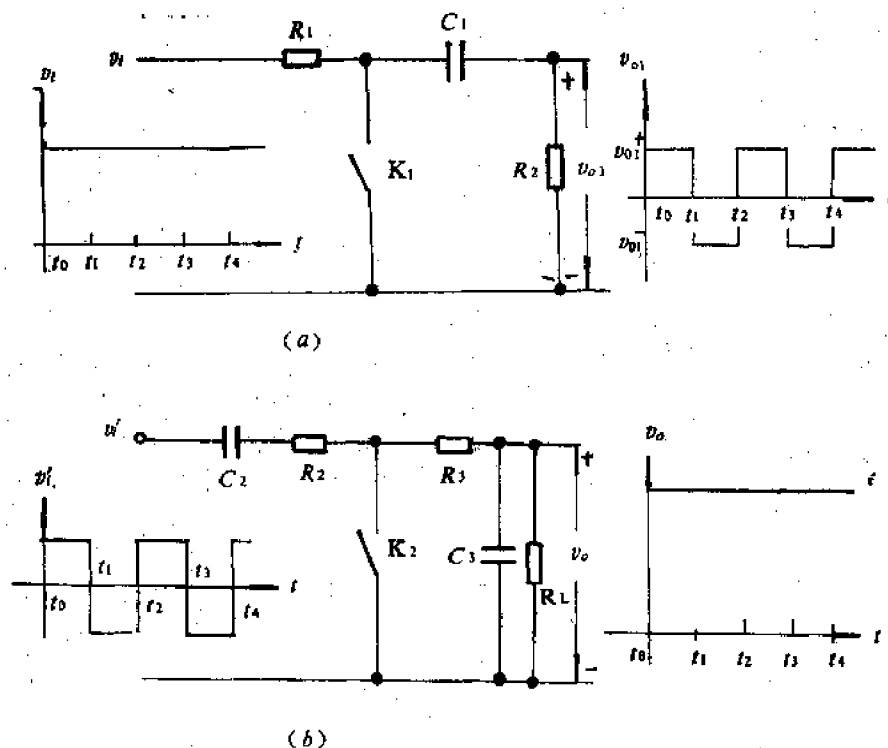


图2-7-11 斩波器与解调器

(2) 工作原理

这类放大器是将输入的直流信号经斩波变为交流信号, 加到交流放大器的输入端经交流放大器放大后, 再解调变为直流信号输出, 幅度增大许多倍。由于交流放大器温漂和失调小, 故整个放大器的温漂和失调都很小。

(a) 斩波器工作原理:

斩波器的任务是将直流信号变为交流信号。其变换过程如下:

我们在讨论时假定电路已处于稳定状态, 电容上已充有稳定的电荷, 具有稳定的电压 V_{C1} 。

t_0 以前, 直流 v_i 加到斩波器输入端。

$t_0 \sim t_1$ 期间, K_1 断开, v_i 经 R_1 、 R_2 给 C_1 充电。 $v_{o1} = v_{o1}^+ = \frac{v_i - v_{c1}}{R_1 + R_2} R_2$, 由于 C_1 足够大, 充

电很慢, 故 v_{c1} 基本不变, $v_{o1} = v_{o1}^+$ 基本不变;

$t_1 \sim t_2$ 期间, K_1 闭合, C_1 经 R_2 放电。由于 C_1 很大, 放电很慢, v_{c1} 基本不变, $v_{o1} = v_{o1}^- = -v_{c1}$ 。

$t_2 \sim t_3$ 期间, K_1 又断开, $t_3 \sim t_4$ 期 K_1 又闭合……, 重复 $t_0 \sim t_1$, $t_1 \sim t_2$ 期间的情况。

这样, 开关 K_1 的不断闭合与断开, 就将输入的直流信号变为输出的交流信号, 其频率跟开关动作频率相同。

(b) 解调器工作原理

解调器的任务是将交流信号变为直流信号。其变换过程如下:

我们在讨论时仍假定电路已处于稳定状态, 电容 C_3 已充上稳定的电压 v_{c3} 。

t_0 以前交流信号 v_i' 已经加至解调器输入端。

$t_0 \sim t_1$ 期间, K_2 断开, v_i' 经 C_2 、 R_2 、 R_3 给 C_3 充电, 有信号输出, $v_o = v_{c3}$ 。由于充电时间常数很大故 $v_o = v_{c3}$ 基本不变。

$t_1 \sim t_2$ 期间, K_2 闭合, C_3 通过 R_3 放电, 此时 $v_o = v_{c3}$, 由于放电时间常数 $R_3 C_3$ 很大 (设计时已考虑到), 故 v_{c3} 基本不变, 从而 $v_o = v_{c3}$ 基本不变, 跟 $t_0 \sim t_1$ 期间值基本相等。

$t_2 \sim t_3$ 期间, K_2 又断开, $t_3 \sim t_4$ 期间 K_2 又闭合……, 不断重复 $t_0 \sim t_1$, $t_1 \sim t_2$ 期间情况。

这样开关 K_2 的不断闭合与断开, 就将输入的交流信号变为直流信号输出。

这样, 通过斩波-交流放大-解调的过程, 就将直流信号放大了。如果各开关元件是理想的开关, 即“开”时无漏电流 (理想开路)。闭合时无电压降 (理想短路), 则无失调和温漂问题, 但实际开关元件均为非理想开关元件, 如晶体三极管作开关元件使用时, 闭合后 (即管子饱和) 管子 C、E 极间仍有很小的电压 (称为残余电压) 存在, 因此斩波稳定式线性集成放大器仍有极小的失调电压、失调电流及其温漂。

上述斩波稳定式线性集成放大器的频带较窄。为了扩展频带, 常采用双通道斩波稳定式方案, 如图 2-7-12 所示。它是在图 2-7-10 的基础上再加一路高频通道 C, 然后将两路信号加到主放大器 A_1 , 再放大输出。

这类放大器的输入失调电压可小于 0.1mV , 温漂可以小于 $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 通常可不必调零。如 SN62088 的 $V_{os} = 0.035\text{mV}$, 温漂小于 $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $I_{OS} = 0.1\text{nA}$ 。但这种放大器的辅助放大器 A_2 的主体是电容耦合交流放大器。其极间耦合、旁路、滤波都采用了电容器, 集成制作工艺难。

主放大器 A_1 的同相端已为辅助放大器 A_2 所占用,故只能单端输入。

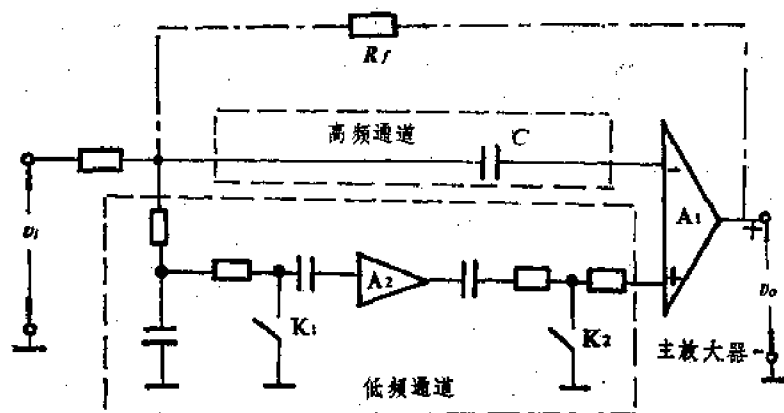


图2-7-12 双通道斩波稳定式线性集成放大器

这种放大器的信号传输过程如下:

输入信号 v_i 加到放大器的输入端,其中的直流和缓变分量送到 A_2 (低频通道),经放大后送到 A_1 的同相输入端。其中的高频分量因受斩波式放大器带宽限制只能通过高频通道 C 送到 A_1 的反相输入端。这两路信号经 A_1 放大输出。

在这种放大器中低频成分经 A_1 、 A_2 两级放大,高频信号经 A_1 一级放大,显然放大倍数不同。为使高低成分放大倍数相同,在实际电路中都外接电阻 R_f 引入深度负反馈(如图中点画线示)。

2. 斩波自动稳零式

这种方案的基本结构如图2-7-13(a)所示。图中 C_2 记录输出电压 v_{o1} 之值, C_1 记录 A_3 的输出电压 v_{o3} 之值。

当各开关都接①时,等效电路如图2-7-13(b),电路处于正常放大状态。 A_3 不起作用。

当各开关都接②时,等效电路如图2-7-13(c),电路处于自动调零状态。 A_1 输入端(同相输入端)接地, C_1 接 A_3 的输出端及 A_1 的反相输入端。自动调零原理如下:设 A_1 具有负向失调(即当 A_1 两输入端都接地时失调电压为负),则 v_{o1} 为负。 v_{o1} 加到 A_3 的同相输入端,则 v_{o3} 为负。 v_{o3} 为负。 v_{o3} 接到 A_1 的反相输入端,使 v_{o1} 又向零电位提高。理想情况下可使 v_{o1} 为零。此时加信号 v_i 时的输出电压 v_{o1} 保持在 C_2 上,通过 A_2 输出到负载上,保持输出电压连续。

当各开关又都接到①点时,工作情况又如图2-7-13(b),由于 A_1 经过调零,输出电压很少漂移,并将此电压存在 C_2 两端通过 A_2 加到负载上。

当各开关再次都接到②时,工作情况又如图2-7-13(c), A_1 再次被调零。

这样,在斩波器驱动电路的驱动下,各开关反复通断, A_1 的漂移不断被校正。使 A_1 的输出具有很低的漂移。

由上述可见,这类放大器有两个工作阶段:开关在①时为放大校零,开关在②时为误差记存。其漂移可达 $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 以下,如HA2900的 v_{o1} 在 25°C 时小于 0.05mV ,漂移小于 $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。这种产品在一块硅片上同时制作了MOS效应管和普通晶体管,在 $93\times 123\text{mil}^2$ (密尔)的硅片上共容纳了252个有源器件,主要性能指标已接近理想的直流放大器。

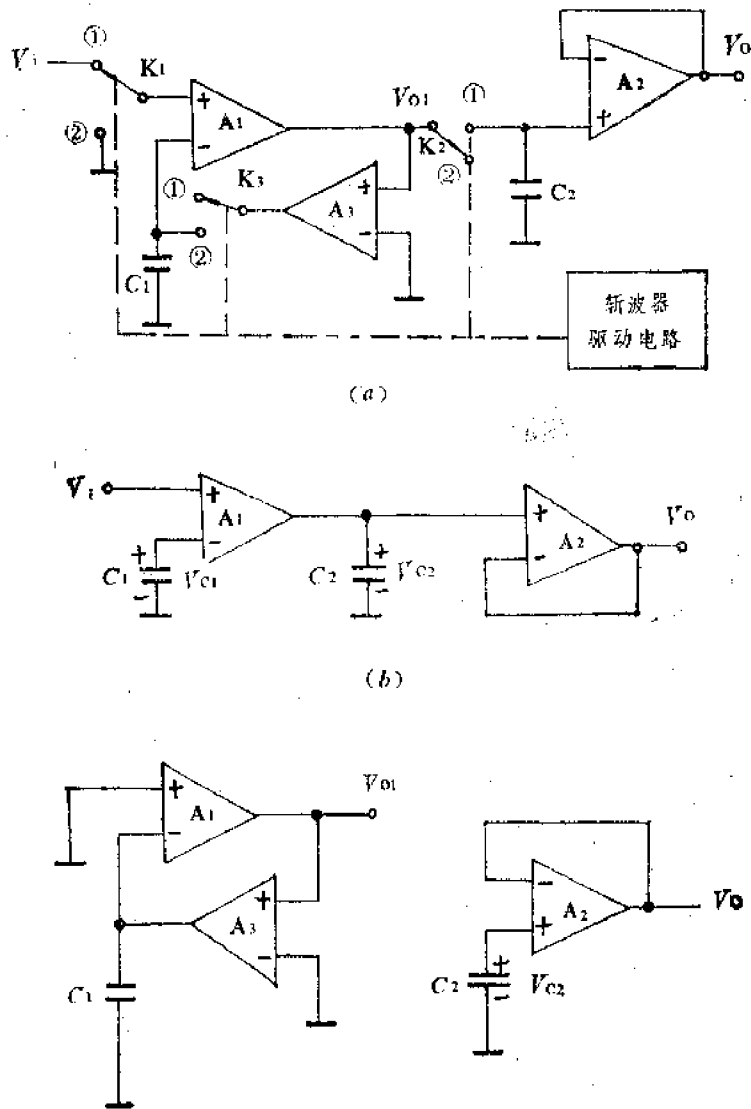


图2-7-13 斩波自动稳零式放大电路

各类型的集成线性放大器的性能指标详见表2-7-1。

以上我们讨论了第一代、第三代第四代集成放大器(第二代集成放大器后面要讨论)。目前由于集成工艺水平的不断发展,集成度越来越高,集成电路的性能越来越好。

三、集成放大器技术指标及使用中的几个问题

集成放大器的主要技术指标在表2-7-1中已列出。其中失调参数、输入、输出电阻等已在前面说明。

最大差模输入电压 V_{idmax} 是指集成放大器两个输入端所能承受的最大电压。超过这个电压,输入级的管子可能出现反向击穿,使放大器性能显著恶化,甚至可能造成永久性损坏。

表2-7-1 各类集成线性放大器的性能指标

类型	型号	开环差模增益	输入失调电压	输入失调电流	V_{os}	I_{os}	dV_{os}/dT	dI_{os}/dT	输入电阻	输出电阻	最大共模输入电压	最大差模输入电压	最大输出电压	CMRR	电源电压	功耗	开环带宽	转换速率
	符号	A_{vd}	V_{os}	I_{os}	$\mu V/^\circ C$	nA	nA/ $^\circ C$	nA/ $^\circ C$	R_{is}	r_o	V_{icm}	V_{idm}	V_{opp}		$V_{CC}-V_{EE}$	P_{CO}	B	SR
	单位	dB	mV	nA	$\mu V/^\circ C$	nA	nA/ $^\circ C$	nA/ $^\circ C$	M Ω	Ω	V	V	V	dB	V	mW	kHz	V/ μs
通用型	F001 5G922	60~66 1~10	500~ 5000	5~50	10~30	2500~ 10000	0.008~ ~0.02	200~ 500	7~ -3.5	± 4 ± 4.5				70~80	+12~-6	150	300	
	FC3	93	2	100	5	300	0.25	200	± 10	± 5	± 14			90	± 18	80		2
	5G23	80~ 100	2~10 100	100		280~ 1000	0.05~ 0.2	4000						76~80	$\pm 16 \sim \pm 18$	150	300	
通用型	F007 5G24	100~ 106	50~ 20~10 100	20~30	20~30	200	2		± 13	± 30	± 8 ± 12			80~86	+15	50		0.5
	4E325 (AD508)	140	0.3	0.3~0.6	0.003	6			± 15					130		75		1.2
	HA-22900		0.06	0.5	0.6	1	100							120			3	2.5

续

高速型	功能块7800			5	2		20					$+5 \sim -10$	± 10	120	5		25
	4E502	110	2	20	10		150							95		12.5	6.5
高阻型	5G28 BG313 ($\mu A740$)	120	10	0.04			0.1	10^9				± 10	± 30	80	126	单位增 益 3	6
高压型	BG315	110	5	50			300				± 32		± 32	100			
低功耗型	FC54 (OP20)	120	0.1		5		15						± 1.5 $\sim \pm 15$	110	$\pm 3 \sim \pm 18$	0.175	1
低漂移型	($\mu A725$)		0.5	3	0.5	0.01	50	3			± 13.5		± 13	120	80		
	BG312	140	1	50	2	0.2	350				± 13		± 13	100		3	
功率型	5G37 ($\mu A791$)	94	3				100				± 22				15W	0.75	

通常集成放大器的技术指标可根据型号从手册中查出。但由于参数的分散性,有时也需要进行测试。一般都采用专门的仪器(如TOC-2型)进行测试。如果设有测试仪器,可根据这些参数定义自搭电路进行测试(参看《电子线路实验》诸昌清编)。此外还要注意以下几点。

集成放大器这个高增益多级放大器,在高频区将产生附加相移,因而在一定条件下会产生振荡(详细论述请见第七章)。因此需外接补偿电路以消除振荡。集成放大器手册中都给定了补偿电路。接补偿电路如仍有不稳定现象,应考虑电源滤波不良及电源内阻太大的问题。这时可采用如图2-7-14电路。图中电容 C_1 、 C_2 为 $0.01 \sim 0.1 \mu F$, C_3 、 C_4 为 1μ 。

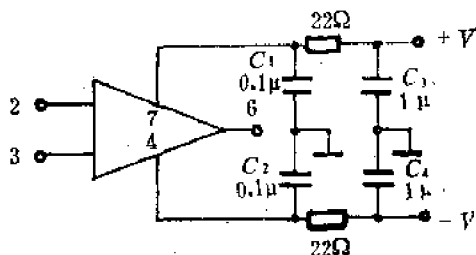


图2-7-14 消振电路

集成放大器的调零电路与差动放大器调零电路一样。有的调零电路在手册中已给出。对无调零端的放大器,可在输入端外接补偿电路进行补偿。

通用型集成放大器的频带较窄,如F007型仅7Hz左右。BG301型频带较宽也只有300kHz引入深度负反馈后频带可加宽。

通用型放大器负载能力较弱,最大输出电流约十几mA,允许功耗只有几十mW。因此在使用中常采用扩展电流的方法以增强负载力。如F007在电源电压为 $\pm 15\text{V}$ 时,最大输出电压幅度为 $\pm 12\text{V}$,输出电流几mA。采用如图2-7-15所示电路就可使负载能力大大提高。

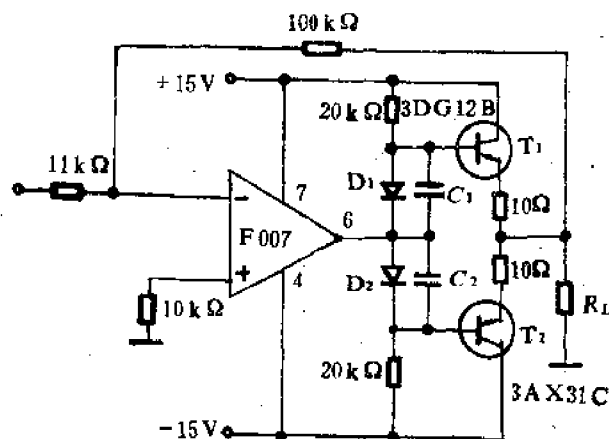


图2-7-15 扩展电流电路

图中以 T_1 和 T_2 组成互补推挽电路,既可增大输出电流,又提高了输出功率。

(五) 保护电路

集成放大器在电源接反或电源电压突然上升,输入电压过大,负载短路时都可能造成损坏,因此要采取保护措施。

图2-7-16(a)是以二极管作保护的防电源反接的电路,图(b)是防电源电压突变的电路。选择稳压管的击穿电压大于正常工作的电源电压,但小于集成放大器的额定电压。正常工作时,稳压管截止,场效应管工作于可变电阻区,故交流电阻很小。电源电压突然上升时,稳压管击穿,使集成运放电源电压箝位。稳压管的反向电流使场效应管电流增大,管子进入饱和区,交流电阻增大,呈现高阻抗恒流源。电容 C 用以滤除电源瞬时脉冲电压。

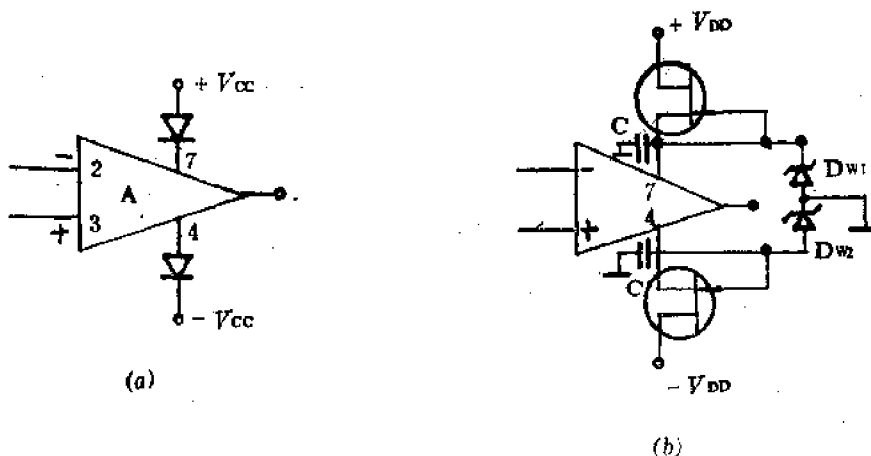


图2-7-16 保护电路

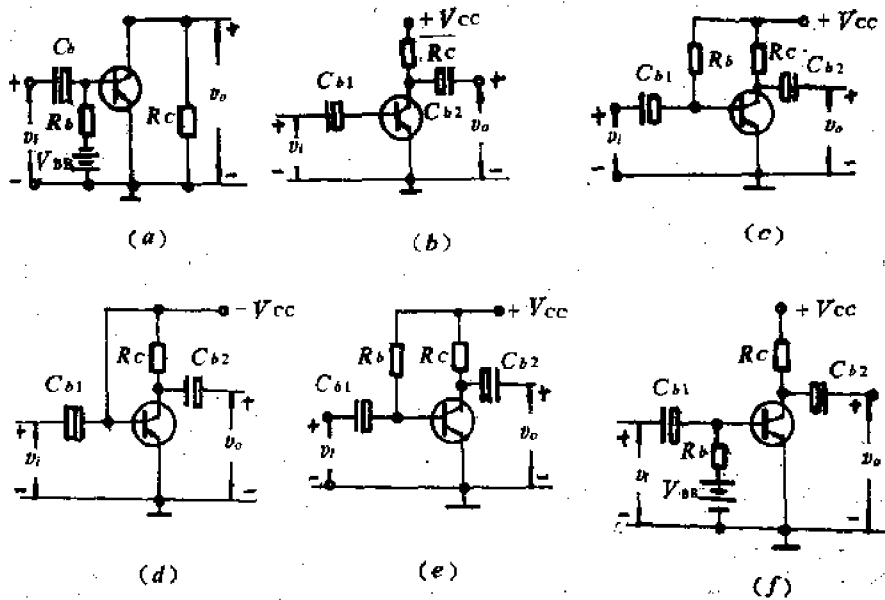
在图2-7-16(b)中集成放大器输入端接入正反向并联的二极管,即可实现输入保护。但这样会使放大器输入电阻下降,在使用中要考虑到这一点。

输出保护电路在研究集成放大器输出级时已经述及,这里从略。

习 题

- 2-1 什么叫放大器? 什么叫小信号放大器? 放大器有那些类型?
- 2-2 单管共射小信号放大器各组成元件的作用是什么?
- 2-3 画放大器交流通路和直流道路的原则是什么?
- 2-4 单管放大器是如何实现放大的?
- 2-5 放大器为什么要设置静态工作点?
- 2-6 分别画出用NPN管和PNP管所组成的单级共射极放大电路,指出电源电压 V_{cc} 及隔直电容 C_{b1} 、 C_{b2} 的极性,并标明静态电流 I_B 、 I_C 、 I_E 的实际流向和静态电压 V_{BE} 、 V_{CE} 的实际极性。
- 2-7 说明如图所示电路对正弦交流信号能否正常放大? 为什么? 将不能正常放大的电

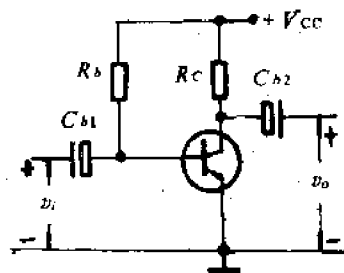
路改正过来,并画出各电路的交流通路和直流道路。



题2-7图

2-8 图中 $R_b = 120\text{k}\Omega$, $R_c = 1.5\text{k}\Omega$, $V_{cc} = 18\text{V}$, $h_{FE} = 40$, $I_{CEO} = 0$, 求:

- (1) 静态处的 I_{BQ} , I_{CQ} , V_{CEQ} 值。
- (2) 若将 V_{CEQ} 调到 5V , R_b 应选多大值?
- (3) 若不小心将 R_L 调到 0 值, 管子是否会损坏? 为什么? 为避免这种损坏, 电路中应采取什么措施?
- (4) 若将静态电流 I_{CQ} , 调至 10mA , R_b 应如何选择?
- (5) 如果原来的管子坏了, 换上一只 $h_{FE} = 100$ 的三极管, 电路能否正常放大? 为什么?

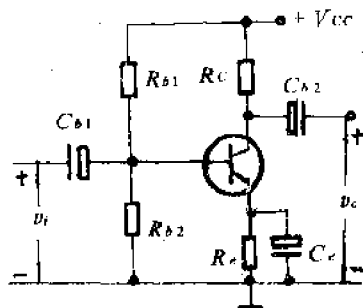


题2-8图

2-9 已知图中 $R_{b1} = 15\text{k}\Omega$, $R_{b2} = 60\text{k}\Omega$, $R_c = 3\text{k}\Omega$, $R_e = 0.5\text{k}\Omega$, $V_{cc} = 14\text{V}$, 管子 $h_{FE} = 30$ 。

- (1) 求 I_{BQ} , I_{CQ} , V_{CEQ} 值。
- (2) 若换上一只 $h_{FE} = 80$ 的管子电路能否正常工作?

(3) 若管子换为PNP, 电路如何改动才能正常工作?



题2-9图

2-10 在上图电路中若 $R_{b1} = \infty$, 工作点将如何变化? 此时 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 V_{CEQ} 之值多大?

2-11 多级放大器有那几种耦合方式? 各有什么特点?

2-12 如何考虑多级放大器中各级的组态选择及工作点选择?

2-13 什么叫零点漂移? 如何衡量零点漂移的大小? 如何降低零点漂移?

2-14 基本差动放大器有什么特点? 它对电子元件有什么要求? 抑制零点漂移的原理是什么? 放大差模信号的原理是什么?

2-15 什么叫差模信号? 什么叫共模信号?

2-18 差动放大器有几种基本接法?

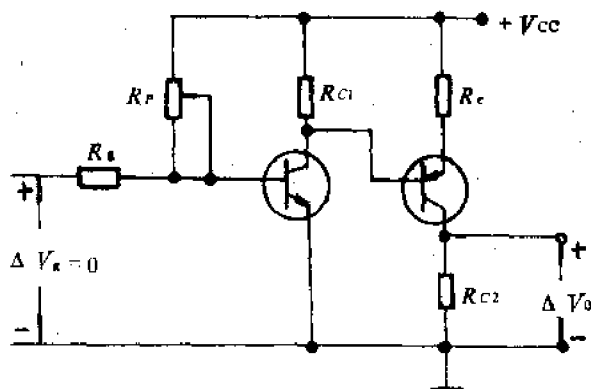
2-17 画出图2-2-2, 图2-2-3, 图2-2-4电路的交流通路和直流通路。

2-18 有A、B、C三个直接耦合放大器, A放大器的电压放大倍数为10000, 当温度从20℃升高到30℃时输出电压漂移了20V, B放大器的电压放大倍数为500, 当温度从15℃升高到40℃时输出电压漂移了15V, C放大器的电压放大倍数为100, 当温度从35℃升高到55℃时输出电压漂移了5V, 试比较三个放大器温漂值的大小。

2-19 如图电路, 其温漂值为 $230\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $\Delta V_o = 0$ 。

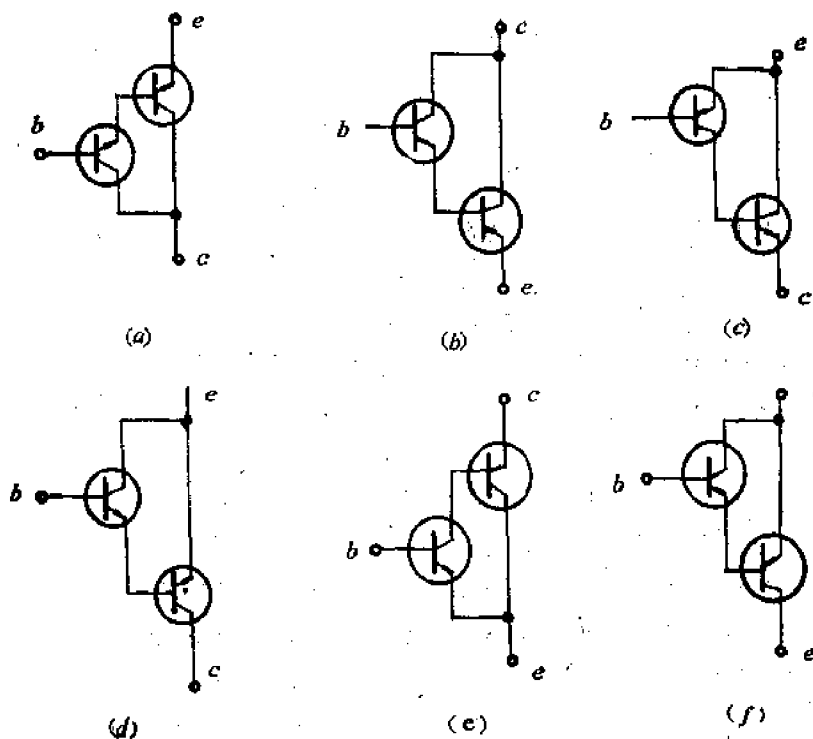
(1) 当温度从20℃变到100℃时, ΔV_o 从6V变到14V, 求此电路的电压放大倍数?

(2) 若电路的电压放大倍数 $A_o = 435$, 输出漂移电压为20V, 求温度的变化量?



题2-19图

2-20 图中列出了几种复合管,那些组合形式合理? 那些不合理? 复合管是什么类型? 两管怎样连接才能组成合理的复合管?

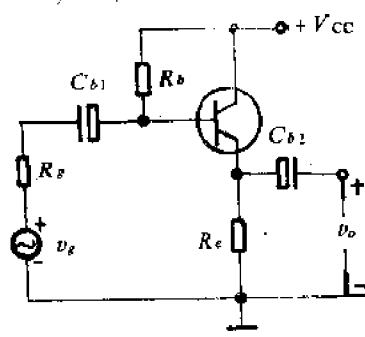


题2-20图

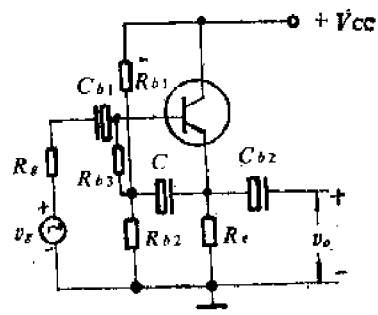
2-21 什么叫反馈、正反馈、负反馈、直流反馈、交流反馈、电压反馈、电流反馈、串联反馈、并联反馈?

2-22 如何判断一个反馈放大器的反馈类型?

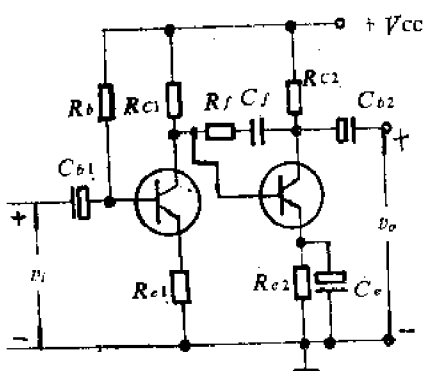
2-23 判断下图中电路有无反馈,若有反馈是直流反馈还是交流反馈? 是负反馈还是正反馈? 那些是反馈元件(电容容抗可忽略)。



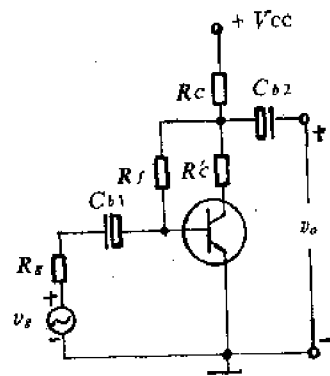
(a)



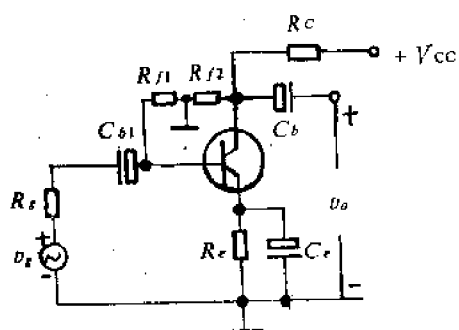
(b)



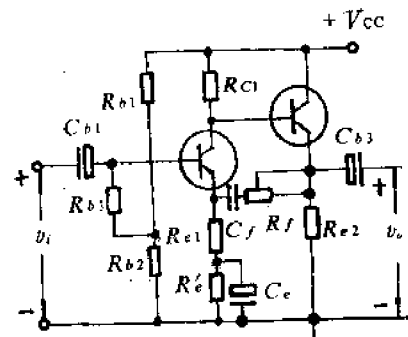
(c)



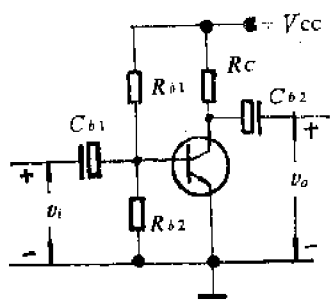
(d)



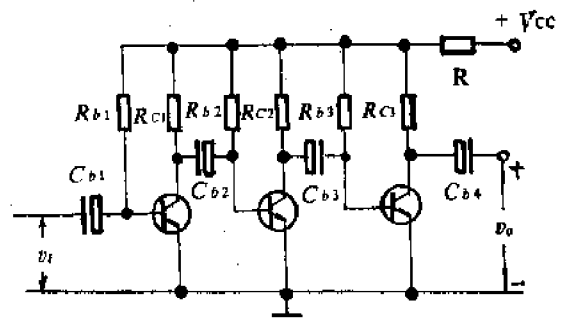
(e)



(f)



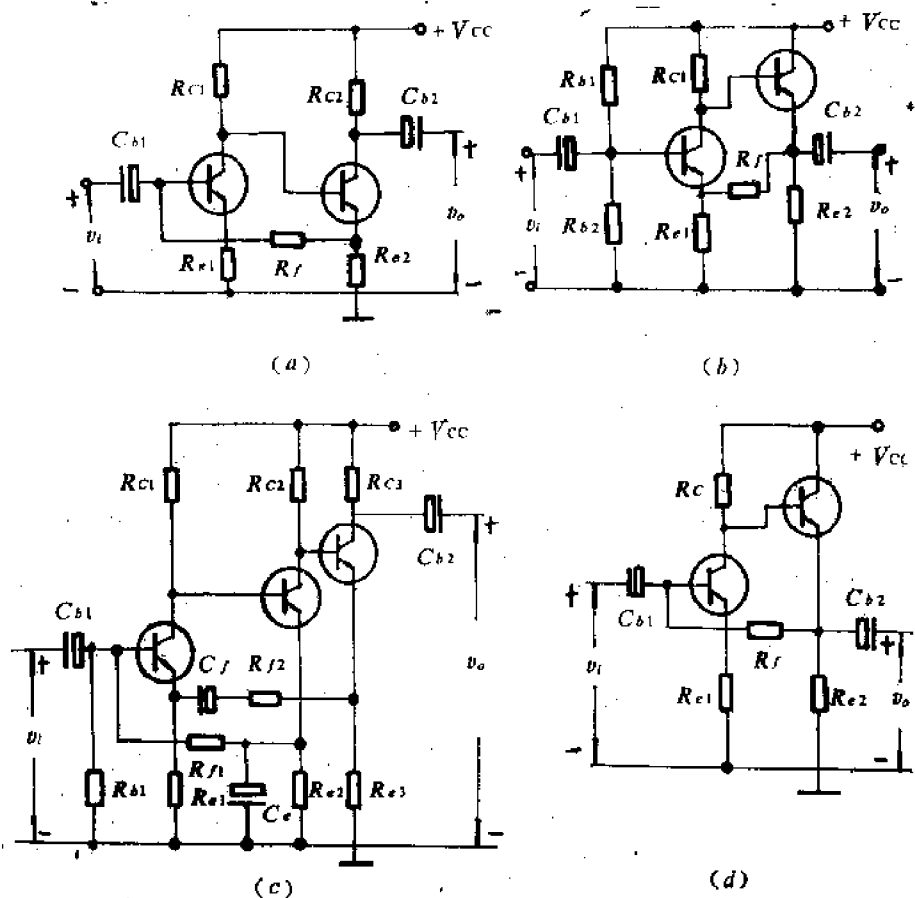
(g)



(h)

题2-23图

2-24 判断图中各电路的反馈类型(电容容抗可忽略)。

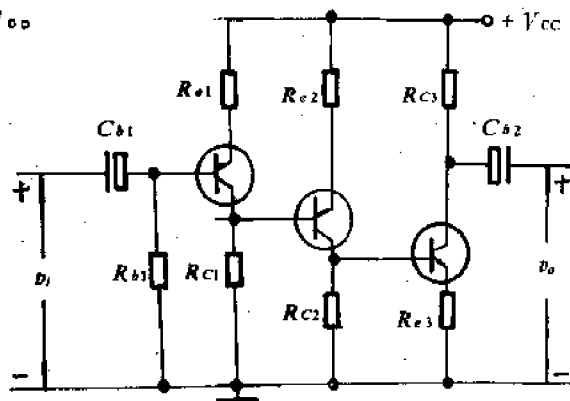


题2-24图

2-25 从反馈效果看为什么串联负反馈电路信号源内阻 R_s 愈小愈好,并联负反馈电路信号源内阻 R_s 愈大愈好?

2-26 在图示电路中为实现下述的性能要求,应采取那些反馈措施?

- (1) 稳定静点;
- (2) 稳定输出电流 i_o ;
- (3) 稳定输出电压 v_o 。



题2-26图

2-27 有一台半导体收音机,在雷雨天气常常听到雷电干扰信号。当保持收听的音量不变时,为了减小雷电干扰信号,有人在收音机的放大电路中加了负反馈。这样能达到预期效果吗?为什么?

2-28 镜象电流源电路、改进型的镜象电流源电路、多路电流源电路的电路形式是怎样的?其工作原理是什么?求出图2-4-2中电流 I_{e2} 与 I_R 的关系式。

2-29 恒压源电路的电路形式及原理是什么?

2-30 差动放大器的电路结构和抑制零点漂移的原理是怎样的?

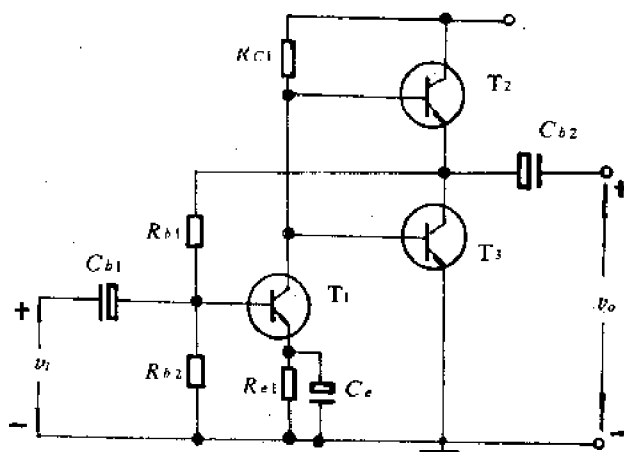
2-31 什么叫大信号放大器?其特点是什么?有几种类型?

2-32 在图2-6-5中 R_3 、 C_3 的作用是什么?将 R_3 短路行不行?

2-33 在图2-6-7中,电容 C 的值为 $2000\mu\text{F}$,若将 C 的值减为 $1\mu\text{F}$,电路能否正常工作?为什么?

2-34 图示电路为一互补对称大信号放大器,若满足下述性能要求,电路应如何改进?

- (1) 克服末级交越失真;
- (2) 使输出对管得到充分利用;
- (3) 保证静态时 $V_K = V_{CC}/2$;
- (4) 防止电感产生的过压击穿输出三极管;
- (5) 避免电源电压波动影响电路正常工作。



题2-34图

2-35 什么叫集成电路?什么叫集成放大器?主要特点是什么?

2-36 集成放大器通常由几部分组成?各部分的作用是什么?

2-37 试说明5G24型集成放大器和E/DNMOS型集成放大器的工作原理和各元件的作用。

第三章 图解分析法

电路中的图解分析法,是以几何作图解代数方程为基础来分析放大器的一种方法。用它分析具有非线性器件的放大器时,比较直观、简便,较清楚地表达了放大器放大信号的物理过程。尤其适用于分析大信号放大器的工作过程。

第一节 小信号放大器的图解分析法

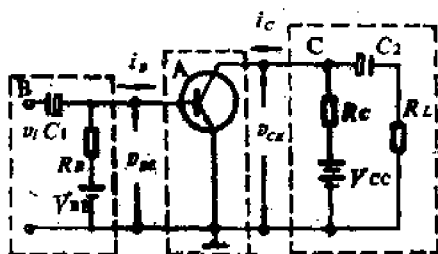


图3-1-1 小信号放大器的组成

如图3-1-1所示小信号放大器中,管子(方框A)是非线性部分。其输入、输出端有输入、输出特性曲线来描述各电极间的电压和电流的关系,即:

$$i_B = f_1(v_{BE}, v_{CE}) \quad (3-1-1)$$

$$i_C = f_2(v_{CE}, i_B) \quad (3-1-2)$$

外部电路(方框B、C)为线性电路,端口电压电流关系可由下式确定:

$$v_{BE} = V_{BB} - i_B R_B \quad (3-1-3)$$

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C \quad (3-1-4)$$

因此某瞬间的 i_B 、 i_C 、 v_{BE} 、 v_{CE} 由上述四个方程联立求解而得。但严格地按上述联立方程求解是十分烦琐的,而且也不必要。考虑到 v_{CE} 对 i_B 的影响很小,当 $v_{CE} \geq 1V$ 以后,不同的 v_{CE} 时的输入特性曲线几乎重合,因此式(3-1-1)近似为:

$$i_B \approx f_1(v_{BE}) \quad (3-1-5)$$

这就使求解大为简化。又由于输入回路的外部电路与晶体管输入回路是一个整体, i_B 和 v_{BE} 应同时满足式(3-1-3)和(3-1-5),即此二式联立求解就可得 i_B 和 v_{BE} 。在 i_B 确定后, i_C 和 v_{CE} 应同时满足式(3-1-2)和式(3-1-4),即此二式联立求解就可得 i_C 和 v_{CE} 。

下面分别讨论静态和动态情况下,用图解法求取放大器各电极的电压与电流的关系。

一、静态时即($v_i = 0$)

(一) 输入回路

当 $v_i = 0$ 时, $i_B = I_B$,这时式(3-1-3)和(3-1-5)变为:

$$I_B = f_1(V_{BE}) \quad (3-1-6)$$

$$V_{BE} = V_{BB} - I_B R_B \quad (3-1-7)$$

若管子输入特性曲线如图3-1-2所示(即为式(3-1-5)所表示的曲线),式(3-1-7)表示为一直线,从中找出两个特殊点,即可在图3-1-2上确定此线,即: $I_B = 0, V_{BE} = V_{BB}$ 可得M

点 $(V_{BB}, 0)$;

由 $V_{BE} = 0, I_B = V_{BB}/R_B$ 可得N点 $(0, V_{BB}/R_B)$ 。连M、N的直线即式(3-1-7)所表示的直线。此直线的斜率为 $-1/R_B$ ，随着 R_B 的变化而变化。而 R_B 可视为 V_{BB} 的负载，故此直线又称为直流负载线（即反应直流状态下 V_{BE} 与 R_B 的关系）。

负载线MN与输入特性曲线的交点即静态工作点Q (V_{BEQ}, I_{BQ}) 。二极管组成的电路图解与上述过程类似。

(二) 输出回路

静态时，确定 I_{BQ} 后，式(3-1-2)和(3-1-4)变为：

$$I_C = f_2(V_{CE}, I_B) \quad (3-1-8)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (3-1-9)$$

若管子输出特性曲线如图3-1-3所示（即为式(3-1-2)所表示的曲线），式(3-1-9)为一直线，只要找出两个特殊点，即同在图3-1-3上确定此直线。

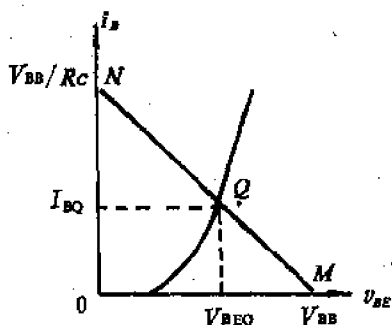


图3-1-2 输入回路直流负载线

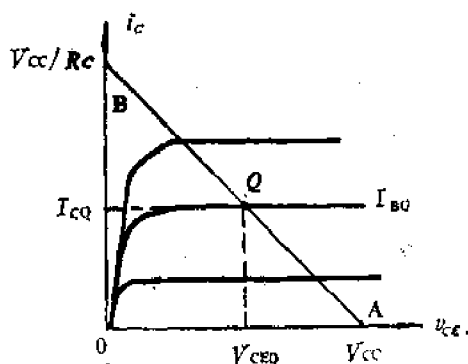


图3-1-3 输出回路直流负载线

令 $I_C = 0, V_{CE} = V_{CC}$ 可得A点 $(V_{CC}, 0)$ ；令 $V_{CE} = 0, I_C = V_{CC}/R_C$ 可得B点 $(0, V_{CC}/R_C)$ 。连A、B点的直线，即为式(3-1-9)所表示的直线。此直线斜率为 $-1/R_C$ ，随 R_C 变化而变化。表明管子输出端直流电流、电压随负载 (R_C) 的变化关系，故称直流负载线。此线与 $I_B = I_{BQ}$ 的那条输出特性曲线的交点即Q点 (V_{CEQ}, I_{CQ}) 。

由上述可见，用图解分析法可求出放大器在静态时的工作点Q $(I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ})$ 。

二、动态时 $(v_i > 0)$

(一) 输入回路

动态时，若 $v_i = V_{im} \sin \omega t$ ，则：

$$v_{BE} = V_{BB} - I_{BQ} R_B + i_{RB} R_B = V_{BEQ} + V_{im} \sin \omega t \quad (3-1-10)$$

式中 $i_{RB} R_B = v_i = v_{be}$

上式表明，动态时， v_{BE} 等于在 V_{BEQ} 基础上叠加了一个交流输入信号 v_i （如图3-1-4所示）。而管子输入端 i_B 和 v_{BE} 的变化规律仍遵循式(3-1-1)，或近似为：

$$i_B = f_1(v_{BE}) \quad (3-1-11)$$

因而 i_B 随 v_{BE} 的变化亦相当于在 I_{BQ} 的基础上叠加了一个交流信号 $I_{bm} \sin \omega t$ 。

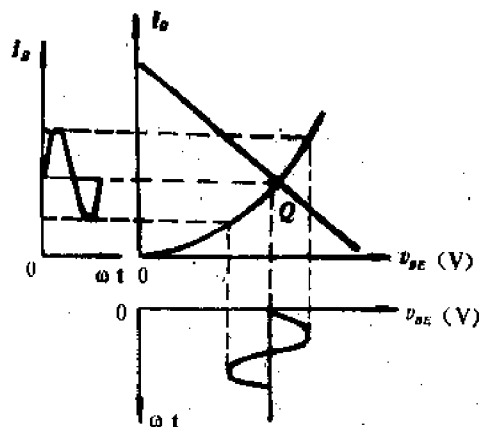


图3-1-4 输入端交直流信号的叠加

(二) 输出回路

动态时, 当 $i_b = I_{bm} \sin \omega t$ 时, 输出回路如图3-1-5 (a) 所示。为分析方便, 用代文宁定理把输出回路等效为图3-1-5 (b) 的单回路电路。图中, $R'_L = R_C // R_L$ 。

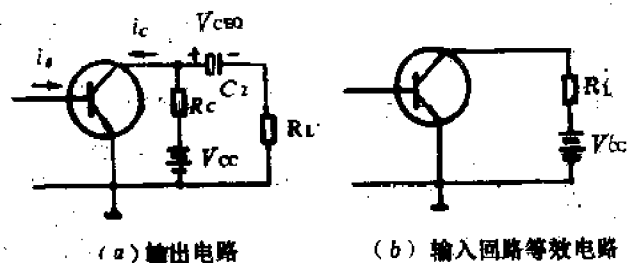


图3-1-5 输出回路与等效输出回路

$$V'_{CC} = V_{CC} - \frac{V_{CEQ} - V_{CEQ}}{R_C + R_L} R_C \quad (3-1-12)$$

这时:
$$v_{CE} = V'_{CC} - i_c R'_L \quad (3-1-13)$$

在一定的 i_b 情况下, 联立式(3-1-2)和式(3-1-13)就可确定 i_c 和 v_{CE} 。式(3-1-13) 表示一条直线方程, 找出其中两特殊点:

$$v_{CE} = 0, i_c = \frac{V'_{CC}}{R'_L}, \text{ 得 } A' \text{ 点 } \left(0, \frac{V'_{CC}}{R'_L} \right)$$

$$i_c = 0, v_{CE} = V'_{CC} \text{ 得 } B' \text{ 点 } (V'_{CC}, 0)$$

连 $A'B'$ 即得式(3-1-13)所表示的直线。它表示了动态时管子输出电压和电流与负载 R'_L 的关系, 故称交流负载线。由于 $i_c = I_{CQ} + i_{ce}$, 故由式(3-1-13) 可见, 当交流 $i_c = 0$ 时 $i_c = I_{CQ}$,

$v_{ce} = V'_{cc} - I_{cQ} R'_L = V_{ceQ}$, 表明交流负载线通过静态工作点Q。这样, 在作交流负载线过程中, 只需要找出A'点或B'点, 即可作出交流负载线。当瞬时 $i_c = 0$ 时

$$\begin{aligned}
 v_{ce}(A') &= V'_{cc} = V_{cc} - \frac{(V_{cc} - V_{ceQ})}{R_c + R_L} R_c = V_{cc} - \frac{(I_{cQ} R_c)}{R_c + R_L} R_c \\
 &= V_{cc} - I_{cQ} \left(R_c - \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \right) \\
 &= V_{cc} - I_{cQ} R_c + I_{cQ} R'_L \\
 &= V_{ceQ} + I_{cQ} R'_L
 \end{aligned} \tag{3-1-14}$$

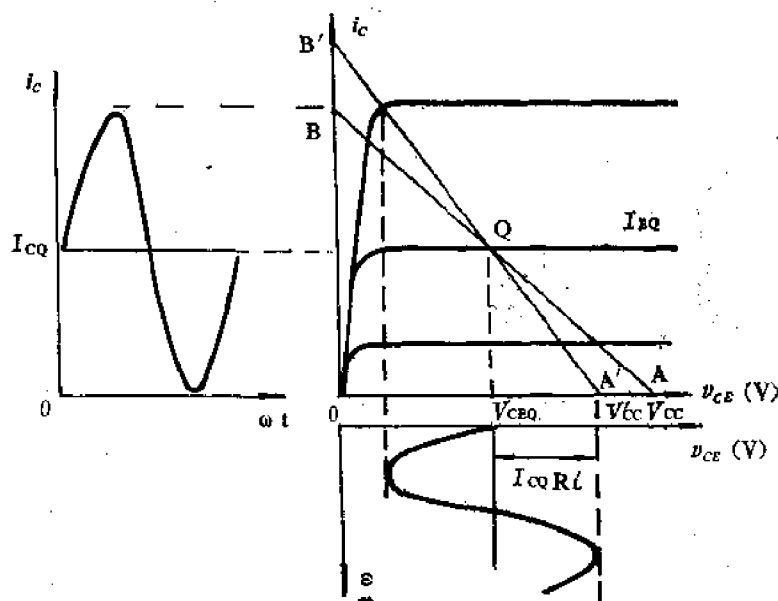


图3-1-6 求负载线的过程

上式表明, 只要在横坐标轴上量取 $(V_{ceQ} + I_{cQ} R'_L)$, 就可确定A'点。通过A'Q作直线就是交流负载线。

由上述作交流负载线的步骤可归纳为:

- (1) 在输入特性曲线上作输入回路的直流负载线, 求取 I_{BQ} ;
- (2) 在输出特性曲线上, 在已知 I_{BQ} 条件下, 作输出回路的直流负载线, 确定静态工作点Q;
- (3) 在输出特性曲线横坐标轴上量取 $(V_{ceQ} + R'_L I_{cQ})$, 确定A'点, 作通过点A'和Q的直线即交流负载线。

三、最大不失真输出电压

由上述作图可见, 不失真输出电压幅度 (等于 $I_{cQ} R'_L$) 与工作点Q和交流负载线斜率有

关。Q点较高（偏左），易产生饱和失真；Q点较低（偏右），易产生截止失真。通常在选取Q时，应保证在 v_i 整个周期内，管子处于线性放大区，使输出信号的非线性失真最小。因此将工作点选择在交流负载线动态范围中点，最为恰当。故在工程估算中，常将最大不失真输出电压幅度选为略小于 $V_{CC}/2$ 。

四、用图解法计算放大器的主要指标

作出直流负载线、交流负载线后，在输出输入特性曲线上画出在信号源 v_i 激励下，管子各极电压波形和电流波形。然后分别量 V_{cem} 、 I_{bm} 、 V_{cew} 、 I_{cw} ，即可算出 A_v 、 A_i 、 R_i 、 P_o 等（如波形不对称，取正负半周幅值的平均值）。如果要进行估算，常取 $I_{CQ}R'_L$ 作为最大不失真输出电压幅度；输出、输入电流幅度分别取 I_{CQ} 、 I_{BQ} 。

例3-1-1 放大电路如图3-1-7 (a) 所示，已知管子输入、输出特性曲线如图 (c)、(b) 所示， $v_i = 0.2 \sin \omega t$ (伏)，求 A_v 、 A_i ，并估算最大允许的输入电压幅度。

1. 输入回路

输入端静态时等效电路如图3-1-7 (b) 所示，图中：

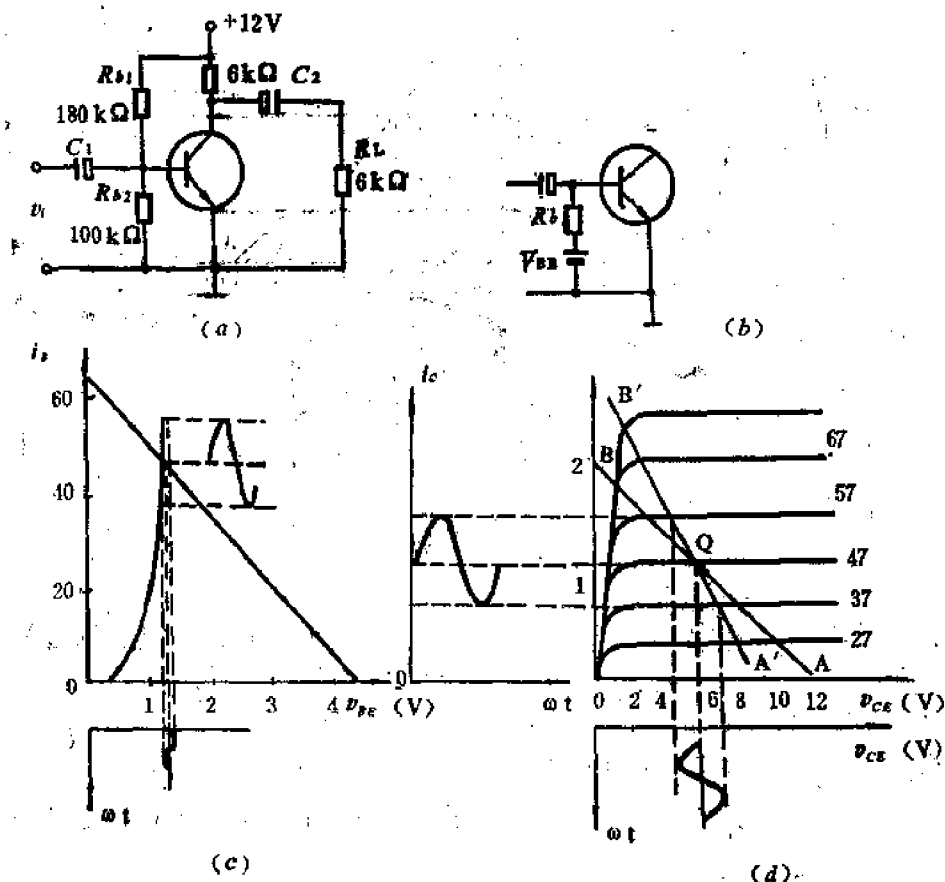


图3-1-7 例3-1-1图

$$V_{BB} = \frac{V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} R_{B1} = 4.3\text{V}$$

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = 64\text{K}\Omega$$

直流负载线方程为: $V_{BE} = V_{BB} - I_B R_B$

$$\text{令 } V_{BE} = 0, I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} = 67\mu\text{A}$$

$$I_B = 0, V_{BE} = 4.3\text{V}$$

连此二点作直线即输入回路直流负载线,此线与输入特性曲线交点即静态工作点Q (1.5V, 4μA)。

2. 输出回路

$$R'_L = R_C // R_L = 3\text{K}\Omega$$

静态时: $v_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$

$$\text{令 } v_{CE} = 0, I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = 2(\text{mA}) \quad (\text{B点})$$

$$I_C = 0, v_{CE} = V_{CC} = 12(\text{V}) \quad (\text{A点})$$

连A、B二点的直线即为直线负载线,与 $I_B = 47\mu\text{A}$ 的输出特性曲线的交点为工作点(5.8V, 1.1mA)。

在横坐标上量取 $(V_{CEQ} + I_{CQ} R'_L) = 8.4\text{V}$ 得A'点。通过A'和Q点作直线即得交流负载线。

3. 在 $V = 0.2\sin\omega t$ 时,各极电压、电流波形如图3-1-7(b)所示。从图上可量取:

$$V_{cem} = 1.2\text{V}, I_{bm} = 10\mu\text{A}, I_{cm} = 0.45\text{mA}。$$

$$\text{可得: } A_i = \frac{I_{cm}}{I_{bm}} = \frac{450\mu\text{A}}{10\mu\text{A}} = 45, |A_v| = \frac{V_{cem}}{V_{im}} = \frac{1.2}{0.2} = 6$$

$$R_i = \frac{V_{im}}{I_{im}} = 20\text{k}\Omega$$

4. 在不失真条件下,最大可能不失真输出电压幅度为: $V_{cemax} = I_{CQ} R'_L = 3.4\text{V}$

最大可能输入电压幅度为

$$V_{immax} = \frac{V_{cemmax}}{|A_v|} = \frac{3.4}{6} = 0.56(\text{V})$$

例3-1-2 场效应管放大器如图3-1-8(a)所示,其中 $R_g = 10\text{M}\Omega$, $R_s = 2\text{k}\Omega$, $R_d = 30\text{k}\Omega$, $V_{DD} = +18\text{V}$,管子3D04E的输出特性和转移特性如图3-1-8(b)、(c)所示, $V_{GS(off)} = -4\text{V}$, $I_{DSS} = 0.7\text{mA}$ 。求①静态工作点;②最大不失真输出电压幅度。

1. 由图输入回路可得:

$$\begin{cases} V_{GS} = -i_D R_s \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \end{cases} \quad (2)$$

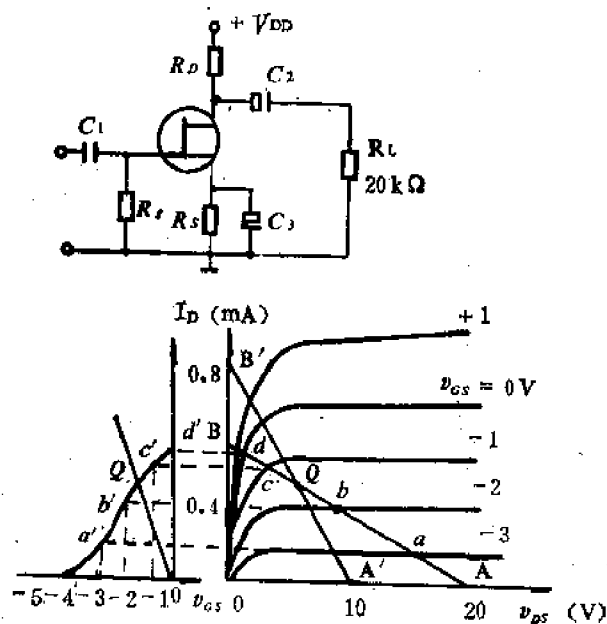


图3-1-8 例3-1-2图

由输出回路可得:

$$\begin{cases} i_D = f(v_{DS}) | v_{GS} = \text{常数} & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{DS} = V_{DD} - i_D(R_D + R_S) & (4) \end{cases}$$

解上述联立方程可求得 I_{DQ} 和 V_{GSQ} , 但较麻烦。现利用转移特性来求。

1) 由方程④作输出回路直流负载线AB;

2) 作动态转移特性: AB线与每条输出特性曲线的交点(a、b、c、b)所对应的 i_D 和 v_{GS} 值在 i_D-v_{GS} 平面上描出相应 a' 、 b' 、 c' 、 b' 各点, 连各点的曲线即动态转移特性曲线。

由方程①, 令 $i_D = 0$, 则 $v_{GS} = 0$

$$v_{GS} = V_{GS(off)}, \text{ 则 } i_D = \frac{-V_{GS(off)}}{R_S} = 2\text{mA}$$

连上述二点的直线与动态转移特性相交于Q点, 所对应的值为:

$$I_{DQ} = 0.45\text{mA}, V_{GSQ} = -1.4\text{V}$$

由此可在输出特性上找出相应的曲线, 曲线与输出直流负载线的交点即Q点, 对应的值为: $V_{DSQ} = 3.6\text{V}, I_{DQ} = 0.45\text{mA}$

2. 在横坐标上量取 $(V_{DSQ} + I_{DQ}R'_D) = 9\text{V}$, 即得A'点。过A'、Q二点的直线即为交流负载线A'B'。由图可得最大不失真输出电压幅度为3.6V。

第二节 大信号放大器的图解分析法

大信号放大器主要是功率放大器。这种放大器的放大管的工作状态会进入非线性区, 输

出波形会发生严重失真,放大器的参数计算变得十分复杂。但采用图解法计算较为简便。它与小信号放大器图解法原理是一样的,下面我们以互补推挽电路为例来讨论图解分析方法。

一、互补推挽功率放大器的分析

表征功率放大器特性的主要参数是输出功率、效率、管耗、安全特性等。这些参数主要表现在输出级上。因此对图2-6-3所示的互补推挽功率放大器,通常主要研究输出级的特性。输出级的电路可等效为图3-2-1所示电路,其中每管工作在接近乙类。

(一) 静态时,每管电流近似为零,直流负载线是一条通过点 Q ($v_{CE} = V_{CC}, i_c = 0$)且平行于纵轴的直线,静态工作点就是 Q 点,如图3-2-2所示。图中为研究方便起见,将 T_1 管的输出特性曲线倒置在 T_2 管的输出特性曲线的右下方,并令二者 Q 点重合(即在 $v_{CE} = |V_{CC}|$ 处),形成合成曲线。

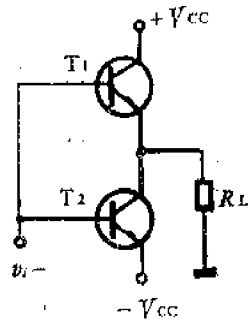


图3-2-1 互补推挽电路输出级等效电路

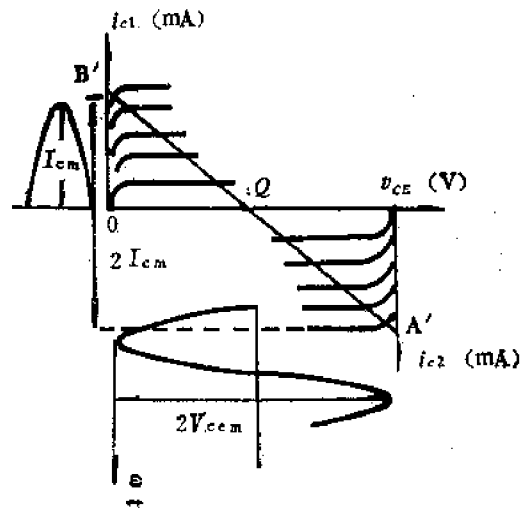


图3-2-2 互补推挽电路的合成曲线

(二) 动态时, T_1 管交流负载线方程为:

$$v_{CE} = V_{CC} - i_c R_L$$

当 $v_{CE} = 0$ 时, $i_c = \frac{V_{CC}}{R_L}$ (B'点)

连B'和Q点,即得斜率为 $-1/R_L$ 的交流负载线。对 T_2 管,其交流负载线也通过Q点,斜率为 $-1/R_L$ 的直线,即QB'延伸到A',如图中所示。由图可见,允许 i_c (或 $2i_{c1}$)的最大变化范围为 $2I_{cm}$, v_{CE} 或 $2v_{CE1}$ 变化范围为 $2(V_{CC} - V_{CE(sat)}) = 2V_{cem} = 2I_{cm}R_L$ 。如果忽略管子的饱和压降 $V_{CE(sat)}$,则 $V_{cem} \approx V_{CC}$ 。

(三) 参数计算

1. 输出功率

按定义输出功率为管子上的电压和通过管子的电流的变化部分(有效值)乘积,即:

$$P_o = \frac{V_{cem}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{cem} I_{cm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cem}^2}{R_L} = \Delta OQB' \quad (3-2-1)$$

若令 $\xi = \frac{V_{cem}}{V_{CC}}$ (称电压利用系数)

于是式 (3-2-1) 可改写为

$$P_o = \frac{\xi^2}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (3-2-2)$$

当 $\xi = 1$ 时,

$$P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (3-2-3)$$

2. 电源供给直流功率

由于管子工作在乙类, 每管在静态不消耗电源功率。在一周期内电源交替向 T_1 和 T_2 管供电, 其平均电流为:

$$\begin{aligned} I_c &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{cm} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{I_{cm}}{\pi} \end{aligned} \quad (3-2-4)$$

电源向两管提供的总直流功率:

$$\begin{aligned} P_E &= 2 \frac{1}{\pi} I_{cm} V_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cem}}{R_L} \cdot V_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \\ &= \frac{4}{\pi} \xi P_{omax} \end{aligned} \quad (3-2-5)$$

$$\text{当 } \xi = 1 \text{ 时, } P_{Emax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \quad (3-2-6)$$

静态时 $V_{cem} = 0, P_E = 0$ 。所以在静态时, 电路不消耗电源功率。输入信号越大, 电源供给的功率也越大。这是推挽功率放大器较单管功率放大器优越的地方之一。

3. 效率

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{\pi}{4} \xi \quad (3-2-7)$$

$$\text{当 } \xi = 1 \text{ 时 } \eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (3-2-8)$$

由上式可见, 推挽功率放大器的效率是较高的。如果考虑管子饱和压降和一些无元件的损耗, 实际效率要低一些, 但比单管甲类功率放大器要高得多。

4. 管耗 P_c

由式 (3-2-2) 和式 (3-2-5), 每管平均管耗为:

$$P_{c(单)} = \frac{1}{2} (P_E - P_o) = P_{omax} \left(\frac{2\xi}{\pi} - \frac{\xi^2}{2} \right) \quad (3-2-9)$$

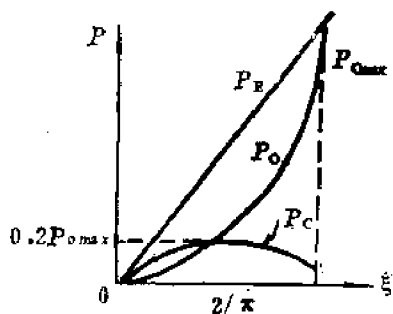


图3-2-3 P_O 、 P_E 和 P_C 与信号幅度的关系

作出 P_E 、 P_O 、 P_C 随 ξ 变化的曲线如图3-2-3所示,最大管耗出现在 $\xi = 0.636$ 处。此时 P_{Cmax} (单)

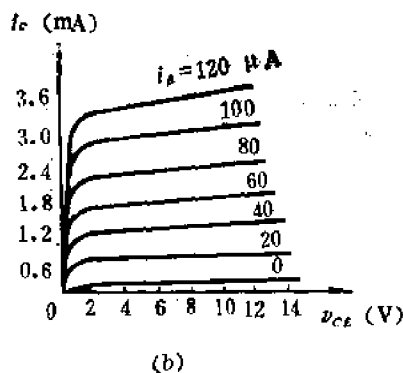
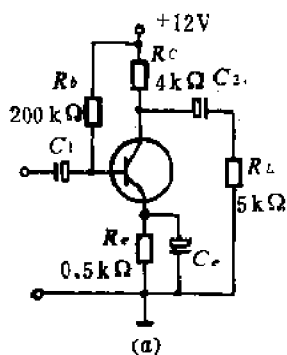
$$= P_{Omax} \left(\frac{4}{\pi} - \frac{2}{\pi^2} \right) \approx 0.2P_{Omax} \quad (3-2-10)$$

发生上述现象的原因是因为: ξ 小时, P_E 和 P_O 都小, 所以管耗也小。当信号增大时, P_E 和 P_O 都增大, 管耗也增大。当 ξ 接近1时, P_C (正比于 ξ^2) 比 P_E 增加快, 所以管耗小。为使管子安全工作, P_{Omax} 不能超过最大允许管耗 P_{Cmax} 即: $P_{Cmax}(\text{单}) \geq 0.2P_{Omax}(\text{单})$ (3-2-11)

对OTL电路, 由于是单电源工作, 加在每管上实际工作电压为 $V' = V_{CC}/2$ 。因此计算时, 将OCL电路中所推得的公式中的 V_{CC} 换成 $V_{CC}/2$ 即可。

习 题

3-1 放大电路如题3-1图所示, 试求:



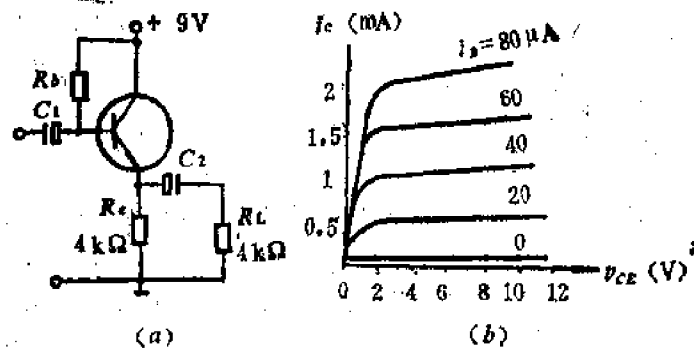
题3-1图

- (1) 确定静态工作点 Q ;
- (2) 求在不失真条件下, 最大输出电压幅度 V_{cem} ;
- (3) 当 R_c 增大到 $6k\Omega$ 时, 最大不失真输出电压幅度怎样变化?

3-2 在上题中, 若 $I_{CQ} = 1.0mA$, 试求:

- (1) 如要 $I_c = 1.5mA$, R_{BQ} 应为多少?
- (2) 如在调节 R_B 时, 使得 $R_D = 0$, 是否会损坏三极管, 怎样才能避免损坏, 电路上应采取什么措施?

3-3 已知放大器和三极管特性曲线如题3-2图所示, $I_{BQ} = 38\mu A$, 试求:

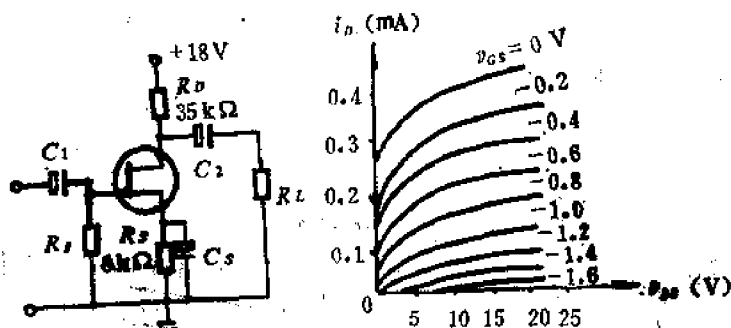


题3-3图

- (1) 确定静态工作点 Q ;
- (2) 求最大不失真输出电压幅度。

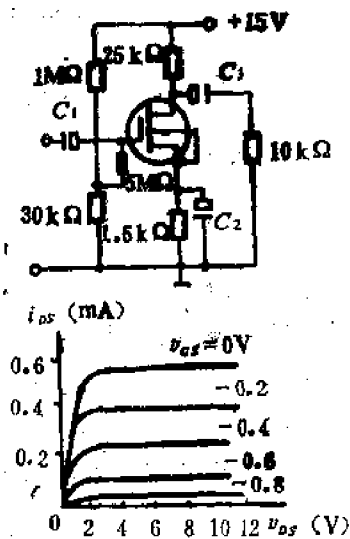
3-4 场效应管放大电路和管子特性曲线如题3-4图所示,试求:

- (1) 确定静态工作点 Q ;
- (2) 若 $R_L = 10k\Omega$,求输出电压最大可能的幅度。



题3-4图

3-5 题3-5图示N沟道耗尽型绝缘栅场效应管放大器及其输出特性,试求:



题3-5图

- (1) 确定静态工作点;
 (2) 输出电压最大可能幅度。

3-6 功率放大器是否是将输入信号功率放大了?

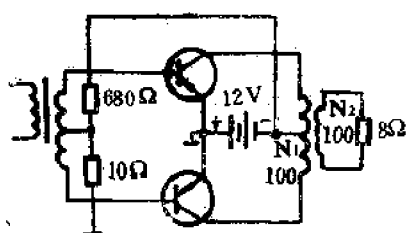
3-7 计算图2-6-7所示功率放大器的最大输出功率、效率和管耗。

3-8 在推挽功率放大器中为什么总要求电路对称? 不对称会有什么影响?

3-9 变压器耦合推挽功率放大器的一个管子坏了, 会产生什么后果? 负载开路或短路对电路有什么影响?

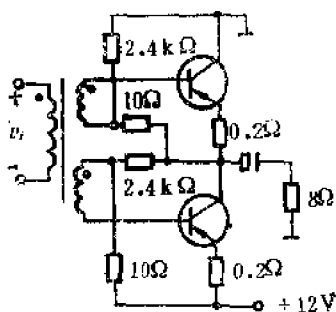
3-10 手提扩音机输出电路如题3-10图所示, 变压器效率 $\eta_E = 95\%$, 试求:

- (1) 负载上的最大输出功率为多少?
 (2) 扩音机效率为多少? (提示: 负载折合到变压器原边的电阻为: $R_L' = (N_1/N_2)^2 R_L$)



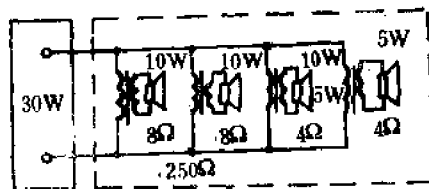
题3-10图

3-11 试述题3-11图示电路工作原理, 近似计算电路最大输出功率、管耗和效率。



题3-11图

3-12 一只输出功率为30W的扩音机, 它的输出端要求接250Ω负载, 现有四只扬声器 (10W, 8Ω; 5W, 4Ω各两只), 按题3-12图连接作为输出负载, 计算各输出变压器变比 n (设 $\eta_B = 1$)。



题3-12图

3-13 有一OTL电路,要求输出功率 $P_o = 20\text{W}$,负载分别采用 2Ω 和 8Ω ,试选择合适功率管。若采用变压器耦合乙类推挽功率放大器,外接负载 $R_L = 2\Omega$,变压器匝数比 $n = 3$,试选择合适功率管,并与OTL电路计算结果进行比较。

第四章 网络参数分析法

第三章所介绍的图解分析法在工程上估算放大器的参数是适用的,但误差大,计算也很麻烦。本章将介绍运用网络参数分析放大器的方法。

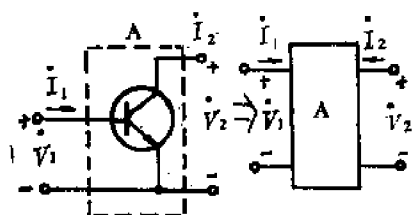


图4-0-1 电子器件用双端口网络等效

由晶体三极管、场效应管的输入特性和输出特性可见,它们都是非线性器件。但当在输入信号较小时,管子工作在特性曲线的线性区域,特别在不考虑温度等因素对管子的影响时,对各种组态放大器的放大管均可视为线性双端口网络,如图4-0-1所示。

这样就可利用网络参数来描述放大器的放大管,把含有非线性器件的网络变为线性有源网络,使对放大器参数的计算方便多了。

第一节 电子器件的网络参数等效电路

由网络理论知,不论图4-0-1中方框内部电路如何复杂,它的电性能在整体上总可以用 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 、 $\dot{V}_2$ 四个变量间的关系来表征。只要网络结构已定,四个变量间的关系就是确定的,即:

$$f(\dot{I}_1, \dot{V}_1, \dot{I}_2, \dot{V}_2) = 0 \quad (4-1-1)$$

任选四个变量中的二个作自变量,另二个作因变量,可得到 H 、 Y 、 Z 、 G 、 A 、 B 六种不同的网络参数,在本教材中用得更多的是前三种,其定义如下。

一、 H 参数:

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{V}_2 \end{pmatrix} \quad (4-1-2)$$

式中 $h_{11} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}$ 为输出交流短路时的输入阻抗;

$h_{12} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ 为输入交流开路时的反向传输比;

$h_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}$ 为输出交流短路时的正向电流增益;

$$h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{I}_1 = 0} \quad \text{为输入交流开路时的输出导纳。}$$

H 参数等效电路如图4-1-1(a)所示。通常 h_{12} 很小,在工程上可以忽略,这时简化电路如图4-1-1(b)所示。如果 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 分别为输入、输出电压, $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 分别为输入、输出电流,则有

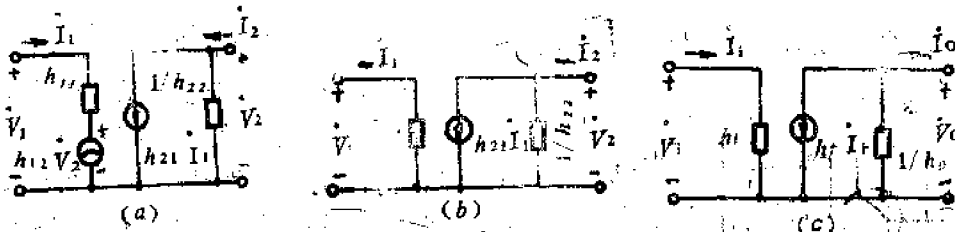


图4-1-1 H 参数等效电路

$$\begin{aligned} h_i &= h_{11}, & h_{12} &= h_r \\ h_f &= h_{21}, & h_{22} &= h_o \end{aligned}$$

于是:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = h_i \dot{I}_1 + h_r \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 = h_f \dot{I}_1 + h_o \dot{V}_2 \end{cases} \quad (4-1-3)$$

这时等效电路如图4-1-1(c)所示。其中忽略了 h_r 的作用。 H 参数可按定义在管子特性曲线上求得,亦可通过测试得到。

二、 Y 参数

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{pmatrix} \quad (4-1-4)$$

式中 $y_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2 = 0}$ 为输出交流短路时的输入导纳;

$y_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1 = 0}$ 为输入交流短路时的反向传输导纳;

$y_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2 = 0}$ 为输出交流短路时的正向传输导纳;

$y_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1 = 0}$ 为输入交流短路时的输出导纳。

Y 参数等效电路如图4-1-2(a)所示。通常 y_{12} 很小,在工程上可以忽略。这时简化等效电路如图4-1-2(b)所示。若以 $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 分别表示输入、输出电流, $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 分别表示输入和输出电

压,则有: $y_i = y_{11}, y_r = y_{12}, y_f = y_{21}, y_o = y_{22}$, 于是有:

$$\begin{aligned} \dot{I}_i &= y_i \dot{V}_i + y_r \dot{V}_o \\ \dot{I}_o &= y_f \dot{V}_i + y_o \dot{V}_o \end{aligned} \quad (4-1-5)$$

这时等效电路如图4-1-2(c)所示。

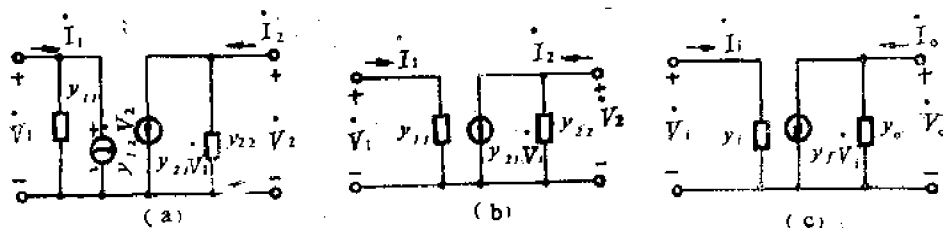


图4-1-2 Y参数等效电路

Y参数可以根据定义从管子特性曲线上求得,亦可通过测试得到。频率较高时,分布电容、负载电容及管子结电容都是并联在放大器输出端和输入端。在这种情况下常用Y参数来分析放大器。场效应管输入电流极小,在低频时往往可认为是零。这时来用Y参数分析时,只剩下一个方程,即:

$$\begin{aligned} i_d &= y_{21} v_{gs} + y_{22} v_{ds} \\ &= g_m v_{gs} + \frac{1}{r_{ds}} v_{ds} \end{aligned} \quad (4-1-6)$$

式中 $y_{21} = g_m = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{gs}} \Big|_{v_{ds}=0}$ 为场效应管跨导;

$y_{22} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{ds}} \Big|_{\Delta v_{gs}=0}$ 为场效应管输出电导。

由式(4-1-6)作出的等效电路如图4-1-3(a)所示。在频率较高时,要考虑极间电容,其等效电路如图4-1-3(b)所示。

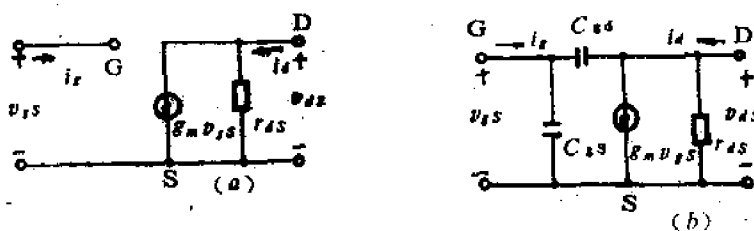


图4-1-3 FET管Y参数等效电路

三、Z参数:

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \quad (4-1-7)$$

式中 $Z_{11} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0}$ 为输出交流开路时的输入阻抗,

$Z_{12} = \left. \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ 为输入交流开路时的反向传输阻抗,

$Z_{21} = \left. \frac{\dot{V}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0}$ 为输出交流开路时的正向传输阻抗,

$Z_{22} = \left. \frac{\dot{V}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0}$ 为输入交流开路时的输出阻抗。

式(4-1-6)的等效电路如图4-1-4(a)所示,(b)为忽略 Z_{12} 时的等效电路。

上述几种网络参数在实际应用中根据不同情况予以选择。由于晶体三极管和场效应管都

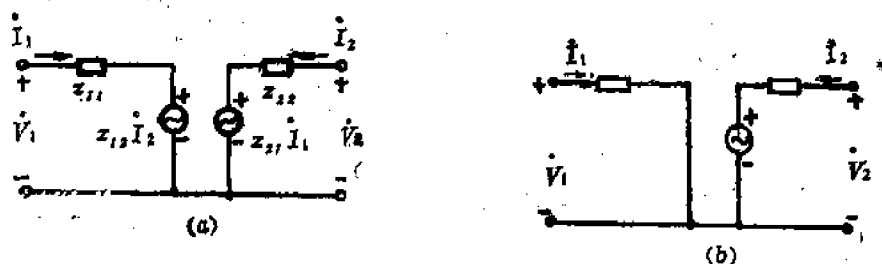


图4-1-4 Z参数等效电路

有三种组态的应用,为区分各种组态的网络参数,分别在各参数中加以下标 e 、 b 、 c 和 S 、 G 、 D 。如共发组态时的 H 参数标为: h_{ie} , h_{re} , h_{fe} , h_{oe} 。晶体管手册上的给出的通常为共发 H 参数,因为其它几种组态的 H 参数可由共发 H 参数来表示。所以实际应用中,总是用共发 H 参数来分析其他组态电路。

第二节 网络参数与物理参数的关系

一、晶体管小信号物理模型

晶体管工作在频率不太高的情况下,内部载流子的运动过程可用电阻、电容等集中参数元件和电压源或电流源来模拟,如图4-2-1(a)所示。晶体管处于小信号正常放大状态,根据埃伯斯—摩尔模型,此时 $\alpha_R I_R \approx \alpha_R I_{CBO} \ll i_e$,可以忽略,于是

$$i_e \approx I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} v_{BE} - 1 \right)$$

这时 D_E 等效为一个正向PN结电阻 r_e 。集电结处于反偏, D_C 可等效为一个大电阻 r_c (其数

值约在 $M\Omega$ 级,由基区宽度调制效应引起)。于是图1-5-14变为图4-2-1(b)。图中 i_e 表示小信号工作时的变化电流。此外考虑基区体电阻 $r_{bb'}$ (b 为基极引出电极, b' 为基区中一点),可以作出等效电路如图4-2-1(c)所示。 $r_{bb'}$ 通常为几十至几百 Ω 。

在频率较高时,应考虑结电容的影响,发射结电阻 r_e 上应并入 C_{je}' 。(一般为几~几百pF)集电结电阻 r_c 上并入 C_{jc}' 。(一般为几pF),如图4-2-1(d)所示。

晶体管处于共发组态工作时,亦可类似上述推导得出图4-2-2等效电路,常称共发T型等效电路。

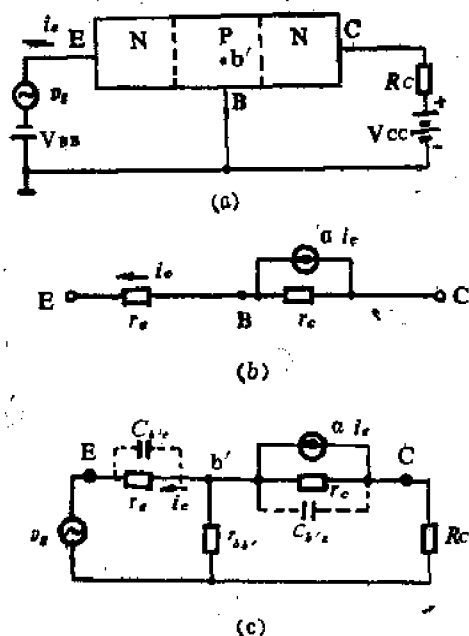


图4-2-1 三极管物理参数模型

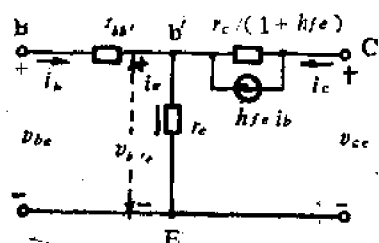


图3-2-2 共发T型等效电路

二、共发混合 π 等效电路

在图4-2-2虚线以右的电路中,根据式(4-1-4)有:

$$\begin{cases} i_b = y_{ie}v_{be} - y_{ic}v_{ce} = (y_{ie} - y_{ic})v_{be} + y_{ic}(v_{ce} - v_{be}) \\ \approx y_{ie}v_{be} + y_{ic}(v_{ce} - v_{be}) \\ i_c = y_{ce}v_{be} + y_{ce}v_{ce} = (y_{ce} + y_{ic})v_{be} + (y_{ce} - y_{ic})v_{ce} + y_{ic}(v_{ce} - v_{be}) \\ \approx y_{ce}v_{be} + y_{ce}v_{ce} + y_{ic}(v_{ce} - v_{be}) \end{cases} \quad (4-2-1)$$

式中 $y_{ie} \gg y_{ic}, y_{ce} \gg y_{ic}, y_{ce} \gg y_{ic}$

式(4-2-1)等效电路如图4-2-3(a)所示。考虑 $r_{bb'}$ 后的电路如图4-2-3(b),这就是共发混合 π 等效电路。在高、低频工作情况下都可运用。

在低频情况下参数都是实数:

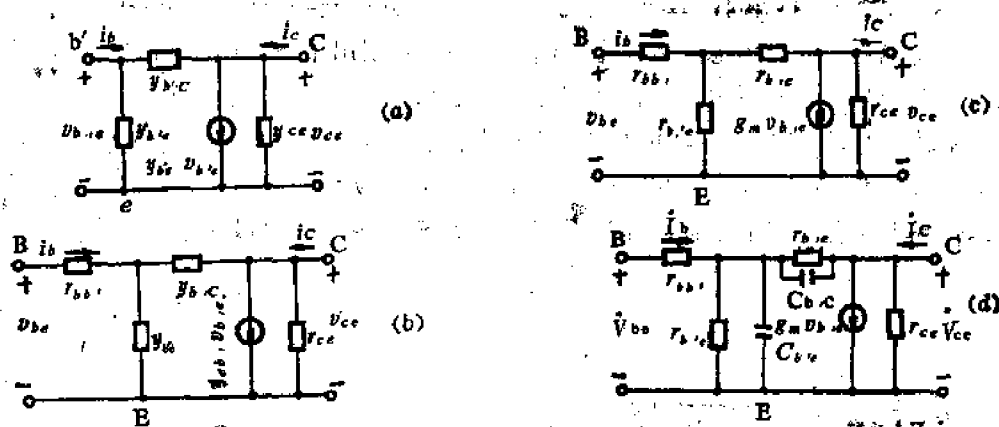


图4-2-3 共发混合 π 型等效电路

$$\begin{aligned}
 y_{b'e} &= \left. \frac{i_b}{v_{b'e}} \right|_{v_{ce}=0} = \frac{1}{r_{b'e}} \\
 y_{b'c} &= \left. \frac{i_c}{v_{b'e}} \right|_{i_b=0} = \frac{1}{r_{b'c}} \\
 y_{ce} &= \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{v_{b'e}=0} = \frac{1}{r_{ce}} \\
 y_{bc} &= \left. \frac{i_b}{v_{ce}} \right|_{v_{b'e}=0} = -\frac{g_m}{r_{ce}}
 \end{aligned} \quad (4-2-2)$$

其中 $r_{b'e}$ 为 $b'-E$ 间交流电阻,由图4-2-2可得

$$r_{b'e} = (1 + h_{fe}) r_e \quad (4-2-3)$$

$r_{b'c}$ 为 $C-b'$ 间交流电阻,其值在数兆欧左右。 r_{ce} 为 $C-E$ 间交流电阻,其值在几十千欧以上。这两个电阻都是基区宽度调制效应引起的。 g_m 为跨导,表示输入电压对输出电流的控制能力。根据式(4-2-2)的定义,由图4-2-2有:

$$g_m = \left. \frac{i_c}{v_{b'e}} \right|_{v_{ce}=0} = \frac{h_{fe} i_b}{(1 + h_{fe}) i_b r_e} = \frac{\alpha}{r_e} \approx \frac{1}{r_e} \quad (4-2-4)$$

在频率较高情况下, Y 参数可能是复数。这时结电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 及分布电容的影响显著,等效电路如图4-2-3(d)所示。图中将分布电容的影响都归并到 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 中考虑。

三、 H 参数与物理参数间的关系

由图4-2-2,按 H 参数定义有:

$$\left. \begin{aligned}
 h_{ie} &= \left. \frac{v_{b'e}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} \approx r_{bb'} + (1 + h_{fe}) r_e = r_{bb'} + r_{b'e} \\
 h_{fe} &= \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} \approx h_{FE}
 \end{aligned} \right\} \quad (4-2-5)$$

$$\left. \begin{aligned} h_{re} &= \frac{v_{be}}{v_{ce}} \Big|_{i_b=0} = \frac{v_{b'e}}{v_{ce}} \Big|_{i_b=0} = \frac{r_e}{r_c/(1+h_{fe})} = \frac{r_{b'e}}{r_c} \\ h_{oe} &= \frac{i_c}{v_{ce}} \Big|_{i_b=0} = \frac{1}{r_c + \frac{r_e}{1+h_{fe}}} \approx \frac{1}{r_{ce}} \end{aligned} \right\} \quad (4-2-5)$$

根据式 (4-2-5) 参数转换关系, 图4-1-1(c)可表示成图4-2-4(a)的形式, 而

$$h_{fe} i_b = h_{fe} \frac{v_{b'e}}{r_{b'e}} = \frac{h_{fe}}{r_{b'e}} v_{b'e} = g_m v_{b'e}, \quad \text{所以图4-2-4(a)亦可表示成图4-2-4(b)的形式。}$$

在图4-2-3(c)中, $r_{b'e}$ 数值很大, 可认为是断开。这时的等效电路与图4-2-4(b)就是一样了。因此, 在低频时, 这两种等效电路都常用来分析电路。

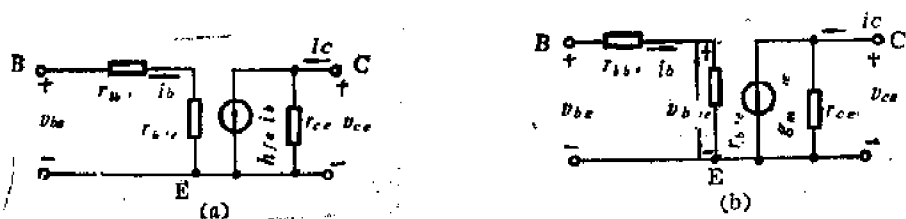


图4-2-4 H 参数等效电路转换为物理参数等效电路

第三节 用网络参数分析单级放大器

一、用 H 参数分析单级晶体管放大器

对不同组态的晶体管, 可用相应的 H 参数来描述。实际上常运用共发射态的 H 参数来分析各种组态的晶体管放大器。其求解步骤为:

(一) 作出放大器交流等效电路;

(二) 将放大器中的晶体管用共发射 H 参数等效电路代替。即将共发射 H 参数等效电路的各电极分别和放大器中的晶体管相应电极相接的外电路相连接, 就得放大器 H 参数等效电路;

(三) 按电路分析原理求放大器各参数。

应当说明, 在以下分析中, 在中频范围内, 常以信号有效值符号表示变化信号。在全频范围, 采用复数或瞬时符号来分析。

例4-3-1 共发射放大器如图4-3-1(a)所示, (b)为交流等效电路, (c)为 H 参数等效电路 (假定工作频率不太高)。

解:

1. 输入电阻

$$R_i = \frac{V_o}{I_b} = h_{ie} \quad (4-3-1)$$

$$R'_i = h_{ie} // R_b \quad (4-3-2)$$

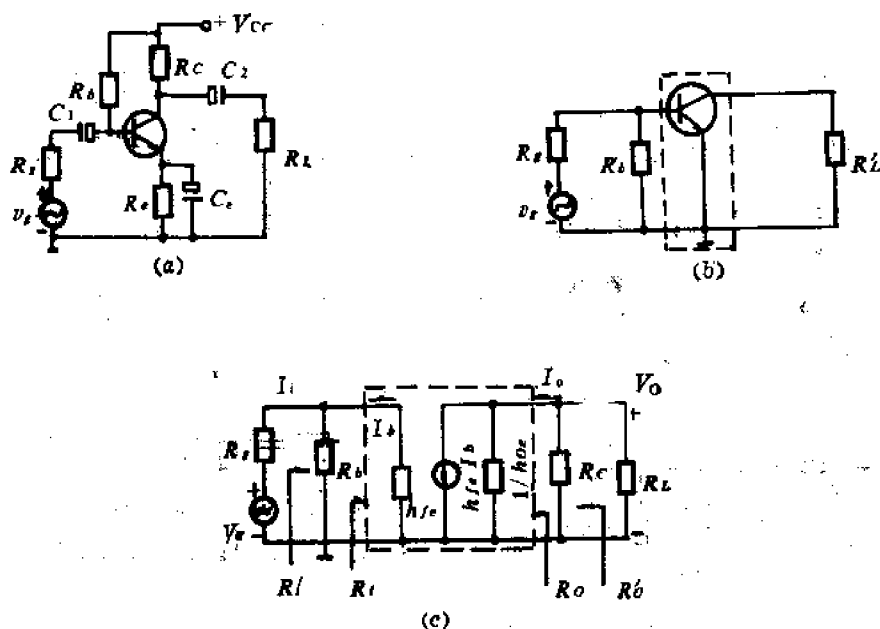


图4-3-1 例4-3-1图

2. 电压增益

$$V_o = -I_o R'_L = -h_{fe} I_b R'_L = -h_{fe} R'_L \frac{V_i}{R'_i} \quad (4-3-3)$$

上式负号表明输出电压与输入电压反相。于是电压增益 A_v

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe} R'_L}{h_{ie}} \quad (4-3-4)$$

考虑信号源内阻影响的电压增益为源电压增益, 记为 A_{vs} , 这时

$$V_o = -I_o R'_L = -h_{fe} R'_L \frac{V_i}{R'_i} = -h_{fe} R'_L \frac{V_s}{R'_i + R_s} \frac{R'_i}{R'_i} \quad (4-3-5)$$

$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s} = -h_{fe} R'_L \frac{1}{R'_i + R_s} \frac{R'_i}{R'_i} \quad (4-3-6)$$

由上式可见, R_s 的存在使 $|V_o|$ 下降, 于是

$$|A_{vs}| < |A_v|$$

3. 电流增益

按定义, 电流增益 A_i

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = h_{fe} \quad (4-3-7)$$

考虑信号源内阻影响时的电流增益记为 A_{is}

$$A_{i_s} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{I_o}{I_i} \cdot \frac{I_i}{I_s} = A_i \cdot \frac{R_g}{R_g + R_i} \quad (4-3-8)$$

图4-3-2 是考虑信号源内阻对增益影响的示意图。由图可见当 $R_g \rightarrow \infty$ 时, $A_{i_s} = A_i$ 。计算负载电流 I_L 的电流增益为:

$$A_{i_L} = \frac{I_L}{I_i} = \frac{I_o}{I_i} \cdot \frac{I_L}{I_o} = A_i \cdot \frac{R_e}{R_L + R_e} \quad (4-3-9)$$

4. 功率增益

按定义

$$A_p = |A_i \cdot A_v| = h_{fe} \cdot \frac{h_{fe} R_L^*}{h_{ie}} = \frac{h_{fe}^2 R_L^*}{h_{ie}} \quad (4-3-10)$$

在负载上得到的功率增益:

$$A_{pL} = |A_{iL} \cdot A_v| = h_{fe}^2 \cdot \frac{R_L^*}{R_L h_{ie}} \quad (4-3-11)$$

5. 输出电阻 R_o

图4-3-3是求 R_o 的示意图,由输出电阻的定义:

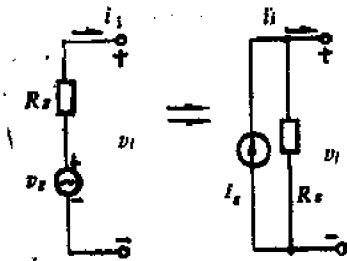


图4-3-2 信号源转换为电流源

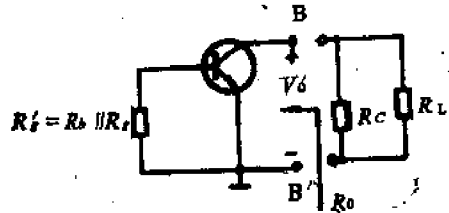


图4-3-3 求 R_o 示意图

$$R_o = \frac{V_o}{I_o}$$

此时由于 $V_{be} = 0$, $I_b = I_i = 0$

所以
$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = h_{oe}^{-1} \quad (4-3-12)$$

从负载 R_L 向放大器内部看进去的电阻:

$$R_o' = R_o \parallel R_c$$

由于 h_{oe}^{-1} 较大,约为几十千欧到几百千欧,比 R_c 大得多,所以 $R_o' \approx R_c$ 。

例4-3-2 共集放大器如图4-3-4所示。图4-3-4(b)、(c)分别为交流电路。图中 $R_L^* = R_c \parallel R_L$,假定 R_b 很大,对交流信号的分流作用可以忽略。

1. 电压增益

由图4-3-4(c)输入回路有:

$$\begin{aligned} V_o &= I_b(R_o + h_{ie}) + I_e R_L^* = I_b[R_o + h_{ie} + (1 + h_{fe})R_L^*] \\ V_o &= (h_{fe} I_b + I_b) R_L^* = I_b(1 + h_{fe}) R_L^* \end{aligned}$$

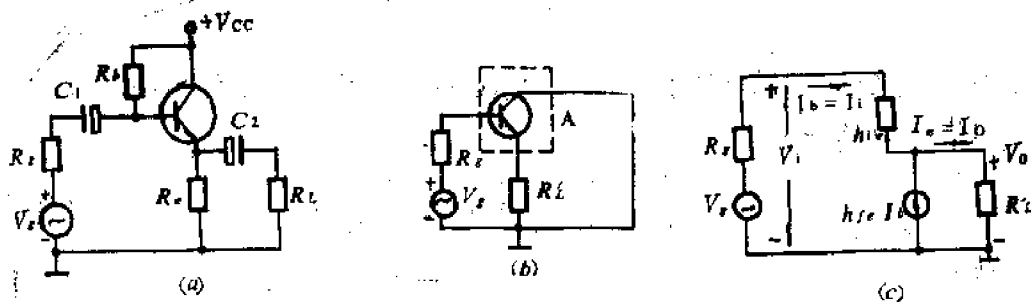


图4-3-4 例4-3-4图

$$A_{v_o} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{(1+h_{fe})R_L}{R_o+h_{ie}+(1+h_{fe})R_L} \quad (4-3-13)$$

当 $(R_o+h_{ie}) \ll (1+h_{fe})R_L$ 时, 上式为:

$$A_{v_o} \approx 1 \quad (4-3-14)$$

上式表明, 共集电路电压增益近似为1, 输出电压与输入电压相位相同, 故称射极跟随器。

2. 输入电阻

$$V_i = (h_{ie} + (1+h_{fe})R_L)I_b = [h_{ie} + (1+h_{fe})R_L]I_i$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = h_{ie} + (1+h_{fe})R_L \quad (4-3-15)$$

由上式可见, 共集放大器输入电阻是很高的。

3. 电流增益

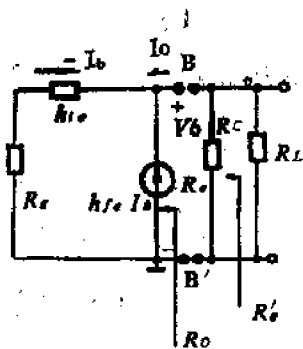


图4-3-5 求 R_o 示意图

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_e}{I_b} = 1+h_{fe} \quad (4-3-16)$$

$$A_{iL} = \frac{I_L}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \cdot \frac{I_L}{I_o} = A_i \cdot \frac{R_L}{R_L+R_e} \quad (4-3-17)$$

上式表明共集电路有较大电流增益。

4. 输出电阻 R_o

图4-3-5是求共集电路输出电阻的示意图。如图

$$I_b = \frac{V_o'}{h_{ie} + R_o}$$

$$I_o^* = -(1+h_{fe})I_b$$

由 R_L 向放大器内部看进去的输出电阻:

$$R_o = \frac{V_o^*}{I_o^*} = \frac{-(h_{ie} + R_o)I_b}{-(1+h_{fe})I_b} = \frac{h_{ie} + R_o}{1+h_{fe}} \quad (4-3-18)$$

从 R_L 向放大器内部看进去的电阻:

$$R_o^* = R_o \parallel R_L \quad (4-3-19)$$

由上可见共集放大器的输出电阻是很小的, 因此可放为电压源输出。

例4-3-3 共基放大器如图4-3-6(a)所示。图4-3-6(b)、(c)分别为交流等效电路和H参数等效电路。

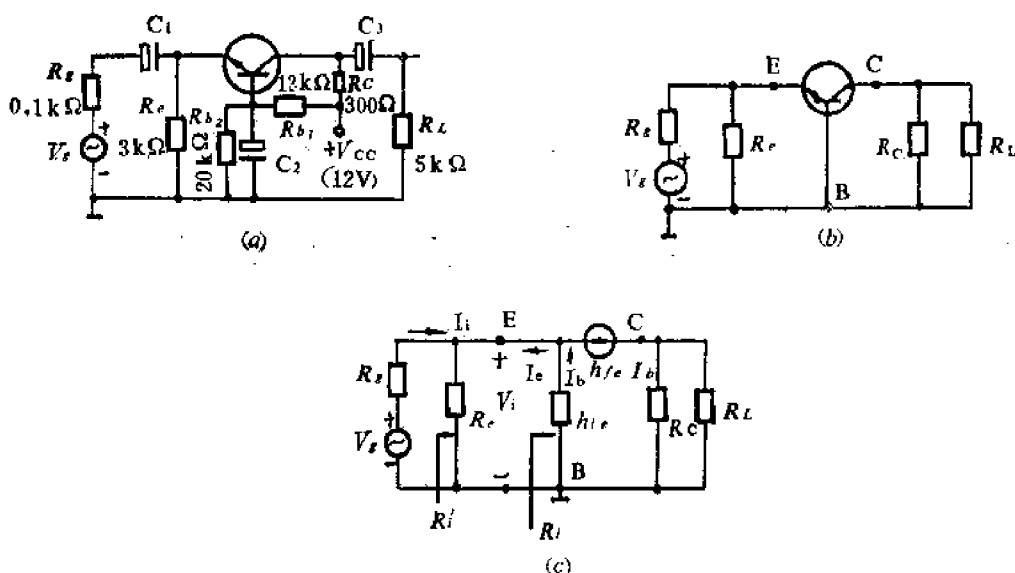


图4-3-6 例4-3-3图

1. 电压增益

$$V_o = -I_o R_L' = -I_o R_L' = -h_{fe} I_b R_L'$$

式中 $R_L' = R_c // R_L$

$$V_i = -I_b h_{ie}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{h_{fe} R_L'}{h_{ie}} \quad (4-3-20)$$

2. 输入电阻

$$R_i = \frac{V_i}{-I_e} = \frac{-I_b h_{ie}}{-(1+h_{fe})I_b} = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \quad (4-3-21)$$

$$R_i' = R_i // R_e \quad (4-3-22)$$

上式表明共基放大器输入电阻是极小的。

3. 电流增益

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_i} \cdot \frac{I_e}{I_e} = \frac{R_e}{R_e + R_i} \frac{(-h_{fe})}{1+h_{fe}} = -\frac{\alpha_o R_e}{R_e + R_i} \quad (4-3-23)$$

当 $R_e \gg R_i$ 时则有

$$A_i \approx -\alpha_o \quad (4-3-24)$$

$$A_{iL} = \frac{I_{L_o}}{I_i} = \frac{I_o}{I_i} \cdot \frac{I_L}{I_o} = A_i \cdot \frac{R_o}{R_i + R_o} \quad (4-3-25)$$

由上式可见,共基放大器输出电流与输入电流大小几乎相等(无电流增益),但相位相反。

4. 输出电阻

图4-3-7是求共基电路输出电阻示意图。由图得:

$$V_o = (I_o - h_{fe} I_b) \frac{1}{h_{oe}} + I_o (R_i // R_e // h_{ie})$$

式中
$$I_b = \frac{-I_o (R_g // R_e // h_{ie})}{h_{ie}}$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \left[1 + \frac{h_{fe} (R_g // R_e // h_{ie})}{h_{ie}} \right] \frac{1}{h_{oe}} + (R_g // h_{ie} // R_e)$$

由于 $\frac{1}{h_{oe}} \gg (R_g // R_e // h_{ie})$

所以
$$R_o \approx \left[1 + \frac{h_{fe} (R_g // R_e // h_{ie})}{h_{ie}} \right] \frac{1}{h_{oe}} \quad (4-3-26)$$

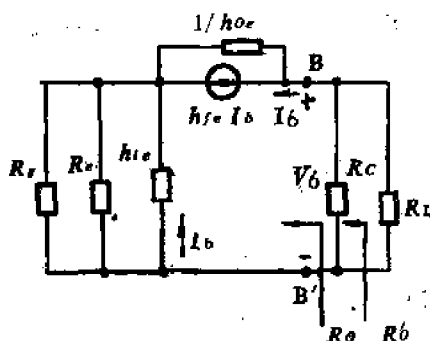


图4-3-7 求 R_o 示意图

二、用网络参数分析场效应管放大器

场效应管通常采用 Y 参数来分析,分析步骤与晶体管 H 参数分析法相同。

例4-3-4入共源放大器如图4-3-8(a)所示。图4-3-8、(b)、(c)分别为其交流等效电路和 Y 参数等效电路。

1. 电压增益

$$\begin{aligned} V_i &= V_{GS} \\ V_o &= -g_m V_{GS} (R_L // r_d) \end{aligned} \quad (4-3-27)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_m (R_L // r_d) \quad (4-3-28)$$

当 $r_d \gg R_L$ 时

$$A_v \approx -g_m R_L \quad (4-3-29)$$

2、输入电阻

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_{GS}}{I_G} = r_{GS} \quad (4-3-30)$$

$$R'_i = r_{GS} // R_G \quad (4-3-31)$$

3、输出电阻

按输出电阻定义,从 R_L 向放大器内部看进去的电阻为:

$$\begin{aligned} R_o &= r_d \\ R'_i &= r_d // R_d \end{aligned} \quad (4-3-32)$$

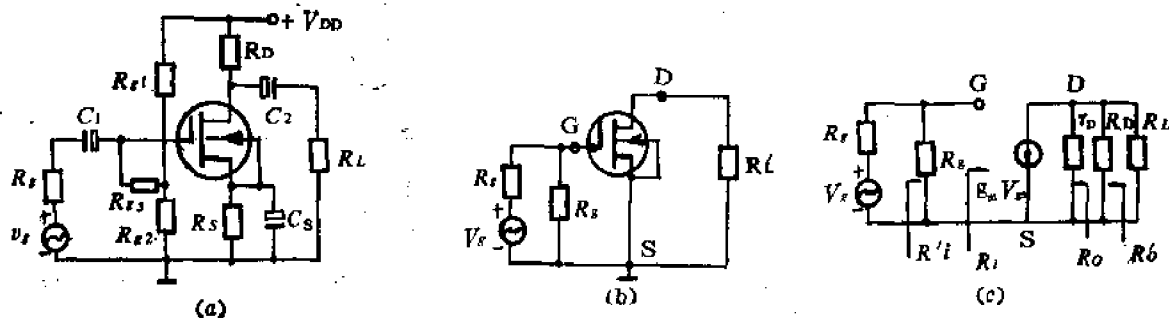


图4-3-8 例4-3-4图

第四节 用网络参数分析多级放大器

对于如图4-4-1所示多级放大器的总增益为:

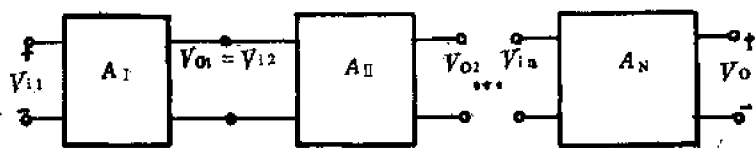


图4-4-1 多级放大器组成框图

$$A_{v(N)} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1}}{V_{i1}} \frac{V_{o2}}{V_{i2}} \cdots \frac{V_o}{V_{iN}} = A_{v1} A_{v2} \cdots A_{vN} \quad (4-4-1)$$

上式表明具有 N 级的多级放大器的总增益等于各级增益的连乘积。各级增益的计算与单级放大器计算相同,只是要注意的是应考虑各级间的互相影响。如图4-4-2所示两级放大器,在计算 A_{v1} 时,如将 R_{i2} 影响计算在内,则 $V_{o1} = V_{i2}$ 。若不计及 R_{i2} 的影响,相当于把第二级作开路处理,则在计算 A_{v2} 时,把前级作为信号源来看待。这二种情况如图4-4-2(b)(c)所示。

总电流增益:

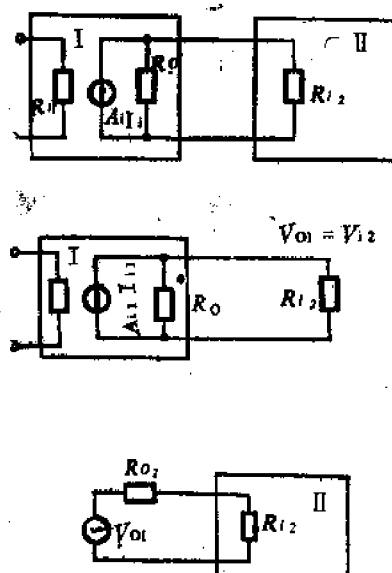


图4-4-2 计算两级放大器增益的两种算法

$$\begin{aligned}
 A_{i(N)} &= \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_{o1} I_{o2} \dots I_o}{I_{i1} I_{o1} \dots I_{o(N-1)}} \\
 &= \frac{I_{o1}}{I_{i1}} \frac{I_{o2}}{(-I_{i2})} \frac{I_{o3}}{(-I_{i3})} \dots \frac{I_o}{(-I_{i(N-1)})} \\
 &= (-1)^{(N)} A_{i1} A_{i2} \dots A_{iN} \quad (4-4-2)
 \end{aligned}$$

一、分析阻容耦合放大器

例4-4-1 两级放大器如图4-4-3(a)所示,两管 h_{ie} 、 h_{fe} 、 h_{oe} 相同,计算电压增益。

解:

H 参数等效电路如图4-4-3(b)所示,图中 $R_b = R_1 // R_2$

$$R'_{L1} = R_3 // R_5 // R_6$$

$$R'_L = R_7 // R_L$$

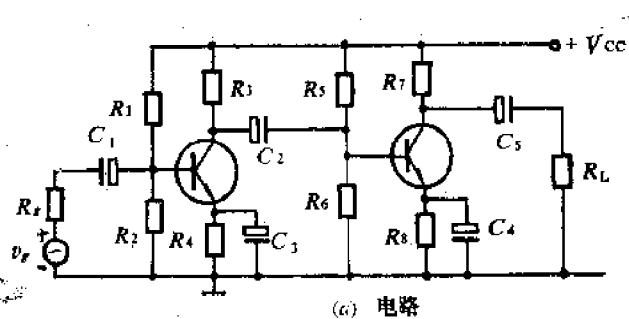
$$R''_{L1} = R'_{L1} // h_{ie2}$$

$$A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-h_{fe1} I_{b1} R''_{L1}}{I_{b1} h_{ie1}} = -\frac{h_{fe1} R''_{L1}}{h_{ie1}}$$

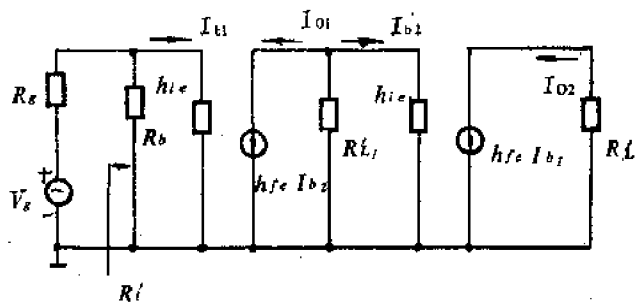
$$A_{v2} = \frac{V_o}{V_{i2}} = \frac{-h_{fe2} R'_L I_{b2}}{I_{b2} h_{ie2}} = -\frac{h_{fe2} R'_L}{h_{ie2}}$$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = h_{fe1}^2 \frac{R''_{L1} R'_L}{h_{ie1} h_{ie2}} = h_{fe1}^2 \frac{R'_{L1} R'_L}{(R_{L1} + h_{ie2})}$$

亦可直接求出 V_o 表达式后求 A_v :



(a) 电路



(b) 等效电路

图4-4-3 例4-4-1图

由
$$V_o = -I_{o2} R_L^* = -h_{fe2} I_{b2} R_L^* = -h_{fe2} R_L^* \left(-h_{fe1} I_{b1} \frac{R_{L1}^*}{R_{L1}^* + h_{ie2}} \right)$$

$$= h_{fe1} h_{fe2} \frac{R_{L1}^* R_L^* V_i}{(R_{L1}^* + h_{ie2}) h_{ie1}}$$

得
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = h_{fe1}^2 \frac{R_{L1}^* R_L^*}{(R_{L1}^* + h_{ie2}) h_{ie1}}$$

可见两种求法所得结果是一样的。

$$I_o = h_{fe2} I_{b2} = -h_{fe2} h_{fe1} I_{b1} \frac{R_{L1}^*}{R_{L1}^* + h_{ie2}}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_{b1}} = -h_{fe1}^2 \frac{R_{L1}^*}{R_{L1}^* + h_{ie2}}$$

二、分析差动放大器

差动放大器如图4-4-4(a)所示。图4-4-4(b)、(c)分别为差模信号输入时的等效电路和H参数等效电路。图中

$$|V_{id1}| = |V_{id2}| = \frac{1}{2} |V_{id}|$$

(一) 差模信号输入时

假定两管参数相同

1. 差模电压增益

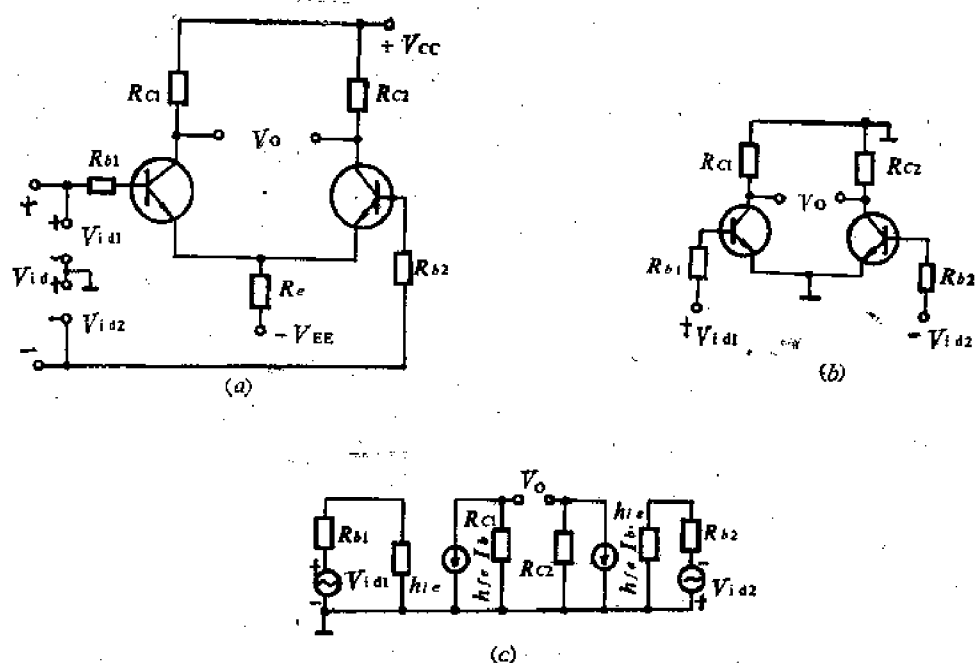


图4-4-4 差动放大器及其等效流路

$$V_{o1} = -h_{fe} \frac{R_{c1}}{h_{ie} + R_{b1}} V_{id1}$$

$$A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_{id1}} = -h_{fe} \frac{R_{c1}}{h_{ie} + R_{b1}}$$

$$V_{o2} = h_{fe} \frac{R_{c2}}{h_{ie} + R_{b2}} V_{id2}$$

$$A_{v2} = h_{fe} \frac{R_{c2}}{h_{ie} + R_{b2}}$$

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = -h_{fe} \frac{R_{c1}}{h_{ie} + R_{b1}} V_{id1} - h_{fe} \frac{R_{c2}}{h_{ie} + R_{b2}} V_{id2}$$

若 $R_{c1} = R_{c2} = R_c, R_{b1} = R_{b2} = R_b$, 则有

$$V_o = -h_{fe} \frac{R_c}{R_b + h_{ie}} (V_{id1} + V_{id2}) = -h_{fe} \frac{R_c}{R_b + h_{ie}} V_{id} \quad (4-4-3)$$

$$A_{od} = -h_{fe} \frac{R_c}{R_b + h_{ie}} \quad (4-4-4)$$

可见, 双端输入、双端输出的差动放大器的差模增益与单管放大器的增益相同。

2. 输入电阻

由图4-4-4(a)可见, 差动放大器的两个输入端是与信号源相串联的, 因此从信号源向放大器内部看进去的输入电阻为:

$$R_{i_d} = 2(R_b + h_{ie}) \quad (4-4-5)$$

3. 输出电阻

由负载 R_L 向放大器内部看进去的电阻为:

$$R_{o_d} \approx 2R_c \quad (4-4-6)$$

(二) 共模信号输入时

共模信号输入时的等效电路如图4-4-5(a)所示, (b) 为 T_1 管一边的 H 参数等效电路, 图中

$$V_{ic1} = V_{ic2} = V_{ic}$$

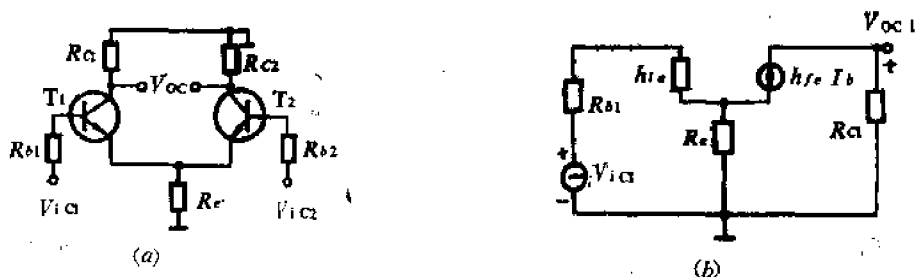


图4-4-5 共模输入时的等效电路

$$V_{oc1} = -h_{fe} \frac{R_c V_{ic1}}{R_{b1} + h_{ie} + 2(1 + h_{fe})R_e}$$

$$A_{vc1} = \frac{-h_{fe} R_c}{R_b + h_{ie} + 2(1 + h_{fe})R_e} \approx \frac{-R_c}{2R_e} \quad (4-4-7)$$

当两管参数完全相同, 即两边完全对称, 则:

$$V_{ec} = V_{oc1} - V_{oc2} = 0$$

$$A_{vc} = 0$$

这时

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \infty$$

$$CMRR_{(单)} = \frac{A_{vd1}}{A_{vc1}} \approx \frac{h_{fe} R_c}{R_b + h_{ie}} \quad (4-4-8)$$

$$R_{ic(单)} \approx R_b + h_{ie} + 2(1 + h_{fe})R_e \quad (4-4-9)$$

由于两管输入端对共模信号来说是并联的, 因此整个差动放大器的输入电阻为:

$$R_{ie} = \frac{1}{2} R_{ic(单)} \quad (4-4-10)$$

共模信号输入时的输出电阻在电路完全对称时, 每管的输出电阻近似为 R_c , 整个放大器的输出电阻为 $2R_c$ 。

(三) 当电路不完全对称时

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \left(\frac{h_{fe1} R_{c1}}{h_{ie1} + R_{b1}} + \frac{h_{fe2} R_{c2}}{h_{ie2} + R_{b2}} \right) \quad (4-4-11)$$

$$V_{oc} = \left(\frac{h_{fe1}R_{c1}}{1+h_{fe1}} - \frac{h_{fe2}R_{c2}}{1+h_{fe2}} \right) \frac{V_{ic}}{2R_e} \quad (4-4-12)$$

$$A_{voc} = -\frac{1}{2R_e} (\alpha_1 R_{c1} - \alpha_2 R_{c2}) \quad (4-4-13)$$

式中

$$\alpha_1 = \frac{h_{fe1}}{1+h_{fe1}}$$

$$\alpha_2 = \frac{h_{fe2}}{1+h_{fe2}}$$

$$CMRR = R_e \left(\frac{h_{fe1}R_{c1}}{h_{ie1} + R_{b1}} + \frac{h_{fe2}R_{c2}}{h_{ie2} + R_{b2}} \right) / (\alpha_1 R_{c1} - \alpha_2 R_{c2}) \quad (4-4-14)$$

由上可见,电路两边参数差别越大,共模抑制能力越差,因此设计差动电路应尽量使电路参数对称。

(四) 单端输入、单端输出

单端输入(信号从一管基极输入,另一管基极接地或接参考电位)差动电路的分析与双端输入时的近似。信号输入($V_i \neq 0$)时,两管通过射极电阻 R_e 耦合,将信号传递到另一管。在两管参数一致的情况下(R_e 足够大),有(假定从 T_1 管输入):

$$V_i = V_{i1} + V_{i2}$$

$$V_{i2} = -V_{i1}, \text{ 而 } |V_{i1}| = |V_{i2}|$$

$$V_{i1} = \frac{1}{2}V_i$$

$$V_{i2} = -\frac{1}{2}V_i$$

可见两管输入端得到了大小相等,极性相反的差模信号。这表明射极耦合电阻 R_e 起到了把单端输入信号转换为双端输入差模信号的作用,每管所得到的信号电压的模值为输入信号 V_i 的模的一半,因此:

$$A_{od(\text{单})} = \frac{\pm h_{fe}R_c}{2(R_b + h_{ie})} \quad (4-4-15)$$

$$A_{oc(\text{单})} = \frac{\pm h_{fe}R_c}{R_b + h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_e} \approx \frac{\pm R_c}{2R_e} \quad (4-4-16)$$

式中,当信号从输入管的集电极取出,则式子取“-”号,如从另一管集电极取出,则式子取“+”号。

$$CMRR_{(\text{单})} = \frac{h_{fe}R_c}{R_b + h_{ie}} \quad (4-4-17)$$

如是双端输出,则

$$A_{od} = 2A_{od1} = \frac{-h_{fe}R_c}{R_b + h_{ie}} \quad (4-4-18)$$

另外还有双端输入单端输出,单端输入双端输出的形式。各种输入、输出形式的差动放大器的分析,读者可自行进行。

例4-4-2 在图4-4-4电路中, $R_c = 5\text{k}\Omega$, $R_b = 5\text{k}\Omega$, $R_e = 5\text{k}\Omega$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 100$, $r_{be} = 510\Omega$, $V_{CC} = |V_{EE}| = 6\text{V}$ 。

求解静态工作点及 A_{vd} 、 A_{ve1} 、CMRR

解:

1. 静态工作点

$$I_{BQ} = \frac{6 - 0.7}{(0.51 + 5 + 10 \times 101) \times 10^3} \approx \frac{5.3}{10000 \times 10^3} = 5.3\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = h_{fe} I_{BQ} = 0.53\text{mA}$$

$$V_{CEQ} = 6 + 6 - 0.53 \times 10^{-3} \times (5 + 10) \times 10^3 = 3.94\text{V}$$

$$h_{ie} \approx 300 + \frac{101 \times 26 \times 10^{-3}}{0.53 \times 10^{-3}} \approx 5.3\text{k}\Omega$$

2. 差模增益

$$A_{vd} = \frac{-h_{fe} R_L'}{R_b + h_{ie}} = \frac{-100 \times 0.83 \times 10^3}{(0.51 + 5 + 5.3) \times 10^3} = -8$$

式中 $R_L' = R_c // \left(\frac{1}{2} R_L\right) = 0.83\text{k}\Omega$

$$R_b' = R_b + 0.51 = 5 + 0.51 = 5.51\text{k}\Omega$$

3. 共模增益

$$\begin{aligned} A_{ve1} &= \frac{-h_{fe} R_e}{R_b' + h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_e} \\ &= \frac{-100 \times 5 \times 10^3}{(5.5 + 5.3 + 1010) \times 10^3} = 0.5 \end{aligned}$$

4. 共模抑制比

$$\text{CMRR}_{(\text{单})} = -\frac{A_{vd1}}{A_{ve1}} = \frac{8}{0.5} = 16$$

例4-4-3 图4-4-4电路中,若 $R_{e1} = R_{e2} = 30\text{k}\Omega$, $R_{b1} = R_{b2} = R_b = 10\text{k}\Omega$, $R_c = 15\text{k}\Omega$, $V_{CC} = |V_{EE}| = 15\text{V}$, $h_{ie} = 15\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 60$

求:

1. R_{id} , R_{ie} , CMRR

2. 若使CMRR值增加一倍, R_e 应选多少 (假定 R_e 的增大对电路静态工作点影响不大)?

解:

1. 由式 (4-4-5) 得

$$R_{id} = 2(R_b + h_{ie}) = 50\text{k}\Omega$$

由式 (4-4-10) 得:

$$R_{ic} = \frac{1}{2} R_{ic1} = \frac{1}{2} [R_b + h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_e] \\ = \frac{1}{2} [10 + 15 + 2 \times 61 \times 15] \times 10^3 = 928 \text{ k}\Omega$$

由式 (4-4-4) 得:

$$A_{vd} = \frac{-h_{fe} R_c}{R_b + h_{ie}} = \frac{-60 \times 30 \times 10^3}{(10.5 + 15) \times 10^3} = -71$$

由式 (4-4-7) 得:

$$A_{ve1} \approx \frac{-R_c}{2R_e} = -\frac{30}{30} = -1$$

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_{vd1}}{A_{ve1}} \right| = 71$$

2. 当CMRR(单)增加一倍时

$$|A_{ve1}| = \frac{A_{vd1}}{142} = \frac{71}{142} = 0.5$$

$$R_e = \frac{R_c}{2 \times 0.5} = 30 \text{ k}\Omega$$

(五) 任意信号输入

实际中,差动放大器的输入信号往往是任意值,既不是差模信号,也不是共模信号,如图4-4-6所示。在这种情况下,一对任意数值的输入信号可视为由一对共模信号和一对差模信号组成。如图4-4-6中的虚线所示,可将两个输入信号写为:

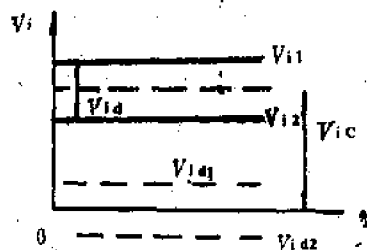


图4-4-6 任意输入信号的情况

$$V_{i1} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} + \frac{V_{i1} - V_{i2}}{2} = V_{ic1} + V_{id1} \quad (4-4-19)$$

$$V_{i2} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} - \frac{V_{i1} - V_{i2}}{2} = V_{ic2} - V_{id2} \quad (4-4-20)$$

$$\text{式中 } V_{ic1} = V_{ic2} = V_{ic} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \quad (4-4-21)$$

$$V_{id1} = -V_{id2} = \frac{V_{i1} - V_{i2}}{2} \quad (4-4-22)$$

$$V_{id} = V_{id1} - V_{id2} = V_{i1} - V_{i2} \quad (4-4-23)$$

由上述可见,式 (4-4-19) 和式 (4-4-20) 第一项数值相同,相位也相同,符合共模信号定义;两式第二项数值相同相位相反,符合差模信号定义。因此一对任意数值的信号可分解为

一对共模信号和一对差模信号之和,如图4-4-7所示。这时,根据迭加原理有:

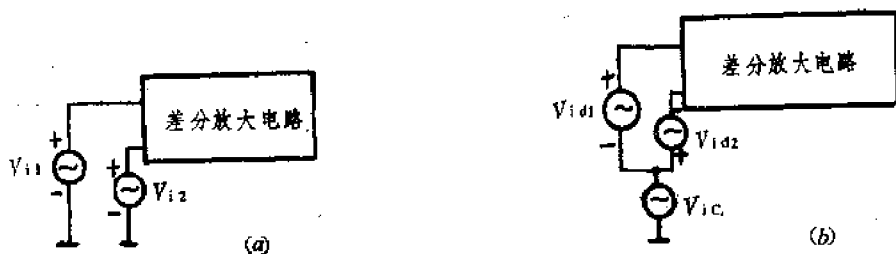


图4-4-7 任意输入信号分解

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_{oc1} + V_{od1} = A_{vc1}V_{ic} + A_{vd1}V_{id1} \\ V_{o2} &= A_{vc2}V_{ic} + A_{vd2}V_{id2} \end{aligned}$$

在下述几种情况下:

1. 电路完全对称

$$A_{vc1} = A_{vc2} = A_{vc}, \quad A_{vd1} = |A_{vd2}| = A_{vd}$$

因此双端输出时:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{o1} - V_{o2} = A_{vd1}V_{id1} - A_{vd2}V_{id2} \\ &= A_{vd}V_{id} = A_{vd}(V_{i1} - V_{i2}) \end{aligned} \quad (4-4-24)$$

可见在电路完全对称时,差动电路输出电压仅与输入信号之差成正比,而与它们的大小无关。这个特点在测试中是十分有用的,如测试市电干扰下的两个电压差值时,采用差动电路就可避免干扰信号对测量精度的影响。

2. 电路不完全对称时(采用双端输出)

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = (A_{vc1} - A_{vc2})V_{ic} + (A_{vd1}V_{id1} - A_{vd2}V_{id2}) \quad (4-4-25)$$

可见,这时会有共模分量输出,但通常其数值是很小的。

如采用单端输出:

$$V_{o1} = A_{vd1} \left(V_{id1} + \frac{A_{vc1}}{A_{vd1}} V_{ic} \right) \quad (4-4-26)$$

或

$$V_{o2} = A_{vd2} \left(V_{id2} + \frac{A_{vc2}}{A_{vd2}} V_{ic} \right) \quad (4-4-27)$$

可见,当电路共模抑制足够大时,则输出信号中的共模分量就可忽略。

3. 单端输入时(假定 $V_{i2} = 0$):

$$\begin{cases} V_{id1} = | -V_{id2} | = \frac{1}{2}V_{i1} \\ V_{ic} = \frac{1}{2}V_{i1} \end{cases} \quad (4-4-28)$$

这样,就可重复上述研究。

例4-4-4 估算图2-7-3 F007的差模电压增益及 R_{id} 、 R_o 、CMRR。

解:

1. 差模电压增益

由第二章第七节对F007交流通路分析及图2-7-5的交流等效电路可见, F007的输入级为互补差动电路, 其增益为单端输入的两倍。共基电路为有源负载, 因此该级增益决定于下级的输入电阻(即中间级)。由于是恒流供电的差动电路, 差模信号输入时, I_{b3} 和 I_{b4} 的变化为数值相等而方向相反, 即 I_{e3} 为恒值, 所以输入回路等效输入电阻为:

$$r_{i1} = r_{E1} + r_{E3} + r_{E4} + r_{E2} \approx 4r_{E4}$$

$$I_{e1} = I_{e2} = I_{e3} = I_{e4} = \frac{V_i}{4r_{E4}} = \frac{V_i I_{E4}}{4 \times 26 \times 10^{-3}}$$

$$\approx \frac{V_i I_{E1}}{4 \times 26 \times 10^{-3}}$$

由于在第二章中已计算出 $I_{E1} = 16.8 \mu A$

所以
$$I_{e4} = 16.8 \times 10^{-6} \times \frac{V_i}{4 \times 26 \times 10^{-3}} \approx 4 \times 10^{-8} \frac{V_i}{26}$$

$$= I_{c4}$$

输入级输出电压为:

$$|V_{o1}| = 2I_{c4}R'_{L1} = 8 \times 10^{-8} \frac{V_i}{26} R'_{L1}$$

式中: $R'_{L1} = r_{o1} // r_{ce3} // r_{i16f} \approx r_{i16f}$

$$r_{i16f} = r_{be16} \times (1 + h_{fe}) \{ R_6 // [r_{be17} + (1 + h_{fe17})R_7] \}$$

设 $h_{fe16} = 100$, $h_{fe17} = 150$, 由第二章F007静态计算:

$$r_{be17} = 300 + \frac{150 \times 26 \times 10^{-3}}{0.49 \times 10^{-3}} \approx 8.2 k\Omega$$

于是: $r_{i16f} \approx 101 \times [50 \times 10^3 // 15.8 \times 10^3] = 1.2 M\Omega$

设 $R_L = 0.5 k\Omega$, 则 T_{17} 负载近似为:

$$R'_{L17} = h_{fe18} h_{fe24} R_L$$

$$|V_{o17}| = \frac{h_{fe18} h_{fe24} R_L}{R_7} |V_{o1}|$$

$$= \frac{h_{fe18} h_{fe24} R_L}{R_7} \times 8 \times 10^{-8} \frac{V_i}{26} R'_{L1}$$

设 $h_{fe24} = 100$, $h_{fe18} = 3$

得
$$A_{vd} = \frac{h_{fe18} h_{fe24} R_L}{R_7} \times 8 \times 10^{-8} \frac{R'_{L1}}{26}$$

$$= \frac{3 \times 100 \times 500 \times 8 \times 10^{-3} \times 1.2 \times 10^6}{50 \times 26} \approx 10^6$$

即 A_{vd} 为120dB

2. 差模输入电阻

$$R_{id} \approx 4r_{E4} \approx 4h_{fe1}r_{e1} = 4h_{fe1} \frac{8}{kT} / I_{E1}$$

设 $h_{fe1} = 150$

$$R_{id} \approx 1\text{M}\Omega$$

3. 差模输出电阻

求差模输出电阻的等效电路如图4-4-8所示

$$R_{o24} \approx \frac{r_{ce13} // r_{ce1} // r_{ce24}}{h_{fe24}}$$

$$R_o = R_B + \frac{r_{be14} + R_{o24}}{h_{fe14}}$$

设 $r_{ce24} = r_{ce13} = r_{ce17} = 250\text{k}\Omega$, $r_{be14} = 300 + \frac{3 \times 26 \times 10^{-3}}{23 \times 10^{-8}} = 3.7 \times 10^3 \Omega$

$h_{fe14} = 3$, 则

$$R_o \approx 45 + \frac{3.7 \times 10^3 + 1.24 \times 10^3}{3} \approx 1.6\text{k}\Omega$$

3. CMRR

共模信号输入时, $I_{c1} \uparrow, I_{c3} \uparrow, I_{c6} \uparrow$; 同时 $I_{c2} \uparrow, I_{c4} \uparrow$ 。当 I_{c3} 和 I_{c6} 变化量相等时, 共模信号经输入级放大后流过负载 r_{i16f} 的电流为零, 即无共模信号输出。但由于 T_3 、 T_4 及 T_5 、 T_6 管的差异, 使 I_{c6} 和 I_{c4} 变化不完全相等, 如图4-4-9所示, 因而会有一定共模信号输出, 即

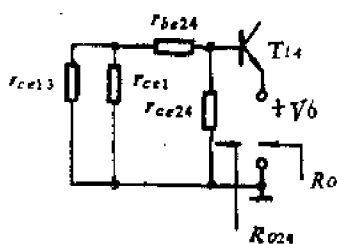


图4-4-8 求 R_o 的等效电路

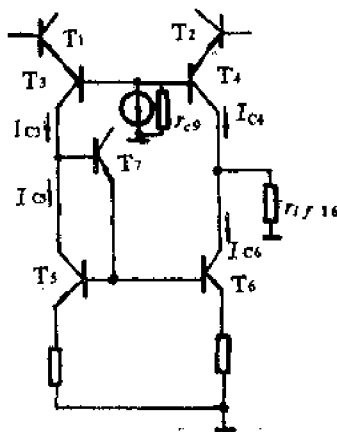


图4-4-9 求CMRR的等效电路

$$V_{o3,4} = (I_{c4} - I_{c6})r_{i16f} = I_{o1}r_{i16f}$$

$$I_{o3} = I_{c5} + \frac{2I_{c5}}{h_{fe5}h_{fe7}}$$

$$I_{o5} = \frac{I_{c3}}{1 + \frac{2}{h_{fe5}h_{fe7}}}$$

假定 $I_{b3} = I_{b4}$, $I_{b5} = I_{b6}$

$$h_{fe3} = 249, h_{fe4} = 250, h_{fe5} = 249,$$

$$h_{fe6} = h_{fe7} = 250 \quad \text{于是}$$

$$I_{c6} = \frac{I_{c3}h_{fe6}}{\left(1 + \frac{2}{h_{fe5}h_{fe7}}\right)h_{fe5}}$$

$$V_{o03,4} \approx \left[h_{fe4}I_{b4} - \frac{h_{fe3}I_{b3}h_{fe6}}{\left(1 + \frac{2}{h_{fe5}h_{fe7}}\right)h_{fe5}} \right] r_{i18f}$$

$$A_{vo3,4} \approx \frac{h_{fe4} - \left[h_{fe3}h_{fe6} / \left(1 + \frac{2}{h_{fe5}h_{fe7}}\right)h_{fe5} \right]}{R_{b4}} r_{i18f} \approx 1.6 \times 10^{-3}$$

式中 $R_{b4} \approx r_{o0} = 5M\Omega$

$$\text{而} \quad |A_{vd3,4}| = 8 \times 10^{-3} \frac{1.2 \times 10^6}{26} = 369$$

$$CMRR = \left| \frac{A_{vd3,4}}{A_{vo3,4}} \right| = \frac{369}{1.6 \times 10^{-3}} = 2.3 \times 10^5, \text{约为} 100\text{dB}$$

三、混合电路分析

由于场效应管输入阻抗高,噪声小。而晶体管具有跨导大,饱和压降小的特点,因此常将这二种器件混合使用。以场效应管为放大器输入级,以晶体管作放大级。

例4-4-5,电路如图4-4-10(a)所示。场效应管 $g_m = 0.7\text{mA/V}$, $r_{ds} = 200k\Omega$, 晶体管 $h_{fe} = 40$, $r_{be} = 1k\Omega$ 求 $A_v = 1$ 时 R_6 的值及放大器的 R_i 和 R_o 。

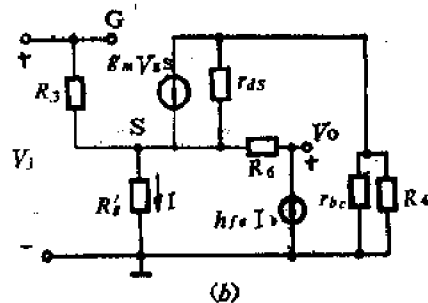
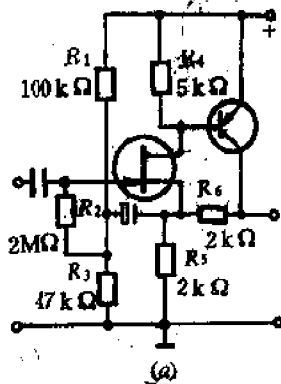


图4-4-10 例4-4-5电路

解：小信号等效电路如图4-4-10(a)所示。由图可得：

$$V_i = V_{gs} + I_i R'_g \quad (4-4-29)$$

式中 $R'_g = R_1 // R_2 // R_3 = 1.9 \text{ k}\Omega$

忽略 R_3 的分流作用，有

$$\begin{aligned} I &\approx g_m V_{gs} + h_{fe} I_b = g_m V_{gs} + \frac{h_{fe} R_4}{R_4 + r_{be}} g_m V_{gs} \\ &= g_m V_{gs} \left(1 + \frac{h_{fe} R_4}{R_4 + r_{be}} \right) = (1 + h'_{fe}) g_m V_{gs} \end{aligned} \quad (4-4-30)$$

式中
$$h'_{fe} = \frac{h_{fe} R_4}{R_4 + r_{be}} = \frac{40 \times 5}{5 + 1} = 33.3$$

$$\begin{aligned} V_i &= V_{gs} + R'_g (1 + h'_{fe}) g_m V_{gs} \\ &= [1 + R'_g (1 + h'_{fe}) g_m] V_{gs} \end{aligned} \quad (4-4-31)$$

$$\begin{aligned} V_o &= h_{fe} I_b R_o + I R'_o \\ &= [g_m R_o h'_{fe} + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o] V_{gs} \end{aligned} \quad (4-4-32)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{h'_{fe} g_m R_o + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o}{1 + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o} \quad (4-4-33)$$

由 $A_v = 1$ 的条件有：

$$h'_{fe} g_m R_o + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o = 1 + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o \quad (4-4-34)$$

得
$$R_o = \frac{1}{h'_{fe} g_m} = \frac{1}{33.3 \times 0.7 \times 10^{-3}} \approx 43 \Omega \quad (4-4-35)$$

计算输入电阻时，忽略 r_{gs} 影响，有：

$I_i = \frac{V_{gs}}{R'_g}$ ，将式 (4-4-31) 代入可得：

$$\begin{aligned} I_i &= \frac{V_i}{R'_g [1 + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o]} \\ R_i &= \frac{V_i}{I_i} = [1 + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o] R'_g \\ &= [1 + (1 + 33.3) \times 0.7 \times 10^{-3} \times 1.9 \times 10^3] \times 10^3 \\ &\approx 93 \text{ M}\Omega \end{aligned} \quad (4-4-36)$$

计算输出电阻时，忽略 r_d 影响，则

$$\begin{aligned} r_o &= \frac{R_o + (1 + g_m R_o) R'_o}{1 + (1 + h'_{fe}) g_m R'_o} \\ &= \frac{43 + (1 + 0.7 \times 10^{-3} \times 43) \times 1.9 \times 10^3}{1 + (1 + 33.3) \times 0.7 \times 10^{-3} \times 1.9 \times 10^3} \approx 43 \Omega \end{aligned} \quad (4-4-37)$$

应当注意，场效应管工作在饱和区时，可视为线性器件。如果工作在可变电阻区，可作为

压控可变电阻。这时在一定栅压下,管子漏源所呈现的电阻为:

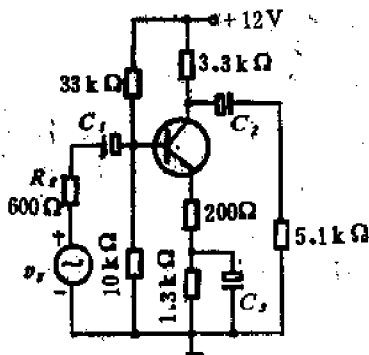
$$r_{ds} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta i_D}$$

当 v_{DS} 变化时, r_{ds} 也随之变化。

习 题

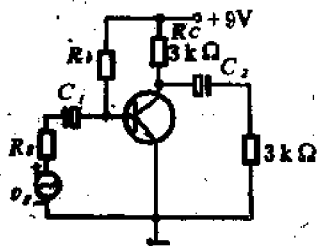
4-1 放大器如图示, $h_{fe}=50$

- (1) 分别画出 H 参数等效电路和混合 π 等效电路;
- (2) 分别用 H 参数和混合 π 参数等效电路求放大器 A_v , R_i , R_o 。已知 $r_{be}'=300\Omega$, $r_{ce}=500k\Omega$ 。



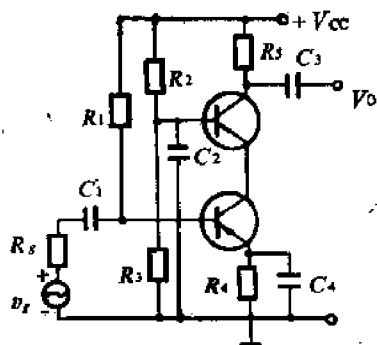
题4-1图

4-2 如题4-2图示电路, $h_{fe}=50$, $R_s=300\Omega$, 当 $V_{be}=0.1V$ 时,测得 $V_{ce}=3V$,选择 R_b 值。



题4-2图

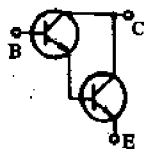
4-3 题4-3图示放大器两管参数完全相同,已知 $h_{ie}=2k\Omega$, $h_{re}=6\times 10^{-4}$, $h_{fe}=50$, $h_{oe}=25\mu S$, $R_s=1k\Omega$, $R_L=5k\Omega$, R_1, R_2, R_3 的分流作用可忽略不计,计算该电路的 A_v , A_{v1} , R_i , R_o 。



题4-3图

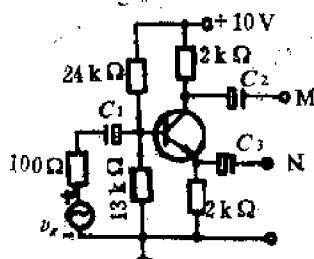
4-4 上题中,若去掉 C_2 ,这时若负载 $R_L = 2\text{k}\Omega$,计算 A_v , R_i , R_o 。

4-5 已知两管子的共发 H 参数,将它们组成题4-5图所示的复合管,求复合管 H 参数。



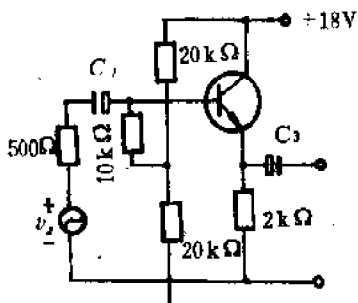
题4-5图

4-6 题4-6图示放大器, $h_{fe} = 50$, $V_{gm} = 20\text{mV}$, (1)估算 r_{be} , (2)求自M点的输出电压 $V_{om(M)}$ 和自N点的输出电压 $V_{om(N)}$ (3)求M点、N点输出时的输出电阻。



题4-6图

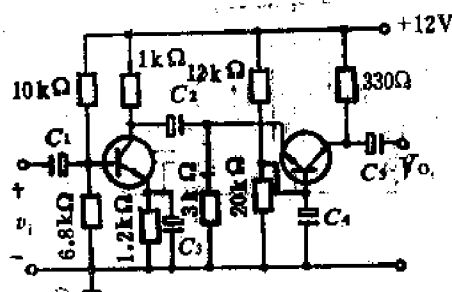
4-7 放大器如图示, $h_{fe} = 100$, $r_{be} = 2\text{k}\Omega$, 估算 A_v , R_i , R_o 。



题4-7图

4-8 题4-8图示放大器中, $h_{fe1} = h_{fe2} = 50$

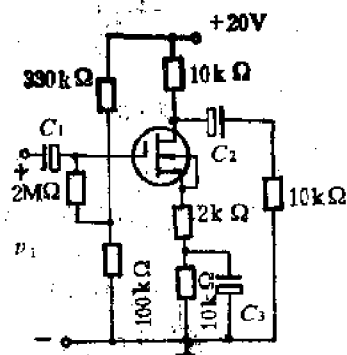
- (1) 计算各级 r_{be} 。
- (2) 计算 A_v, R_i, R_o 。



题4-8图

4-9 场效应管放大器如题4-9图所示, 其中 $g_m = 1\text{mA/V}$, $r_{ds} \gg R_p$

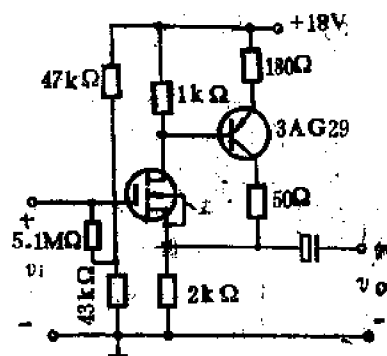
- (1) 求 A_v 。
- (2) 求 R_i, R_o 。



题4-9图

4-10 题4-10图中, 3CO1F 参数为: $g_m = 0.8\text{mA/V}$, $r_{ds} = 200\text{k}\Omega$, 3AG29 参数为, $h_{fe} = 40, h_{ie} = \text{k}\Omega$

- (1) 求 A_v ; (2) 求 R_i 和 R_o 。

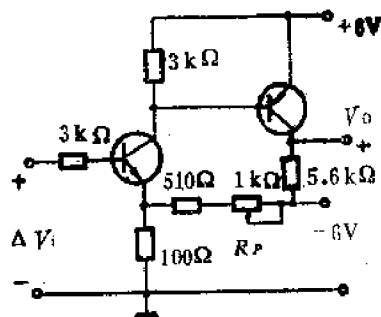


题4-10图

4-11 题4-11图中, $V_{BE1} = 0.7\text{V}$, $|V_{BE2}| = 0.2\text{V}$, $h_{fe1} = h_{fe2} = 30$

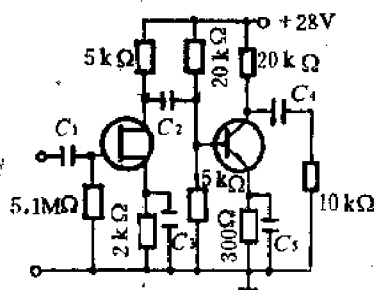
(1) 当 $\Delta V_i = 0$ 时, 使 $V_o = 0$ 的 R_p 为多少?

(2) $A_v = ?$



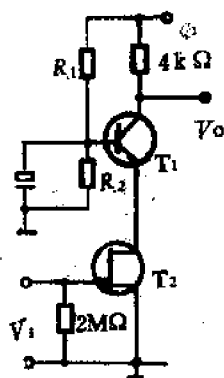
题4-11图

4-12 题4-12图中, 场效应管的 $I_{DSS} = 2\text{mA}$, $g_m = 1\text{mS}$, 晶体管的 $h_{fe} = 60$, $r_{be} = 3\text{k}\Omega$, 估算静态工作点, 求 A_v , R_i , R_o .



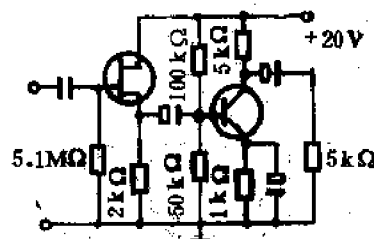
题4-12图

4-13 题4-3图中, T_1 管的 $g_{m1} = 50\text{mS}$, T_2 管的 $g_{m2} = 6\text{mS}$, 求 A_v .



题4-13图

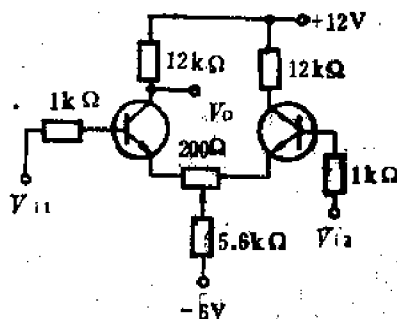
4-14 题4-14图中, T_1 管 $g_{m1} = 50\text{mS}$, T_2 管 $h_{fe} = 50$, 求 A_v , R_i , R_o .



题4-14图

4-15 题4-15图中,两管的 h_{fe} 均为50;

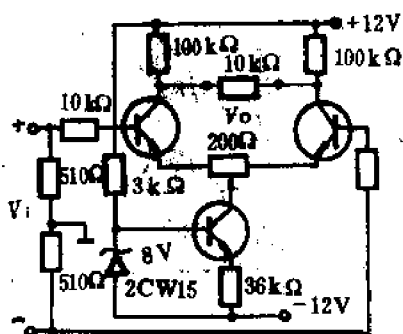
- (1) 确定静态工作点;
- (2) 计算 A_{od} , R_{id} , R_o .
- (3) 计算CMRR。



题4-15图

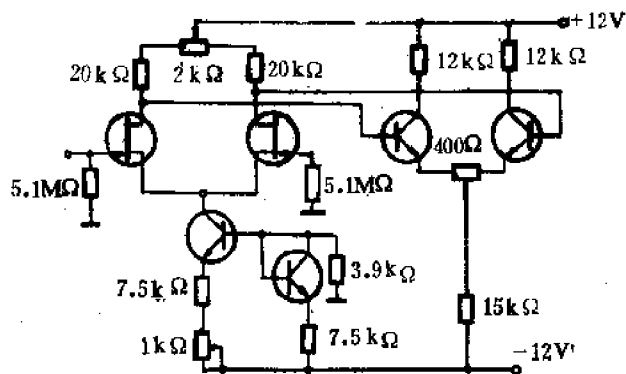
4-16 题4-16图中,两管 $h_{fe} = 50$, $r_{be}' = 300\Omega$, $V_{BE} = 0.7V$ 。

- (1) 确定静态工作点;
- (2) 计算 A_{od}



题4-16图

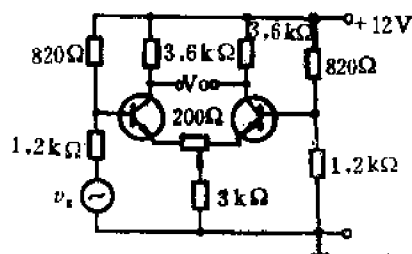
4-17 题4-17图中, 所有三极管 $h_{fe}=20$, $h_{ie}=2.5k\Omega$, $r_{ce}=200k\Omega$ 场效应管 $g_m=4mA/V$
求 $A_v, R_i, R_o, CMRR$ 。



题4-17图

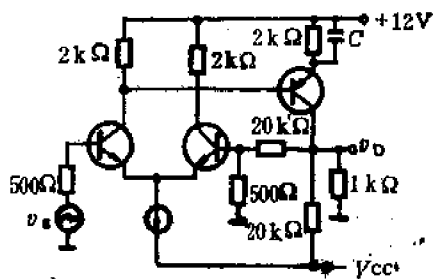
4-18 题4-18图中两管 $h_{fe}=50$, $r_{bb'}=240\Omega$, 求:

- (1) 确定静态工作点;
- (2) $V_{gm}=6mV$ 时, $V_o=?$



题4-18图

4-19 题4-9图中各管参数相同, $h_{fe}=50$, $r_{bb'}+r_{be}=2k\Omega$,
求 A_{vd}, R_{id}, R_{oo} 。

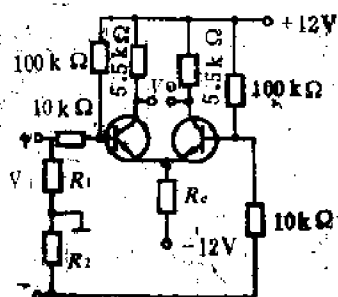


题4-19图

4-20 题4-20图中各管 $\beta = 50$, $R_1 = R_2 \ll 10\text{k}\Omega$, 求

(1) 当 $V_{im} = 50\text{mV}$ 时, $V_{om} = 1.1\text{V}$, 确定 R_c ;

(2) 如某种原因 R_2 被短路, V_{om} 有无变化 (V_{im} 不变)? 如 R_c 被短路呢?



题4-20图

第五章 反馈放大器分析法

第一节 概述

对反馈放大器,由于反馈网络将初始放大器的输入和输出联成一个闭合回路(亦称闭环),因此在计算反馈放大器的增益 A_f 、输入电阻 R_{if} 、输出电阻 R_{of} 等参数时是比较麻烦的。采用电路分析中的一些基本方式(如回路法等)也是可以求解的,但计算复杂,得到的答案往往掩盖了一些物理本质。因此常用单环负反馈环路的理想模型(如图2-3-4(d)所示)为基础所导出的基本方法来分析和计算反馈放大器,这是比较方便的,而且物理概念明确。

为研究方便,将图2-3-4(d)重画为图5-1-1,由图示情况,有:

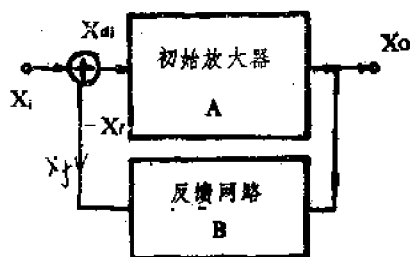


图5-1-1 单环负反馈理想模型

$$x_i = x_{di} + x_f \quad (5-1-1)$$

$$\text{或 } x_{di} = x_i + (-x_f) = x_i - x_f \quad (5-1-2)$$

式(5-1-2)表示 x_i 与 x_f 相位相反。于是负反馈放大器闭环增益为:

$$\begin{aligned} A_f = \frac{x_o}{x_i} &= \frac{Ax_{di}}{x_{di} + x_f} = \frac{A}{1 + (x_f/x_{di})} \\ &= \frac{A}{1 + \frac{x_o x_f}{x_{di} x_o}} = \frac{A}{1 + AB} \end{aligned} \quad (5-1-3(a))$$

$$= \frac{A}{1 + T} = \frac{A}{F} \quad (5-1-3(b))$$

式中

$$A = \frac{x_o}{x_{di}} \text{ 为初始放大器增益}$$

$$B = \frac{x_o}{x_f} \text{ 为反馈网络反馈系数}$$

$$T = \frac{x_f}{x_{di}} = AB \quad (5-1-4)$$

T 称为回归此,或称环路增益。实际上它是 $x_i = 0$ 时, x_{di} 从初始放大器输入端经初始放大器和反馈网络,并在反馈网络输入端得到 x_f 的开环增益,亦表示 x_i 损失的数量。

$$F = 1 + T = 1 + AB = \frac{x_i}{x_{di}} \quad (5-1-5)$$

称为反馈深度。亦表示在反馈放大器输入端欲得到信号 x_{di} ,则外加信号 x_i 必为无反馈时的 $(1+T)$ 倍。可见 F 越大,闭环增益下降也越多。当 $|T| \gg 1$ 时,式(5-1-3)可简化为:

$$A_f = \frac{A}{1+AB} \approx \frac{1}{B} \quad (5-1-6)$$

这表明,在这种情况下,闭环增益 A_f 仅由反馈系数决定。

闭环增益函数 A_f 和开环放大器增益函数一样,在不同条件下,可以有电压增益 A_{vf} 、电流增益 A_{if} 、互阻增益 A_{rf} 、互导增益 A_{gf} 。反馈系数也可以是电压反馈系数 B_v 、电流反馈系数 B_i 、互阻反馈系数 B_r 、互导反馈系数 B_g 。

电压并联负反馈是利用输出电压信号起反馈作用,稳定输出电压。而反馈网络与输入端并联,因此研究中,在输入端讨论 I_i 、 I_f 与 I_o 的关系比较方便。这样信号从输入端到输出端就是输入电流与输出电压的关系,即增益为 V_o/I_i ,具有电阻量纲,称为互阻增益,记为

$$A_{rf} = \frac{V_o}{I_i} \quad (5-1-7)$$

分析中,输入端以 I_f 与 I_i 相迭加。而反馈网络的输入与输出关系为 I_f/V_o ,具有电导量纲,称互导反馈系数,记为

$$B_g = \frac{I_f}{V_o} \quad (5-1-8)$$

用同样的方法分析,电流串联负反馈利用输出电流起反馈作用,稳定输出电流。反馈网络与输入端相串联,因此研究中在输入端讨论 V_i 与 V_f 的关系比较方便。这样信号从输入到输出是输入电压与输出电流的关系,增益 I_o/V_i 具有电导量纲,称互导增益,记为

$$A_{gf} = \frac{I_o}{V_i} \quad (5-1-9)$$

反馈系数 V_f/I_o 具有电阻量纲,称为互阻反馈系数,记为:

$$B_r = \frac{V_f}{I_o} \quad (5-1-10)$$

电压串联负反馈稳定输出电压,输入端讨论 V_i 与 V_f 的关系,增益为:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} \quad (5-1-11)$$

反馈系数为:

$$B_v = \frac{V_f}{V_o} \quad (5-1-12)$$

电流并串负反馈稳定输出电流,输入端讨论的是 I_f 与 I_i 的关系,增益为

$$A_{if} = \frac{I_o}{I_i} \quad (5-1-13)$$

反馈系数为:

$$B_i = \frac{I_f}{I_o} \quad (5-1-14)$$

第二节 方框图分析法

如前所述,对于单环反馈,可视为由理想的模拟方框A和方框B按不同方式组合而成(共四种组合)。在小信号条件下,这两个方框都可视为线性双端口网络。因而可用相应的网络参数来描述(电流串联负反馈用 Z 参数,电压并联负反馈用 Y 参数;电压串联负反馈用 H 参数,电流并联负反馈用 G 参数)。又据网络等效原理,在单向化条件下,这两个网络的作用可用一个新网络来等效。这个新网络有二个信号源(x_i 和 x_f),可运用迭加原理来求,在它们分别作用下的输出信号:

$$\text{当 } x_f = 0 \text{ 时, } x_o' = Ax_i$$

$$\text{当 } x_i = 0 \text{ 时, } x_o'' = -Ax_f = -ABx_o$$

$$\text{于是 } x_o = x_o' + x_o'' = Ax_i - ABx_o$$

即:

$$x_o = \frac{Ax_i}{1+AB}$$

$$A_f = \frac{A}{1+AB}$$

此式与式(5-1-3)是一致的。因此在求解反馈环的过程中,往往在令 $x_f = 0$ 的情况下,求出此时合成新网络的增益。这样 A_f 就可求出了(因 B 是比较容易求的)。但 $x_f = 0$ 时,合成新网络的增益并不等于初始放大器增益,而是等于初始放大器考虑了反馈网络对方框A的输入端和输出端的负载作用后的增益 A' 。因此,在前面分析过程中所应用增益 A ,均应视为 A' 。

通常称 $V_f = 0$ 时合成新网络为主网络或基本放大器。从负反馈放大器中分离出基本放大器的过程称为拆环。下面我们分析电压并联负反馈放大器为例来说明方框图法的基本原理。

一、拆环过程

图5-2-1(a)所示电压并联负反馈放大器,可视为反馈网络B与初始放大器A的组合。对放大器A有:

$$\begin{cases} I_{1A} = y_{11A}V_1 + y_{12A}V_2 \\ I_{2A} = y_{21A}V_1 + y_{22A}V_2 \end{cases} \quad (5-2-1)$$

对反馈网络B有:

$$\begin{cases} I_{1B} = y_{11B}V_1 + y_{12B}V_2 \\ I_{2B} = y_{21B}V_1 + y_{22B}V_2 \end{cases} \quad (5-2-2)$$

上二式可由图5-2-1(b)电路表示。

由于反馈网络一般为无源网络,与初始放大器相比,有:

$$y_{12B} \gg y_{12A}$$

$$y_{21A} \gg y_{21B}$$

也就是满足单向化条件,即网络A的反向传输导纳 y_{12A} 和网络B的正向传输导纳可以忽

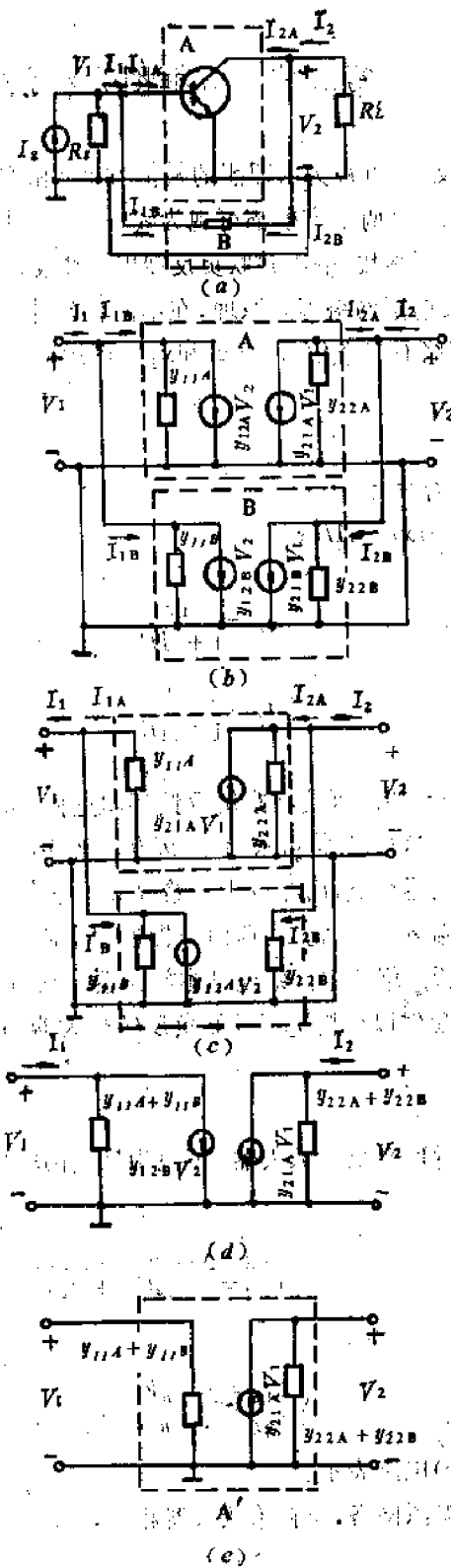


图5-2-1 电压并联负反馈电路拆环过程

略,这时等效电路如图5-2-1(c)所示。由图得:

$$\begin{cases} I_1 = I_{1A} + I_{1B} = (y_{11A} + y_{11B})V_1 + y_{12B}V_2 \\ I_2 = I_{2A} + I_{2B} = y_{21A}V_1 + (y_{22A} + y_{22B})V_2 \end{cases} \quad (5-2-3)$$

按上式,网络A和网络B可合成一个如图5-2-1(d)所示的新网络。当 $I_f = y_{12B}V_2 = 0$ 时,合成的新网络就只有一个信号源了(见图5-2-1(e))。这时的网络属于开环的,为基本放大器A'。

由上述可见,欲得基本放大器A',可在初始放大器基础上作一些改变。

(1) 在输出端并接 y_{22B} ,也即将网络A的输入端对地短接时的等效输出回路;

(2) 在输入端并接 y_{11B} ,也即将网络A的输出等效负载对地短路时的等效输入回路。

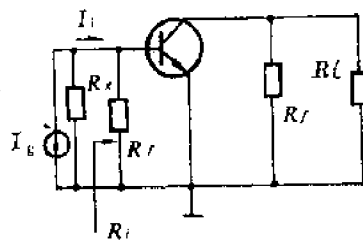


图5-2-2 电压并联负反馈电路的基本放大器

由于

$$y_{11B} = \left. \frac{I_{1B}}{V_2} \right|_{V_2=0} = \frac{1}{R_f}$$

$$y_{22B} = \left. \frac{I_{2B}}{V_2} \right|_{V_1=0} = \frac{1}{R_f}$$

故按上两步所得基本放大器电路如图5-2-2所示。

(3) 这时反馈网络的反馈系数 $B_o = y_{12B}$ 。 y_{12B} 为初始放大器输入端对地短接时反馈网络的反馈电流 I_f 与 V_o 之比:

$$y_{12B} = \left. \frac{I_{1B}}{V_2} \right|_{V_1=0} = \left. \frac{I_f}{V_o} \right|_{V_1=0} = -\frac{1}{R_f} = B_o$$

二、参数计算

基本放大器参数计算与前面“网络参数分析法”中所述一样,这里主要推导反馈放大器参数与基本放大器参数间的关系。

(一) 基本放大器参数

由图5-2-2得:

$$A_r = \frac{V_o}{I_i} = \frac{-h_{fe} I_b R_L''}{I_i} = \frac{-h_{fe} R_L'' R_f}{R_f + h_{ie}} \quad (5-2-4)$$

式中

$$R_L'' = R_L' // R_f$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = h_{ie} // R_f \quad (5-2-5)$$

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{V_i} \cdot \frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{R_i} A_r \quad (5-2-6)$$

$$\left. \begin{aligned} R_o &= r_{ce} \\ R_o' &= R_o // r_{ce} // R_f \end{aligned} \right\} \quad (5-2-7)$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o}{I_i} \cdot \frac{1}{R_L''} = -A_r \cdot \frac{1}{R_L''} \quad (5-2-8)$$

考虑信号源内阻。响后:

$$A_{r_o} = \frac{V_o}{I_o}$$

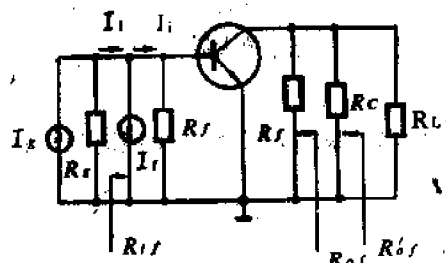
$$= \frac{V_o}{I_i \frac{R_o + R_i}{R_o}} = \frac{R_o}{R_o + R_i} A_r \quad (5-2-9)$$

$$A_{v_o} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_o R_o} = \frac{1}{R_o} A_{r_o} \quad (5-2-10)$$

$$A_{i_o} = \frac{I_o}{I_o} = -A_{r_o} \frac{1}{R_L''} \quad (5-2-11)$$

(二) 有负反馈后

图5-2-1(a)按网络A与网络B合成后的等效网络如图5-2-3所示。



$$B_o = \frac{I_f}{V_o} = \frac{1}{V_o} \frac{(-V_o)}{R_f} = -\frac{1}{R_f} \quad (5-2-12)$$

$$A_{r,f} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{I_i + I_f} = \left(\frac{V_o}{I_i} \right) \frac{1}{1 + \frac{I_f}{I_i}}$$

$$= \frac{A_r}{1 + \frac{V_o I_f}{I_i V_o}} = \frac{A_r}{1 + A_r B_o} = \frac{A_r}{F_r} \quad (5-2-13)$$

图5-2-3 网络A与B合成后的等效电路

式中 $F_r = 1 + A_r B_o$

$$A_{v,f} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{V_i} \frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{R_i} A_{r,f} \quad (5-2-14)$$

考虑信号源内阻 R_o 后:

$$A_{r,of} = \frac{V_o}{I_i + I_i + (V_i/R_o)} = \frac{V_o}{I_i + I_i + \frac{I_i R_i}{R_o}}$$

$$= \frac{V_o}{I_i \left(1 + \frac{R_i}{R_o} \right)} \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R_i + R_o} \frac{V_o I_i}{I_i V_o}}$$

$$= \frac{A_{r_o}}{1 + A_{r_o} B_o} = \frac{A_{r_o}}{F_{r,o}} \quad (5-2-15)$$

式中

$$F_{r,o} = 1 + A_{r,o} B_o$$

$$A_{v,of} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_o R_o} = \frac{1}{R_o} A_{r,of} \quad (5-2-16)$$

$$A_{i,of} = \frac{I_o}{I_o} = \frac{-V_o}{I_o R_L''} = -A_{r,of} \frac{1}{R_L''} \quad (5-2-17)$$

从信号源往反馈放大器看进去的输入电阻:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{I_i + I_f} = \frac{R_i}{1 + A_r B_g} = \frac{R_i}{F_r} \quad (5-2-18)$$

上式表明电压并联负反馈放大器的 R_{if} 仅为无反馈时的 $(1/F_r)$ 。

求反馈放大器的输出电阻的电路如图 5-2-4 所示。图中 R_{i0} 为初始放大器 A 的输入电阻, A_{ix} 为初始放大器输出负载短路时的电流增益, 单级时 $A_{ix} = h_{fe}$ 。 R_o 为初始放大器由 R_L' 处往放大器看进去的输出电阻。由图得:

$$V_o' \approx (I_o' - A_{ix} I_b) R_o$$

上式中忽略了反馈网络的分流作用。

$$I_f = B_g V_o'$$

$$I_b = \frac{-R_g I_f}{R_g + R_{i0}}$$

这样由反馈放大器等效负载 R_L' 向放大器看进去的输出电阻为:

$$R_{of} = \frac{V_o'}{I_o'} = \frac{R_o}{1 + \frac{-A_{ix} R_o}{1 + \frac{R_{i0}}{R_g}}} = \frac{B_g}{1 + A_{rgo} B_g} = \frac{R_o}{F_{rgo}} \quad (5-2-19)$$

$$\text{式中 } A_{rgo} = -\frac{A_{ix} R_o}{1 + \frac{R_{i0}}{R_g}} \approx A_{rg} \frac{R_o}{R_L'} \quad (5-2-20)$$

为初始放大器输出等效负载开路时的源互阻增益。

由上式可见, 电压并联负反馈电路由 R_L' 处向放大器内部看进去的输出电阻仅为初始放大器的 $1/F_{rgo}$ 。

由负载 R_L 向负反馈放大器内部看进去的输出电阻为:

$$R_{of}' = R_{of} // R_o \quad (5-2-21)$$

三、负反馈对放大器性能影响

由前所述, 负反馈使放大器互阻增益下降了 F_r 倍, 但使放大器性能得到改善

1. 使放大器输入电阻变小, 仅为原先的 $1/F_r$;
2. 使放大器输出电阻下降, 仅为无反馈时的输出电阻 R_o 的 $1/F_{rgo}$;
3. 互阻增益的稳定性得到改善。

假定由于某种原因, 使放大器增益产生 ΔA_{rg} 的变化。引入负反馈后, 闭环增益的变化量为:

$$\Delta A_{rgf} = \frac{A_{rg} + \Delta A_{rg}}{1 + (A_{rg} + \Delta A_{rg}) B_g} - \frac{A_{rg}}{1 + A_{rg} B_g} = \frac{A_{rgf} \Delta A_{rg}}{A_{rg} (1 + (A_{rg} + \Delta A_{rg}) B_g)}$$

当 $\Delta A_{rg} \rightarrow 0$ 时有:

$$dA_{r,of} = \frac{A_{r,of} dA_{r,g}}{A_{r,g}(1 + A_{r,g}B_g)}$$

相对变化:

$$\frac{dA_{r,of}}{A_{r,of}} = \frac{1}{1 + A_{r,g}B_g} \frac{dA_{r,g}}{A_{r,g}} \quad (5-2-22)$$

上式表明,引入负反馈后,闭环增益的相对变化量仅为开环时的 $1/(1 + A_{r,g}B_g)$,即稳定性提高了 $(1 + A_{r,g}B_g)$ 倍。当 $A_{r,of} \approx 1/B_g$ 时,

$$\frac{dA_{r,of}}{A_{r,of}} \rightarrow 0$$

这是最理想的情况。同时由式(5-2-11)和式(5-2-17),在 R_L'' 不变的情况下,源电流增益稳定性亦可提高 $F_{r,g}$ 倍。而电压增益表达式(5-2-14)与式(5-2-9)一样,表明负反馈不能改善电压增益稳定性。

例5-2-1 图5-2-3(a)电路中, $R_f = 40\text{k}\Omega$, $R_c = 3\text{k}\Omega$, $R_L = 6\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 1\text{k}\Omega$, $h_{ie} = 70$, $R_o = 10^5\Omega$, $R_s = 1\text{k}\Omega$ 。求 R_{if} , R_{of} , $A_{r,f}$, $A_{r,of}$, $A_{v,of}$ 。

解: $R_L' = R_o // R_L = 2\text{k}\Omega$, $R_L'' = R_L' // R_f = 1.9\text{k}\Omega$

$$R_i = R_f // h_{ie} = 0.98\text{k}\Omega$$

$$A_r = \frac{h_{fe} R_L R_f}{h_{ie} R_f} = -129.8\text{k}\Omega$$

$$A_{r,g} = \frac{R_o}{R_o + R_i} A_r = 65.6\text{k}\Omega$$

$$B_g = -\frac{1}{R_f} = -2.5 \times 10^{-5} (\text{S})$$

$$F_r = 1 + A_{r,g} B_g = 4.2$$

$$F_{r,g} = 1 + A_{r,g} B_g = 2.6$$

$$F_{r,g,o} = 1 + A_{r,g,o} B_g \approx 1 + A_{r,g} \frac{R_o}{R_L''} B_g = 87.4$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{F_r} = \frac{0.98}{4.2} = 233\Omega$$

$$A_{r,of} = \frac{A_{r,g}}{F_{r,g}} = \frac{-65.6}{2.6} = -25.3\text{k}\Omega$$

$$A_{v,of} = \frac{A_{r,of}}{R_o} = \frac{-25.3}{1} = -25.3$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{F_{r,g,o}} = \frac{10^5}{87.4} = 1144\Omega$$

$$R_{of}' = R_{of} // R_o = 0.83\text{k}\Omega$$

$$A_{i,of} = -A_{r,of} \frac{1}{R_L'} = \frac{25.3}{2} = 12.7$$

第三节 其它几种类型的负反馈电路

根据前面分析从反馈环路中求取基本放大器的方法,我们也可用来求其它类型反馈电路图5-3-1(a)所示电流串联负反馈电路,可视为方框A和方框B的组合(见图5-3-1(b))。由于两个网络端电流相同,因此用Z参数描述网络比较方便。

一、拆环过程

对方框A有:

$$\begin{cases} V_{1A} = Z_{11A}I_1 + Z_{12A}I_2 \\ V_{2A} = Z_{21A}I_1 + Z_{22A}I_2 \end{cases} \quad (5-3-1)$$

对方框B有:

$$\begin{cases} V_{1B} = Z_{11B}I_1 + Z_{12B}I_2 \\ V_{2B} = Z_{21B}I_1 + Z_{22B}I_2 \end{cases} \quad (5-3-2)$$

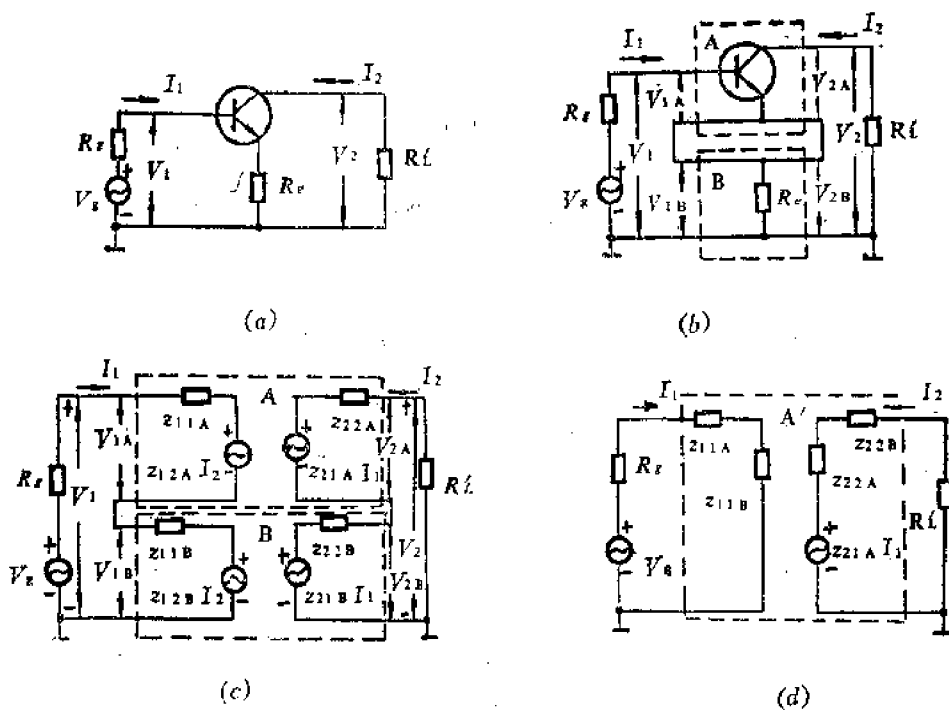


图5-3-1 电流串联反馈电路拆环过程

上二式可用图5-3-1(c)来等效。根据单向化条件,忽略 Z_{12A} 和 Z_{21B} ,合成新网络在 $V_f = 0$ 时的网络如图5-3-1(d)所示,此即基本放大器 A' 。

由上可见,欲得电流串联负反馈电路的基本放大器 A' ,可在初始放大器基础上作些改变。

1. 在初始放大器输出回路串接 Z_{11B} ,即相当于输出端开路时的输入回路;
2. 在初始放大器输出回路串接 Z_{22B} ,即相当于输入端开路时的输出回路。

由于

$$\begin{aligned} Z_{11B} &= \left. \frac{V_{1B}}{I_1} \right|_{I_2=0} = R_e \\ Z_{22B} &= \left. \frac{V_{2B}}{I_2} \right|_{I_1=0} = R_e \end{aligned}$$

故按上两步所得基本放大器 H 参数等效电路如图5-3-2所示。

3. 反馈网络的反馈系数 $B_f = Z_{12B}$ 。 Z_{12B} 为初始放大器输入端开路时反馈电压与输出电流之比, 即:

$$B_f = Z_{12B} = \left. \frac{V_{1B}}{I_2} \right|_{I_1=0} = R_e$$

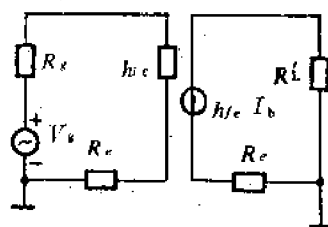


图5-3-2 电流串联负反馈电路的基本放大器

二、参数计算

(一) 基本放大器参数

图5-3-2得:

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = h_{ie} + R_e$$

$$A_o = \frac{I_o}{V_i} = \frac{h_{fe} I_b}{I_b (h_{ie} + R_e)} = \frac{h_{fe}}{R_i} \quad (5-3-3)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-I_o R_L'}{V_i} = -A_o R_L' \quad (5-3-4)$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{V_i (h_{ie} + R_e)} = A_o R_i = h_{fe} \quad (5-3-5)$$

$$A_{oa} = \frac{I_o}{V_o} = \frac{h_{fe} I_b}{I_b (R_o + h_{ie} + R_e)} = \frac{h_{fe}}{R_o + R_i} = A_o \frac{R_i}{R_i + R_o} \quad (5-3-6)$$

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \quad (5-3-7)$$

(二) 有反馈时

$$B_f = \frac{V_f}{I_o} = R_e \quad (5-3-8)$$

$$A_{of} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_i + V_f} = \frac{I_o}{V_o} \frac{1}{1 + \frac{I_o V_f}{V_o I_o}}$$

$$= \frac{A_o}{1 + A_o B_f} = \frac{A_o}{F_o} \quad (5-3-9)$$

$$= \frac{h_{fe}}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e}$$

式中

$$F_o = 1 + A_o B_f$$

$$A_{vof} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-I_o R_L'}{V_i} = -A_{oof} R_L' \quad (5-3-10)$$

$$= \frac{-h_{fe} R_L'}{h_{ie} + (1+h_{fe})R_e}$$

式中

$$A_{oof} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_i + V_f + I_o R_o} = \frac{A_{oo}}{1 + A_{oo} B_r} = \frac{A_{oo}}{F_{oo}} \quad (5-3-11)$$

$$F_{oo} = 1 + A_{oo} B_r$$

$$A_{oof} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_i} \cdot \frac{V_o}{I_o} = -A_{oof} R_L' \quad (5-3-12)$$

$$= \frac{-h_{fe} R_L'}{R_o + h_{ie} + (1+h_{fe})R_e}$$

$$A_{if} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_{fe}}{I_b} = h_{fe} = A_i$$

由上式可见,反馈前后的电流增益无变化。

$$A_{iof} = \frac{I_o}{I_o} = \frac{I_o}{V_o} R_o = A_{oof} R_o \quad (5-3-13)$$

$$= \frac{h_{fe} R_o}{h_{ie} + R_o + (1+h_{fe})R_e}$$

由信号源向放大器内部看进去的输入电阻:

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i + V_f}{I_i} = R_i (1 + A_o B_r) \quad (5-3-14)$$

$$= h_{ie} + (1+h_{fe})R_e$$

求反馈电路输出电阻的等效电路如图5-3-3所示。在略去反馈网络分压作用的情况下,有:

$$V_o' = (I_b' - A_{ix} I_b) R_o$$

$$V_f = B_r I_o'$$

$$I_b = \frac{-V_f}{R_o + R_{io}}$$

于是:

$$R_{of} = \frac{V_o'}{I_o'} = \left(1 + \frac{A_{ix} B_r}{R_o + R_{io}}\right) R_o$$

$$= (1 + A_{oo} B_r) R_o \approx R_o F_{oo} \quad (5-3-15)$$

$$= \frac{[h_{ie} + R_o(1+h_{fe}) + R_o] R_o}{h_{ie} + R_e + R_o}$$

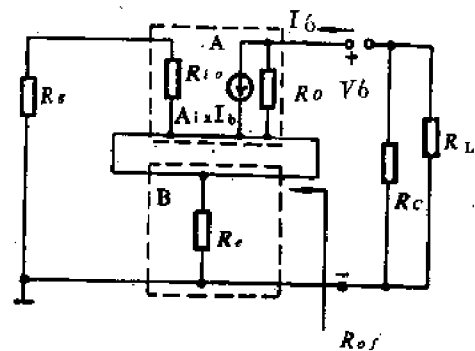


图5-3-3 求 R_{of} 等效电路

式中 $A_{oss} = A_{is}/(R_o + R_{is})$ 为初始放大器输出端等效负载 R_L' 短路时的源互导增益。
从 R_L 向放大器看进去的输出电阻:

$$R_{of} = R_{of}/R_o \quad (5-3-16)$$

由上式分析可见:

1. 电流串联负反馈使基本放大器输入电阻提高 $(1 + A_o B_r)$ 倍;
2. 使输出电阻提高 F_{os} 倍;
3. 能稳定互导增益和输出电流。在 R_L 稳定时能稳定电压增益, 对电流增益稳定性无改善。源互导增益的稳定性受 R_o 影响, R_o 越小, 源互导增益稳定性越好。若 $R_o \rightarrow \infty$, 则 $A_{osf} \rightarrow 0$, 表明负反馈加不进放大器输入端。所以 R_o 越小, 负反馈效果越好。

例5-3-1 在图5-3-1(a)中 $R_b = 1\text{k}\Omega$, $R_c = 3\text{k}\Omega$, $R_e = 0.1\text{k}\Omega$, $R_L = 6\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 80$, $h_{ie} = 1\text{k}\Omega$, $h_{oe} = 10^{-5}\text{S}$ 计算负反馈放大器各参数。

解: 1. 基本放大器参数

$$R_i = R_b + h_{ie} = 1.1\text{k}\Omega$$

$$A_o = \frac{h_{fe}}{h_{ie} + R_e} = \frac{80}{2.1 \times 10^3} = 38.1\text{mS}$$

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} = 10^5 \Omega$$

$$A_o = -A_o R_L' = -76.2$$

2. 有反馈时

$$B_r = R_e = 0.1\text{k}\Omega$$

$$F_o = 1 + A_o B_r = 1 + 38.1 \times 10^{-3} \times 0.1 \times 10^3 = 4.8$$

$$F_{os} = 1 + A_{os} B_g = 1 + 38.1 \times 10^{-3} \times \frac{1.1}{1.1 + 1} \times 0.1 \times 10^3 = 3$$

$$A_{osf} = \frac{A_o}{F_o} = \frac{38.1 \times 10^{-3}}{4.8} = 7.9 \times 10^{-3}\text{S}$$

$$A_{osof} = \frac{A_{osf}}{F_{os}} = \frac{7.9 \times 10^{-3}}{3} = 2.63 \times 10^{-3}\text{S}$$

$$A_{of} = -A_{of} R_L' = -7.9 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 = -15.8$$

$$A_{if} = h_{fe} = 80$$

$$R_{if} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e = 9.1\text{k}\Omega$$

$$R_{of} = R_o F_{os} = 10^5 \times 4.8 = 48\text{k}\Omega$$

$$R_{of}' = R_{of}/R_o = 2.98\text{k}\Omega$$

对电压串联负反馈采用 H 参数分析比较方便, 电流并联负反馈采用 G 参数分析比较方便。在满足单向化条件下, 电压串联负反馈的基本放大器就是在初始放大器输入端串入 h_{11B} , 输出端并接 h_{22B} 。电流并联负反馈的基本放大器就是在初始放大器的输入端并接 G_{11B} , 输出端并接 G_{22B} 。

例5-3-2 如图5-3-4(a)所示电压串联负反馈电路, 已知 $h_{ie1} = h_{ie2} = 1\text{k}\Omega$, $h_{fe1} = h_{fe2}$

$\approx 100, h_{oe1} = h_{oe2} = 10^{-5} \text{S}$, 求放大器各参数。

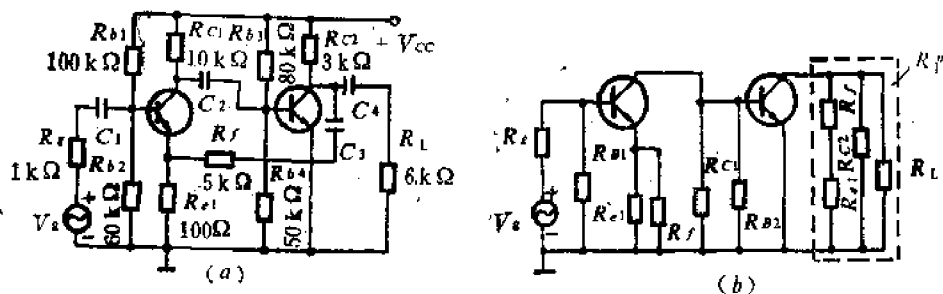


图5-3-4 例5-3-2电路

解: 画出该图交流通路。并将输出等效负载对地短路, 其等效输入回路即为基本放大器输入回路; 将输入端对地开路, 其等效输出回路即为基本放大器输出回路。图5-3-4(b)为基本放大器电路, 图中:

$$R_{B1} = R_{b1} // R_{b2} = 37.5 \text{k}\Omega$$

$$R_{B2} = R_{b3} // R_{b4} = 30.8 \text{k}\Omega$$

$$R'_{e1} = R_{e1} // R_f \approx 110 \Omega$$

$$R'_L = R_L // R_{c2} // (R_f + R_{e1}) = 1.44 \text{k}\Omega$$

这时第一级为电流串联负反馈电路。

$$A_{vof1} = -\frac{A_{gg1} R'_{L1}}{R_{o1}} = -\frac{A_{gg1} R'_{L1}}{1 + A_{gg1} B_f}$$

式中

$$R'_{L1} = R_{c1} // R_{B2} // h_{ie2} \approx 0.83 \text{k}\Omega$$

$$R_{e1} = R_{e1}' = 100 \Omega$$

$$R'_L = R_L // R_{B1} \approx 1 \text{k}\Omega$$

$$A_{gg1} = \frac{h_{fe} R_B}{(R'_o + R_{B1})(R'_L + h_{ie1} + R'_{e1})} = \frac{100 \times 37.5 \times 10^3}{38.5 \times 10^3 \times 2.1 \times 10^3} = 46.4 \text{mS}$$

$$A_{vof1} = -\frac{46.4 \times 10^{-3} \times 0.88 \times 10^3}{1 + 46.4 \times 10^{-3} \times 100} = -7.24$$

$$A_{v2} = -\frac{100 \left(\frac{R'_L // R_{c2}}{h_{ie2}} \right)}{h_{ie2}} = \frac{-100 \times 1.44 \times 10^3}{10^3} = 144$$

$$A_{vg} = (-7.24)(-144) = 1043$$

$$R_i = 11.1 \text{k}\Omega$$

$$R'_L = [h_{ie1} + R_{e1}'(1 + h_{fe})] // R_{B1} = 8.6 \text{k}\Omega$$

$$R_o = 100 \text{k}\Omega$$

$$B_o = \frac{V_o}{V_e} = \frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}} \approx 0.02$$

$$F_{vo} = 1 + A_{vo} B_v = 21.6$$

$$A_{vof} = \frac{A_{vo}}{F_{vo}} = \frac{1043}{21.6} = 48.3$$

$$A_{vfi} = \frac{\frac{h_{fe1} R_{L1}}{h_{ie1} + R_{B1}}}{1 + \frac{h_{fe1}}{h_{ie1} + R_{B1}} R_{E1}} = -7.9$$

$$A_v = A_{vfi} \cdot A_{ve} = (-7.9)(-144) = 1137.6$$

$$A_{vf} = \frac{1137.6}{1 + 1137.6 \times 0.2} = 47.9$$

$$F_v = 1 + 1137.6 \times 0.02 = 23.8$$

$$R_{if} = F_v R_i = 23.8 \times 11.1 = 264.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B1f} = R_{B1} // R_{if} = 32.8 \text{ k}\Omega$$

$$A_{vof} \approx A_{vo} \frac{R_o}{R_L} = 72430$$

$$R_{of} \approx \frac{R_o}{1 + A_{vof} B_v} = \frac{100 \times 10^3}{1 + 72430 \times 0.02} = 69 \Omega$$

$$R_{B1f} = R_{B1} // R_{of} // (R_{e1} + R_f) \approx 67 \Omega$$

$$A_{if} = \frac{I_o}{I_i} = -A_v \frac{R_i}{R_L} = -1137.6 \times \frac{11.1 \times 10^3}{1.44 \times 10^8} = -8769$$

$$A_{iof} = -A_{vof} \frac{R_o}{R_L} = 33.1$$

第四节 负反馈放大器分析小结

一、方框图分析法(即拆环过程)

- (一) 将反馈环分为初始放大器方框A和反馈网络方框B;
- (二) 获取基本放大器;

由前面所述获取基本放大器的过程是较繁杂的,但从这些原理论述中可得出获取基本放大器的简便方法:

1. 基本放大器的输入回路就是反馈放大器输出端短路(电压反馈时)或开路(电流反馈时)的输入回路;
2. 基本放大器的输出回路就是反馈放大器输入端短路(并联反馈时)或开路(串联反馈时)时的输出回路;
3. 反馈网络的反馈系数等于反馈放大器输入端短路(并联反馈)时的反馈电流或开路

(串联反馈时)时的反馈电压对输出量的比值。

(三) 基本放大器各参数计算;

(四) 负反馈放大器各参数计算。

由于四类负反馈电路的计算较为复杂,因而将其计算公式列入表5-4-1中。

表5-4-1 四类负反馈电路的计算公式

类别 类型	电 流 串 联	电 压 串 联	电 流 并 联	电 压 并 联
反映性能的增益(稳定的增益)	互 导 增 益 $A_{gf} = A_g / F_g$	电 压 增 益 $A_{vf} = A_v / F_v$	电 流 增 益 $A_{if} = A_i / F_i$	互 阻 增 益 $A_{rf} = A_r / F_r$
电 压 增 益	$A_{vf} = -A_{gf} R_L'$		$A_{vf} = -A_i R_s / R_i$	$A_{vf} = A_r / R_i$
电 流 增 益	$A_{if} = A_g R_i$	$A_{if} = -A_v R_i / R_L''$		$A_{if} = -A_{rf} / R_L'$
反 馈 深 度	$F_g = 1 + A_g B_r$	$F_v = -1 + A_v B_v$	$F_i = 1 + A_i B_i$	$F_r = 1 + A_r B_r$
输 入 电 阻	$R_{if} = R_i F_g$	$R_{if} = R_i F_v$	$R_{if} = R_i / F_i$	$R_{if} = R_i / F_r$
输 出 电 阻	$R_{of} = R_o F_{ga}$	$R_{of} = R_o / F_{va}$	$R_{of} = R_o F_{ia}$	$R_{of} = R_o / F_{ra}$
对信号源内阻 R_s 要求	小	小	大	大
反 馈 系 数	$B_r = V_f / I_o$	$B_v = V_f / V_o$	$B_i = I_f / I_o$	$B_r = I_f / V_o$
稳定输出信号	I_o	V_o	I_o	V_o

二、负反馈对放大器增益的改善

引入各类型负反馈使放大器相应的增益稳定性提高,推广式(5-2-22),可用下式表示:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + A'B} \frac{dA'}{A'} \quad (5-4-1)$$

上式表明,闭环增益的相对变化量仅为基本放大器相对量的 $1/(1 + A'B)$,即稳定性提高 $(1 + A'B)$ 倍。如基本放大器增益 A' 从1000变化到900时,在 $B = 0.01$ 的情况下, A_f 的相对变化为:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + 1000 \times 0.01} \frac{1020 - 900}{100} = \frac{1}{110} = 0.91\%$$

$$dA_f = A_f \times 0.91\% = \frac{1000}{1 + 1000 \times 0.01} \times 0.91\% = 0.83$$

可见在 A' 变化100的情况下, A_f 仅变化0.83,稳定性大大提高。

但应注意下列两点:

1. 负反馈只能减小由基本放大器内部引起的增益变化。如果基本放大器外部因素或反馈网络引起增益变化,负反馈对增益的变化的改善就无能为力了。因此反馈网络一般由无源网络组成,这易于实现反馈系数的稳定。

2. 各类型负反馈电路只能稳定一种形式的增益和一种输出信号,如表5-4-1所示。例如电压并联负反馈只能稳定互阻增益和输出电压,电流串联负反馈只能稳定互导增益和输出电流等。

三、负反馈对放大器输入、输出电阻的影响

(一) 对输入电阻

串联反馈使输入电阻增大 F 倍,通常可用下式表示:

$$R_{if} = FR_i \quad (5-4-2)$$

式中 R_i 为基本放大器不考虑偏置电阻时的输入电阻。

电流串联负反馈时:

$$F_s = 1 + A_s B_s$$

电压串联负反馈时:

$$F_v = 1 + A_v B_v$$

并联反馈使输入电阻降低 F 倍,通常可用下式表示:

$$R_{if} = \frac{R_i}{F} \quad (5-4-3)$$

式中 R_i 为从输管子输入端向放大器看进去的输入电阻。

对电流并联负反馈: $F_i = 1 + A_i B_i$

对电压并联负反馈: $F_v = 1 + A_v B_v$

(二) 对输出电阻

电压负反馈使输出电阻降低 F_{vo} 倍,通常用下式表示:

$$R_{of} = \frac{R_{o0}}{F_{vo}} \quad (5-4-4)$$

式中 R_{o0} 为从等效负载向初始放大器看进去的输出电阻。 F_{vo} 为等效负载开路,并考虑信号源内阻时的反馈深度。

对电压并联负反馈 F_{vo} 为 F_{vvo} ,

$$F_{vvo} = 1 + \frac{-A_{ix} R_o}{1 + \frac{R_{io}}{R_o} B_v}$$

对电压串联负反馈 F_{vo} 为 F_{vvo} ,

$$F_{vvo} = 1 + \frac{-A_{ix} R_o}{R_{io} + R_o} B_v$$

电流负反馈使输出电阻增大 F_{so} 倍,通常可表示为:

$$R_{of} = F_{so} R_o \quad (5-4-5)$$

式中 F_{gx} 为等效负载短路,并考虑信号源内阻时的反馈深度。

对电流串联负反馈 F_{gx} 为 F_{ggx} ,

$$F_{ggx} = 1 + \frac{A_{ix}}{R_o + R_{i_o}} B, \approx 1 + A_{gg} B,$$

对电流并联负反馈 F_{gx} 为 F_{igx} ,

$$F_{igx} = 1 + \frac{A_{ix} B_i}{1 + \frac{R_{i_o}}{A_g}} \approx 1 + A_{ig} B_i$$

上述各式中 A_{ix} 为初始放大器输出端短路时的电流增益, R_{i_o} 为初始放大器输入电阻。

四、负反馈减小非线性失真

一个放大器的非线性失真总是存在的。如晶体三极管只是在一定的工作区域和输入信号很小的情况下才可近似认为是线性器件,大多数情况下都工作在非线性状态。因此输入信号是幅度一定的正弦波,而输出就是非正弦波了。引入负反馈后,反馈网络将失真的输出信号馈送到放大器输入端,从而调节净输入信号向有利于改善非线性失真的方向变化。如输出非线性失真信号为正半周幅度大,负半周幅度小的波形(如图5-4-1(a)所示),加入负反馈后,反馈信号与原输入信号相减得到的净输入信号为正半周幅度小,负半周幅度大的波形,从而使输出波形趋于正弦波,也就减小了非线性失真(如图5-4-1(b)所示)。

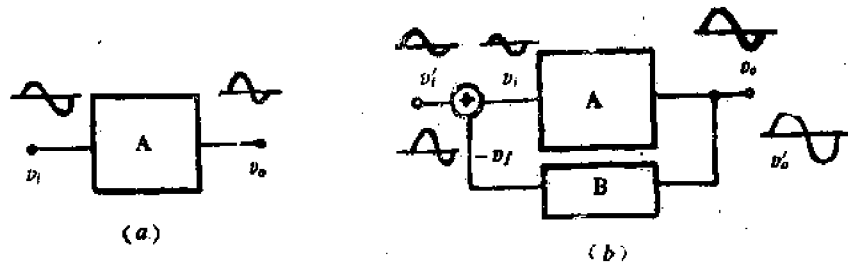


图5-4-1 负反馈改善非线性失真

如将输出的非正弦波用付低级数分解为基波 V_{o1} 和谐波电压 V_d ,则非线性失真系数为:

$$\alpha = \frac{V_d}{V_{o1}} \times 100\% \quad (5-4-6)$$

假定放大器非线性失真不太严重,则其输出电压为基波和谐波电压之和:

$$V_o = V_{o1} + V_d \quad (5-4-7)$$

假定放大器在引入负反馈前后,其运用状态相同,并保持在这两种情况下输出基波幅度相等。为此,我们可增大输入电压 V_i 。此时输出电压:

$$V_{of} = V_{o1f} + V_{df} \quad (5-4-8)$$

上式中由假定 $V_{o1f} = V_{o1}$,而 V_{df} 中除了放大器本身由于非线性产生的谐波电压 V_d 外,还有由反馈网络将谐波电压反馈到输入端,然后再经放大器放大后在输出端出现的部分,其大小为 $A_v B_o V_{df}$,相位和 V_d 相反,所以

$$V_{df} = V_d - A_v B_o V_{df}$$

即

$$V_{df} = \frac{V_d}{1 + A_v B_v} \quad (5-4-9)$$

$$f = \frac{V_{df}}{V_{o1f}} \approx \frac{1}{1 + A_v B_v} \quad (5-4-10)$$

上式表明负反馈使放大器非线性失真系数下降了 $(1 + A_v B_v)$ 倍。

上述结论是在一定条件下得到的。应当注意负反馈只能减小反馈环路内部产生的非线性失真,且在非线性失真十分严重的情况下,即使加大负反馈深度也难得到明显改显。因为非线性失真严重的波形,所包含的高次谐波成份大,当这些高次谐波反馈到放大器输入端,放大器放大这些高次谐波就需要有极宽的频带。要求放大器在极宽频带内具有很大的 $A'B$,这是十分困难的。

按上述类似分析方法,可得出负反馈可使反馈环路内部产生噪声和干扰下降 $(1 + A'B)$ 倍。同样对外部噪声和干扰,负反馈是无能为力的。

例5-4-1 图5-4-2(a)所示电流并联负反馈电路中,管子参数同例5-3-2,求放大器各参数。

解: 将图5-4-2(a)电路中等效负载 R_L 对地开路,即得基本放大器等效输入回路;将输入端对地短路,即得基本放大器输出回路。于是基本放大器 A' 和反馈网络如图5-4-2(b)、(c)所示。

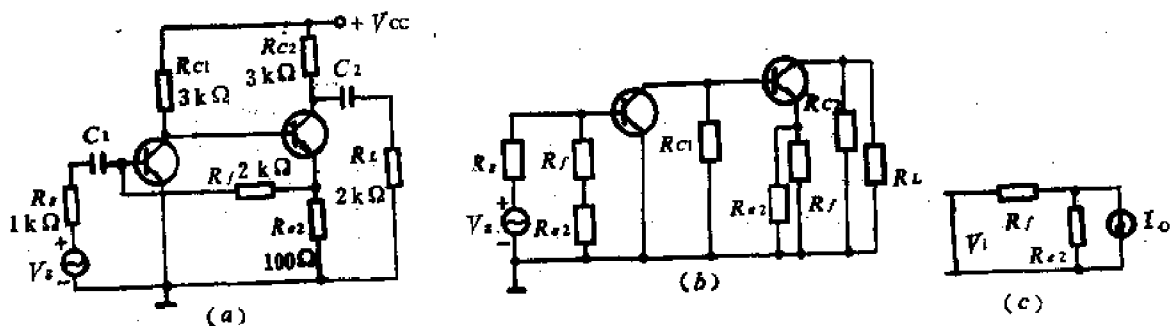


图5-4-2 例5-4-1电路

基本放大器参数:

$$R_{i1} = (R_f + R_{e2}) // h_{ie1} = 0.68k\Omega$$

$$R_i = h_{ie1} = 1k\Omega$$

第二级为局部电流串联负反馈电路,由于

$$I_{b1} = \frac{I_o R_o}{R_o + [h_{ie1} // (R_{e2} + R_f)]} \cdot \frac{R_f + R_{e2}}{h_{ie1} + R_f R_{e2}}$$

$$V_{o1} = -h_{fe1} I_{b1} R_{c1}$$

$$R_{o1} \approx R_{c1}$$

$$A_{oaf2} = \frac{I_o}{V_{o1}} = \frac{-h_{fe2} I_{b2}}{-(R_{o1} + R_{i2}) I_{b2}} = \frac{+h_{fe2}}{R_{o1} + h_{ie2} + (1 + h_{fe}) R_{e2}}$$

$$= \frac{+100}{(3+1+9.6) \times 10^3} = 7.4 \text{mS}$$

$$A_{ig} = \frac{I_o}{I_g} = \frac{V_{o1}}{I_g} \frac{I_o}{V_{o1}} = \frac{-R_g(R_f + R_{e2})h_{fe}R_{e1}A_{ggf2}}{\{R_g + [h_{ie1}/(R_{e2} + R_f)]\}(h_{ie1} + R_f + R_{e2})}$$

$$= \frac{-10^3 \times 2.1 \times 10^3 \times 100 \times 3 \times 10^3 \times 7.3 \times 10^{-3}}{1.68 \times 10^5 \times 3.1 \times 10^3} = -884.4$$

$$A_{gg2} = \frac{h_{fe}}{R_{e1} + h_{ie2} + (R_f // R_{e2})} = \frac{100}{(3+1+0.95) \times 10^3} = 24.4 \text{mS}$$

$$B_{r2} = R_{e2} // R_f = 95 \Omega$$

$$F_{gg2} = 1 + A_{gg2} B_{r2} = 3.32$$

$$R_{off2} = R_o F_{gg2} = 10^5 \times 3.32 = 332 \text{k}\Omega$$

二级负反馈放大器电流反馈系数:

$$B_i = \frac{I_f}{I_o} = \frac{-R_{e2}}{R_f + R_e} = -0.048$$

$$F_{ig} = 1 + A_{ig} B_i = 1 + 884.4 \times 0.048 = 43.5$$

$$A_{igf} = \frac{A_{ig}}{F_{ig}} = \frac{-88.44}{43.5} = -20.3$$

$$A_{ogf} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{-I_o R_L}{I_g R_g} = -A_{igf} \frac{R_L}{R_g} = 20.3 \times \frac{1}{1} = 20.3$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-R_{e1} h_{fe1} (R_f + R_{e2})}{R_{e2} + R_f + h_{ie}} A_{g2}$$

$$= \frac{-100 \times 2.1 \times 10^3 \times 3 \times 10^3}{3.1 \times 10^3} \times 7.3 \times 10^{-3} = -148.6$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A_i B_i} = \frac{0.68 \times 10^3}{72.2} = 9.4 \Omega$$

$$R_{of} = R_{off2} (1 + A_{ig} B_i)$$

$$\approx R_{off2} (1 + A_{ig} B_i) = 332 \times 10^3 (1 + 88.4 \times 0.048)$$

$$= 14.4 \text{M}\Omega$$

自 R_L 向放大器内部看进去的输出电阻为:

$$R_{of}^* = R_{of} // R_L \approx 2 \text{k}\Omega$$

例5-4-2 图5-4-3(a)所示共集电路中, $h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 0.3 \text{k}\Omega$, $h_{oe}^{-1} = 100 \text{k}\Omega$, 求放大器各参数。

解: 基本放大器和反馈网络如图5-4-3(b)(c)所示。

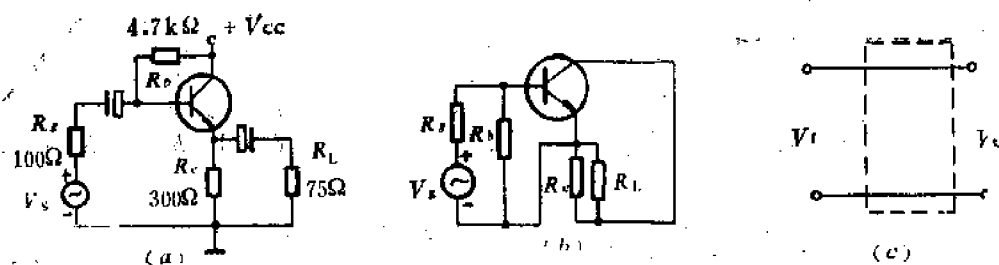


图5-4-3 例5-4-2电路

$$R_L' = R_c // R_L = 60\Omega$$

$$R_i = h_{ie} = 0.3k\Omega$$

$$R_1' = \frac{V_i}{I_i} = h_{ie} // R_b = 0.28k\Omega$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 + h_{fe}) I_b R_L'}{h_{ie} I_b}$$

$$= \frac{(1 + h_{fe}) R_L'}{h_{ie}} = \frac{6.06}{0.3} = 20.2$$

$$A_{vo} = \frac{V_o}{V_a} = \frac{V_i}{V_a} \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1'}{R_a + R_1'} A_v = \frac{282 \times 20.2}{100 + 282} = 14.9$$

式中 $R_1' = R_b // h_{ie} = 282\Omega$

$$R_a = h_{ie}^{-1} = 100k\Omega$$

$$B_v = \frac{V_i}{V_o} = 1$$

$$F_v = 1 + A_v B_v = 1 + 20.2 \times 1 = 21.2$$

$$F_{vo} = 1 + A_{vo} B_v = 1 + 14.9 \times 1 = 15.9$$

$$F_{i,vo} \approx 1 + A_{vo} \frac{R_a}{R_L'} B_v = 1 + 14.9 \times \frac{10^6}{60} \times 1 = 24834.3$$

$$A_{vf} = \frac{A_v}{F_v} = 0.953$$

$$A_{vof} = \frac{A_{vo}}{F_{vo}} = \frac{14.9}{15.9} = 0.937$$

$$R_{if} = R_i F_v = 0.3 \times 10^3 \times 21.2 = 6.36k\Omega$$

$$R_{if}' = R_{if} // R_b = 2.7k\Omega$$

$$A_{if} = -A_v \frac{R_1'}{R_L'} = -20.2 \times \frac{200}{60} = -94.3$$

$$A_{i_{eff}} = -A_{o_{eff}} \frac{R_o}{R_L} = -0.937 \times \frac{100}{60} = -1.56$$

$$R_{o_{eff}} = \frac{R_o}{A_{o_{eff}}} = \frac{10^5}{24824.3} = 1.56$$

$$R_{o_{eff}} = R_{o_{eff}} // R_c = 3.97 \Omega$$

由上分析可见,共集电路输入电阻较高,输出电阻较低,具有较大电流增益,而电压增益等于或小于1,即输出电压与输入电压大小近似相等,相位相同,故称射极跟随器,亦称射极输出器。

例5-4-3 图5-4-4(a)电路为自举电路。在上例中不考虑 R_b 影响时, R_{i_f} 是较高的。但考虑 R_b 后的 R_{i_f} 就小的多了。欲提高 R_{i_f} 可加大 R_b ,但 R_b 太大, I_{BQ} 就太小。怎样减小 R_b 对输入电阻的影响呢?常常采用图5-4-4(a)所示自举电路。这路电路的偏置由 R_{b1} 、 R_{b2} 分压后通过 R_{b3} 供给。电容 C_2 将输出信号反馈至B点,通过 R_{b3} 加到放大管基极,形成电压并联正反馈。交流等效电路如图5-4-4(b)所示。其中

$$R_L = R_{b1} // R_{b2} // R_c // R_L$$

这时共集放大器输入电阻

$$R_{i_f} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_{be} + V_o}{I_i} = \frac{V_{be}}{I_i} (1 + \frac{V_o}{V_{be}}),$$

$$= (R_{b3} // h_{ie}) (1 + A_v)$$

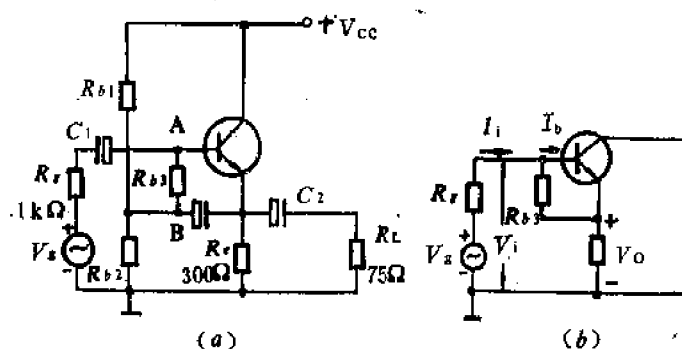


图5-4-4 例5-4-3电路

式中

$$A_v = \frac{(1 + h_{fe}) R_L}{h_{ie}}$$

若管子参数与例5-4-3相同, $R_{b1} = 11 \text{ k}\Omega$, $R_{b2} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_{b3} = 4.7 \text{ k}\Omega$,于是:

$$R_L = 58.5 \Omega$$

$$A_v = \frac{101 \times 58.5}{0.3 \times 10^3} = 19.7$$

$$R_{i_f} = 282 \times 19.7 = 5.6 \text{ k}\Omega$$

由上述计算可见,这时的输入电阻比例5-4-2中的大多了。实际上,由于 C_2 的作用,使A

点的交流电位上升时, B点也跟着上升, 减少了分流入 R_{b3} 的电流, 输入电阻增大, 这与 R_o 变化无关。

例5-4-4 由线性集成放大器构成的电路如图5-4-5所示。已知 $|A_v| = 10^4$, $r_{id} = r_{id} = 500\text{k}\Omega$, $R_o = 1\text{k}\Omega$ 。求 A_{vof} , R_{if} , R_{of} 。

解: $B_o = -\frac{1}{R_2}$

$$A_r = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{(V_i/r_i)} = r_i A_v$$

$$A_{r_o} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{I_i V_o}{I_o I_i} = \frac{R_1}{R_1 + r_i} A_r$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + r_i} r_i A_v = r_i A_v = 45\text{M}\Omega$$

式中 $R_1 = R_1 // R_2 = 455\text{k}\Omega$

$$r_i = R_1 // r_i = 4.5\text{k}\Omega$$

$$A_{vof} = \frac{1}{R_1} A_{r_o} = \frac{1}{R_1 (1 + A_{r_o} B_o)} = \frac{1}{R_1 (1 + r_i A_v B_o)}$$

$$= -\frac{1}{5 \times 10^3 (1 + 4.5 \times 10^3 \times 10^4 \times 0.02 \times 10^{-3})} = -9.99$$

$$R_{if} = \frac{r_i}{1 + A_v B_o} = \frac{500^3}{1 + 500 \times 10^3 \times 10^4 \times 0.02 \times 10^{-3}} = 5\Omega$$

$$R_{iof} = R_i + R_{if} \approx 5\text{k}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{r_o} B_o} \approx \frac{R_o}{1 + A_{r_o} \frac{R_o B_o}{R_1}} = \frac{10^3}{1 + 4.5 \times 10^3 \frac{10^4}{50 \times 10^3 (50 \times 10^3)}} = 5\Omega$$

由上可见, 当 $r_i \rightarrow \infty$, $A_v \rightarrow \infty$ 时

$$A_{vof} \approx -\frac{R_2}{R_1}, R_{if} \approx 0, R_{of} \approx 0$$

例5-4-5 图5-4-6所示由线性集成放大器构成的电路中, 参数同例5-4-4。

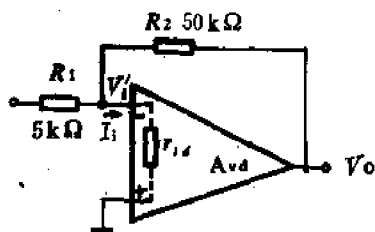


图5-4-5 例5-4-4电路

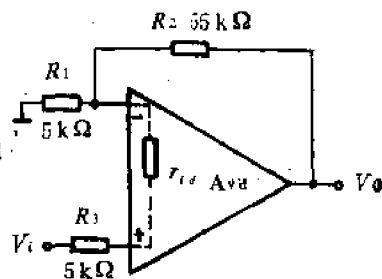


图5-4-6 例5-4-5 电路

求 A_{vof} , R_{if} , R_{of}

解：这是一电压串联负反馈。

$$B_v = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.083$$

$$A_{vo} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i}{V_i} \frac{V_o}{V_i} = \frac{r_i}{R_s + r_i} A_v$$

$$= \frac{504.6 \times 10^3}{5 \times 10^3 + 504.6 \times 10^3} \times 10^4 = 9900$$

$$A_{vof} = \frac{A_{vo}}{1 + A_{vo} B_v} = \frac{9900}{1 + 9900 \times 0.083} = 12$$

$$R_{if} = r_i (1 + A_v B_v) = 500 \times 10^3 (1 + 10^4 \times 0.083) = 416 \text{M}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{vo} B_v} \approx \frac{R_o}{1 + A_{vo} \frac{R_o}{R_L} B_v} = \frac{10^3}{1 + 9900 \times \frac{10^3}{60 \times 10^3} \times 0.083} = 68 \Omega$$

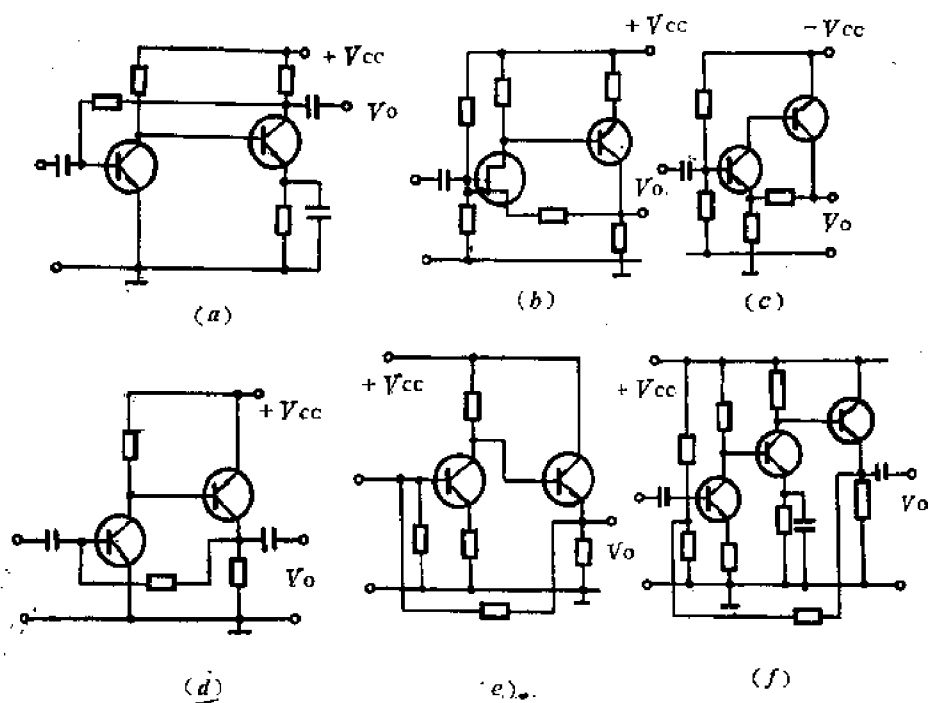
当 $r_i \rightarrow \infty$ 时, $A_{vo} \approx A_v$

$$A_v \rightarrow \infty \text{ 时, } A_{vof} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}, R_{of} \rightarrow 0$$

由上二例可见,线性集成放大器的 R_i 和 A_v 越大越好。

习 题

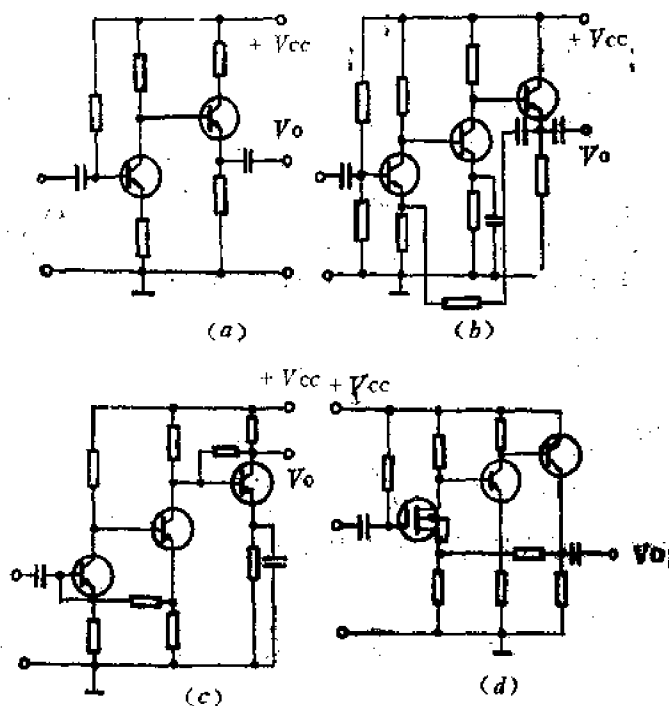
5-1 画出题5-1图中各电路的基本放大器。



题5-1图

5-2 在题5-1中的负反馈电路哪些用于稳定输出电压？哪些用于稳定输出电流？哪些用于提高输入电阻？哪些用于降低输出电阻？

5-3 题5-3图中电路，为了使最后一级有较强的负反馈效果，哪些电路设计的合理？为什么？



题5-3图

5-4 一个电压并联负反馈放大器，在输入端电流为 0.1mA 时，流过 $0.1\text{k}\Omega$ 等效负载的电流为 16mA 。反馈断开后，流过等效负载的电流为 25mA ，问这个负反馈放大器的 B_o 为多少？

5-5 如果要求开环增益 A 变化 25% ，闭环增益变化不超过 0.5% ，若闭环增益为 100 ，问 A 为多少？反馈系数为多少？

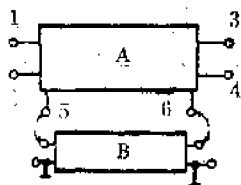
5-6 一个放大器的电流增益为 5000 ，加上电流并联负反馈后，电流增益下降为 200 ，计算 B_o 。若某种原因使 A_o 降为 4000 ，问有负反馈后 A_{if} 变化多少？

5-7 有一个反馈系统，但不知其类型。该系统机外5、6脚为反馈网络接点，1、2和3、4分别为输入、输出接线点，如题5-7图所示。现经测试知：

(1) 电压增益与 B 的接入与否无关，电流增益在接入 B 后下降；

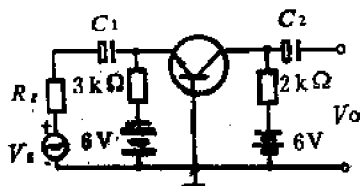
(2) 输入信号不变， R_L 增大时，输出电压不变，输出电流下降。

判断该系统反馈类型。



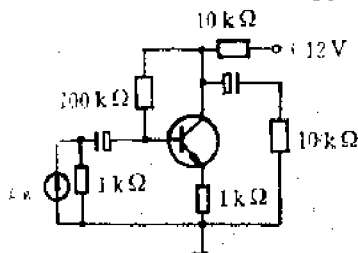
题5-7图

5-8 题5-8图示电路中, $r_{be} = 100\Omega$, $h_{FE} = 50$, $V_{BEQ} = 0.6V$, $r_{ce} = 40k\Omega$, $R_o = 1k\Omega$ 。计算电流增益、源电流增益、电压增益和源电压增益、输入和输出电阻。



题5-8图

5-9 题5-9图示电路,管子参数同题5-8,计算 $A_{v_{of}}$, $A_{v_{if}}$, R_{if} , R_{of}

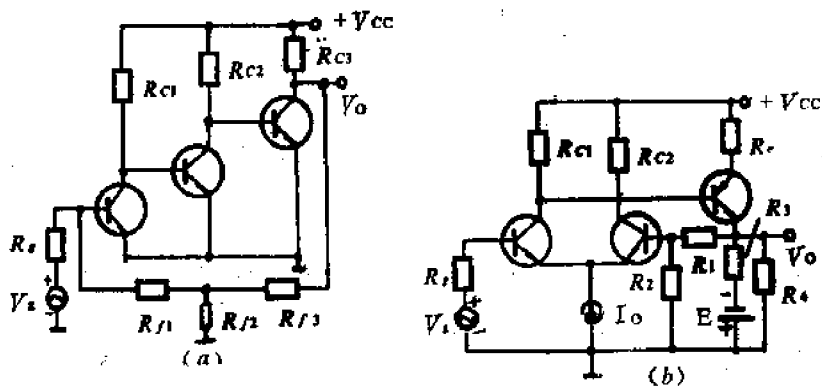


题5-9图

5-10 一个放大器由相同三级级联而成,每级电压增益相对变化为 dA_v/A_v 。采用三级电压串联负反馈,如要求闭环增益 A_{vf} 相对变化为 dA_{vf}/A_{vf} ,证明三级放大器开环电压增益 A_v 最小值为:

$$A_v = 3A_{vf} \frac{dA_v/A_v}{dA_{vf}/A_{vf}}$$

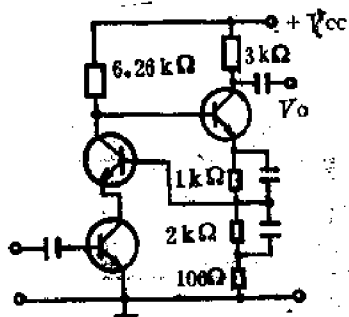
5-11 画出题5-11图示电路基本放大器,写出反馈系数表达式。



题5-11图

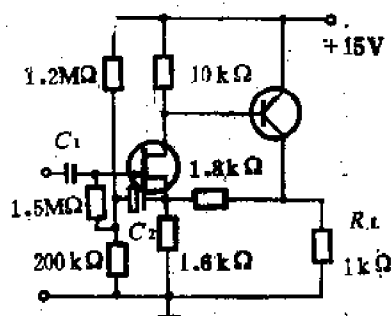
5-12 在深度负反馈条件下闭环增益 A_{vf} ($\approx 1/B_v$) 与晶体管参数无关。在这种情况下是否可以任意更换管子?

5-13 求题5-13图示电路的 V_o/V_i 。已知 $h_{ie} = 1k\Omega$



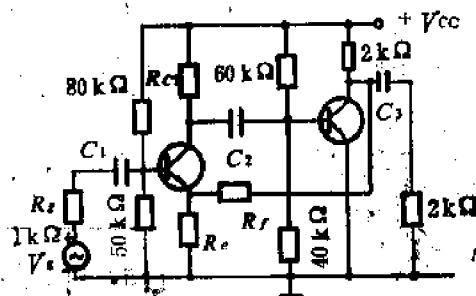
题5-13图

5-14 在题5-14图示电路中, $h_{ie} = 1k\Omega$, $h_{FE} = 50$, $r_{ce} = 100k\Omega$, 场效应管 $g_m = 0.7mA/V$ 。求电压增益, 输入、输出电阻。



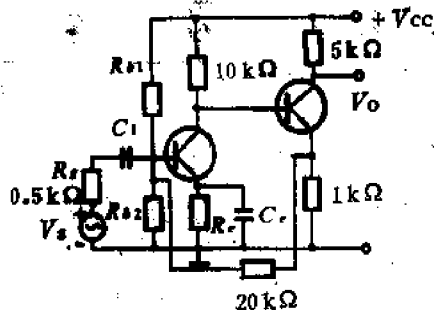
题5-14图

5-15 设题5-15图示电路的基本放大器增益为800, 若要求 $R_{if} = 40k\Omega$, 求当 $R_s = 200\Omega$ 时的 R_i 值及 A_{vf} , R_{of} 。已知两管参数均为: $h_{ie} = 1k\Omega$, $r_{ce} = 10^5\Omega$, $h_{fe} = 100$



题5-15图

5-16 三极管参数如题5-15, 求题5-16图所示电路的 A_{if} , R_{if} , A_{vf} 。



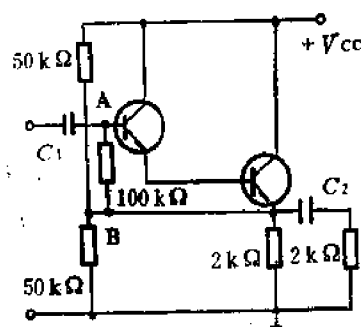
题5-16图

5-17 题5-17图中 $h_{ie} = 1\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 100$

求: (1) 当 C_2 开路时的输入电阻;

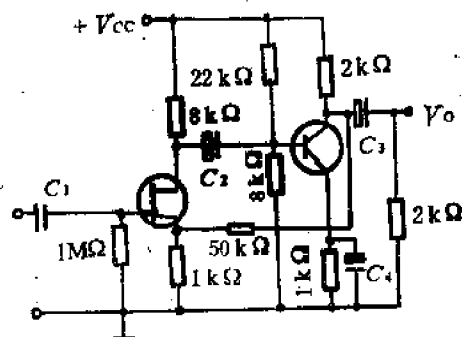
(2) C_2 接入时的输入电阻;

(3) A、B 间短路, C_2 开路时的输入电阻。



题5-17图

5-18 题5-18图中, T_1 管的 $g_m = 5\text{mS}$, $I_{DSS} = 2\text{mA}$, $V_p = -2\text{V}$, $r_{ds} = 50\text{k}\Omega$; T_2 管的 $h_{ie} = 50$, $h_{fe} = 100$ 求 A_{vf} , R'_{if} , R'_{of} 。



题5-18图

第六章 集成运算放大器及其应用

运算放大器是由具有高增益的集成放大器（即初始放大器）和提供深度负反馈的反馈网络组成，能够对信号进行线性组合、数学运算和处理等。

第一节 运算放大器的基本概念

由例5-4-4和例5-4-5可见，在这种具有深度负反馈电路中，当开环增益 $A_{od} \rightarrow \infty$ ，输入电阻 $r_{id} \rightarrow \infty$ 时，分别有 $A_{of} \approx -R_2/R_1$ 及 $A_{of} \approx (R_1 + R_2)/R_1$ 。也即 $V_o \approx -(R_2/R_1)V_i$ 及 $V_o \approx [(R_1 + R_2)/R_1]V_i$ 。这表明当 V_i 为几个信号从同一个端子输入时，输出端就很容易实现几个信号相加；如信号分别从同相端和反相端输入，则易实现几个信号相减。即 $V_o = [(R_1 + R_2)/R_1]V_{i2} - (R_2/R_1)V_{i1}$ ，如图6-1-1所示。因此在这种情况下，这种放大器实现了对信号线性组合或运算，因而称为运算放大器。

实际上 A_{od} 及 r_{id} 都是有限值。因此我们把具有理想条件的运算放大器称为理想运算放大器。通常理想条件为：

- (1) $A_{od} = \infty$, $r_{id} = \infty$,
- (2) $r_o = 0$, $V_i = 0$ (即 $V_N = V_P$)，图中 V_i 即 V_{i1} 。
- (3) 无漂移。

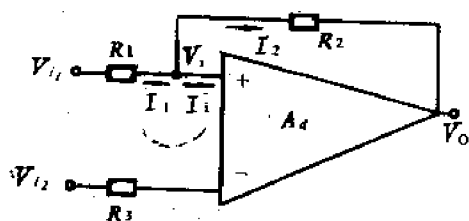


图6-1-1 运算放大器实现信号的线性组合

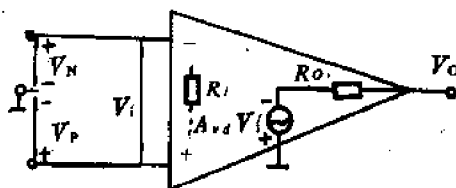


图6-1-2 运算放大器低频等效电路

在上述理想条件下，开环线性集成运算放大器的低频等效电路如图6-1-2所示。图中 R_i 即 r_{id} 。本章中无特别说明时， r_{id} 也可写成 r_i 。由理想条件可推得两个主要结论：

- (1) 理想运算放大器两个输入端之间的电压为零，即 $V_i = V_P - V_N = 0$ （相当于短路，即虚短路现象）；
- (2) 由于 $r_{id} = \infty$ ，故 $I_i = 0$ ，即理想运算放大器两输入端不取电流（相当于开路）。

第二节 集成运算放大器的两种基本电路

在例5-4-4和例5-4-5中,我们按负反馈理论求出了放大器的参数。现在我们由理想运算放大器的特点来分析推导它的参数表达式。

一、反相放大器

根据理想运算放大器等效电路图6-1-2,图6-2-1(a)电路可等效为图6-2-1(b)电路。由于同相端接地,故 N 点称为虚地点,这是反相放大器闭环工作状态下的重要特征。这时

$$I_1 = I_1 + I_2 \approx I_2$$

$$\frac{V_o - V_i}{R_f} = \frac{V_i - V_o}{R_f}$$

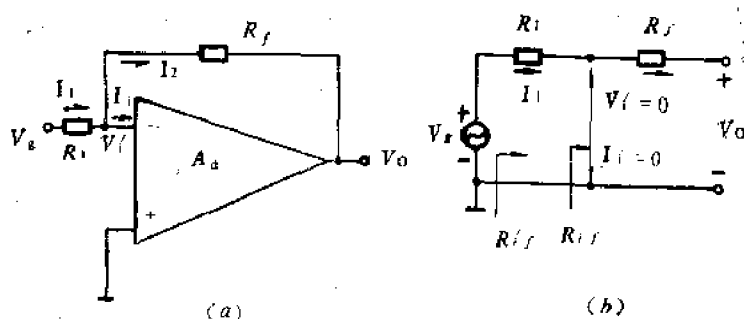


图6-2-1 运算放大器电路

而 $V_i \approx 0$ 所以有:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_i$$

$$A_{v_f} = \frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{R_f}{R_1} \quad (6-2-1)$$

上式表明电压增益仅由反馈网络电阻 R_f 和 R_1 之比来决定,与集成放大器的内部参数无关。负号表示输入信号与输出信号反相,故称反向比例放大器。

上述分析可以推广到反馈网络不是纯电阻的情况。如 R_f 为 Z_f , R_1 为 Z_1 ,则有:

$$A_{v_f} = -\frac{Z_f}{Z_1} \quad (6-2-2)$$

由图6-2-1(b);

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_2} = 0$$

$$R_{if} = R_{if} + R_1 = R_1 \quad (6-2-3)$$

按输出电阻定义,由图6-2-2有:

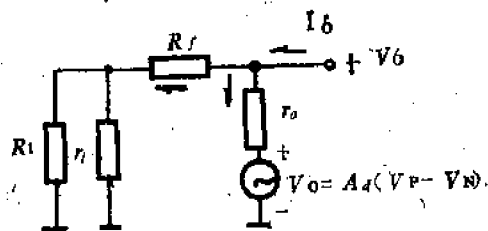


图6-2-2 求输出电阻示意图

$$\begin{aligned}
 I_0 &= \frac{V_0}{R_f + R_L // r_{id}} + \frac{V_0 - V_0}{r_o} \\
 V_0 &= A_{od}(V_P - V_N) = -A_{od}V_N \\
 &= -A_{od} \frac{R_L // r_{id}}{R_f + (R_L // r_{id})} V_0 \\
 \therefore R_{of} &= \frac{V_0}{I_0} = \frac{r_o(R_f + R_L // r_{id})}{r_o + R_f + R_L // r_{id} + A_{od}(R_L // r_{id})} \quad r_o \text{ 很小} \\
 &\approx \frac{r_o}{1 + \frac{A_{od}R_L}{R_f + R_L // r_{id}}} \\
 &\approx \frac{r_o}{1 + A_{od}B_v} \quad (6-2-4)
 \end{aligned}$$

式中 $B_v = \frac{R_L}{R_f + R_L}$ 。当 $A_{od} \rightarrow \infty$ 时, $R_{of} \rightarrow 0$ 。

可见上述用理想条件推导出的结果与用负反馈理论计算的结果一样。

二、同相放大器

如果信号从同相端输入,则可构成图6-2-3(a)所示同相放大器,图6-2-3(b)为等效电路。由图可见,它是属于电压串联负反馈电路。

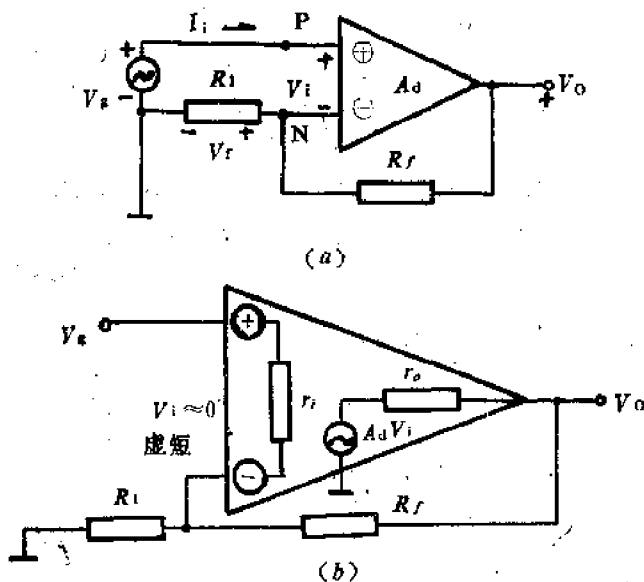


图6-2-3 同相放大器

由于 A_{vd} 很高,容易实现深度负反馈。在这种情况下,反馈电压 V_f (或 V_N)与信号源电压 V_s (或 V_P)接近相等, $V_i \approx 0$ 。这就是说,在同相放大器中,两输入端之间亦存在虚短路现象,这是与反向放大器所具有的共性。但在同相放大器中,反相端并不接地,所以不存在虚地。两输入端的电压相等,相位相同,即引入了共模电压。这是同相放大器在闭环工作状态下的重要特征。应当注意的是, V_f 只是接近 V_s ,但它总比 V_s 略小。真正加到两输入端之间的电压等于输入信号与反馈电压 V_f 之差。

1. 电压放大倍数

因为 $V_i \approx 0, I_i \approx 0$ 由图6-2-3(a)可知:

$$V_o = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_s \quad (6-2-5)$$

由此得:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (6-2-6)$$

将式(6-2-6)与式(6-2-1)相比可知,同相放大器电压增益总是大于1或等于1的。而反相放大器的比例系数范围则较大,其绝对值可以小于1,也可大于1。

反馈网络不为纯电阻的情况下,如 R_1, R_2 分别为 Z_1, Z_2 ,则有:

$$A_{vf} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (6-2-7)$$

由于是电压串联负反馈,因而输入电阻增大,输出电阻降低。这点已在第五章中说明,在此不再重述。

2. 同相放大器的特例——电压跟随器。

在图6-2-3中,若 $R_f = 0, R_1 = \infty$,则可得图6-2-4电路。很显然这时

$$\begin{aligned} V_f &= V_o \\ A_{vf} &= 1 \end{aligned} \quad (6-2-8)$$

上式表明,输出电压与输入电压大小相等,相位相同,故称电压跟随器,与第二章中所述的射随器、源随器类似。

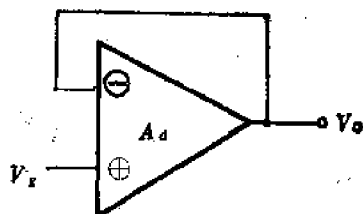


图6-2-4 电压跟随器

在实际构成上述基本电路中,为了减小差分放大电路输入偏置电流引起的失调,要求它的两个输入端各自向外电路看去的直流电阻相等,如图6-2-5所示。

这几种基本电路不仅可放大直流信号,亦可放大交流信号。采用电容耦合方式连接几级放大器,这时对各级调零和漂移性能要求就不太严格了。

例6-2-1电路如图6-2-6(a)所示,已知 $A_{vd} = 10^5, r_{id} = 100\text{k}\Omega, r_o = 100\Omega$,若 $V_o = 10\text{V}$,求 A_{vd} 和 R_{if} 。

解:由图6-2-6(a)等效电路如图6-2-6(b)所示。

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = \frac{10}{10000} = 1\text{mA}$$

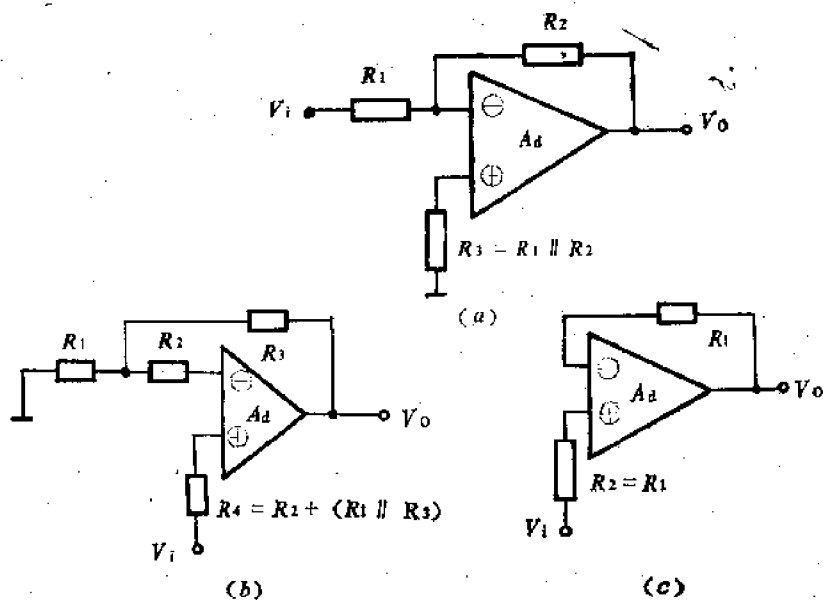


图6-2-5 改进的电压跟随器

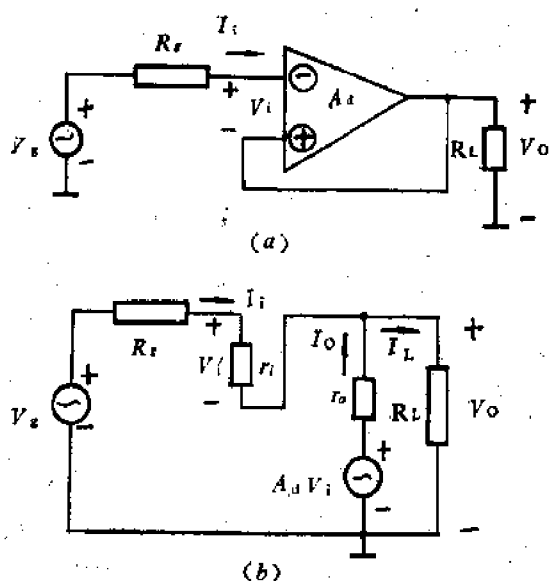


图6-2-6 例6-2-1电路

考虑到 I_i 很小,因此:

$$A_d V_i = V_o + I_o r_o \approx V_o + I_L r_o = 10 + 10^{-3} \times 10^2 = 10.1 \text{V}$$

$$V_i = (A_d V_i) / A_d = 10.1 \times 10^{-5} \text{V}$$

$$I_i = \frac{r_i}{r_{id}} = \frac{10.1 \times 10^{-5}}{10^6} = 1.01 \text{nA}$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_o + I_i (R_g + r_{id}) \\ &= 10 + 1.01 \times 10^{-9} (1.01 \times 10^6) \\ &= 10.0001 \text{V} \end{aligned}$$

$$A_{vf} = V_o/V_i = 10/10.0001 = 0.99999$$

由此可见,电压跟随器的输出电压,大小与输入电压非常接近,相位相同。

由于电路是属于电压串联负反馈电路,输入电阻为:

$$R_{if} \approx \frac{V_o}{I_i} \approx \frac{10}{1.01 \times 10^{-9}} \approx 10^{10} \Omega$$

显然,输入电阻是一个很大的数值。同时,也可证明它的输出电阻是很低的。

由于电压跟随器的输入电阻很高,输出电阻很低,常用作阻抗变换器或缓冲器。

在选用集成运放连成电压跟随器时,要注意输入信号电压幅度不要超过它的共模输入电压范围。

第三节 集成运算放大器的误差分析

前面讨论的由集成线性放大器组成的几种基本电路的运算,都是在集成线性放大器为理想化条件下进行的。实际上集成线性放大器并非理想的,其 A_d , R_{id} , CMRR均为有限值, R_o , V_{os} , I_{os} 也不可能为零。即不满足 $V_p = V_N$, $I_i \rightarrow 0$ 的条件。因此使运算带来一定的误差。全面研究这些非理想因素所带来的误差是困难的,其表达式也是很复杂的。下面分别讨论各因素对运算放大器所带来的误差。

一、差模增益 A_d , 输入电阻 R_{id} 为有限值时所造成的误差值

以反相运算放大器为例,当 A_d , R_{id} 为有限值时,图6-2-1拆环后输入端的等效电路如图6-3-1(a)所示,图6-3-1(b)是其等效电路,其中

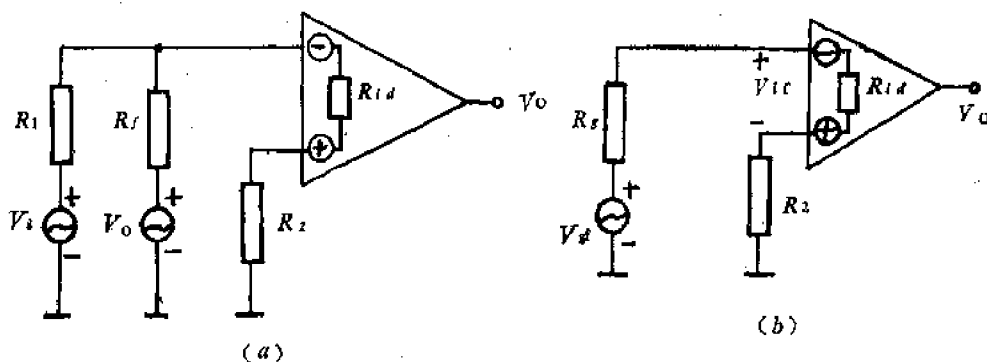


图6-3-1 反相运算放大器拆环后的等效电路

$$V_{if} = \frac{V_o - V_o}{R_1 + R_f} R_f + V_o = \frac{V_o R_f + R_1 V_o}{R_1 + R_f}$$

$$R_o = R_1 // R_f$$

$$V_{if} = \frac{V_{af}}{R_o + R_2 + R_{id}} R_{id} = \frac{V_o R_f + R_1 V_o}{(R_1 // R_f) + R_2 + R_{id}} \cdot \frac{R_{id}}{R_1 + R_f}$$

$V_o = -A_d V_{if}$, 即 $V_{if} = -\frac{V_o}{A_d}$ 代入上式整理可得:

$$A_f' = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_f}{1 + \frac{R_f + R_2 + R_{id} - A_f(R_2 + R_{id})}{A_d R_{id}}} \quad (6-3-1)$$

式中 $A_f = -R_f/R_i$ 为理想情况下反相放大器的增益, 当 $A_d = \infty, R_{id} = \infty$ 时, $A_f' = A_f$, 表明 R_{id} 和 A_d 越大, A_f' 越接近 A_f 。

二、共模抑制比为有限值时所造成的运算误差

由前面分析指出共模信号对同相放大器有影响。当 CMRR 为有限值时, 使得输出有共模信号, 此共模信号折合到输入端为

$$V_{icm} = \frac{V_{oc}}{A_d} = \frac{V_{ic}}{A_d} \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = \frac{A_c}{A_d} V_{ic} = \frac{V_{ic}}{\text{CMRR}}$$

式中 $V_{ic} = \frac{1}{2}(V_p + V_N)$ 为输入端共模信号。

这样对一个集成线性放大器可用图 6-3-2(a) 来等效, 其中实线框内的放大器其 CMRR 为无限大。

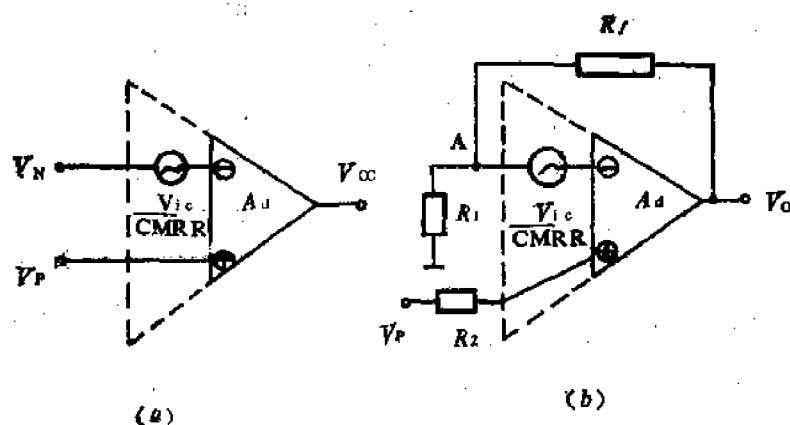


图 6-3-2 CMRR 为有限值时的同相放大器

下面讨论 CMRR 为有限值时的同相放大器的情况, 如图 6-3-2(b) 所示。此时

$$V_p = V_i$$

$$V_N = V_A \frac{V_{ic}}{\text{CMRR}} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o - \frac{V_p + V_N}{2\text{CMRR}}$$

$$V_N = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_f} V_o - \frac{V_i}{2\text{CMRR}}}{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}$$

$$V_o = A_d(V_p - V_N) = A_d \left(V_i - \frac{V_o}{A_i} - \frac{V_i}{2\text{CMRR}} \right)$$

$$\approx A_d V_i - \frac{\frac{A_d}{A_i} V_o}{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}} + \frac{\frac{A_d V_i}{2\text{CMRR}}}{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}$$

$$\text{即 } V_o = \frac{A_d V_i + \frac{V_i A_d}{2\text{CMRR}} \parallel \left(1 + \frac{1}{2\text{CMRR}} \right)}{1 + \frac{A_d/A_i}{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}}$$

$$= \frac{A_d V_i \left(1 + \frac{1}{2\text{CMRR}} \right)}{1 + \frac{A_d/A_i}{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}}$$

$$A_i = A_f \frac{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}{\frac{A_f}{A_d} + \frac{1}{1 + 2\text{CMRR}}} \approx \frac{1 + \frac{1}{2\text{CMRR}}}{1 + \frac{A_f}{A_d} - \frac{1}{2\text{CMRR}}}$$

(6-3-2)

上式表明CMRR越大 A_i 就越接近于 A_f 。

三、失调参数造成的运算误差

由于放大器输入存在的非对称性产生了失调电压和失调电流。使得在输入信号为零时输出不为零,这就会产生运算误差。

现假定放大器的其它参数都是理想化的,在这种情况下,放大器的等效电路如图6-3-3所示,图中:

$$V_p = -(I_b - I_{os})R_2$$

$$V_N = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \Delta V_o - V_{os} - I_b(R_1 \parallel R_f)$$

$$\Delta V_o = V_{os} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) - (I_b - I_{os}) \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) R_2 + I_b R_f$$

上式表明 ΔV_o 除与 I_{os} 、 V_{os} 有关外,还与外接元有关,若取

$$R_2 = R_1 \parallel R_f$$

则上式变为:

$$\Delta V_o = V_{os} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) + I_{os} R_2$$

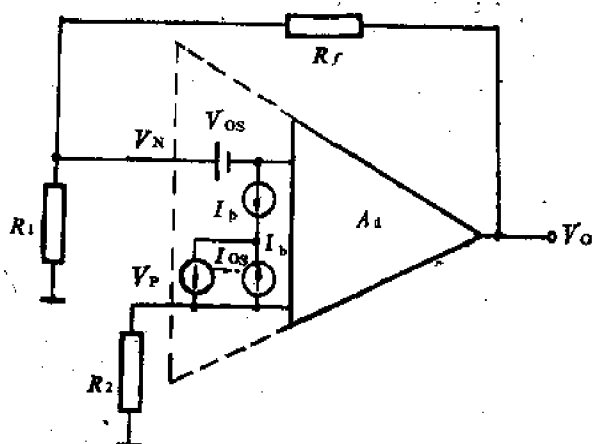


图6-3-3 失调参数对放大器的影响

$$= (1 + A_f) V_{OS} + I_{OS} R_2 \quad (6-3-3)$$

可见当外接元件满足条件 $R_2 = R_1 // R_f$ 时,失调可大大减小,消除了由于 I_b 所引起的输出失调电压。这个现象从电路上说,就是当差动放大器的两臂完全对称时, $I_{b1} = I_{b2}$, 两管偏置电流相等,其引起的失调为零。

上式是在输入为零的情况下得到的。当从反相端加入信号后,其偏差电压与 ΔV_o 同相。

如将上述失调电压折合到输入端,对反相放大器有:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o}{A_f} &= [V_{OS} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + I_{OS} R_f] / \frac{R_f}{R_1} \\ &= V_{OS} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + I_{OS} R_1 \end{aligned}$$

对同相放大器:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o}{1 + A_f} &= [V_{OS} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + I_{OS} R_f] / \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \\ &= V_{OS} + I_{OS} (R_1 // R_f) \\ &= V_{OS} + I_{OS} R_2 \end{aligned} \quad (6-3-4)$$

可见,对不同类型放大器,输出失调电压折合到输入端的值是不同的。但均表现在输入信号为零时,输入端已输入了一个误差信号。当外接信号大小与误差信号可相比拟时,就很难在输出端测出有用信号。因此对运算放大器要接入调零电路。调零方法与前面讲过的一样,不再重述。

第四节 集成运算放大器的线性运用

本节讨论集成运放的线性运用。所谓线性是指集成运放本身工作在线性区。

前节讨论的反相和同相放大器是线性应用的简单例子,称为比例运算电路。

在反相放大器中,若 $R_f = R_1$,则比例系数为 -1 ,称为变号器或反相器。利用它实现变号运算。运算放大器线性应用的电路很多,这里只举一些典型的电路作为例子。

一、加法器

如果要求两个电压相加,可以利用图6-4-1所示的电路来实现。这个电路是接成反相放大器。显然,它是属于多端输入的电压并联负反馈电路。利用虚地的概念: $V_i = 0, I_i = 0$ 。对反向输入节点可写出下面的方程式。

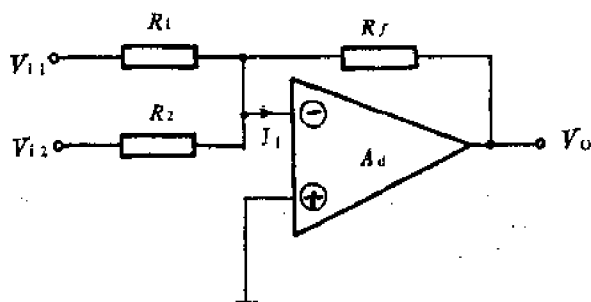


图6-4-1 加法器

$$\frac{V_{i1} - V_i}{R_1} + \frac{V_{i2} - V_i}{R_2} = \frac{V_i - V_o}{R_f} \quad (6-4-1)$$

$$\text{或 } \frac{V_{i1}}{R_1} + \frac{V_{i2}}{R_2} \approx \frac{-V_o}{R_f} \quad (6-4-2)$$

由此得

$$-V_o = \frac{R_f}{R_1} V_{i1} + \frac{R_f}{R_2} V_{i2} \quad (6-4-3)$$

这就是加法运算的表达式,式中的负号是因反相输入所引起的,若 $R_1 = R_2 = R_f$,则式(6-4-3)式变为

$$-V_o = V_{i1} + V_{i2} \quad (6-4-4)$$

如在图6-4-1的输出端再接一级变号器,则可消去负号,实现完全符合常规的算术加法。图6-4-1所示的加法器可以扩展到多个输入电压相加。加法器也可利用同相放大器来组成。

例6-4-1设计一个运算电路以实现下面的运算表达式。

$$V_o = 3V_{i1} + 5V_{i2}$$

解: 可以采用两级集成运放来实现给定的运算表达式。第一级用来实现加法运算,第二级则用来表示变号。其电路如图6-4-2所示。第一级的各电阻值按比例运算选择,第二级各电阻值的选择,只要使它的电压放大倍数等于 -1 即可。如果选取 $R_4 \gg r_{of1}$,那么级间的负载影响可以略去不计。通常 r_{of1} 小于 1Ω ,可选 $R_f = 30\text{K}\Omega$, $R_4 = R_5 = 10\text{K}\Omega$ 。若电阻值以 $\text{K}\Omega$ 为单位,则有:

$$V_{o1} = - \left(\frac{R_f}{R_1} V_{i1} + \frac{R_f}{R_2} V_{i2} \right) = - \left(\frac{30}{R_1} V_{i1} + \frac{30}{R_2} V_{i2} \right)$$

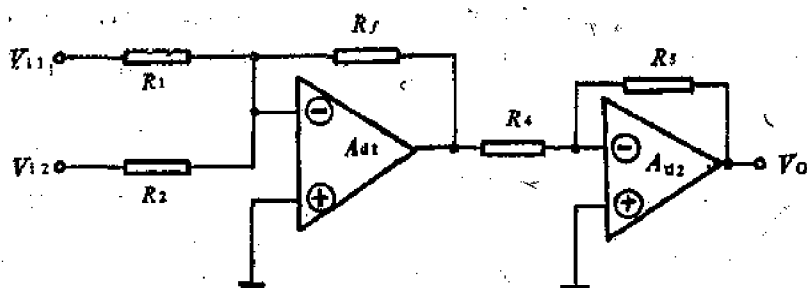


图6-4-2 例6-4-1电路

$$\text{及 } V_o = -\frac{V_{o1}}{R_4} V_{o1} = -V_{o1} = \frac{30}{R_1} V_{i1} + \frac{30}{R_2} V_{i2}$$

将上式与题目给定的表达式相比较,可得

$$R_1 = 10\text{K}\Omega, R_2 = 6\text{K}\Omega$$

二、减法器

图6-4-3是用来实现两个电压 V_{i1} 、 V_{i2} 相减的电路。从结构上来看,它是反相输入和同相输入相结合的放大器, R_f 和 R_1 构成反馈网络。当电路参数一定时,由于集成运放的 A_{od} 很大,不论 $(V_{i1} - V_{i2})$ 的大小和极性如何,都将引入很强的负反馈,以致迫使 $V_i = V_p - V_N \approx 0$,或 $V_p \approx V_N$ 。这就是说,电路中也存在虚短路现象,同时两输入端引入共模电压。伴随 $V_i \approx 0$,也有 $I_i \approx 0$ 由此可得出下列方程式:

$$\frac{V_{i1} - V_N}{R_1} = \frac{V_N - V_o}{R_f} \quad (6-4-5)$$

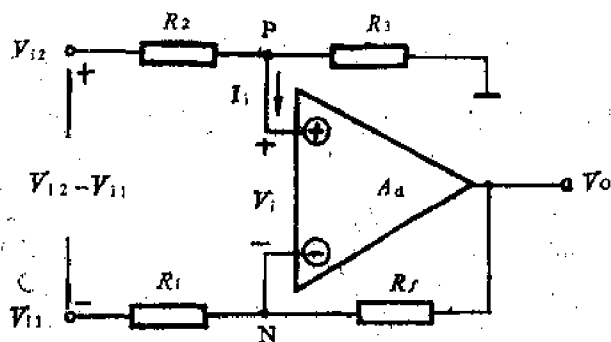


图6-4-3 减法器

$$\frac{V_{i2} - V_p}{R_2} = \frac{V_p}{R_3} \quad (6-4-6)$$

注意 $V_N \approx V_p$,由式(6-4-5)解得 V_N ,然后代入式(6-4-6)可得

$$V_o = \left(\frac{R_f + R_1}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) V_{i2} - \frac{R_f}{R_1} V_{i1}$$

在上式中,如果选取电阻满足 $R_f/R_1 = R_3/R_2$ 的关系,输出电压可简化:

$$V_o = \frac{R_f}{R_1}(V_{i2} - V_{i1}) \quad (6-4-7)$$

即输出电压 V_o 与输入电压之差($V_{i2} - V_{i1}$)成比例。所以图6-4-3所示的减法器实际上就是一个差动式放大器。当 $R_f = R_1$ 时, $V_o = V_{i2} - V_{i1}$ 。应当注意的是, 由于电路存在共模电压, 应当选用共模抑制比较高的集成运放, 才能保证一定的运算精度。差动式放大器除了可作为减法运算单元外, 也可用于自动检测仪器中。性能更好的差动式放大器可用多只集成运放来实现。

直到目前为止, 关于运算放大器的输入方式一共介绍了三种, 即反相输入, 同相输入和差动的输入。使用时要注意各自的特点。

三、积分器

图6-4-4(a)是一个简单的积分器。电容两端电压 v_c 随时间变化规律如图6-4-4(b)所示。很显然, 电压的增长不是线性的。这是由于随着 v_c 的增长, 充电电流不断减小的缘故。如果能使由信号源产生的通过 R 的电流为恒定值, 即 I 为常数, 则充电电流就为恒定值了。利用集成运算放大器构成的积分器就可实现恒流充电。电路如图6-4-4(c)所示。

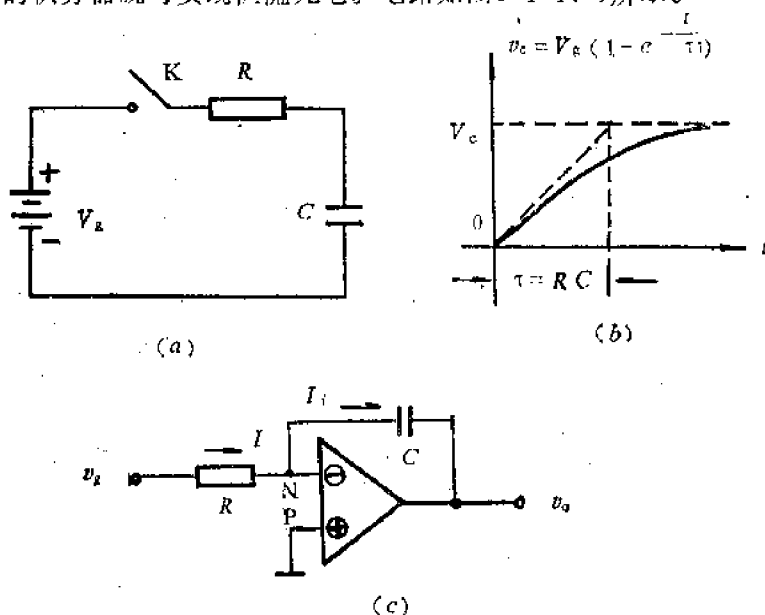


图6-4-4 积分器

由于 $V_p = V_N$, 所以 $I = \frac{V_i}{R}$, 而 $I = I_f$

$$V_o = -V_c = -\frac{1}{C} \int I_f dt = -\frac{1}{C} \int I dt = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

从而实现了积分运算。当 V_i 为恒定电压时,

$$V_o = -\frac{V_i}{RC} t \quad (6-4-9)$$

上式表明 v_o 与时间 t 成线性关系。但应当注意, v_o 和输出电流不允许超过集成放大器的额

定电压和额定电流。

实际上,利用运算放大器构成的积分器所以能实现线性积分,主要是这种电路能使反馈回路的充电电容增大 $(1 + |A_{od}|)$ 倍,时间常数也就增大了 $(1 + |A_{od}|)$ 倍,因而线性范围大大增加。

例6-4-2 利用加法器和积分器求解微分方程

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + 2 \frac{dv_o}{dt} + v_o = V_{im} \cos \omega t$$

式中 v_o 是由输入电压 $V_{im} \cos \omega t$ 所产生。设初始条件为零。

解: 利用积分器解微分方程的思路是,将变量对时间的高次微分项多次积分,直至得到变量。同时通过选择电路参数来满足方程中所给定的系数。首先由已给定的方程解出二次微分项:

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} = V_{im} \cos \omega t - 2 \frac{dv_o}{dt} - v_o$$

求解这一方程,需要两次积分,求和及此例运算。对 $d^2 v_o / dt^2$ 积分可求得 dv_o / dt 。考虑到集成运放接成反相输入时的倒相作用,我们可将上式写成如下的形式:

$$\begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} &= - \int_0^t \left(\frac{d^2 v_o}{dt^2} \right) dt \\ &= - \int_0^t \left(- V_{im} \cos \omega t + 2 \frac{dv_o}{dt} + v_o \right) dt \end{aligned}$$

可以采用一个和式积分器 A_1 来实现上式的运算如图6-4-5。图中也表示了将 dv_o / dt 再经过一次积分 A_2 和变号 A_3 分别得到 $(-v_o)$ 和 v_o 。电路中的电阻、电容参数是根据已给方程的系数而确定。

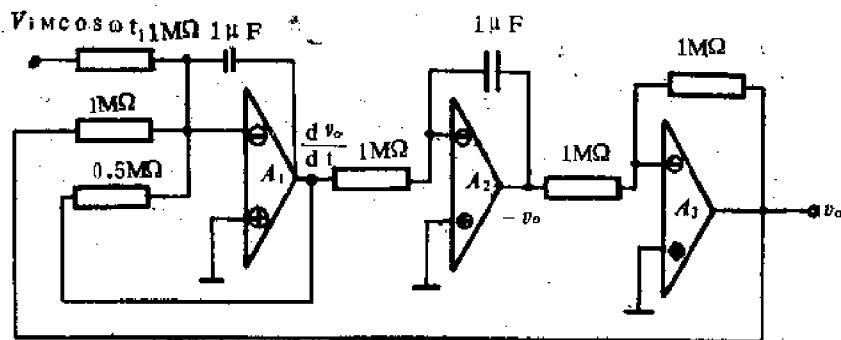


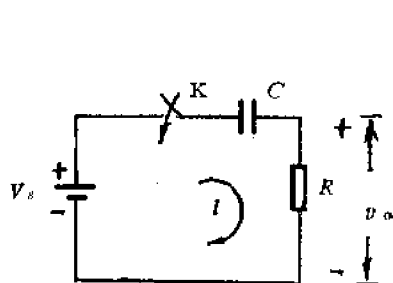
图6-4-5 例6-4-2电路

由于全部初始条件为零,在运算操作时首先应利用开关(图中未画出)将所有积分电容器短路放电。当外加输入信号电压 $V_{im} \cos \omega t$ 加入后,可用示波器在输出端观察 v_o 的波形,这就是所给微分方程的解。

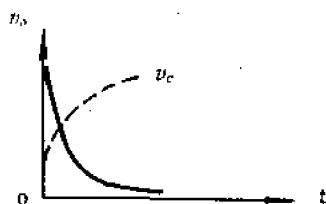
四、微分器

图6-4-6是简单的微分电路,其中 $v_o = iR = RC \frac{dv_i}{dt}$

很显然,欲要输出电压 v_o 大, R 应大。但要求脉冲窄,则 R 应小。这对矛盾是简单微分电路无法解决的。利用运算放大器构成的微分器就可解决这个问题。如图6-4-7电路,由于并联电压负反馈的结果,反馈回路电阻 R 折合到输入回路时的值为 $R/(1+|A_v|)$,即时间常数只有图6-4-6(a)电路的 $1/(1+|A_v|)$,因而微分作用更显著(脉冲更窄),而又获得较大输出幅度。

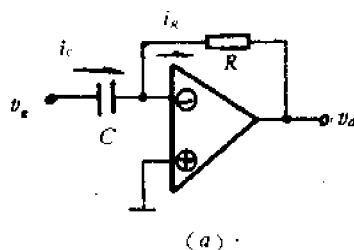


(a)

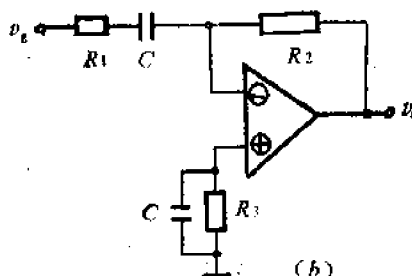


(b)

图6-4-6 微分器



(a)



(b)

图6-4-7 改进后的微分器

由图6-4-7(a)有 $i_c = i_R$,所以

$$v_o = -v_R = -i_c R = -RC \frac{dv_i}{dt} \quad (6-4-10)$$

上式表明输出电压正比于输入电压对时间的微分。

但这种电路由于输入端的电容对外界干扰很灵敏,因此抗干扰力不强。当突变信号输入时,将有可能超过放大器所允许的最大差模输入电压,使放大器阻塞。为此,常将微分器接成图6-4-7(b)电路形式,引入 R_1 以限制干扰和突变信号输入。

微分电路的应用是很广泛的。在线性系统中,除了可作微分运算外,在脉冲数字电路中常用来作波形变换。例如将矩形波变换为尖顶脉冲波。

归纳与推广

以上我们分析了比例、加法、减法、积分、微分运算电路。在这些电路中, Z_1 和 Z_f 只是简单的 RC 元件。一般说来,它们可以是 R 、 L 、 C 元件的串联或并联组合。应用拉氏变换将 Z_1 和 Z_f 写成运算阻抗的形式 $Z_1(s)$ 、 $Z_f(s)$,其中 s 为复频率变量或称运算子。于是:

$$V_o(s) = \frac{Z_f(s)}{Z_1(s)} V_i(s) \quad (6-4-11)$$

这是运算放大器的一般数学表达式。改变 $Z_1(s)$ 和 $Z_f(s)$ 的形式,即可实现各种不同的数学运算。

例如,图6-4-8(a)是一种复杂的运算电路,它的传输函数为

$$A(s) = \frac{v_o(s)}{v_e(s)} = - \frac{R_f + 1/sC_f}{\frac{R_1}{sC_1} / \left(R_1 + \frac{1}{sC_1} \right)}$$

$$= - \left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{C_1}{C_f} + sR_fC_1 + \frac{1}{sR_1C_f} \right) \quad (6-4-12)$$

上式右侧括号内第一、二两项表示比例运算,第三项表示微分运算,因 $s = d/dt$;第四项表示积分运算,因 $1/s$ 代表积分。图6-4-8(b)表示在阶跃信号作用下的响应。

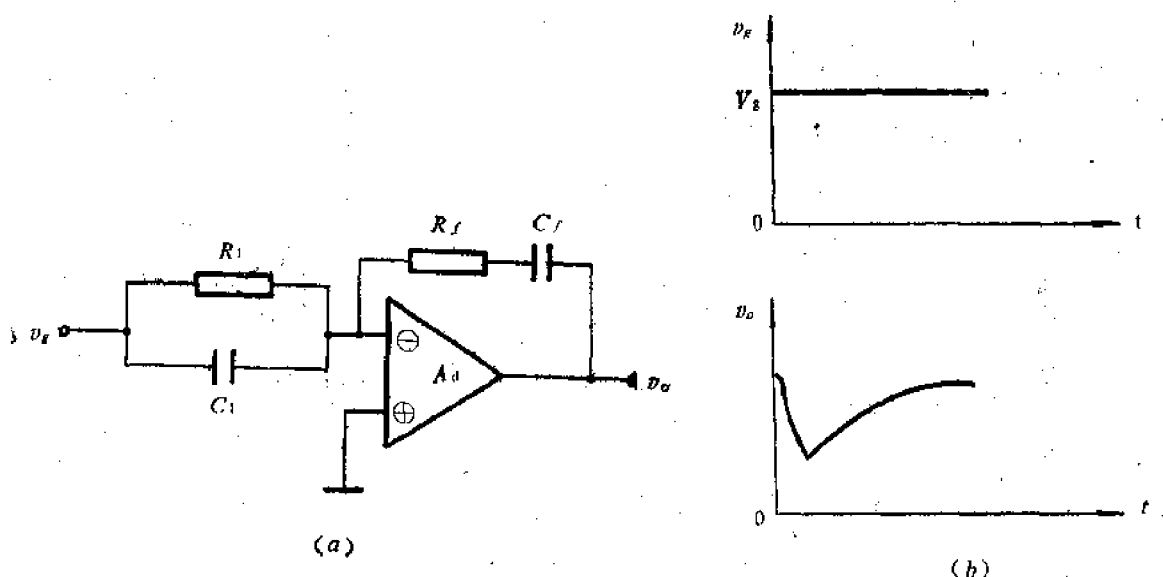


图6-4-8 比例积分微分运算

在自动控制系统中,比例-积分-微分运算经常用来组成PID调节器,在常规调节中比例运算、积分运算常用来提高调节精度,而微分运算则用来加速过渡过程。

五、对数放大器

利用半导体PN结的指数型伏安特性,可以实现对数运算。实用上,如使半导体三极管的 $V_{CB} > 0$,但接近于零; $V_{BE} > 0$,则在一个相当宽广的范围(例如 I_C 从 $10^{-8} \sim 10^{-3}$ 之间)内,集电极电流 I_C 与基极射极电压 V_{BE} 之间具有较为精确的对数关系。

在反相运算放大器中,若 $Z_1 = R$, Z_2 为半导体三极管,使得图6-4-9所示的电路。利用虚地的概念,有

$$i = i_c = \frac{v_o}{R} \quad (6-4-13)$$

$$\text{及 } v_o = -v_{CE} = -v_{BE} \quad (6-4-14)$$

与PN结的理想伏安特性方程相仿,半导体三极管的 $i_C - v_{BE}$ 关系为

$$i_c \approx i_E = I_{ES} [\exp(v_{BE}/V_T) - 1]$$

$$\approx I_{ES} \exp(v_{BE}/V_T) \quad (6-4-15)$$

这是因为一般有 $v_{BE} \gg V_T$ ($= \frac{kT}{q}$, 在室温时约为26mV), I_{ES} 是发射结的反向饱和电流。

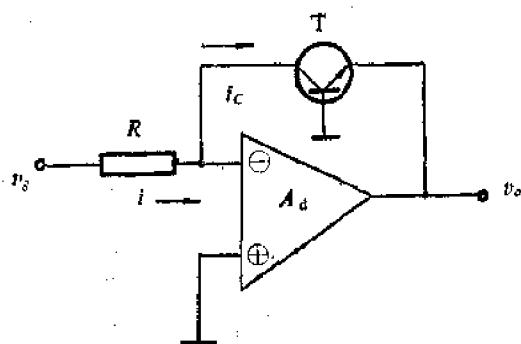


图6-4-9 对数放大器

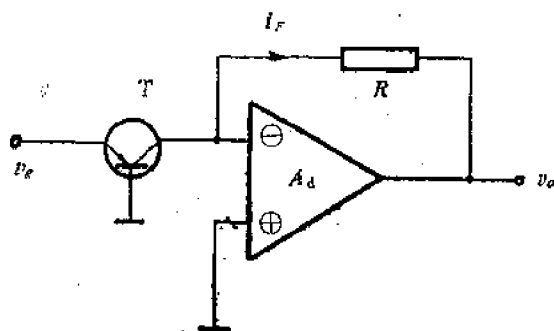


图6-4-10 反对数放大器

由式 (6-4-15) 可得

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{i_c}{I_{ES}} \quad (6-4-16)$$

故由式 (6-4-14) 和式 (6-4-16) 得:

$$\begin{aligned} v_o = -v_{BE} &= -V_T \ln \frac{i_c}{I_{ES}} = -V_T \ln \frac{v_g}{RI_{ES}} \\ &= -V_T \ln v_g + V_T \ln RI_{ES} \end{aligned} \quad (6-4-17)$$

由上式可见,输出电压与输入电压的对数成线性关系。必须注意的是,只有当 $v_g > 0$ 时,图6-4-9所示的电路才能正常工作,因为它是一个单极性部件。

如将图6-4-9中的 R 与半导体三极管 T 的位置互换,使得到图6-4-10所示的电路 (图中 T 为 PNP 型管)。同样利用虚地的概念和半导体三极管 $i_c - v_{BE}$ 的关系,可得指数函数式:

$$i_f = i_c \approx I_{ES} \exp \left(\frac{v_g}{V_T} \right) \quad (6-4-18)$$

六、有源滤波

滤波器的作用是选出有用频率的信号,抑制无用频率的信号。使有用频率的信号比较顺利地通过,衰减很小。而在此频率范围之外的无用信号,衰减很大。滤波器常用在信号处理,数据传输和抑制干扰等方面。在本世纪四十年代前后,滤波器常用 LC 电路组成,它的缺点是在较低频率工作时, L 将较大,且品质因数 Q 值低,使滤波效果受影响。现在常用的是由线性集成电路构成的单片集成有源滤波器,其优点是:

- (1) 在制作截止频率低的滤波器时,可以作到体积小、重量轻、成本低;
- (2) 无需阻抗匹配;
- (3) 可作截止频率可变的滤波器;
- (4) 可得到一定增益;
- (5) 由于采用集成电路,故受机械振动、温度、湿度及化学环境影响小;
- (6) 不易受电磁干扰;
- (7) 设计、计算、调试方便。

缺点是:

- (1) 制作频率特性较陡的滤波器较困难;

(2) 需使用电源；

(3) 噪声大通常达几微伏到几毫伏；

(4) 通常使用频率只在几十千赫兹以下。因此这种滤波器仅能用于低频、甚低频范围。

滤波器常以它的工作频率范围来定名,如低通滤波器是指能通过低频而不能通过高频的滤波器;高通滤波器是指能通过高频而不能通过低频的滤波器;带通滤波器是指频率在某一通频带范围内的信号能通过,而在此之外的信号不能通过的滤波器;带阻滤波器性能与带通滤波器相反。带通和带阻的界限频率为截止频率。

从带通滤波器特性看,有源滤波器又可分为平直型、纹波型、线性相位型等。从集成运放作为有源元件看,有源滤波器还可分为无限增益单反馈环型滤波器、无限增益多反馈环型滤波器、压控电源型滤波器,无限增益多态反馈电路型滤波器,负阻变换型滤波器、回转型滤波器

1. 一阶有源滤波器

如图6-4-11(a)所示电路,为一级RC低通网络再接一个电压跟随器,使滤波环节与负载隔离。由图有:

$$V_o(s) = \frac{1/sC}{R + 1/sC} \dot{V}_o(s) = \frac{1}{1 + sRC} V_o(s) \quad (6-4-20)$$

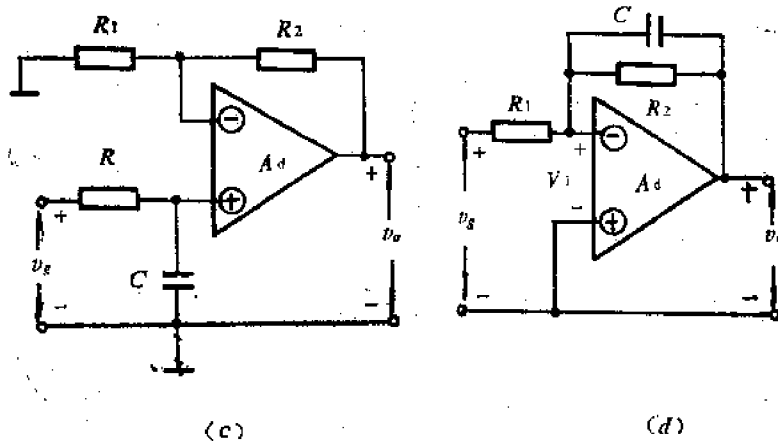
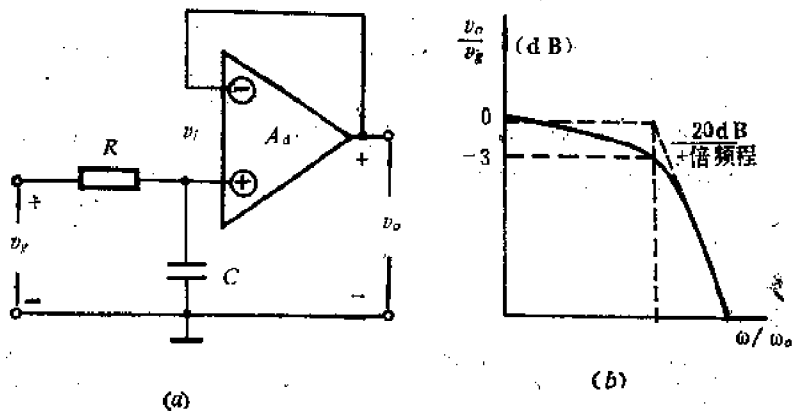


图6-4-11 低通滤波器

这样,电路传输函数可表示为:

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_u(s)} = \frac{1}{1 + s/\omega_o} \quad (6-4-21)$$

式中 $\omega_o = 1/RC_o$,以 $s = j\omega$ 代入可得:

$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_u(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_o}} \quad (6-4-22)$$

图6-4-11(b)是此低通滤波电路的归一化幅频特性,虚线表示理想的情况。

假如我们把一节低通环节与一个同相放大器串联起来,就构成了一阶有源低通滤波电路的另一种形式,如图6-4-11(c)所示。该电路的传输函数为:

$$A(S) = \frac{V_o(s)}{V_u(s)} = A_{vf} \frac{1}{1 + s/\omega_o} \quad (6-4-23)$$

式中, $A_{vf} = 1 + R_2/R_1$ 为同放大器的电压放大倍数, $\omega_o = 1/RC_o$ 。

假若我们把 RC 放到运算放大器的反馈支路中,就构成了如图6-4-11(d)所示的一阶有源低通滤波器的第三种形式,其传输函数可表示为

$$A(s) = |A_{vf}| \frac{1}{1 + (s/\omega_o)} \quad (6-4-24)$$

式中 $A_{vf} = -R_2/R_1$

上述三种形式的低通滤波器电路的传输函数的分母均为 S 的一次函数,故统称为一阶有源低通滤波器。

一阶高通滤波器电路可由图6-4-11(a)和图6-4-11(c)的 R 和 C 交换位置来组成,这里不再论述。

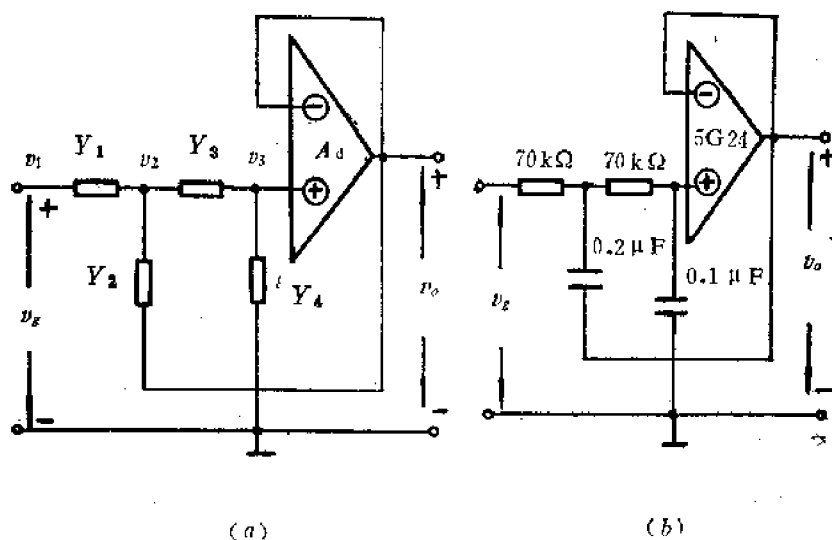


图6-4-12 二阶有源低通滤波器

上述滤波器的滤波效果还不够好,在理想情况下,当 $\omega/\omega_c > 1$ 时,滤波器的输出应迅速衰减到零。可是从图6-4-11(d)所示的幅频特性来看,衰减率是每十倍频程下降20dB,换句话说,在频率为截止频率的10倍处,幅度只下降20dB。

2. 二阶有源滤波电路

为了获得较好的滤波效率,我们可以在图6-4-11(a)的基础上,再加一节RC低通滤波电路,如图6-4-12所示。图6-4-12(a)为一般原理图,图6-4-12(b)为电路实例。图6-4-12(a)中 Y_2 的下端不是直接接地,而是连到电路输出端。这样就构成了带反馈的有源滤波器。考虑到 $\dot{V}_0 = \dot{V}_1$, $\dot{V}_3 = \dot{V}_2$ 可列出相应的节点方程式:

$$-Y_1 \dot{V}_0 + (Y_1 + Y_2 + Y_3) \dot{V}_2 - (Y_2 + Y_4) \dot{V}_0 = 0 \quad (6-4-25)$$

$$-Y_3 \dot{V}_2 + (Y_3 + Y_4) \dot{V}_0 = 0 \quad (6-4-26)$$

在上述方程组中,消去 $\dot{V}_2$,可得:

$$\frac{\dot{V}_0}{\dot{V}_s} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4} \quad (6-4-27)$$

若将 $Y_1 = 1/R_1$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_2 = sC_2$ 以及 $Y_4 = sC_4$ 代入式(6-4-27),可得到如下的传输函数:

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{1}{R_1 R_3 C_2 s^2 + (R_1 + R_3) C_4 s + 1} \\ &= \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \end{aligned} \quad (6-4-28)$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad (6-4-29)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 (R_1 + R_3) C_4} \quad (6-4-30)$$

为了求出带反馈的有源低通滤波器的频率特性,在式(6-4-28)中令 $s = j\omega$ 则得:

$$A(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{Q\omega_0}}$$

$$|A(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{Q\omega_0}\right)^2}}$$

$$\text{或} \quad |A(\omega)|_{(\text{dB})} = -10 \log \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{Q\omega_0}\right)^2 \right\} \quad (6-4-31)$$

幅频特性(在不同的Q值时)如图6-4-13所示。由图可见,在 $Q = 1/\sqrt{2} = 0.707$ 的情况下,当 $\omega/\omega_0 = 1$ 时, $|A(j\omega)| = -3\text{dB}$ 。而当 $\omega/\omega_0 = 10$ 时, $|A(\omega)| = -40\text{dB}$ 。即频率增至截止频率

的10倍处,幅值下降40dB。显然,它比一阶RC滤波的效果要好多。在保持 ω_c 一定的情况下,调整Q值并改变反馈电容(C_2)的参数[见式(6-4-29)及(6-4-30)],可以改变截止频率附近幅频特性的形状。其中 $Q=0.707$ 的特性曲线最平坦。在图6-4-12(b)所示参数情况下,高频端截止频率 $\omega_c \approx 100\text{rad/s}$,等效品质因数 $Q \approx 0.707$ 。

在图6-4-12(a)中,如果 Y_1, Y_3 为电容器,而 Y_2, Y_4 为电阻,即将图6-4-12(b)中的电阻和电容元件的位置互换,则可得到二阶有源高通滤波器电路,如图6-4-14所示。在所示参数下,分析指出,该电路的低频端截止频率 $\omega_c = 1/\sqrt{C_1 C_3 R_2 R_4} \approx 100\text{rad/s}$,等效品质因数 $Q = 1/\omega_c (C_1 + C_3) R_2 \approx 0.67$ 。

二阶有源滤波器也可采用同相放大器来组成。例如在图6-4-11(c)的基础上,再加一节RC低通电路,并引入反馈,可得另一种二阶有源低通滤波器。这时可以获得所需的传输函数。具体分析,可参阅有关文献。

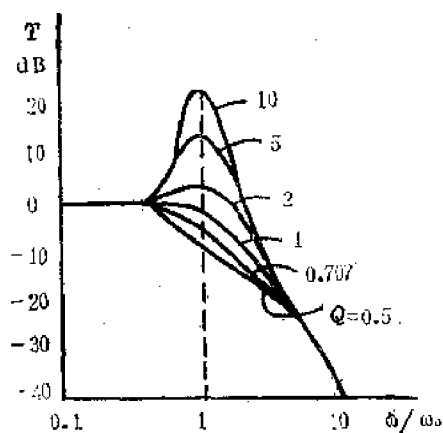


图6-4-13 不同Q值时的幅频特性

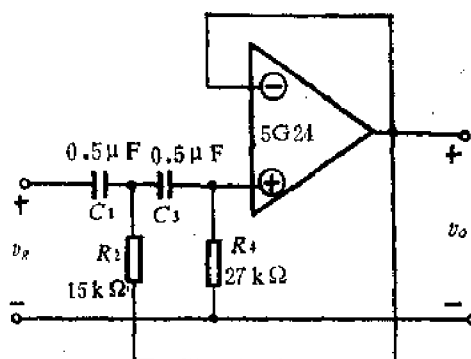


图6-4-14 三阶有源高通滤波器

3. 高阶有源滤波电路

为了获得更好的滤波效果,可以采用高阶有源滤波电路。凡是高于二阶的有源滤波器称为高阶滤波器。由一阶和二阶有源滤波器可以构成任意阶数的有源滤波系统。图6-4-15示出了一个三阶有源滤波器。同时为分析方便,采用等效的1/Q数值来描述传输函数分母表达式(见表6-4-1)。

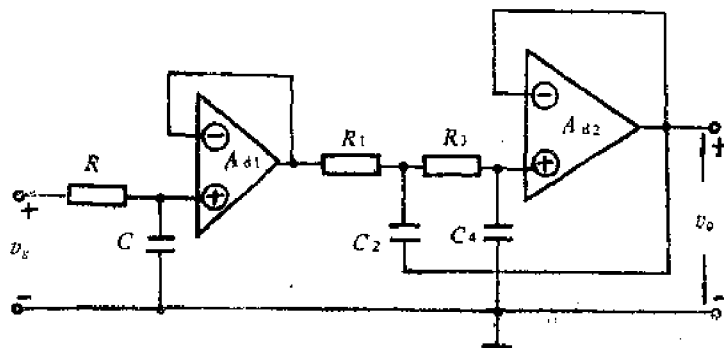


图6-4-15 三阶有源滤波器

表6-4-1 各级传输函数分母表达式

阶数	传输函数分母的标准多项式
1	$(s/\omega_0) + 1$
2	$(s/\omega_0)^2 + (1.414s/\omega_0) + 1$
3	$[(s/\omega_0) + 1] [(s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0) + 1]$
4	$[(s/\omega_0)^2 + (0.765s/\omega_0) + 1] [(s/\omega_0)^2 + (1.848s/\omega_0) + 1]$

4. 带通、带阻滤波器

带通滤波器是由高通和低通滤波器串联而成。两者复盖的通带提供了一个带通特性。即 $\omega_L - \omega_H (\omega_H < \omega_L)$, 如图6-4-16(a)所示。

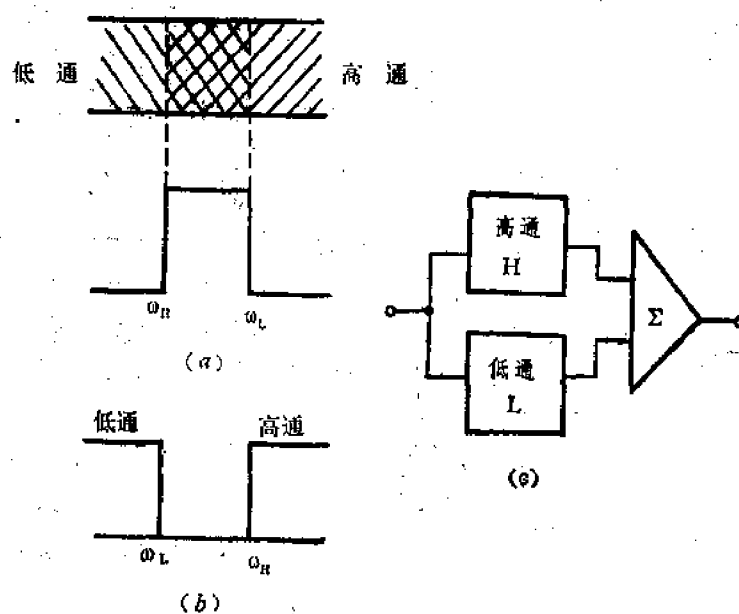


图6-4-16 带通滤波器

带阻滤波器可由高通和低通滤波器并联而成。当 $\omega_H > \omega_L$ 时, 两者之间形成了一个带阻特性, 如图6-4-16(b)所示。

有关滤波器设计, 请参阅有关文献。

综上所述, 利用集成运放所组成的有源滤波器与无源滤波器相比, 突出优点是只需外接电阻、电容元件, 不必采用电感元件。但集成运放频带有限, 因此这种滤波器不能工作在频率较高的情况。

七、模拟乘法器

利用集成运放还可以构成模拟乘法器,使输出信号与两个输入信号的乘积成比例,以实现除法、平方、开方、倍频等运算。还可实现相位检波、调制、解调、检测、滤波、自动电平控制,构成各种函数发生器等,常以图6-4-17所示符号表示。图中 x, y 为两个输入端, x_o 为输出端。

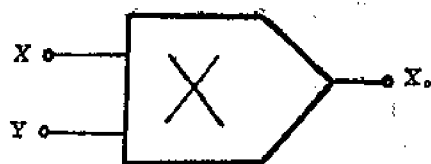


图6-4-17 模拟乘法器符号

实现乘法器的原理有对数-反对数、 $1/4$ 平方、三角波平均值、时间分割和可变跨导乘法器等。其中可变跨导法易于集成化,工作频带宽,线性好,具有差动输入,温度性能好,价格低等优点,因而应用较广。

1. 对数-反对数乘法器

根据前述的对数和反对放大器工作原理,可利用对数放大器,加法器和反对数放大器来实现乘法运算,如图6-4-18所示。如 A_3 为加法器,这时可得:

$$x_o = A_o x \cdot y \quad (6-4-32)$$

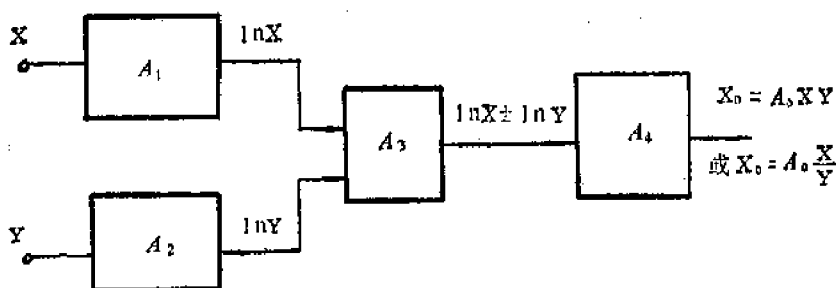


图6-4-18 实现乘法运算的方框图

如 A_3 为减法器,则可得除法关系:

$$x_o' = A_o \frac{x}{y} \quad (6-4-33)$$

这种方法中, x, y 必须是正值,且不能为零。 A_o 为放大倍数,正常取0.1。

2. 变跨导乘法器

图6-4-19为变跨导乘法器原理图。它利用 T_1, T_2 管的跨导 g_m 正比于恒流源电流 I_o 。这一原理组成的。

根据差动放大器传输特性分析有:

$$A_d = \frac{v_o}{v_x} = -g_m R_c = -\frac{q}{kT} \frac{I_o}{2} R_c$$

$$\text{或: } v_x = v_1 = v_{be1} - v_{be2}$$

$$\text{于是: } v_o = -g_m R_c v_x = -\frac{q}{kT} R_c \frac{I_o}{2} v_x \quad (6-4-34)$$

$$\text{而 } I_{e3} \approx \frac{v_y - v_{be3}}{R_e} \quad v_y \gg v_{be3} \quad \frac{v_y}{R_e} = I_o \quad (6-4-35)$$

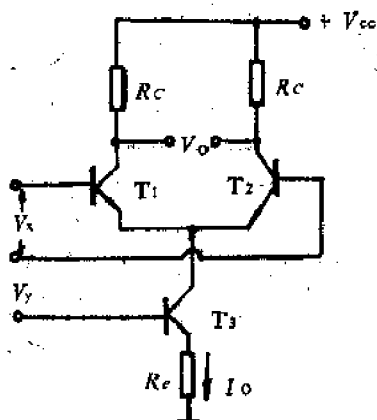


图6-4-19 变跨导乘法器

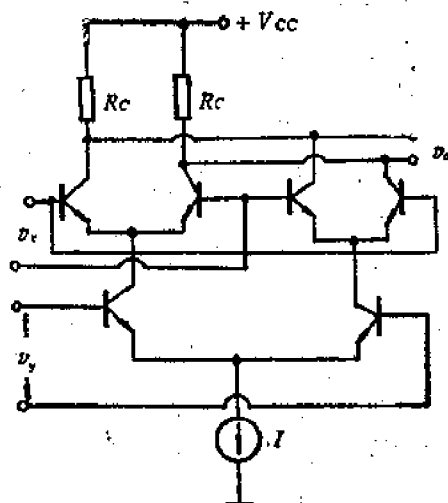


图6-4-20 四象限乘法器

将式(6-4-35)代入式(6-4-34),可得:

$$v_o = -\frac{q}{kT} \frac{R_c}{2R_e} v_x v_y \quad (6-4-36)$$

该式表示 v_o 与 v_x 和 v_y 的乘积成正比。

这种电路的缺点是 v_y 必须为正, v_x 不能为零,且须在毫伏级。因此常采用图6-4-20电路来改善上述缺点,实现 v_x 和 v_y 可为正负极性的四象限乘法运算,即

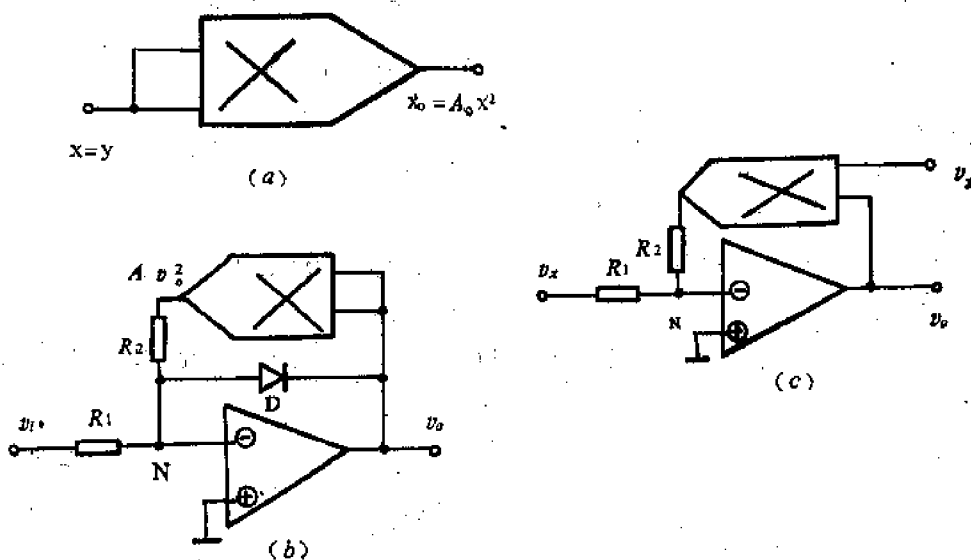


图6-4-21 几种典型器的乘法器的应用原理图

$$v_o = -\left(\frac{q}{kT}\right) \frac{I_o}{4} v_x v_y \quad (6-4-37)$$

通常乘法器可表示为

$$x_o = A_o xy \quad (6-4-38)$$

3. 几种典型应用

乘法器与运算放大器配合,可以完成多种运算及实现其他功能的电路。

(1) 平方运算: 只需两个输入端信号相等,即 $x=y$,则有 $x_o = A_o x^2$,如图6-4-21(a)所示。

(2) 开平方运算: 电路如图6-4-21(b)所示,在N点有 $\frac{v_i}{R_1} + \frac{A_o v_o^2}{R_2} = 0$

$$\text{即} \quad v_o^2 = -\frac{R_2}{A_o R_1} V_i$$

$$\text{当} \quad R_2 = A_o R_1 \text{ 时}$$

$$v_o = \sqrt{-v_i} \quad (6-4-39)$$

这里输入信号 v_i 必须为负。为防止 v_i 为正,引入了二极管D。

(3) 除法: 电路如图6-4-21(c)所示,在N点有 $\frac{v_x}{R_1} + \frac{A_o v_x v_o}{R_2} = 0$,当 $R_1 = R_2$ 时,有

$$v_o = -\frac{v_x}{A_o v_y} \quad (6-4-40)$$

当 $A_o R_1 = R_2$ 时有

$$v_o = -\frac{v_x}{v_y} \quad (6-4-41)$$

(4) 电桥测量

电路如图6-4-22所示。当 ΔR (被测量)为零时,电桥平衡, $v_A = v_B = v_o/2$,这时只要运放增益足够大,有 $v_o' = 0$,则 $v_o = 0$ 。

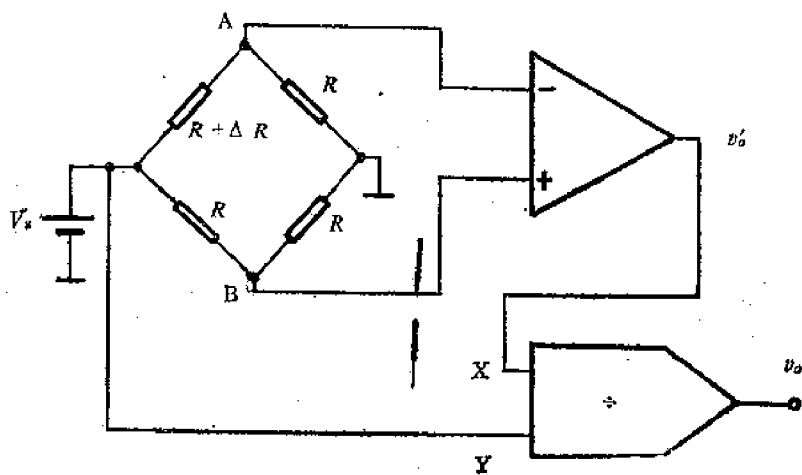


图6-4-22 电桥测量电路

$\Delta R \neq 0$ 时

$$v_B = \frac{1}{2}v_g$$

$$v_A = v_g \cdot \frac{1}{2 + \frac{\Delta R}{R}} = \frac{v_g R}{2R + \Delta R}$$

$$v_s' = A(v_B - v_A) = \frac{A_d v_g}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} \approx \frac{A_d v_g}{A} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

可见 v_s' 除随 ΔR 变化而变化外,亦受 v_g 影响,而通过除法器后:

$$v_o = A_o \frac{v_s'}{v_g} = A_o \frac{A}{4} \frac{\Delta R}{R} = \frac{5}{2} A \frac{\Delta R}{R} \quad (6-4-42)$$

可见通过除法器后,消除了电源电压 v_g 对测量的影响。

(5) 幂函数发生器

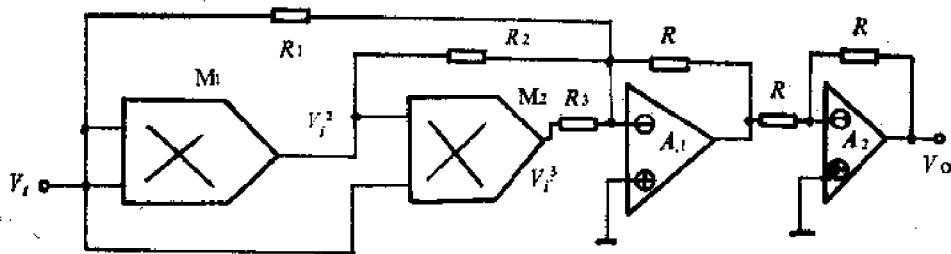


图6-4-23 幂函数发生器

图6-4-23所示电路,就是一个幂函数发生器。 M_1 为平方电路, M_2 为乘法器, A_1 为加法器, A_2 为倒相器。由图有:

$$v_o = \frac{R}{R_1} v_i + A_o \frac{R}{R_2} v_i^2 + A_o \frac{R}{R_3} v_i^3 \quad (6-4-43)$$

第五节 集成运算放大器在信号检测和处理方面的应用

集成运放在检测信号和处理信号方面的应用十分广泛的,现仅从原理方面予以介绍。

一、信号检测

在测量一些非电量物理量时要将它们转换成电量才能进行测量。如应力、光、热、湿度等的变化均可转换成电阻量的变化。但与通常的电阻测量不同的是传感器往往有一参考状态初始值,而要测量的仅是变化值,因此往往采用电桥测量。

图6-5-1(a)为基本电路。当传感器电阻变化时,桥的输出电压 Δv_{BA} 也随之变化:

$$\Delta v_{BA} = \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} v_R \quad (6-5-1)$$

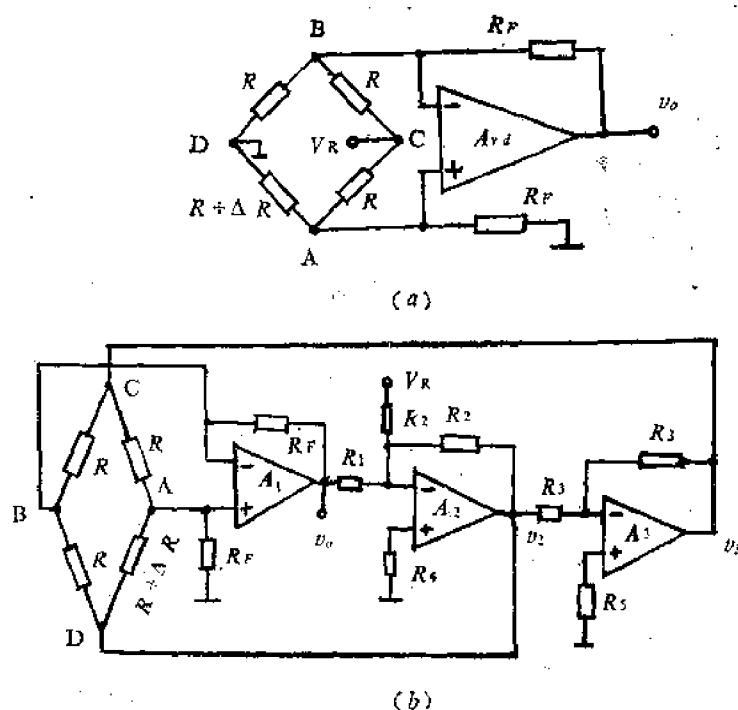


图6-5-1 电桥式检测电路

这样就实现了传感器所感受的变量与电压之间的转换。但 Δv_{BA} 通常是在毫伏级以下, 需要通过放大环节予以放大。图中运放处于并联负反馈状态, 输入电阻 $R_{if} = (R_F // R_{id}) / (1 + A_{vd})$ 极小, 故可视 A、B 两点为短路。因此有一短路电流 I_o 由 A 点流入运放。于是有:

$$v_A = v_B = v_R (R + \Delta R) / 2 \left(R + \frac{3}{4} \Delta R \right) \quad (6-5-2)$$

$$\text{BD 臂的电流 } I_{BD} = \frac{v_B}{R} = \frac{v_R}{R} (R + \Delta R) / 2 \left(R + \frac{3}{4} \Delta R \right)$$

$$\text{AD 臂的电流 } I_{AD} = \frac{v_A}{R + \Delta R} = \frac{v_R}{2} \left(R + \frac{3}{4} \Delta R \right)$$

$$I_o = \frac{I_{BD} - I_{AD}}{2} = \frac{v_R}{R} \cdot \delta / 4 \left(1 + \frac{3}{4} \delta \right) \quad (6-5-3)$$

式中

$$\delta = \Delta R / R$$

于是

$$v_o = 2 I_o R_F = \delta v_R R_F / 2 R \left(1 + \frac{3}{4} \delta \right) \quad (6-5-4)$$

若 $\delta \ll 1$, 则上式可简化为:

$$v_o = \frac{\delta}{2} \cdot \frac{R_F}{R} v_R \quad (6-5-5)$$

运放同相端所接电阻 R_F 用以维持电桥的平衡和减少运放偏流引入的误差。

这个电路有一共模电压 $v_R/2$ 加在运放输入端, 影响了测量精度。图6-5-1(b)为其改进电

路,电桥由两个平衡参考电源供电,消除了共模误差,运放输出电压为:

$$v_o = 2I_o R_F = \delta v_R R_F / R \quad (6-5-6)$$

两个供电电源电压 $v_3 \left(= v_R + \frac{3}{4} \delta v_R \right)$ 和 $v_4 \left(= -v_R - \frac{3}{4} \delta v_R \right)$ 随 ΔR 的变化而浮动,

以自动修正 v_o 与 ΔR 之间的非线性成分,使其线性化。

二、光电转换

将光转换为电能的器件种类很多,目前主要用的是半导体光电器件。如光敏电阻和硅光电二极管、三极管等。图6-5-2(a)电路中,在光电器件加上一定偏置电压 $-V_B$,在光照下就有输出,其输出电流由集成运放A放大,从而得到 $v_o = I_p R$ 的输出。

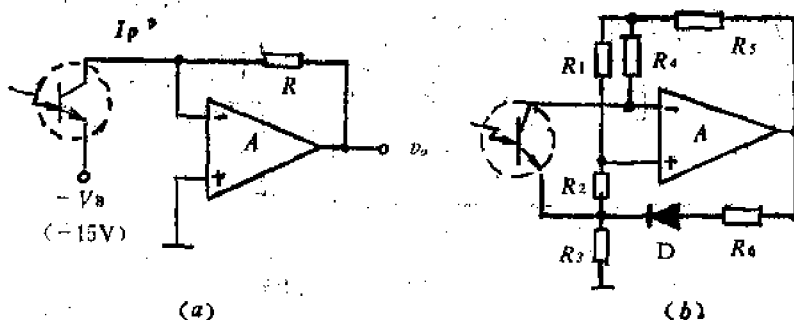


图6-5-2 光电转换电路

由纸带或穿孔卡片等构成的读取信号的纸带读出器中,采用的就是光电接收放大器。这种光电转换装置对入射光照度有一阈值电平。于是入射光照度比这一阈值是高还是低,就有必要进行比较。图6-5-2(b)就是光照度比较器。当光输入时,光敏三极管集电极电压为0.5V,故这一电路的优点是受暗电流的影响小。由于有正反馈,电路具有滞后特性。

利用发光二极管和光电三极管组成的光电耦合装置如图6-5-3所示。当信号电压 v_i 产生的电流 i_i 通过LED时,其发光强弱与 v_i 大小成正比,通过光路耦合到光电三极管,再变为电流,由 A_2 放大后变为 v_o 输出。这种装置可以完全隔离输入回路和输出回路,因而也能完全消除外界电磁等因素干扰,也可消除地线干扰电流影响。

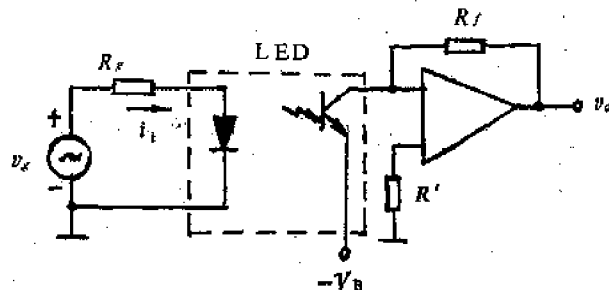


图6-5-3 光电耦合电路

三、电阻-电压转换器

为检测某一未知电阻 R_x ,可采用图6-5-4(a)的电路。当 I_o 流过 R_x 时,产生 $I_o R_x$,于是有:

$$V_o = R_x I_o \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

当 V_o 为已被测知时,则有

$$R_x = \frac{R_1 V_o}{I_o (R_1 + R_2)} \quad (6-5-7)$$

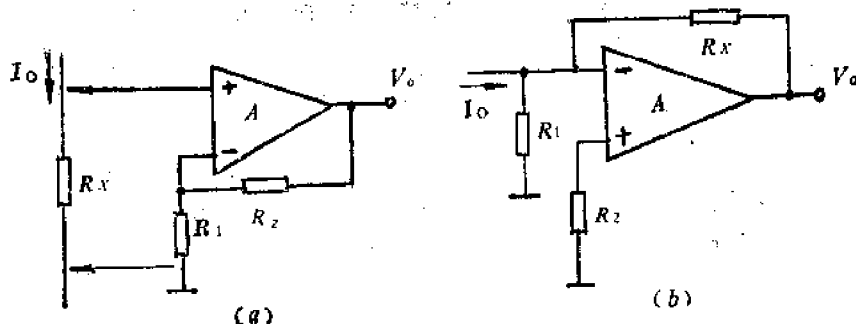


图6-5-4 电阻-电压转换电路

图6-5-4(b)电路可测较大的 R_x 值。当 V_o 为被测知时有:

$$R_x = \frac{V_o}{I_o} \quad (6-5-8)$$

四、比较器

当运算放大器运用范围超出了其传输特性的线性范围时,就进入非线性状态。集成放大器具有很高的开环增益,当它在开环情况下,其输出值不是偏向于正饱和值(V_{o+}),就偏向于负饱和值(V_{o-})。因此只要输入端有微小的信号,就会使放大器输出级处于饱和工作状态。比较器就是利用这一特点来设计的。它是用来比较输入信号 v_i 和参考电压 V_R 的电路。图6-5-5(a)为比较器的基本电路。参考电压加于放大器反相端。可以是正值,也可以是负值。输入信号

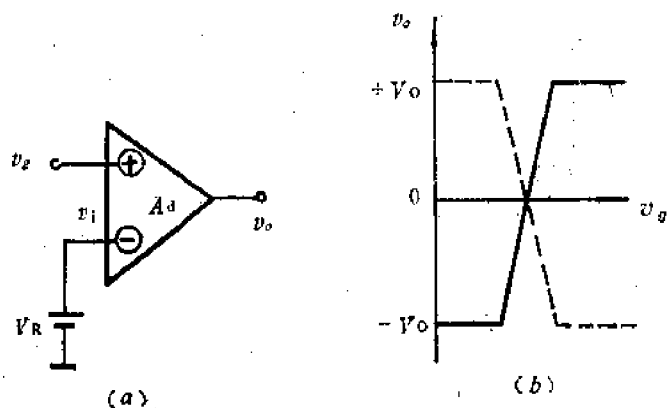


图6-5-5 比较器电路及其传输特性

v_i 加于放大器同相端。这时放大器处于开环工作状态,具有很高的增益。电压传输特性如图 6-5-5(b) 所示。当输入信号电压 v_i 小于参考电压 V_R 时,差动输入电压 $v_i = v_i - V_R < 0$,集成运放输出处于负饱和状态, $v_o = V_{-}$ 。当输入信号电压 v_i 升高到略大于参考电压 V_R 时, $v_i = v_i - V_R > 0$,运放立即转入正饱和状态, $v_o = V_{+}$ 。如图 6-5-5(b) 中实线所示。它表示 v_o 在参考电压 V_R 附近有微小的减小时,输出电压将以正的饱和值 V_{+} 过渡到负的值 V_{-} 。若输入信号有微小的增加,输出电压将从负的饱和值 V_{-} 过渡到正的饱和值 V_{+} 。如果将参考电压 V_R 和输入信号电压 v_i 的接入端互换,即 V_R 接同相端,而 v_i 接反相端,则可得比较器的另一条传输特性,如图 6-5-5(b) 中虚线所示。如果参考电压 $V_R = 0$,则输入信号电压 v_i 每次过零时,输出就要产生突然的变化。这种比较器称为过零比较器,电路如图 6-5-6(a) 所示。其传输特性如图 6-5-6(b) 所示。显然,当输入信号为如图 6-5-6(c) 所示的正弦波时,每次过零一次,比较器的输出端将产生一次电压跳变,其正、负向幅度均受供电电源的限制。因此,输出电压波形如图 6-5-6(d) 所示的具有正负极性的方波。若使方波电压经由 RC 微分电路(这时电路的时间常数 $RC \ll T/2$,为输入正弦波信号周期)输出,那么输出电压就将为一系列的正、负幅度相同的尖顶脉冲,如图 6-5-6(e) 所示。

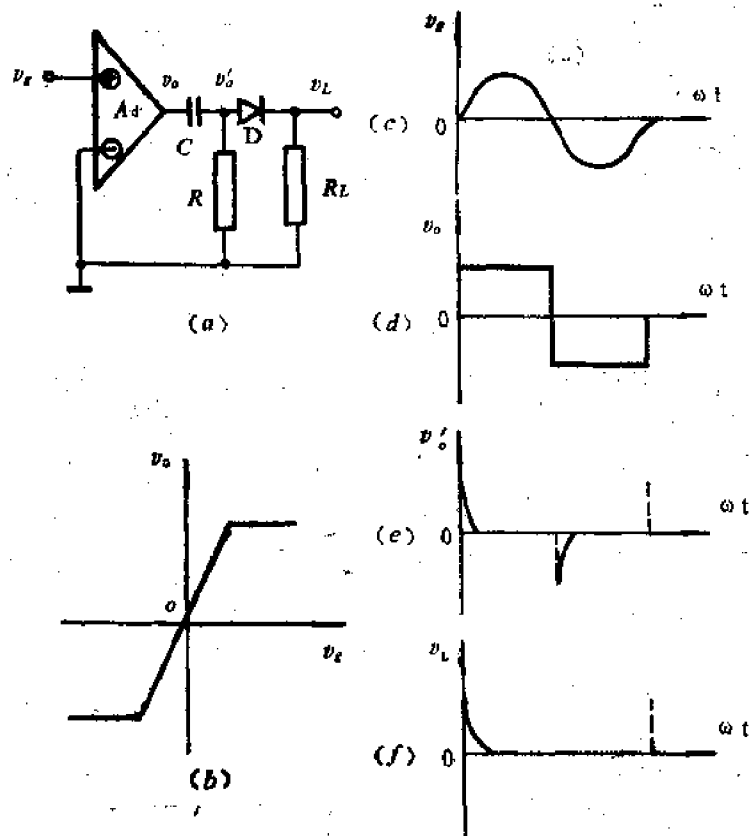


图6-5-6 过零比较器

如果输出的正负向尖顶脉冲,又经二极管 D 接到负载电阻 R_L 上,则因二极管的单向导电作用,负载上就只剩下正向的尖顶脉冲。其时间间隔等于输入正弦波周期 T ,如图 6-5-6(f) 所示。这里,二极管把负向尖顶脉冲消去了,称为消波或限幅,二极管 D 和 R_L 构成限幅电路。

综上所述,对比较器可以归纳以下两点:

(1) 比较器就是将集成运放的同相和反相两个输入端所接的输入电压进行比较的电路。由于集成运放的开环电压放大倍数很高,只要有微小的差动输入电压 v_d ,在供电电源一定的情况下,它的输出级将进入饱和工作状态,输出电压将达到饱和值。其极性取决于差动输入电压的极性。如 $v_d = v_P - v_N > 0$, $v_o = V_{o+}$; 反之,如 $v_d < 0$, 则 $v_o = V_{o-}$ 。因此,在电路中, $v_P = v_N$ 是集成运放状态转换的临界点。

(2) 在一般情况下,运放的两输入端,一端接输入信号电压 v_d ,另一端接参考电压 V_R 。 V_R 可能是正值,也可能是负值。这时的传输特性对原点是不对称的。假若 $V_R = 0$,则其传输特性对原点对称的,组成所谓过零比较器。

比较器是运算放大器非线性运用的一个基本电路,它的用途是很广泛的。可以用来构成非正弦波信号产生器,如方波产生器、三角波产生器、施密特触发器以及电压电平检测器等电路。

五、信号幅度的选择

在自动控制系统中,往往要求对几个信号的幅度进行比较,然后加以选择,以作为控制或报警对象。选择电路有图6-5-7(a)(b)所示上、下限选择电路。(a)为上限选择电路。当三个输入端的信号 v_{i1} 、 v_{i2} 、 v_{i3} 中有一个幅度最大(如 v_{i1} 最大),则 D_1 导通。如略去 D_1 上压降,则 $v_o = v_{i1}$,于是 D_2 和 D_3 都被反偏置, v_{i2} 和 v_{i3} 被阻断。此时 v_{i1} 被此电路所选择。由于选择的

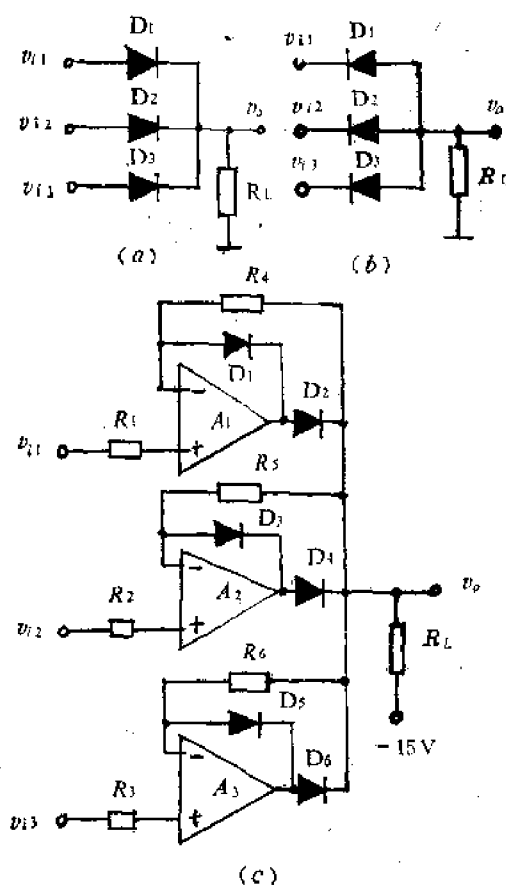


图6-5-7 幅度选择电路

是信号幅度为最大的,故名为上限选择。图6-5-7(b)为下限选择。图中二极管极性和前者相反。如在某一时间 v_{i1} 幅值最小,则 $v_o = v_{i1}$, D_2 和 D_3 被反偏置, v_{i2} 和 v_{i3} 被阻断, v_{i1} 被选择。由于选择的是最小幅值的信号,故名为下限选择。

这个电路的缺点是,被选择的信号幅值受负载影响,同时也存在受二极管门限电压的影响。为此可采用图6-5-7(c)的电路。由于各信号分别接到运算放大器的同相输入端,可以起到隔离信号源与负载的作用。图中 D_1 、 D_3 、 D_5 是为防止当 v_o 为正而某 $-v_i$ 为负时,在放大器两个输入端存在过高的电压使输入级管子有击穿的危险。

如要实现下限选择,只要将 D_2 、 D_4 、 D_6 极性反接即可。

六、采样保持电路

在对模拟信号进行模-数变换时,模拟信号从变换开始到结束需要一个时间间隔以保持同步,这就需要将信号定期和设备接通以取样,并将所取信号存贮以保持下来,直至下次取样后,又保持在新的电平上,这就是取样保持电路(S/H)。

取样保持电路的原理电路如图6-5-8(a)所示。图中管子T的G端为控制端。T导通, v_i 通过 R_1 和T向C充电。如 $R_1 = R_F$,则经 $5R_F C$ 时间后, $|v_o| \approx v_o \approx v_i$,即实现取样。当控制端为高电平,T截止, v_i 被保持在电容器两端。

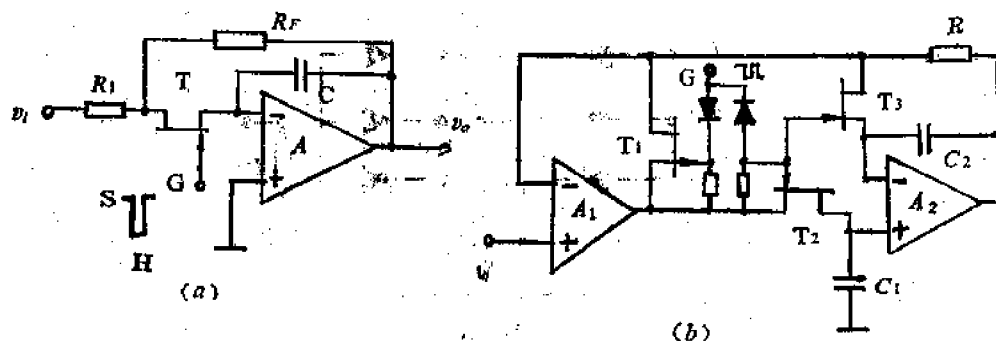


图6-5-8 取样-保持电路

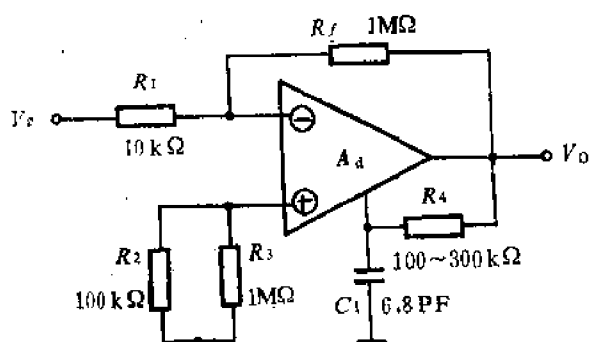
这个电路的问题是取样时间由 $R_1 C$ 决定,如在这个时间内信号有显著变化,则取样数据误差大。另外如保持时间过长,则由于运算放大器的 I_b 和电容器本身的泄漏电阻作用,使检测精度下降。图6-5-8(b)是改进后的原理电路,取样时其中 v_i 经 A_1 隔离后直接通过 T_2 向 C_1 充电,缩短充电时间。此时 $v_o \approx v_i$ (由于R的反馈作用), v_{C2} 为零。保持期间,G点为低电位, T_1 导通, T_2 、 T_3 截止, C_1 和 C_2 维持原有电压值,即保持取样电位。如运算放大器 A_2 的 I_b 小、场效应管漏电流小、采用漏电流小、吸附效应小的电容器(如聚碳酸酯电容器),可以作到十分理想的保持效果。

取样保持电路的类型还很多,读者可参考有关文献。

集成运放除了上述应用外,还可作模拟开关、合成电抗、定时电路、V-f和f-V转换器等,由于篇幅关系,不能一一介绍。但不管何种应用,都是利用了集成运算放大器的基本特性。只要掌握了这些基本特性,就可看清这些应用,并进而可开发更多的应用领域。

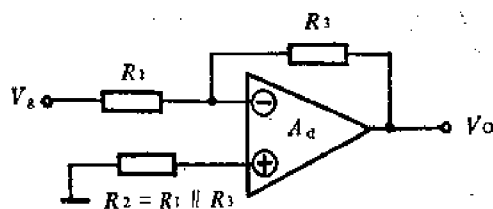
习 题

6-1 电路如图示,若5G23的 $V_{OS} = 5\text{mV}$, $\Delta V_{OS} / \Delta T = 10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,工作温度范围为 $15\sim 45^\circ\text{C}$,问输出端引起的误差电压为多少?折合到反相放大器输入端的误差电压 v_i 为多少?当要求输入端漂移的误差电压不超过输入信号电压的1%时,允许的最小输入信号电压为多少?若 $R_f/R_1 = 10$ 时上述所求各量为多少?



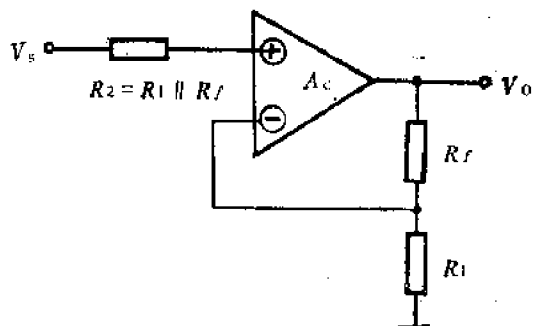
题6-1图

6-2 在如图示的反相放大器电路中,试用方框图法求 A_{vf} , r_{if} , r_{of} 。



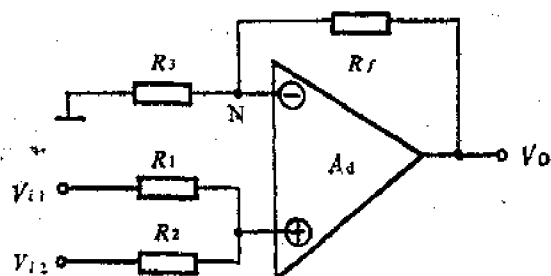
题6-2图

6-3 在图示同相放大器中,试用方框图法求 A_{vf} , r_{if} , r_{of} 。



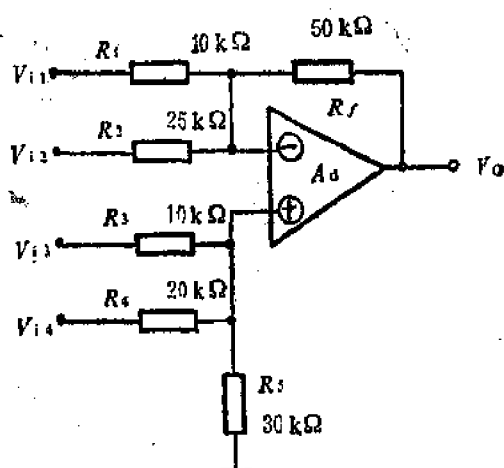
题6-3图

6-4 同相输入加法器电路如图所示,求输出电压 V_o ,并与反相输入加法器进行比较。



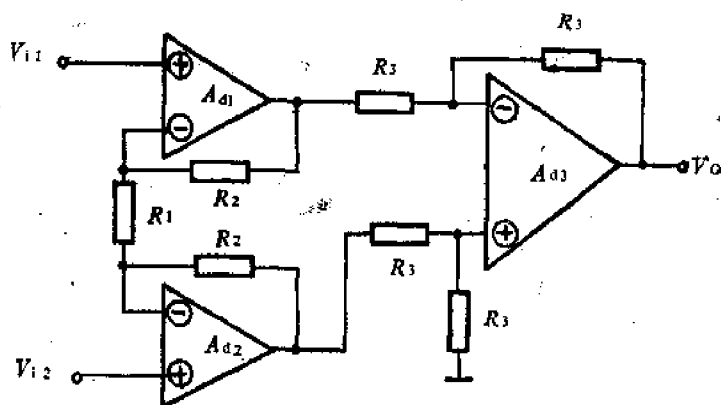
题6-4图

6-5 加减运算电路如图示,求输出电压 V_o 。



题6-5图

6-6 改进型差动式放大器电路如图示,求输出电压 v_o ,设集成运放是理想的。

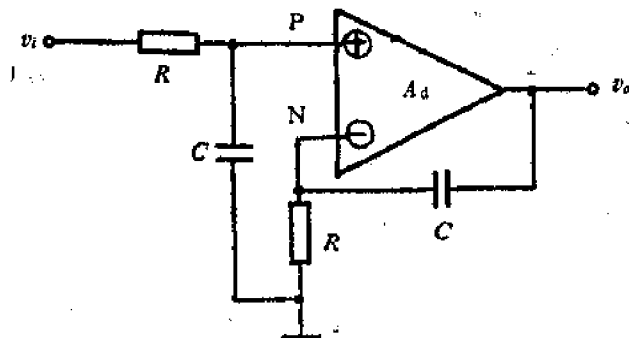


题6-6图

6-7 电路如图,推导其传输函数,证明

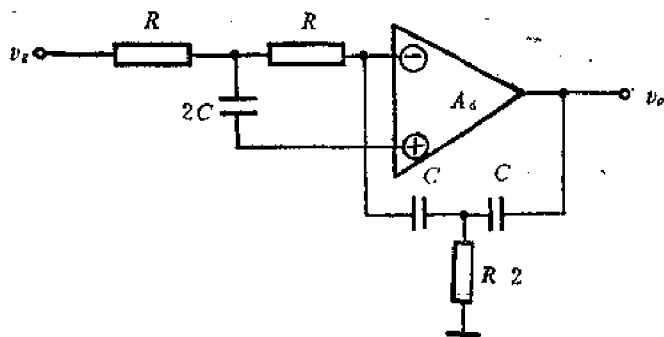
$$v_o = -\left(\frac{1}{RC}\right) \int v_i dt$$

从而说明其为一个同相积分器。



题6-7图

6-8 用一只集成运放实现二重积分如图示。试由其传输函数证明它具有二重积分的功能。



题6-8图

6-9 试用运算放大器构成一模拟计算电路以求解下列微分方程。

$$\frac{d^2 v}{dt^2} + 2v - 5 \sin \omega t = 0$$

其初始条件为:

$$v(0) = -1$$

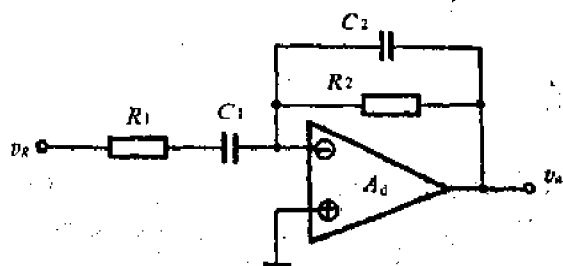
$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{t=0} = 0$$

利用一正弦波信号产生器提供 $\sin \omega t$ 信号。

6-10 图示实用微分电路具有衰减高频噪声的作用。

(1) 确定电路的传输函数: $v_o(s)/v_i(s)$;

(2) 若 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ 试问输入信号 v_i 的频率应当怎样限制,才能使电路不失去微分的功能。



题6-10图

6-11 上图示电路中设 $C_1 = \infty$

(1) 求传输函数 $v_o(s)/v_g(s)$;

(2) 如将该电路作为一个低通滤波器,其低频范围如何?

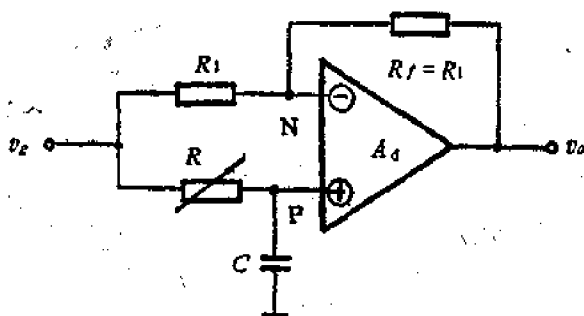
6-12 全通滤波器电路如图示:

(1) 证明电路的放大倍数表达式为:

$$\dot{A}_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

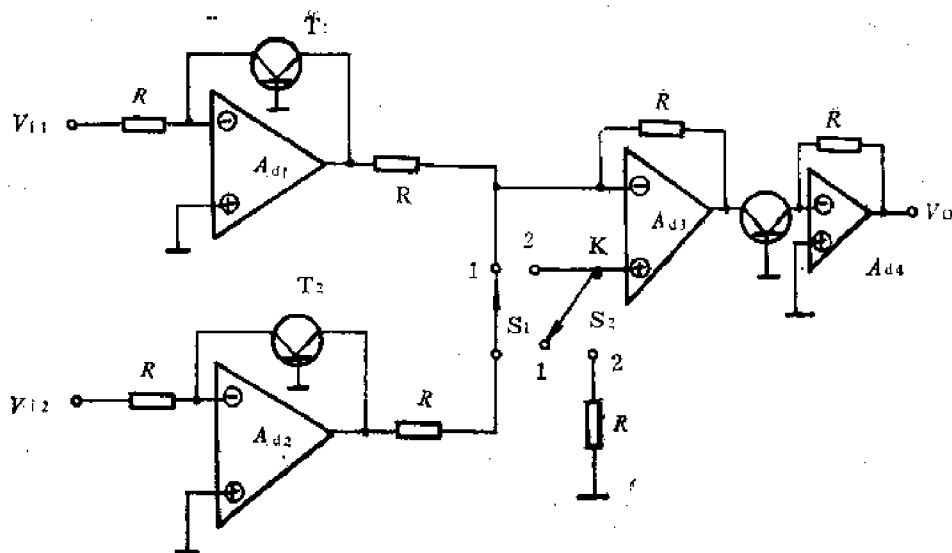
求 $\dot{A}_v$ 的模 $|A_v|$ 和相角 φ ; 当 R 由 0 变到 ∞ 时, 问相角 φ 的变化范围如何?

(2) 如将 R, C 的位置互换, 试证明其放大倍数是 (1) 中所得结果取负号。当 R 由零变到无穷大时相角的变化范围又将如何?



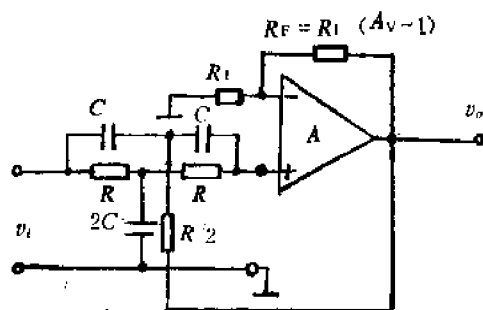
题6-12图

6-13 电路如图示, 试说明当开关 K 拨到 “1” 或 “2” 时电路可分别实现乘法或除法运算。



题6-13图

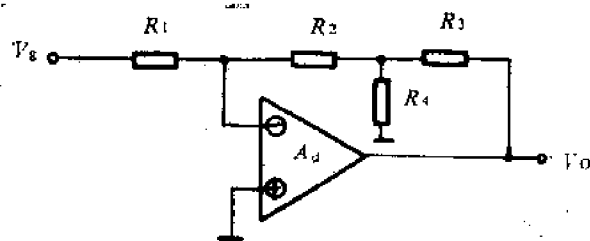
6-14 在图示带阻滤波器电路中, 设 $R = 100\text{k}\Omega$, $C = 0.033\mu\text{F}$, $R_F = R_1$, 试求中心频率, 并画出选频特性。



题6-14图

6-15 为了用低值电阻实现高放大倍数的比例运算, 常用一T型网络以代替 R_f 如图, 试证明

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_1}{R_1}$$

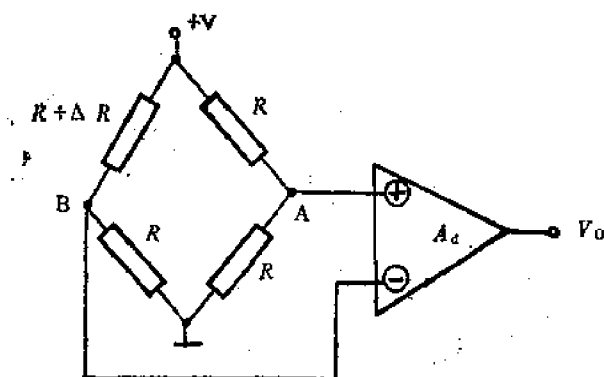


题6-15图

6-16 一测量用桥式放大器如图,试证明:

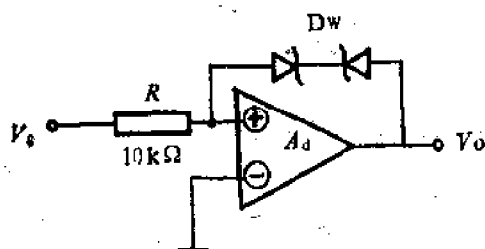
$$V_o = \frac{A_d V_s}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \delta/2}$$

$$\delta = \Delta R/R$$



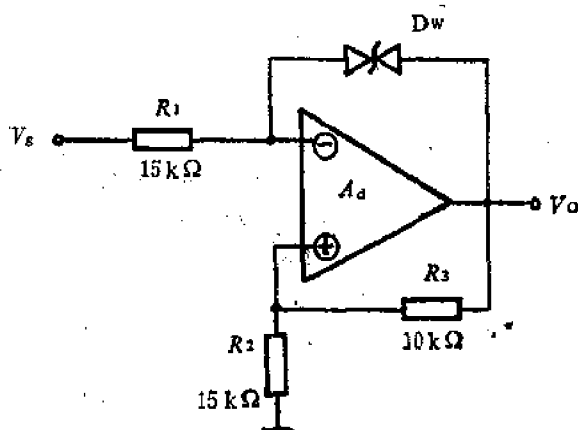
题6-16图

6-17 一比较器电路如图示: (1) 若 $A_d = \infty$, $V_{D1} = V_{D2} = 10V$, 试画出它的传输特性; (2) 若集成运放的差模放大倍数为5000, 重作(1)之内容; (3) 若在反相输入端到地之间接 $-3V$ 的电压, 重作(1)的内容。



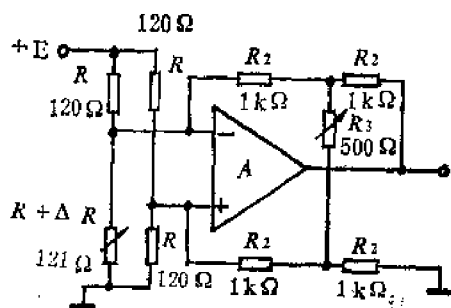
题6-17图

6-18 如图示电路, D_w 为双向限幅器, 限幅值为 $\pm 6V$ 的稳压管, (1) 画出该电路的传输特性; (2) 画出幅值为 $6V$ 正弦信号电压 V_s 所对应的输出电压波形。



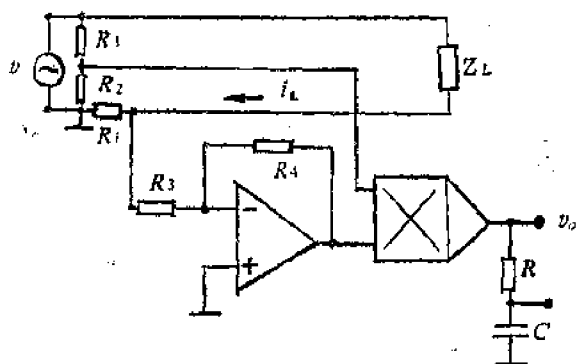
题6-18图

6-19 电阻应变仪的电桥输出接到差动输入式测量放大器,如题6-19图所示。设 $E = 10\text{V}$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 500\Omega$,若平衡时 $v_o = 0$,求 v_o 表达式。



题6-19图

6-20 题6-20图示用乘法器和运算放大器组成的功率测量电路,设 $v = \sqrt{2}V_m \sin \omega t$, $i_L = \sqrt{2}I_m \sin(\omega t - \varphi)$, $R_i \ll |Z_L|$, i_{R_3} 和 i_L 相比可以忽略,试写出 v_o 和 v 、 i_L 的关系式,并证明当 v_o 经过 RC 滤波器($RC \gg \frac{2\pi}{\omega}$),其平均值 $\overline{v_o}$ 代表有功功率。



题6-20图

第七章 放大器的频率响应分析法

第一节 概述

前面分析小信号放大器都是在单一正弦信号作用下进行的。而放大器所要放大的信号往往是由许多频率分量组合而成的。由于放大器中的电抗元件及电子器件的某些参数的影响,放大器对信号中的不同频率分量具有不同的增益(或放大倍数)。这就是说,放大器的增益是通过它的信号频率的函数,通常称为放大器的增益频率函数,简称为增益函数或频率响应。它表现在放大器对不同频率分量的信号具有不同的放大倍数,同时产生一定的相移,记为:

$$\dot{A} = A(j\omega) = A(\omega) \exp[j\varphi(\omega)] \quad (7-1-1)$$

式中 $A(\omega)$ 为放大器对信号幅度的放大倍数,即增益函数 $\dot{A}$ 的幅模,它是频率的函数,称为幅频特性。 ω 为角频率。为了讨论方便,除特别说明频率是指 f 以外,以下均称为 ω 频率。

$\varphi(\omega)$ 是放大器的输出信号相对于输入信号产生的相移,称为相频特性。通常规定输出信号的相位超前输入信号相位为正,反之为负。

由上述可见,考虑频率变化对放大器的影响时,放大器输出信号波形不会重现输入信号波形,于是就产生了失真,影响了放大器的工作质量,同时给分析和计算都带来一些困难。尤其随着放大器电路复杂性增加,这种困难显著增大。因此如何简化分析,一直是人们关注的问题。

采用零极点分析方法,使分析简化,速度快。因此本章着重采用零极点来分析实际放大电路。

一、放大器频率响应的表示方法

将 $A(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 用图分别表示出来,常称该图为幅频特性曲线,相频特性曲线,如图 7-1-1 所示。

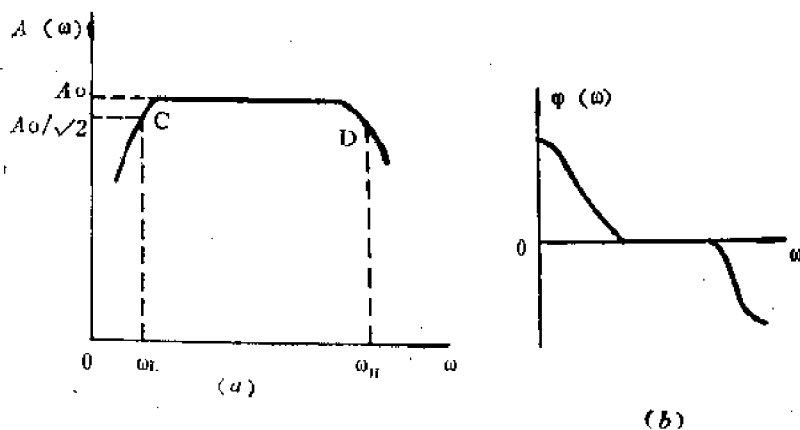


图 7-1-1 放大器的频率特性曲线

由图7-1-1(a),幅频特性曲线中可见,在一个相当宽的频段内曲线是平坦的。表明放大器的放大倍数基本不随频率而变化,且相移为零(图7-1-1(b))。这个频率范围称为中频段,其幅度为 A_0 。中频段范围以外的频率范围,放大倍数都有所下降,且产生相移。通常规定 $A(\omega)$ 随频率变化而下降只要不小于 $A_0/\sqrt{2}$,均可视为 $A(\omega)$ 基本上没有变化。通常称放大器的放大倍数基本上不随频率而变化的频率范围为频带,记为 $\Delta\omega$ (或 Δf)。 $A(\omega) = A_0/\sqrt{2}$ 的水平线与幅频特性曲线的交点对应的频率 f_L (或 ω_L)和 f_H (或 ω_H)分别称为下限频率和上限频率。很显然,当 $f_H \gg f_L$ 时有:

$$\Delta f = f_H - f_L \approx f_H \quad (7-1-2)$$

在现代电子设备中,要求放大器的放大倍数高达数万倍以上。表示这样大的数目,作图和计算都不方便,同时计算多级放大器的总放大倍数时,就需要把各级放大倍数连乘起来,这是较麻烦的。如使用对数计算方法,就可把各级放大倍数相加即得总放大倍数。因此常用对数计数方法来表示放大倍数。即在图7-1-1(a)所示幅频特性中将纵座标换成以 $20\log A(\omega)$ 来刻度,同时将横坐标的频率轴也按对数刻度,以避免在低频段过分拥挤,高频段过份松散(如图7-1-2所示)。用这种方法作出的频率特性曲线叫波特图,也称对数频率特性曲线。这

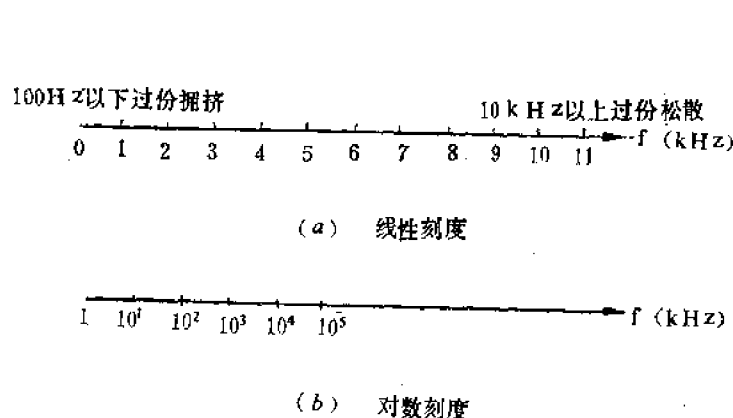


图7-1-2 两种不同刻度的频率坐标

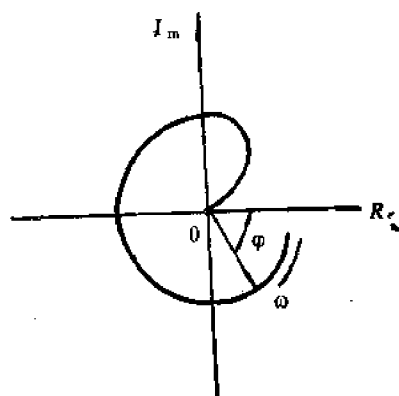


图7-1-3 奈奎斯特图

时在 f_L 和 f_H 处 $A(\omega)$ 下降到 $A_0/\sqrt{2}$,正好下降了三分贝,所以 $A(\omega)$ 下降到 $A_0/\sqrt{2}$ 时对应的频带宽度称为三分贝带宽。

放大器的频率特性还可利用极坐标形式在复平面S上表示。因为式(7-1-1)可表示为:

$$A = A_{R_0} + jB \quad (7-1-3)$$

图7-1-3示出了这种表示方法:将 $A(j\omega)$ 以 ω 作为参变量的矢量来表示,矢量的长度代表增益的幅模,矢量与实轴的夹角代表增益的相角 φ 。 φ 以反时钟方向为正。当 ω 自零以顺时针方向变化到无穷大时,相应的矢量终端的运动轨迹就是放大器的频率特性曲线,通常称之为放大器的幅相特性图,又称为奈奎斯特图。这种方法在研究放大器的稳定性时是十分方便的。

二、放大器的增益带宽积,用GB表示。其定义为放大器中频增益幅值与通频带的乘积的绝对值即

$$GB = |A_0 \Delta f| \approx |A_0 f_H| \quad (7-1-4)$$

第二节 频率响应极、零点分析法

一、传输函数的概念

一个小信号放大器在不考虑电源电压的变化和环境温度对电路参数的影响时,可视为一个线性时不变系统。当信号 $x(t)$ 通过此系统后,输出量为 $y(t)$,其间的关系 $A(t)$

$= \left(\frac{y(t)}{x(t)} \right)$ 在一般情况下为常系数的微分方程。对 $A(t)$ 取拉氏变换后得:

$$L[A(t)] = H(s) = \frac{L[y(t)]}{L[x(t)]} = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (7-2-1)$$

式中, $s = \sigma + j\omega$ 为复频率;

L 为拉氏变换符号。

当取零初始条件时(指输入作用是在 $t=0$ 以后才作用于系统,且系统在输入前是相对静止的),式(7-2-1)可表示为:

$$H(s) = \frac{a_m s^m + \cdots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + \cdots + b_1 s + b_0} \quad (7-2-2)$$

式中 $a_m, \cdots, a_1, a_0$ 和 $b_n, \cdots, b_1, b_0$ 是取决于系统的结构和参数的常数。

通常称 $H(s)$ 为系统的传输函数。它是在用拉氏变换求解线性常微分方程中引伸出来的概念。它定义为在初始条件为零时,系统的输出量的拉氏变换与输入的拉氏变换之比。对于非零初始条件,传输函数便不能完全表征系统的动态特性。同时传输函数只反映系统输入量与输出量之间的关系,不能反映内部其它变量的情况。这是传输函数的局限性。

二、零、极点

将式(7-2-2)的分子多项式和分母多项式分别进行因式分解,则 $H(s)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} H(s) &= H \frac{(s-z_1)(s-z_2)(s-z_3)\cdots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)(s-p_3)\cdots(s-p_n)} \\ &= H \frac{\prod_{k=1}^m (s-z_k)}{\prod_{i=1}^n (s-p_i)} \end{aligned} \quad (7-2-3)$$

式中 $H = \frac{a_m}{b_n}$ 称为标尺因子。

当 $s=0$ 时

$$H(0) = H_0 = H \frac{\prod_{k=1}^m (-z_k)}{\prod_{i=1}^n (-p_i)} \quad (7-2-4)$$

$$\text{于是 } H(s) = H_0 \frac{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{s}{z_k}\right)}{\prod_{i=1}^n \left(1 - \frac{s}{p_i}\right)} \quad (7-2-5)$$

式中 z_k ($k=1, \dots, m$) 是分子多项式等于零的根, 称为传输函数的零点;

p_i ($i=1, 2, \dots, n$) 是分母多项式等于零的根, 称为传输函数的极点。

式中分母多项式和分子多项式的最高次幂分别为 n 和 m , 所以该式有 n 个极点和 m 个零点。应当说明, 在求线性电路的传输函数时, 实际上无须列出微分方程进行拉氏变换。通常都是将电路元件化为拉氏变换形式。即电感以 sL 表示, 电容 $1/sC$ 以表示, 电阻仍为 R 。而后根据电路原理, 直接写出拉氏变换的代数方程式, 并进行分解, 即可得出所需传输函数。由电路与系统理论, 在正弦信号作用下传输函数具有如下特性:

1. 通常 $m \leq n$, 即零点数目小于或等于极点数目。实际上在 (7-2-3) 中, 若 $m < n$, 当 $s \rightarrow \infty$ 时, $H(s) \rightarrow \frac{a_m s^m}{b_n s^n} = \frac{a_m}{b_n s^{n-m}} \rightarrow 0$ 。

这表明 $H(s)$ 在无穷远处 ($s \rightarrow \infty$) 有 $n-m$ 个零点, 因此如将这些无穷远处的零点计算在内, 则系统的极点数恒等于零点数目。

2. 稳定系统的极点均在 s 平面左边。因此分母多项式的各阶系数恒为正实数, 各极点值为负实数。如极点是复数, 则为共轭复数, 且其实部恒为负值。

通常将分母多项式的最高次幂 n 称为传输函数的阶数。如 $n=1$, 称为一阶函数。此时分母多项式 $(s-p_1)$ 为一次方程, 称为一阶因子。

当 $n=2$, 此时分母多项式 $(s-p_1)(s-p_2)$ 为二次方程, 称为二阶因子。可见分母多项式恒可表示为若干个一阶因子和二阶因子的相乘积。

同理, 分子多项式也同样可表示为若干个一阶因子和二阶因子的相乘积。不过, 零点可以为正或负实数, 或实部为正或负的实数的共轭复数。

3. 极、零点数目决定于系统的电路结构。通常系统的极点数等于电路中独立电抗元件的数目; 零点数目等于极点数减去无穷远处零点的个数。

这里所谓独立电抗元件是指无公共回路(对电容回路)或无公共节点(对电感回路)的电抗元件。如图 7-2-1 所示电路中, 只要知道其中任意两个支路的电压[图 7-2-1(a)]或电流[图 7-2-

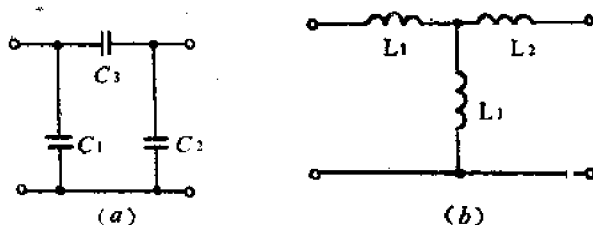


图 7-2-1 非独立电抗元件

-1(b)就可求得第三支路的电压[7-2-1(a)],因此图(a)中的三个电容,图(b)中的三个电感仅有两个是独立的。在这种情况下,独立电抗元件数为实际电抗元件数减去所出现的电容回路或电感节点数。

如不出现上述情况,独立电抗元件数就是实际电抗元件数。

4. 当 $z_1 = z_2 = z_k$ 时,传输函数出现重极点;

当 $z_k = p_i$ 时,传输函数分母和分子出现公因子,这时阶数由 n 降为 $n-1$,这种现象称为零、极点抵消。

传输函数的零、极点可以用图示法表示在复平面 s 上。此图叫传输函数的零、极点图。图7-2-2中以“0”表示零点,“x”表示极点。

例7-2-1 求图7-2-3(a)所示高通网络的传输函数,并画出极、零图。

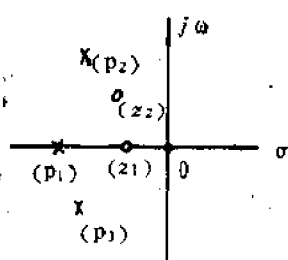


图7-2-2 极零图

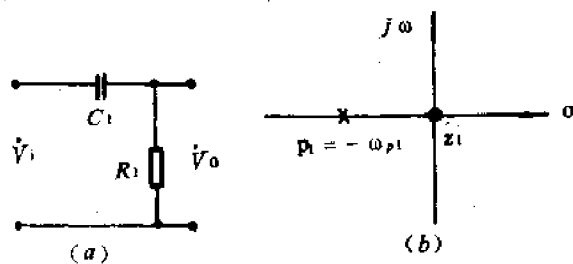


图7-2-3 例7-2-1图

解: 这个电路有一个电容,应有一个极点,且无无穷远处零点,所以有一个零点。其传输函数

$$\text{形式应为 } A(s) = \frac{s - z_1}{s - p_1}$$

由电路得:

$$V_o = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} V_i = \frac{sC_1 R_1}{1 + sR_1 C_1} V_i$$

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{sC_1 R_1}{1 + sR_1 C_1} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} = \frac{s}{s - p_1} = \frac{s}{s + \omega_{p1}}$$

零点 $z_1 = 0$;

$$\text{极点 } p_1 = -\frac{1}{R_1 C_1} = -\frac{1}{\tau_1} = -\omega_{p1}$$

式中 $\tau_1 = R_1 C_1$

极零图如图7-2-3(b)所示。

求出电路的传输函数后,只需将 $s = j\omega$ 代入,则得出其频率特性函数。在上例中以 $s = j\omega$

$$\text{代入,得: } A(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_{p1}}$$

$$|A(j\omega)| = A(\omega) = \frac{\omega R_1 C_1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}} = \frac{\frac{\omega}{\omega_{p1}}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{p1})^2}}$$

上式亦可表示成:

$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{\omega_{p1}}{j\omega}} \quad |A(j\omega)| = A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{p1}}{\omega}\right)^2}}$$

这种表达式的幅频特性和相频特性曲线如图7-2-4所示,

由上例可见,对一个电路求传输函数的步骤为:

(1) 如电路为有源放大电路,则画出其混合 π 参数或其它参数(如 H 、 Y 等参数)等效电路。如为无源网络,则不需此步;

(2) 将电路中容抗以 $1/sC$ 表示,感抗以 sL 表示;

(3) 按电路理论求输入、输出信号表达式;

(4) 将输出信号除以输入信号则可得传输函数。

根据实际需要,传输函数可以是电压、电流、互阻、互导传输函数中的任一种。

二、波特图的近似作法

由前所述,根据系统的增益函数采用逐点描绘来绘制波特图,虽然精确,但很麻烦。现在我们来寻求波特图的简化作图方法。

由图7-2-4可见,用逐点法描绘的特性曲线中,其下限频率为 $\omega_{p1} = 1/R_1 C_1$ 。以点 ω_{p1} 为界,曲线左边用渐近线 ab 段表示; ω_{p1} 右边用渐近线 bc 段表示,如图7-2-5所示。这样以二条渐近线就近似地表示了真实曲线。且曲线上升点所对应的频率正好等于零点的绝对值,曲线下降点所对应的频率恰好等于极点的绝对值。

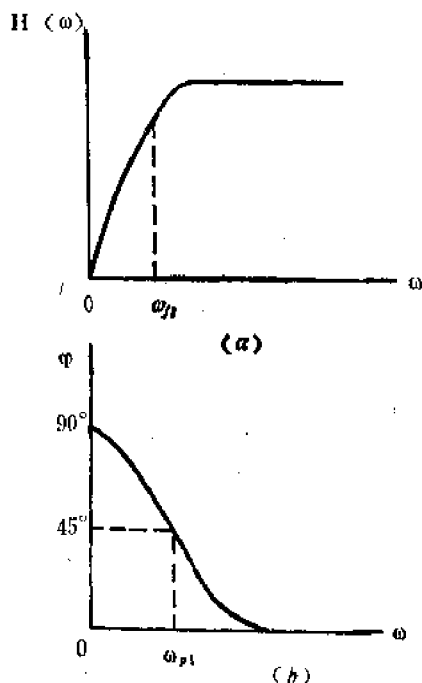


图7-2-4 幅频特性和相频特性

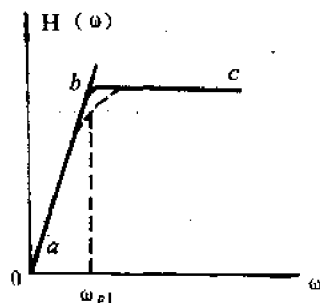


图7-2-5 频率特性的近似表示

因此,只要知道电路的零、极点,就可直接绘出渐近线近似表示的幅频特性。下面我们将从分析实际电路得出的结论推广到一般情况。

在式 (7-2-3) 中,以 $s = j\omega$ 代入得:

$$A(j\omega) = H \frac{\prod_{k=1}^m (j\omega - z_k)}{\prod_{i=1}^n (j\omega - p_i)} = A_0 \frac{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{j\omega}{z_k}\right)}{\prod_{i=1}^n \left(1 - \frac{j\omega}{p_i}\right)} = |A(j\omega)| \exp(j\varphi) \quad (7-2-6)$$

式中

$$A_0 = H \frac{\prod_{k=1}^m (-z_k)}{\prod_{i=1}^n (-p_i)} \quad (7-2-7)$$

为 $\omega = 0$ 时的频率特性函数的值。

$$|A(j\omega)| = A_0 \frac{\prod_{k=1}^m \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{z_k}\right)^2}}{\prod_{i=1}^n \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{p_i}\right)^2}} \quad (7-2-8)$$

$$\varphi(\omega) = \sum_{k=1}^m \varphi_k + \sum_{i=1}^n \varphi_i \quad (7-2-9)$$

由于零、极点可以是实数,也可以是复数的形式。下面我们分两种情况来研究:

(一) 实数零、极点:

极、零点均为负实数时,令 $z_k = -\omega_k$, $p_i = -\omega_i$ 代入式 (7-2-8), 且将两边取对数得:

$$20 \log |A(j\omega)| = 20 \log A_0 + \sum_{k=1}^m 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} - \sum_{i=1}^n 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2} \quad (7-2-10)$$

$$\varphi = \sum_{k=1}^m \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_k} - \sum_{i=1}^n \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_i} \quad (7-2-11)$$

由式 (7-2-10) 可见,幅频特性函数有三类基本项:

1. 常数因子项 $20 \log A_0$

此项的值与频率无关,故其幅频特性在波特图上是一条高为 $20 \log A_0$ 分贝的水平线。相频特性与横轴重合,表示相移为零如图 7-2-6 所示。

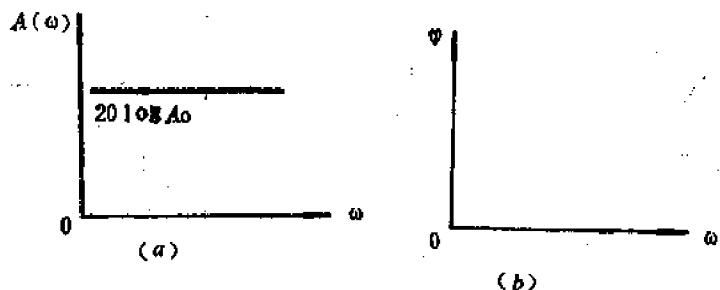


图 7-2-6 常数因子项的频率特性

2. 零点因子项

由式 (7-2-10) 可见, 零点因子项是由若干一阶零点因子所组成, 一阶零点因子项的幅频特性和相频特性分别为:

$$|A_1(j\omega)| = A_1(\omega) \approx 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2} \quad (7-2-12)$$

$$\varphi_{k1} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_k} \quad (7-2-13)$$

式中下角标“1”表示一个一阶零点因子项。由式 (7-2-12), 当 $\omega \ll \omega_k$ 时, $A_1 \approx 20 \log 1 = 0$ (7-2-14)

表示对数幅度特性是一根与横轴重合的线段, 如图7-2-7 (a) 中a、b线段。

当 $\omega \gg \omega_k$ 时

$$A_1(\omega) \approx 20 \log \frac{\omega}{\omega_k} \quad (7-2-15)$$

式(7-2-15)表示的对数幅频特性是一根斜线, 其斜率等于6dB/倍频或20dB/10倍频(即 ω 增大10倍, $A_1(\omega)$ 增大20dB), 这根线就是频率 $\omega_k \gg \omega$ 时, $A_1(\omega)$ 的幅频特性曲线的渐近线, 如图7-2-7 (a) 中bc线段所示。图中虚线为按式 (7-2-12) 所描绘的实际曲线。

可见 $A_1(\omega)$ 可用两根直线组成的折线来近似表示。这两条直线的交点在 $(\omega = \omega_k, 0)$ 处, 称 ω_k 为转折频率。

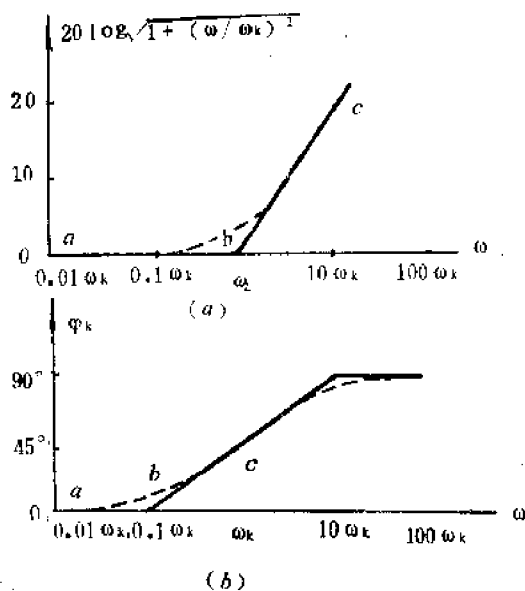


图7-2-7 零点因子项的频率特性

由式 (7-2-13), 当 $\omega \rightarrow 0$ 时, $\varphi_{k1} = 0^\circ$

$\omega \rightarrow \infty$ 时, $\varphi_{k1} = 90^\circ$

$\omega = \omega_k$ 时, $\varphi_{k1} = 45^\circ$

为作图方便,可近似认为:

当 $\omega \leq 0.1\omega_k$ 时, $\varphi_{k1} = 0^\circ$

$\omega \geq 10\omega_k$ 时, $\varphi_{k1} = 90^\circ$

$\omega = \omega_k$ 时 $\varphi_{k1} = 45^\circ$

由上可见,零点因子项引起正相移,其相频特性曲线(如图7-2-7(b)所示)可用三条直线来近似:在 $\omega \leq 0.1\omega_k$ 时,是一条与横轴重合的直线; $\omega \geq 10\omega_k$ 时,是一条 $\varphi_{k1} = 90^\circ$ 的水平线;当 $0.1\omega_k < \omega < 10\omega_k$ 时, $\varphi_{k1} = \lg^{-1} \frac{\omega}{\omega_k}$,是一条连接点 $(0.1\omega_k, 0^\circ)$ 与 $(10\omega_k, 90^\circ)$ 的直线,斜率为 $45^\circ/10$ 倍频。即频率增大10倍,相角增加 45° 。图中虚线表示按式(7-2-13)所描绘的实际曲线。

按上述作法所绘制的图与实际曲线是有偏差的。在 $\omega = \omega_k$ 时幅频特性偏差最大,为3dB。在 $\omega = 0.1\omega_k$ 和 $\omega = 10\omega_k$ 时相频特性偏差最大,为 $+5.7^\circ$ 。这样的偏差在工程上是允许的。

按近似作图法所引起的幅值误差和相位误差如表7-2-1所示。这样,在作出近似波特图后,可按表7-2-1在几个点进行修正,然后以光滑曲线连接各点即得精确的幅频特性曲线和相频特性曲线。

表7-2-1 近似作图法的偏差

ω/ω_k	幅频特性偏差(dB)	相频特性偏差(度)
0.1	-0.04	-5.7
0.25	-0.26	+3.9
0.5	-1	+4.9
1	-3	0
2	-1	-4.9
4	-0.26	-3.9
10	-0.04	+5.7

当有 m 个相同一阶零点因子项时,只需在一个一阶零点因子项的近似波特图的基础上,将每个绘制频率点处的幅值和相移乘以 m 。即幅特性曲线的斜率为 $m \times 20\text{dB}/10$ 倍频。相频特性曲线在 $0.1\omega_k < \omega < 10\omega_k$ 范围内,其渐近线斜率为 $m \times 45^\circ/10$ 倍频;在 $\omega \geq 10\omega_k$ 时,是一条 $\varphi_k = m \times 90^\circ$ 的水平线。这样就可得具有 m 个一阶零点因子的近似波特图。

3. 极点因子项

极点因子项的结构形式与零点因子项一样,只是零点因子项取正号,表示了幅频特性曲线

的渐近线斜率为正,相移为正。而极点因子项取负号,表示幅频特性曲线的渐近线斜率为负,相移也为负。

4. 对于零点(或极点)在原点时,其幅频特性曲线是过点(1,0dB),斜率为+20dB/10倍频(或-20dB/10倍频)的斜线,相频特性曲线 $\varphi=90^\circ$ (或为 -90°)的水平线。

由上面分析可见, $|A(j\omega)|$ 的第二、三项的幅频特性曲线的近似作法如下:

- (1) 由电路结构及参数确定零点 ω_k ,极点 ω_i ;
- (2) 由 $\omega=\omega_k$ 处作斜率为20dB/10倍频的直线, $\omega=\omega_i$ 处作斜率为-20dB/10倍频的直线;
- (3) 上述直线与 $\omega<\omega_k$, $\omega<\omega_i$ 的频段内的坐标横轴构成 $|A(j\omega)|$ 的第二、三项的近似幅频特性曲线;
- (4) 画出各零、极点对波特图的孤立贡献后,代数相加。

对于具有 m 个相同的一阶零点因子, n 个相同的一阶极点因子的系统的幅频特性曲线,只须在一个一阶因子的近似波特图上将渐近线的斜率分别乘以 m 和 n ,按此斜率所作出的斜线就是系统的近似幅频特性曲线。

(5) 将上面所得的近似幅频特性曲线与高度为 $20\log A_n$ (dB)的水平线相加,即可得系统总的幅频特性曲线。

相频特性曲线近似作法步骤为:

- (1) 在 $\omega\leq 0.1\omega_k$, $\omega\leq 10\omega_i$ 的频段内, φ_k 和 φ_i 是与各自坐标横轴相重合的线段;
- (2) 在 $\omega\geq 10\omega_k$, $\omega\geq 10\omega_i$ 的频段, φ_k 和 φ_i 分别是 $+90^\circ$ 和 -90° 的水平线;
- (3) $0.1\omega_k<\omega<10\omega_k$ 和 $0.1\omega_i<\omega<10\omega_i$ 的频段内, φ_k 和 φ_i 是分别通过点 $(45^\circ, \omega_k)$ 和 $(-45^\circ, \omega_i)$ 斜率为 $45^\circ/10$ 倍频和 $-45^\circ/10$ 倍频的直线。
- (4) 画出各零、极点对相频特性的孤立贡献后,然后代数相加,即可得总的相频特性曲线。

如果具有 m 个相同的一阶零点因子和 n 个相同的一阶极点因子的系统,只须在一个一阶因子的相频特性线基础上,将水平线的高分别乘以 m 和 n ,将斜线的斜率分别乘以 m 和 n ,即可得到总的相频特性曲线。

例7-2-2 已知传输函数:

$$A(s) = 10 \frac{s+10}{s+100}$$

作出近似波特图。

解: 以 $s=j\omega$ 代入得:

$$A(j\omega) = 100 \frac{j\omega+10}{j\omega+100} = 10 \frac{1+\frac{j\omega}{10}}{1+\frac{j\omega}{100}}$$

$$\begin{cases} 20\log A(\omega) = 20\log 10 + 20\log \sqrt{1+\left(\frac{\omega}{10}\right)^2} - 20\log \sqrt{1+\left(\frac{\omega}{100}\right)^2} \\ \varphi(\omega) = \lg^{-1} \frac{\omega}{10} - \lg^{-1} \frac{\omega}{100} \end{cases}$$

按上式作出的幅频特性曲线和相频特性曲线如图7-2-8中的实线所示。

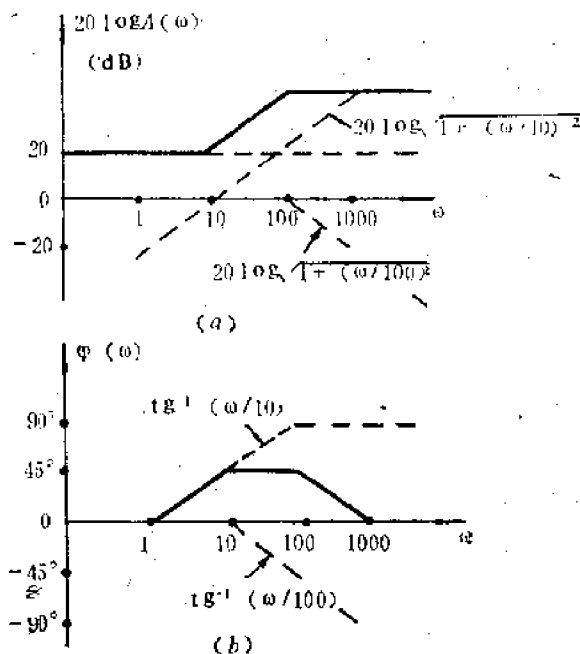


图7-2-8 例7-2-2图

(二) 共轭复数极、零点

二阶以上的传输函数就可能具有共轭复数极零点。如下式二阶传输函数：

$$A(s) = \frac{A}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (7-2-16)$$

或：

$$A(j\omega) = \frac{A}{(j\omega)^2 + b_1 j\omega + b_0} = \frac{A}{(j\omega)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega) + \omega_n^2}$$

$$= \frac{A_0}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + j2\xi\frac{\omega}{\omega_n}} \quad (7-2-17)$$

式中： $\omega_n = \sqrt{b_0}$ 为自然角频率

$\xi = \frac{b_1}{2\sqrt{b_0}} = \frac{1}{2Q}$ 为衰减因子

$$A_0 = \frac{A}{\omega_n^2} \quad (7-2-18)$$

当 $\xi < 1$ 时，两个极点为共轭复数对，将式(7-2-17)的模取对数。

$$20 \log |A(j\omega)| = 20 \log A_0 - 20 \log \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

当 $\omega \ll \omega_n$ 时式(7-2-18)第二项近似为零，此项幅频特性曲线为与横轴重合的线段。

当 $\omega \gg \omega_n$ 时第二项近似为 $-20 \log(\omega/\omega_n)^2 = -40 \log(\omega/\omega_n)$

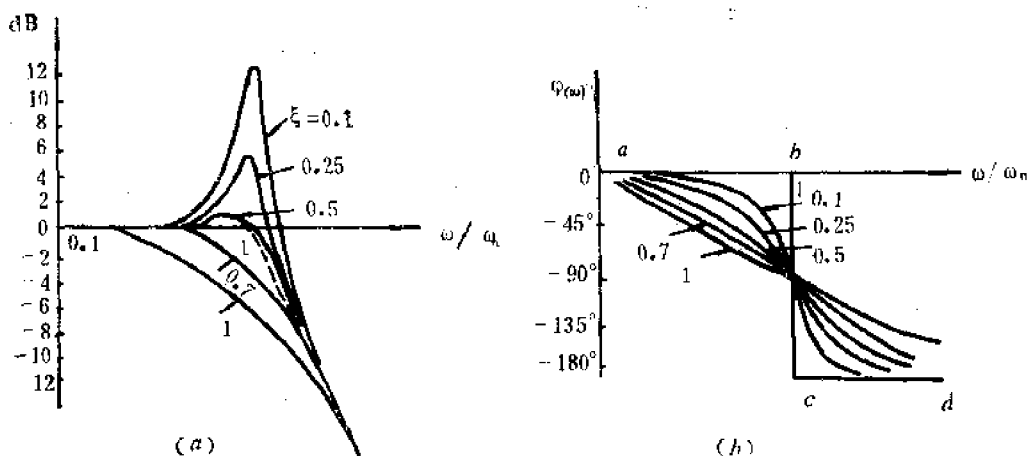


图7-2-9 具有共轭复数极点的二阶函数的频率特性

此项的幅频特性曲线为过点 $(\omega_n, 0\text{dB})$, 斜率为 $-40/10$ 倍频的直线。

所以式 (7-2-18) 第二项的幅频特性曲线就可用上述二条直线来近似表示, 如图7-2-9 (a) 的虚线所示。两根直线的交点频率为: $\omega = \omega_n$, (7-2-19)

将式(7-2-19)代入式(7-2-18)第二项, 则

$$\begin{aligned} & -20\log\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 \\ &= -20\log(2\xi) \\ &= 20\log(1/2\xi) \end{aligned} \quad (7-2-20)$$

上述表示在 ω_n 处产生正峰的幅度。

精确的幅频特性可用 ξ 为参变量来绘制, 如图7-2-9 (a) 的实线所示。由图可见渐近线近似曲线在转折频率附近与实际曲线相比有较大误差, 且误差与阻尼因子 ξ 有关。

$\xi \geq 0.707$ 时曲线单调下降, ξ 值越大, 与近似渐近线相差越大。

$\xi < 0.707$, 曲线出现正峰, 且在

$$\omega_{max} \approx \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (7-2-21)$$

处出现峰值。 ξ 越小, 峰值越大, 且峰值频率 $\omega_{max} = \omega_n$ 。因此 $\xi = 0.707$ (或 $b_1 = \sqrt{2b_n}$) 为临界状态, 此时曲线不出现峰值, 与渐近线最相近, 带宽最宽, 故称为最大平坦条件。

作出式 (7-2-18) 第二项近似波特图后, 再平移到 $20\log A_1$ 处, 即得式 (7-2-18) 的波特图。

相频特性曲线在 $\omega \ll \omega_n$ 时 $\varphi(\omega) \approx 0$; $\omega \gg \omega_n$ 时, $\varphi(\omega) \approx -\pi$ 。因此随着 $\omega \rightarrow \infty$, $\varphi(\omega) \rightarrow -\pi$; $\omega = \omega_n$, $\varphi(\omega) = -90^\circ$ 。故相频率特性曲线可用如图7-2-9 (b) 所示的三条线段 ab 、 bc 、 cd 来近似。同样, 亦可以 ξ 为参变量画出实际的相频特性曲线, 如图7-2-9 (b) 的实线所示。

采用同样分析方法可得共轭复数零点的情况。不同的是, 近似渐近线的斜率为正, 相移为正, 在 ω_n 处峰值幅度为 $-20\log(1/2\xi)$ 。

综上所述, 可归纳为以下几点:

(1) 不论极点或零点, 只要是复数形式, 在 $\xi < 0.707$ 时都会出现峰值, 极点为正峰, 零点为负峰;

(2) $\xi \rightarrow 0$, 复数形式的零极点蜕化为纯虚数, 这时极点所产生的正峰, 幅度趋于无限大 (即产生振荡), 而零点所产生的负峰会使幅度下降到零。因此虚线形式的零点是真正的传输零点;

(3) 复数极、零点的幅频渐近线的斜率为和 $40\text{dB}/10$ 倍频 (极点的渐近线斜率为负, 零点为正);

(4) 在转折频率 ω_n 处, 渐近线与实际曲线相差的分贝数等于 $20\log(1/2\xi)$

(5) 复数极点产生负相移; 复数零点产生正相移, 且在 ω_n 处, 它们的相移绝对值都是 90° 。

例7-2-3 已知传输函数如下, 试绘出频率特性曲线。

$$H(s) = \frac{200}{s^2 + 5s + 100}$$

解: 与式 (7-2-16) 比较可得:

$$\omega_n^2 = 100 \quad 2\xi\omega_n = 5$$

解之可得: $\omega_n = 10 \quad \xi = 0.25$

故极点为复数形式。为较全面绘出曲线, 求出:

(1) $A(0) = 2 \quad 20\log A(0) = 6\text{dB}$

(2) 峰值频率 $\omega_{max} = \omega_n \quad 1 - 2\xi^2 = 9.35$

(3) 峰值幅度

$$-20\log \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \Big|_{\omega = \omega_{max}} = 6.3\text{dB}$$

(4) 曲线 $\omega = \omega_n$ 时和渐近线的误差:

$$20\log \frac{1}{2\xi} = 20\log 2 = 6\text{dB}$$

由计算可见 ω_{max} 与 ω_n 仅差 6.5% , 峰值幅度与 ω_n 处幅度仅差 0.3dB 。

其频率特性曲线如图7-2-10所示。

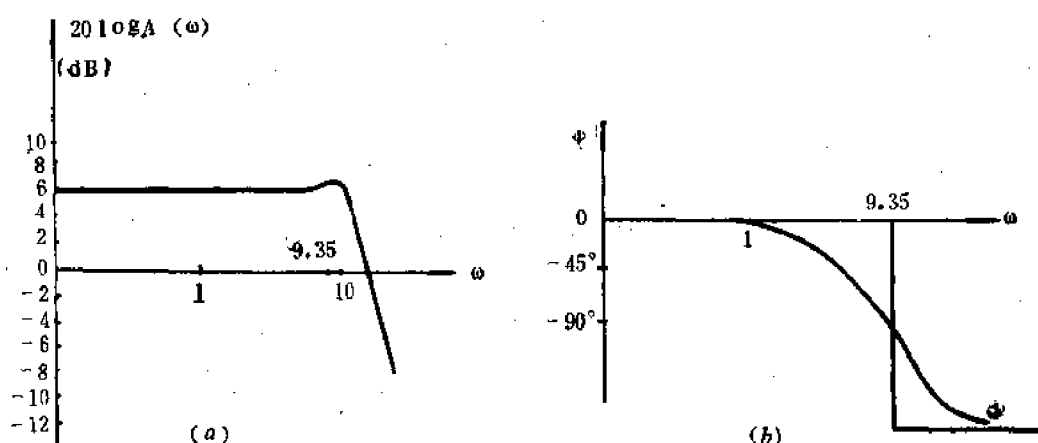


图7-2-10 例7-2-3图

第三节 上、下限频率计算

对于二阶以上的系统,由其近似波特图来确定上下限频率是很困难的,尤其电路中电抗元件互相发生影响时更是如此。在这种情况下,可按电路上下限频率的定义来求。现以二阶低通系统为例来加以说明。

二阶低通系统的幅频特性为:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2\right]}} \quad (7-3-1)$$

当 $\omega = \omega_H$ 时 $A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_0$

$$\left(\frac{\omega_H}{\omega_{p1}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{p2}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{p1}}\right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{p2}}\right)^2 = 1$$

若 $\omega_H < \omega_{p2}, \omega_{p1}$, 且 $\omega_{p1} < \omega_{p2}$, 上式就可忽略高次项, 则 $\omega_H^2 \left(\frac{1}{\omega_{p1}^2} + \frac{1}{\omega_{p2}^2} \right) \approx 1$

即:

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{p1}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p2}}\right)^2}} \quad (7-3-2)$$

通过类似证明,对于具有多个彼此分隔的极点的系统,在忽略高阶小量的情况下,上限频率为:

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{p1}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p2}}\right)^2 + \cdots + \left(\frac{1}{\omega_{pn}}\right)^2}} \quad (7-3-3)$$

由上述可见,当 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \cdots, \omega_{pn}$ 时

$$\omega_H \approx \omega_{p1} \quad (7-3-4)$$

在这种情况下,低通系统的上限频率主要由所有极点中绝对值最小的那个极点来决定。常通称这个极点为主极点。

实际上在工程中只须 $4\omega_p \leq \omega_{p2}, \cdots, \omega_{pn}$ 就可认为 $\omega_H \approx \omega_{p1}$ (7-3-5)

对于零点,通过类似分析,亦可得出上述结论。

采用同样办法可以证明,当一高通系统由 n 个零点在原点的一阶因子组成时,它的下限频率为:

$$\omega_L \approx \sqrt{\omega_{z1}^2 + \omega_{z2}^2 + \cdots + \omega_{zn}^2} \quad (7-3-6)$$

当 $\omega_{p1} \geq 4\omega_{z2}, \cdots, \omega_{zn}$ 时

$$\omega_L \approx \omega_{z1} \quad (7-3-7)$$

这里 ω_{p1} 称为主极点。

第四节 利用零、极点分析法分析放大器的频率响应

*一、晶体三极的高频特性

前面讨论的晶体三极管的各种参数都是在一定频率范围内进行的。当工作频率上升时，管子的结电容、载流子在基区的渡越时间等都不能随便忽略，因此管子的各种参数都将是频率的函数。

(一) 共发短电流传输系数 h_{fe} 与频率的关系

按定义，共发短路电流传输系数为输出交流短路时，输出电流 $\dot{I}_c$ 与基极输入电流 $\dot{I}_b$ 之比：

$$h_{fe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0} \quad (7-4-1)$$

晶体三极管共发混合 π 等效电路示于图7-4-1。当C、E间交流短路时，基极输入电流（忽略 $r_{b'e}$ 的影响）为：

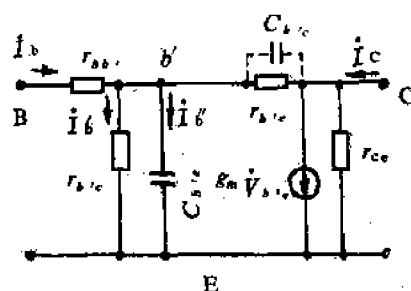


图7-4-1 共发混合 π 等效电路

$$\begin{aligned} \dot{I}_b &= \frac{1/s(C_{b'e} + C_{b'c})}{r_{b'e} + 1/s(C_{b'e} + C_{b'c})} \dot{I}_b \\ &= \frac{\dot{I}_b}{1 + sr_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \end{aligned} \quad (7-4-2)$$

$$\begin{aligned} h_{fe}(s) &= \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0} \\ &= \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b [(1 + sr_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c}))]} \\ &= \frac{h_{fe}}{1 + s/\omega_{hfe}} \end{aligned} \quad (7-4-3)$$

$$\text{式中} \quad \omega_{hfe} = \frac{1}{r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{1}{r_{b'e}C_{b'e}} \quad (7-4-4)$$

以 $s = j\omega$ 代入式(7-4-3)

$$h_{fe}(j\omega) = \frac{h_{fe}}{1 + j\omega/\omega_{hfe}} = h_{fe}(\omega) \exp(j\varphi_{hfe}) \quad (7-4-5)$$

$$\text{式中} \quad h_{fe}(\omega) = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{hfe})^2}} \quad (7-4-6)$$

$$\varphi_{h_{fe}} = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_{h_{fe}}} \quad (7-4-7)$$

$\omega_{h_{fe}}$ 为 $h_{fe}(\omega)$ 由 h_{fe} 下降 3dB 时所对应的角频率, 称为 $h_{fe}(\omega)$ 的截止角频率。

式 (7-4-6) 表明, 随着 ω 增加, $h_{fe}(\omega)$ 将下降。当 $\omega \gg \omega_{h_{fe}}$ 时, 式 (7-4-6) 可简化为:

$$h_{fe}(\omega) = h_{fe} \frac{\omega_{h_{fe}}}{\omega}, \text{ 即} \\ fh_{fe}(f) = f_{h_{fe}} h_{fe} \quad (7-4-8)$$

式 (7-4-8) 表明, $h_{fe}(f)$ 与工作频率的乘积为常数 $f_{h_{fe}} h_{fe}$ 。此常数为增益带宽积。对任何放大器, 这个定义也是适用的。只是此时增益为中频增益 A_0 , 带宽近似为上限频率 f_H , 即:

$$Af = A_0 f_H \quad (7-4-9)$$

随着频率增加, 使 $h_{fe}(\omega)$ 下降到 1 所对应的角频率用 ω_T 表示, 称为晶体管的特征角频率其值由下式决定:

$$h_{fe}(\omega_T) = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + (\omega_T/\omega_{h_{fe}})^2}} \approx h_{fe} \omega_{h_{fe}} / \omega_T = 1$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad \omega_T &= h_{fe} \omega_{h_{fe}} = h_{fe} / r_{b'e} C_{b'e} = g_m r_{b'e} C_{b'e} \\ &= \frac{g_m}{C_{b'e}} = \frac{\alpha}{r_e C_{b'e}} \end{aligned} \quad (7-4-10)$$

当 $\omega \gg \omega_{h_{fe}}$ 时

$$\begin{aligned} h_{fe}(\omega) &= h_{fe} \frac{\omega_{h_{fe}}}{\omega} = \frac{\omega_T}{\omega} \\ \omega_T &\approx h_{fe}(\omega) \omega \end{aligned} \quad (7-4-11)$$

上式表明, 若在 ω 上测得 $h_{fe}(\omega)$, 则 ω 与 $h_{fe}(\omega)$ 的乘积为 ω_T 。由此原理即可测得晶体三极管的特征频率 ω_T 。

(二) 共基短路电流传输系数 α 与频率的关系

由 α 与 h_{fe} 的关系

$$\alpha = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

将式 (7-4-3) 代入得

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + \frac{s}{\omega_{hfb}}} \quad (7-4-12)$$

式中 $\omega_{hfb} = (1 + h_{fe}) \omega_{hfe}$

以 $s = j\omega$ 代入可得:

$$|\alpha| = \alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{hfb}}\right)^2}} \quad (7-4-13)$$

$$\varphi_a = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_{hfb}} \quad (7-4-13)$$

式中

$$\alpha_0 = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

ω_{hfe} 为 α 的模值。 $\alpha(\omega)$ 由 α_0 下降 3dB 所对应的角频率, 称为 $\alpha(\omega)$ 的截止角频率。

$$\omega_{hfb} = (1 + h_{fe}) \omega_{hfe} = \frac{1 + h_{fe}}{r_{be} C_{be}} = \frac{1}{r_e C_{be}} \quad (7-4-14)$$

由式 (7-4-10) 得:

$$\omega_{hfb} = \frac{\omega_T}{\alpha_0} \quad (7-4-15)$$

由上述分析可见:

$$\omega_{hfe} < \omega_T < \omega_{hfb}$$

这表明共基组态比共发组态的高频性能要好得多。

当工作频率更高时, 由于晶体管内部参数实际上是分布的。使得 h_{fe} 和 α 的实际相角比按式 (7-4-5) 和式 (7-4-12) 计算出的相角有差值。此时:

$$\dot{h}_{fe} \approx \frac{h_{fe}}{1 + j \frac{\omega}{(1 - \alpha_0) \omega_T}} \exp\left(-\frac{\omega}{\omega_{hfb}} \varphi_m\right) \quad (7-4-16)$$

$$\dot{\alpha} \approx \frac{\alpha_0}{1 + \frac{\omega}{\omega_{hfb}}} \exp\left(-\frac{\omega}{\omega_{hfb}} \varphi_m\right) \quad (7-4-17)$$

式中

$$\omega_T = \frac{\omega_{hfb}}{1 + \alpha_0 \varphi_m} \approx \frac{\omega_{hfb}}{1 + \varphi_m}$$

φ_m 为修正相角。对基区杂质均匀分布的晶体管, φ_m 约为 12.6° (0.23 弧度), 对于扩散型基区晶体管 φ_m 约为 23° (即 0.4 弧度)。

二、共发阻容耦合放大器的频率特性

前面已说明, 一个放大器, 一般均可视为一个时不变系统。因此前面所研究的传输函数理论均可用来研究放大器。对一个放大器的频率特性的研究, 在一般情况下, 就是要掌握如何由电路求取传输函数, 找零、极点, 画近似波特图, 最后得出放大器的各种特性参数。但当独立电抗元件超过二个以上时, 采用一般分析方法将很复杂, 这在工程上是不适用的。为简化分析, 可分别研究各个电抗元件的影响, 并暂时忽略各电抗元件之间的互相作用所产生的影响。在低频段, 除所研究的电容外, 其他电容都予以短路; 高频段, 除所研究的电容外, 其它的电容均以开路处理。统称为分别短路法, 开路法。如果要求较高的精度, 此法就不太适用, 这时可采用一般分析方法。

(一) 放大器的低频特性

阻容耦合放大器如图 7-4-2(a) 所示, 其 H 参数等效电路如图 7-4-2(b) 所示。采用一般分析方法求传输函数的过程和所得出的表达式都是很麻烦的。现我们用分别短路法来进行研究, 最后比较一下运用分别短路法所带来的误差。

1. 输入回路

单独考虑输入耦合电容 C_1 的作用时,将 C_2 和 C_e 分别短路,且认为 $R_B (= R_{b1} // R_{b2})$ 很大,可忽略其影响,则:

$$\begin{aligned} A_1(s) &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = A_o \frac{s}{s + \frac{1}{(R_o + h_{ie})C_1}} \\ &= A_o \frac{s}{s + (1/\tau_1)} = A_o A_1^*(s) \end{aligned} \quad (7-4-18)$$

式中

$$A_o = \frac{-h_{fe} R_L^*}{h_{ie} + R_g}, \quad R_L^* = R_L // R_c$$

$$A_1^*(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_1}}, \quad 1/\tau_1 = \frac{1}{(R_o + h_{ie})C_1}$$

零点: $z_1 = 0$

$$\text{极点: } p_1 = -\frac{1}{(R_o + h_{ie})C_1} = -\frac{1}{\tau_1} \quad (7-4-19)$$

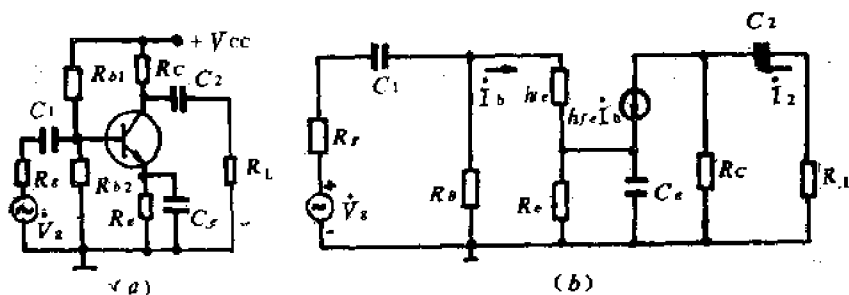


图7-4-2 阻容耦合放大器的 H 参数等效电路

可见,输入电路的极点,在不考虑 C_e 和 C_2 的情况下,仅和输入电路时间常数 τ_1 有关。

2. 输出电路

单独考虑 C_2 的作用时,将 C_1 和 C_e 分别短路,则:

$$A_2(s) = A_o \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_2}} = A_o A_2^*(s) \quad (7-4-20)$$

$$\text{式中 } \tau_2 = C_2(R_L + R_o) \quad A_2^*(s) = s / \left(s + \frac{1}{\tau_2} \right)$$

零点: $z_2 = 0$

$$\text{极点: } p_2 = -\frac{1}{\tau_2}$$

可见,极点数值仅与输出电路的时间常数有关。

3. 射极电路

单独考虑 C_e 的作用时,将 C_1 、 C_2 短路,则:

$$A_3(s) = A_o \frac{S + \frac{1}{\tau_e}}{S + \frac{1}{\tau_3}} = A_o A_3^*(s) \quad (7-4-21)$$

式中

$$\tau_e = R_e C_e$$

$$\tau_3 = C_e \left[R_e \parallel \left(\frac{R_o + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \right) \right]$$

$$A_3^*(s) = \frac{S + \frac{1}{\tau_e}}{S + \frac{1}{\tau_3}} \quad (7-4-22)$$

零点:

$$z_3 = -\frac{1}{\tau_e}$$

极点:

$$p_3 = -\frac{1}{\tau_3}$$

若满足 $(1 + h_{fe})R_e \gg R_o + h_{ie}$ 则:

$$\tau_3 = C_e \frac{R_o + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \quad (7-4-23)$$

下面我们通过实例来说明用分别短路法所带来的误差。

例7-4-1 在图7-4-2电路中,已知:

$C_e = 50\mu\text{F}$, $C_1 = C_2 = 20\mu\text{F}$, $R_o = 2\text{k}\Omega$, $R_e = R_L = 1\text{k}\Omega$, $R_b = 2\text{k}\Omega$, 3DG6 在 $I_e = 1\text{mA}$ 时, $h_{ie} = 1.5\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 70$ 。

解: 这个电路有三个独立电容,应有三个极点,不存在无穷远处零点,所以有三个零点。若 R_b 很大,忽略其影响,则:

$$\dot{I}_b = \dot{V}_s / \left[R_o + \frac{1}{sC_1} + h_{ie} + (1 + h_{fe})Z_e \right]$$

式中

$$Z_e = R_e \parallel \frac{1}{sC_e} = -\frac{R_e}{1 + sC_e R_e}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{h_{fe} \dot{I}_b R_o}{R_o + R_L + \frac{1}{sC_2}}$$

$$\dot{A}_o = -\dot{I}_2 R_L = \frac{-h_{fe} \dot{I}_b R_o R_L}{R_o + R_L + \frac{1}{sC_2}} = \frac{-R h_{fe} R_o}{R_o + R_L + \frac{1}{sC_2}}$$

$$\frac{\dot{V}_o}{R_o + \frac{1}{sC_1} + h_{ie} + (1+h_{fe})Z_e}$$

$$A(S) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-h_{fe}R_L}{\left[1 + \frac{1}{sC_2(R_L + R_o)}\right] \left[R_o + h_{ie} + (1+h_{fe})Z_e + \frac{1}{sC_1}\right]}$$

式中 $R_L = R_o // R_L$

$$A(s) = \frac{A_o}{\left[1 + \frac{1}{sC_2(R_L + R_o)}\right] \left[1 + \frac{(1+h_{fe})Z_e + \frac{1}{sC_1}}{R_o + h_{ie}}\right]}$$

$$= \frac{A_o S_2 \left(\frac{1}{R_o C_o}\right)}{\left[s + \frac{1}{(R_o + R_L)C_2}\right] \left[s^2 + s\left(\frac{1}{(R_o + h_{ie})C_1} + \frac{1+h_{fe}}{(R_o + h_{ie})C_o} + \frac{1}{R_o C_o}\right) + \frac{1}{R_o C_o (R_o + h_{ie})C_1}\right]}$$

$$= \frac{s^2(s - z_3)}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)} \quad (7-4-24)$$

式中 $A_o = \frac{-h_{fe}R_L}{R_o + h_{ie}}$ 为中频增益

$$z_3 = \frac{1}{R_o C_o}$$

$$p_{1,3} = -\frac{b_1}{2} \pm \frac{1}{2}\sqrt{b_1^2 - 4b_0}$$

$$p_2 = -\frac{1}{(R_L + R_o)C_2} \quad (7-4-25)$$

$$b = \frac{1}{(R_o + h_{ie})C_1} + \frac{1}{R_o C_o} + \frac{1+h_{fe}}{(R_o + h_{ie})C_o},$$

$$b_0 = \frac{1}{R_o (R_o + h_{ie})C_o C_1}$$

代入数值可得:

$$z_3 = -20 \text{ rad/s}, \quad z_1 = z_2 = 0$$

$$p_1 = -0.7 \text{ rad/s}, p_2 = -16.7 \text{ rad/s}$$

$$p_3 = -483.8 \text{ rad/s}$$

此外,有个双重零点,发生在原点处。

由式 (7-3-6) 可得:

$$\omega_L = \sqrt{(0.7)^2 + (16.7)^2 + (483.3)^2} = 439 \text{ rad/s}$$

按主极点求得 $\omega_L = 438.8 \text{ rad/s}$

如用分别短路法有:

$$z_1^* = z_2^* = 0, \quad z_3^* = -20 \text{ rad/s}$$

$$p_1^* = 14.28 \text{ rad/s}, \quad p_2^* = 16.7 \text{ rad/s}$$

$$p_3^* = \frac{1}{C_s \frac{R_s + h_{ie}}{1 + h_{fe}}} = -405.7 \text{ rad/s}$$

按上述数据所绘出的幅频特性波特图如图7-4-3(a)所示。

由上可见,采用分别短路法计算后,零点位置没有变,输出电路的极点也没有变化,而输入电路和射极电路的极点有变化。其原因就是没有计及输入电路和射极电路的互相影响。将用两种方法计算得到的极点同时标于图7-4-3(b)中,以 p_1^*, p_2^*, p_3^* 表示用分别短路法求得的极点。由图可见输入电路和射极电路互相作用的结果使得极点彼此排斥,且向相斥方向移动。对下限频率影响最大的是绝对值最大的极点,因此只需研究极点 p_3 和 p_3^* 两点之间的误差即可。于是忽略电容间互相作用所引起的误差为:

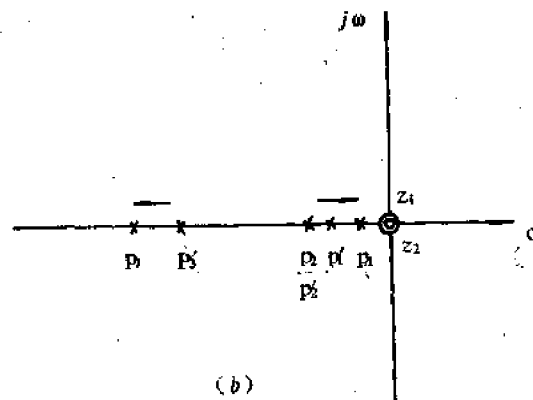
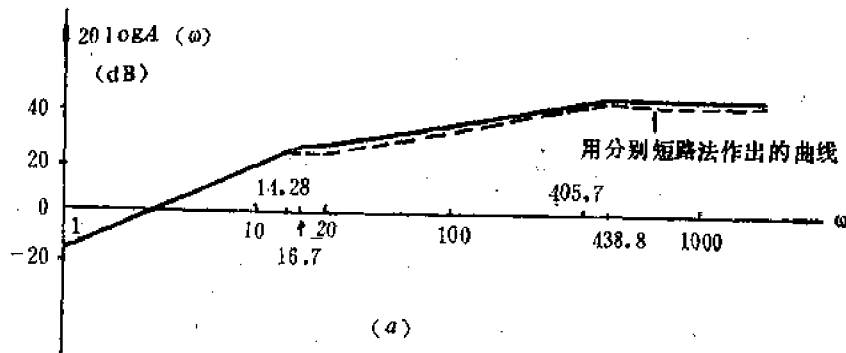


图7-4-3 例7-4-1图

$$\delta = \frac{438.3 - 405.7}{438.8} = 7.5\%$$

这一误差在工程上是允许的。进一步分析可知,当 C_1 和 C_e 的比值越大时,误差越小,通常当 C_1/C_e 大于0.1时,误差可小于10%。

(二) 放大器的高频特性

共发射放大器在高频区的交流等效电路如图7-4-4(a)所示。分布电容的影响已归并到 C_{be} 和 C_{bc} 中。其中 $r_{be}' \gg 1/\omega C_{be}'$,因而忽略其影响。由图可见,它有两个独立的电容,一个无限远处零点,因而是一零二极系统。

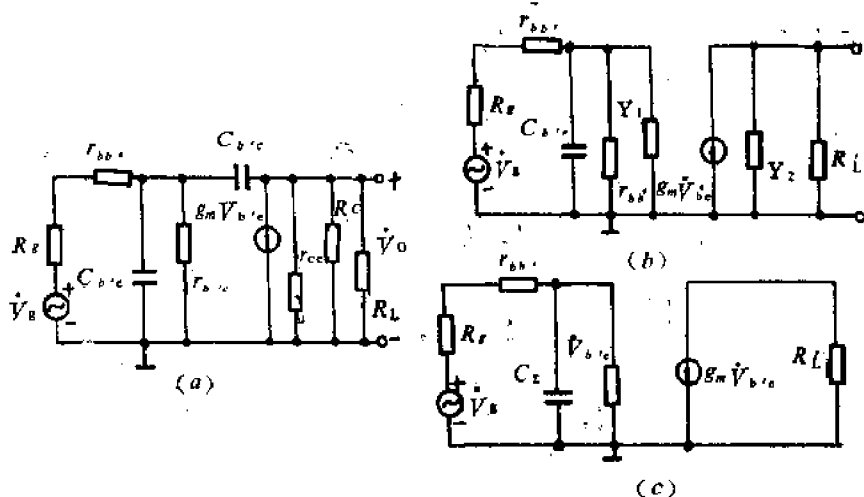


图7-4-4 共发射放大器高频等效电路

由于 C_{bc} 将输入和输出联系在一起,起到电压并联负反馈作用。根据密勒定理可将它的作用分别归并到输入回路和输出回路中,如图7-4-4(b)所示。其中

$$Y_1 = [1 - A(s)]C_{bc} \quad (7-4-26)$$

$$Y_2 = \left[1 - \frac{1}{A(s)}\right]sC_{bc} \quad (7-4-27)$$

由于 C_{bc} 很小,一般均可满足下列近似条件;

$$|g_m| \gg |sC_{bc}| \quad R_L \ll \left| \frac{1}{sC_{bc}} \right|$$

$$\text{因而 } A(s) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{be}} \approx -g_m R_L$$

且 $|A(s)| \gg 1$

$$\therefore Y_2 \approx sC_{bc} = sC_{M2} \quad (7-4-28)$$

$$Y_1 \approx sg_m R_L C_{bc} = sC_{M1} \quad (7-4-29)$$

因此 Y_1, Y_2 都等效为电容,即

$$C_{M1} = g_m R_L^* C_{i_e} \quad (7-4-30)$$

$$C_{M2} = C_{i_c} \quad (7-4-31)$$

因而共发大器高频等效电路可简化为图7-4-4(c)的形式,图中由于 $C_{M2} = C_{i_c}$ 很小,忽略了它的影响。

$$\begin{aligned} C_x &= C_{i_e} + C_{M1} = C_{i_e} \left(1 + \frac{C_{i_c}}{C_{i_e}} g_m R_L^* \right) \\ &= D C_{i_e} \end{aligned} \quad (7-4-32)$$

$$\text{式中} \quad D = 1 + \frac{C_{i_c}}{C_{i_e}} g_m R_L^* \quad (7-4-33)$$

由上式可见, C_{i_e} 的作用实际上是使 C_{i_e} 增大了 D 倍。这样就将一零二极系统简化为单极点系统。 D 称简化因子,亦称密勒因子。

1. 频率特性

根据图7-4-4(c)电路,放大器输出电压为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -g_m \dot{V}_{i_e} R_L^* \\ \dot{V}_{i_e} &= \frac{\dot{V}_o}{R_o + r_{i_b} + (r_{i_e} \parallel Z_1)} (r_{i_e} \parallel Z_1) \\ Z_1 &= r_{i_e} \parallel \frac{1}{j\omega C_x} \\ A(s) &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{A_{vo}}{1 + s R_x C_x} \end{aligned} \quad (7-4-34)$$

$$\text{式中} \quad A_{vo} = -g_m r_{i_e} \frac{R_L^*}{R_o + r_{i_b} + r_{i_e}} \quad (7-4-35)$$

$$R_x = r_{i_e} \parallel (R_o + r_{i_b}) \quad (7-4-36)$$

其近似波特图如图7-4-5所示。

上限频率为

$$\begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{R_x C_x} = \frac{R_o + r_{i_b} + r_{i_e}}{R_o + r_{i_b}} \cdot \frac{1}{D C_{i_e} r_{i_e}} \\ &= \frac{R_o + r_{i_b} + r_{i_e}}{g_m r_{i_e} (R_o + r_{i_b})} \frac{\omega_T}{D} \end{aligned} \quad (7-4-37)$$

增益带宽积为:

$$GB = |A_v \cdot f_H| = \frac{\omega_T}{2\pi D} \frac{R_L^*}{R_o + r_{i_b}} \quad (7-4-38)$$

由上式可见

(1) 为增大 f_H 和 GB 值,应选用 $r_{i_b}, r_{i_e}, C_{i_e}$ 小而 ω_T 大的管子;

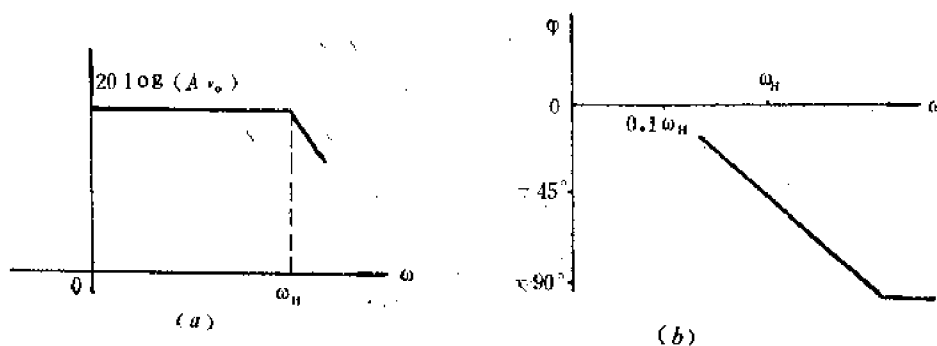


图7-4-5 放大器高频响应

(2) 管子选定后,为提高 f_H , R_g 应尽可能小,即输入信号源尽可能近于恒压源,在理想情况下

$$\begin{aligned}\omega_H &= \frac{(r_{be} + r_{bb'})\omega_T}{g_m r_{be} r_{bb'}} \approx \frac{1}{g_m r_{bb'}} \frac{\omega_T}{D} \\ &\approx \frac{r_e}{r_{bb'}} \frac{\omega_T}{D}\end{aligned}\quad (7-4-39)$$

式中 $r_{bb'}$ 与 r_e 为同一数量级,若 $D \approx 1$,则放大器的上限频率将可能接近于管子的特征频率。反之当 $R_g \rightarrow \infty$,则 $\omega_H \approx \frac{\omega_{Hf}}{D}$ 。

表明上限频率最高也只能达到 f_f 的截止频率;

(3) 增大 R_L ,则 D 增大, ω_H 将减小,而 GB 值增大,因而 R_L 的选取应兼顾二者;

(4) 当负载为容性负载时,

$$Z_L = \frac{R_L}{1 + sR_L C_L}$$

$$Y_1 = sC_{be} + \frac{1}{\frac{1}{s g_m R_L C_{be}} + \frac{C_L}{g_m C_{be}}}} \quad (7-4-40)$$

$$C_z = C_L + C_{be} \quad (7-4-41)$$

这时输入回路的等效电路如图7-4-6所示。其中:

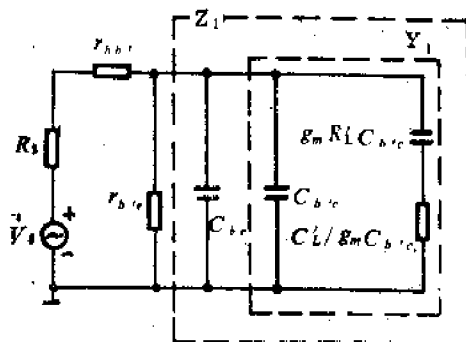


图7-4-6 容性负载时输入端等效电路

$$\begin{aligned}
Z_1 &= \frac{1}{Y_1} = \frac{1}{sC_{Z'} + \frac{s g_m R_L' r_{be}}{1 + s R_L' C_L}} \\
Y_1 &= Y_1 + sC_{be}, \quad C_{Z'} = C_{be} + C_{be}' \\
\dot{V}_o &= -g_m Z_1 \dot{V}_{be} \\
\dot{V}_{be} &= \frac{Z_1 // r_{be}}{R_g + r_{be} + (Z_1 // r_{be})} \dot{V}_s \\
A(s) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} &= \frac{A_{vo}}{s^2 R_L' R_B' C_{Z'} C_L + s(R_B' C_L + R_B' C_{Z'} + g_m R_L' R_B' C_{be}) + 1} \\
&= \frac{A_{vo}}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{A_{vo}}{(s - p_1)(s - p_2)} \\
&= \frac{A_{vo}}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} \tag{7-4-42}
\end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned}
b_2 &= R_L' R_B' C_{Z'} C_L \\
b_1 &= R_L' C_L + R_B' C_{Z'} + g_m R_L' R_B' C_{be} \\
b_0 &= 0 \\
R_B' &= r_{be} // (R_g + r_{be})
\end{aligned}$$

$$A_{vo} = \frac{-g_m R_L' r_{be}}{R_g + r_{be} + r_{be}'}$$

$$p_1, p_2 = \frac{1}{2b_2} \left(-b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4b_2 b_0} \right)$$

$$\omega_{p1} = -p_1, \quad \omega_{p2} = -p_2$$

上限频率为:

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{p1}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p2}}\right)^2}} \tag{7-4-43}$$

由上面的分析可见,在高频段,这种分析是很复杂的。如采用分别开路法,可使分析大大简化:

(1) 研究 C_{be} 和 C_{be}' , 使 C_L 开路。这和纯电阻负载的情况一样。

$$A_1(s) = \frac{A_{vo}}{1 + s R_Z C_Z} \tag{7-4-44}$$

$$p_1 = \frac{-1}{R_Z C_Z}$$

A_{vo} 和前面所求得的表达式一样,

$$R_Z = r_{be} // (R_g + r_{be});$$

$$C_z = C_{b'e} \left(1 + \frac{C_{b'e}}{C_{b'e}} g_m R_L' \right)$$

(2) 研究 C_L 影响, 将 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'e}$ 开路

$$A_1(s) = \frac{A_{v0}}{1 + sR_L'C_L} \quad (7-4-45)$$

$$p_2 = -\frac{1}{R_L'C_L}$$

上限频率

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{(R_z C_z)^2 + (R_L' C_L)^2}} \quad (7-4-46)$$

由此可见, 采用分别开路法是十分简便。下面我们来看这种分析方法所引入的误差。

例7-4-2 图7-4-4(a)电路中, 参数如下:

$$R_g = 1\text{k}\Omega, R_c = 2\text{k}\Omega, R_L = 1\text{k}\Omega,$$

$$r_{b'b} = 50\Omega, r_{b'e} = 1.3\text{k}\Omega, C_{b'e} = 4\text{pF}$$

$$f_T = 100\text{MHz}, C_F = 10\text{pF},$$

$$g_m = 38.5 \times 10^{-3}\text{S}$$

试绘出频率特性曲线, 确定上限频率。

解 $R_L' = 0.67\text{k}\Omega, C_{b'e} = \frac{g_m}{\omega_T} = 61\text{pF}$

$$R_B = r_{b'e} // (R_g + r_{b'b}) = 0.58\text{k}\Omega$$

将上述数据代入式 (7-4-42) 得:

$$A(s) = \frac{14.3}{3.54 \times 10^{-3}s^2 + 10.42 \times 10^{-8}s + 1}$$

$$p_1 = -\omega_{p1} = -0.1 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$p_2 = -\omega_{p2} = -2.9 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$\omega_H \approx 0.09994 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$20 \log A_{v0} = 20 \log 14.3 = 23\text{dB}$$

波特图如图7-4-7(a)曲线I所示

按分别开路法, 求得极点为:

$$p_1' = -0.105 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$p_2' = -1.493 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$\omega_H \approx 0.10474 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

其幅频特性波特图7-4-7(a)中曲线所示

将上述两种方法所求得的极点一起标于图7-4-7(b)中。可见, 考虑电容之间的互相作用这一因素时, 使用分别开路法所求得的极点向着相斥的方向移动。这与分析低频响应所得结果类似。

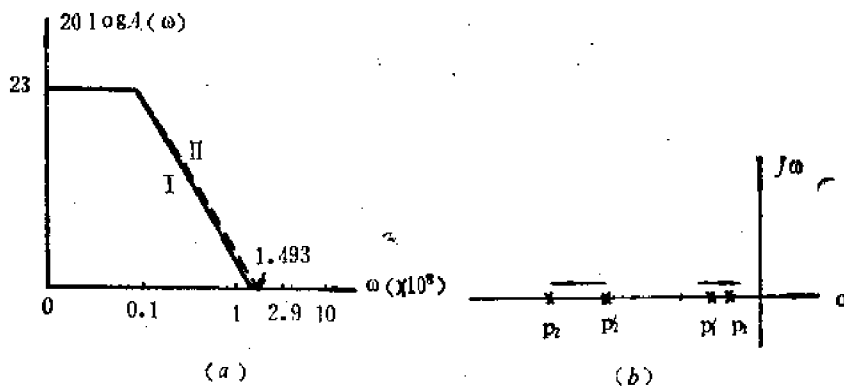


图7-4-7 例7-4-2图

高频段上限频率主要由绝对值最小的极点来决定,因此只须研究极点 p_1 和 p_2 之间的误差。采用分别开路法所得上限频率的误差为:

$$\delta = \frac{0.09994 - 0.10474}{0.09994} \cdot 100\% = 5.4\%$$

按主极点所求的上限频率分别为

$$\omega_H \approx 0.1 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

$$\omega_H' = 0.105 \times 10^8 \text{ rad/s}$$

误差为:

$$\delta' = \frac{|0.1 - 0.105|}{0.1} \cdot 100\% = 5\%$$

这个误差在工程上是完全允许的。进一步分析可知,当 C_{i1}/C_{i2} 越大, R_{i1} 与 R_{i2} 越接近,其误差越小,当 C_{i1}/C_{i2} 大于12时,误差小于10%。

由上面分析可见,放大器在低频段各极点频率近似为除所研究的电容外,其他电容均分别短路时的时间常数。在高频段,各级点频率近似为除所研究的电容外,其他电容均分别开路时的时间常数。

2. 输入阻抗

在纯电阻负载时,根据图7-4-8(c)电路,输入阻抗为:

$$Z_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = r_{i1} + \frac{r_{i2}}{1 + s r_{i2} C_{s2}} \quad (7-4-47)$$

上式表明,在高频区,共发射极放大器的输入阻抗为容性的。随着频率升高, Z_i 模值下降。

在容性负载的情况下,由图7-4-6电路可见,这时输入阻抗仍为容性。

在式(7-4-47)中,当 $s = 0$ 时, $Z_i = r_{i1} + r_{i2}$ 。这和低频时所得的结论一样。

3. 输出阻抗

定义,电路输出阻抗为当 $\dot{V}_s$ 短路, R_L 开路时,输出端所呈现的阻抗,如图7-4-8(a)所示。图(b)是其简化形式,其中

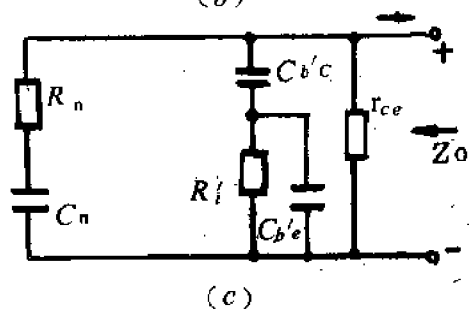
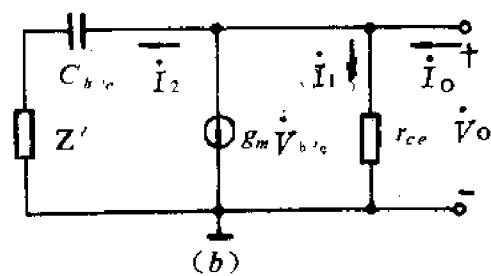
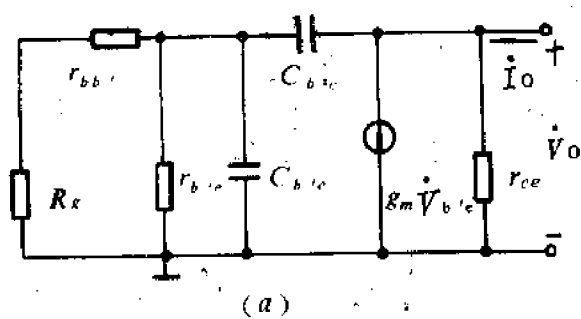


图7-4-8 放大器输出阻抗等效电路

$$Z_i' = \frac{R_i'}{1 + sC_{be}'R_i'}$$

$$R_i' = r_{be}' // (C_{be}' + R_o)$$

这时

$$\begin{aligned} \dot{I}_o &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + g_m \dot{V}_{b'e} \\ &= \frac{\dot{V}_o}{r_{ce}} + g_m \frac{R_i'}{1 + sR_i'C_{be}'} \dot{I}_2 + \dot{I}_2 \end{aligned}$$

而

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_o}{\frac{1}{sC_{be}'} + \frac{R_i'}{1 + sR_i'C_{be}'}}$$

所以

$$\dot{I}_o = \frac{\dot{V}_o}{r_{ce}} + \frac{1 + \frac{g_m R_i'}{1 + sR_i'C_{be}'}}{\frac{1}{sC_{be}'} + \frac{R_i'}{1 + sR_i'C_{be}'}} \dot{V}_o$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{Z_o} &= \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_o} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1 + \frac{g_m R'_i}{1 + sR'_i C_{i_e}}}{\frac{1}{sC_{i_e}} + \frac{R'_i}{1 + sR'_i C_{i_e}}} \\
&= \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{i_e}} + \frac{R'_i}{1 + sR'_i C_{i_e}}} + \frac{1}{\left(1 + \frac{C_{i_e}}{C_{i_c}}\right) \frac{1}{g_m} + \frac{1}{s g_m R'_i C_{i_e}}} \\
&= \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{i_e}} + \frac{R'_i}{1 + sR'_i C_{i_e}}} + \frac{1}{R_n + \frac{1}{sC_n}} \quad (7-4-48)
\end{aligned}$$

式中 $R_n = \left(1 + \frac{C_{i_e}}{C_{i_c}}\right) // g_m$

$$C_n = g_m R'_i C_{i_e}$$

其等效电路如图7-4-8(c)所示。

由上式可见,输出阻抗为容性,随着频率上升, Z_o 的模下降。

采用类似方法可对共基、共集电路高频性能进行分析。共基电路的上限频率最高,输入阻抗最低,输出阻抗最高;共集电路输入阻抗最高,输出阻抗最低;共发电路的输入阻抗、输出阻抗介于共基和共集电路之间,上限频率最低。共集电路上限频率介于共基和共发电路之间。其他方面性能,在研究低频时的结论,在这里也基本适用。

三、多级放大器的频率特性

在研究多级放大器时,曾已得出多级放大器总增益为各级增益的相乘积,即

$$\dot{A} = \dot{A}_1 \cdot \dot{A}_2 \cdots \dot{A}_n$$

$$\begin{aligned}
\text{若 } \dot{A}_1 &= A_1 \exp(j\varphi_1); & \dot{A}_2 &= A_2 \exp(j\varphi_2) \\
&\cdots & & \\
&& \dot{A}_n &= A_n \exp(j\varphi_n)
\end{aligned}$$

$$\text{于是: } \dot{A} = A \exp(j\varphi) = A_1 \cdot A_2 \cdots A_n \exp[j(\varphi_1 + \varphi_2 + \cdots + \varphi_n)]$$

(7-4-49)

幅频特性:

$$A = A_1 \cdot A_2 \cdots A_n \quad (7-4-50)$$

$$20 \log A = 20 \log A_1 + 20 \log A_2 + \cdots + 20 \log A_n \quad (7-4-51)$$

相频特性:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \cdots + \varphi_n \quad (7-4-52)$$

可见多级放大器总幅频特性为各级幅频特性的代数积;相频特性为各级相频特性的代数积。这样,当我们需要绘制总的幅频特性曲线和相频特性曲线时,只要把各级的特性曲线在同一横坐标上的纵坐标迭加起来就可以了。

例如,若单级放大器的幅频特性曲线和相频特性曲线如图7-4-9中的曲线 I 所示。若两个

参数相同的单级放大器相串联,则只要把曲线每点的纵坐标增加一倍,就得到总的幅频特性曲线和相频特性曲线,如图7-4-9中的曲线Ⅱ所示。

由图可见,原来对应于下降三分贝的频率 f_L 和 f_H 处,在总幅频特性曲线中则比中频段要下降6dB,而总曲线三分贝通频带所对应的频率为 f'_L 和 f'_H 。很显然,这时的通频带要窄。

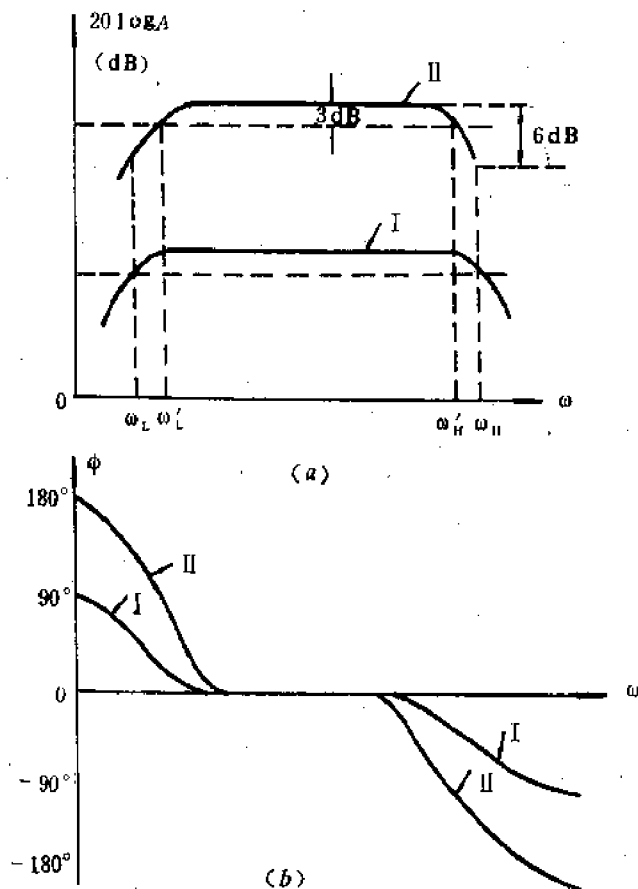


图7-4-9 多级放大器的频率特性

(一) 上限频率

现以三级放大器为例,其幅模为:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H3}}\right)^2\right]}}$$

按定义 $A(\omega)$ 下降到 $A_0/\sqrt{2}$ 时所对应的频率为上限频率,即

$$\left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H3}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}}\right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H3}}\right)^2$$

$$+ \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}} \right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H3}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}} \right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}} \right)^2 \\ + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}} \right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}} \right)^2 \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H3}} \right)^2 = 1$$

由于 $\frac{\omega_H}{\omega_{H1}} < 1, \frac{\omega_H}{\omega_{H2}} < 1, \frac{\omega_H}{\omega_{H3}} < 1$

故可忽略高次项, 则得

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{H1}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{H2}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{H3}} \right)^2}} \quad (7-4-53)$$

采用同样的方法, 可得到 n 级放大器的上限频率为:

$$\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{H1}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{H2}} \right)^2 + \dots + \left(\frac{1}{\omega_{Hn}} \right)^2}} \quad (7-4-54)$$

当 $\omega_{H1} = \omega_{H2} = \dots = \omega_{Hn}$ 时

$$\omega_H = \omega_{H1} \sqrt{2^{1/n} - 1} \quad (7-4-55)$$

由式 (7-4-55), 当 $n=2$ 时

$\omega_H = 0.644\omega_{H1}$, 表明多级放大器的上限频率小于单级放大器的上限频率。

(二) 下限频率

采用类似于上限频率的推导, 可得多级放大器的下限频率为:

$$\omega_L = \sqrt{\omega_{L1}^2 + \omega_{L2}^2 + \dots + \omega_{Ln}^2} \quad (7-4-56)$$

当 $\omega_{L1} = \omega_{L2} = \dots = \omega_{Ln}$ 时

$$\omega_L = \frac{\omega_{L1}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (7-4-57)$$

得 $n=2$ 时

$\omega_L = 1.55\omega_{L1}$, 表明多级放大器的下限频率高于单级放大器下限频率。

由上述分析可见, 多级放大器通频带总是比任何一级放大器要窄。这表明把 n 级放大器串后联, 放大倍数是提高了, 但要牺牲通带。为了保证通频带, 就必须提高每一级的上限频率。

由式 (7-4-54) 可见, 只要多级放大器的某级上限频率小于其它各级上限频率的 4 倍以上, 则多级放大器的上限频率就要由这一级的上限频率来决定。因此在研究多级放大器的上限频率时, 只要求出这一级的上限频率, 对其它各级就可不去研究了。

同理由式 (7-4-56) 可见, 多级放大器的某级下限频率大于其他各级下限频率的 4 倍以上, 则多级放大器的下限频率主要由该级决定。

四、展宽频带的一般方法

在多级放大器的频率特性中已经提出,通频带的增大与放大倍数的提高是矛盾的,且多级放大器的通频带小于任一单级的通频带。因此要使多级放大器具有足够宽的频带,就要提高每一级的通频带。在许多电子设备中其通频带往往要求宽达几十至几百兆赫兹。因此在满足足够大的增益的前提下,有效地扩展上限频率是电子工程中的一个实际问题。通常展宽频带的方法有:高频补偿,组合电路,负反馈。本节主要研究前两种展宽频带的方法,负反馈展宽频带将在下节研究。

(一) 高频补偿电路

补偿电路主要有电感补偿和电容补偿两类。最简单的补偿方法如图7-4-10(a)中所示的并联电感补偿。它是利用异性电抗的电容效应来展宽频带的。当频率较高时,由于输入电容 DC_{be} 的作用,使 I_b 下降,增益也下降。由于 R, L 的并入将补偿由于 DC_{be} 的作用使 I_b 下降的趋势。

由图7-4-10(b)可见,此电路为一零二极系统:

$$A(s) = A \frac{s - z}{(s - p_1)(s - p_2)} = A \frac{s + \omega_z}{s^2 + bs + b_0} \quad (7-4-58)$$

其中 $z = -\omega_z$

$$p_1, p_2 = -\frac{b}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{b^2 - 4b_0} \quad (7-4-59)$$

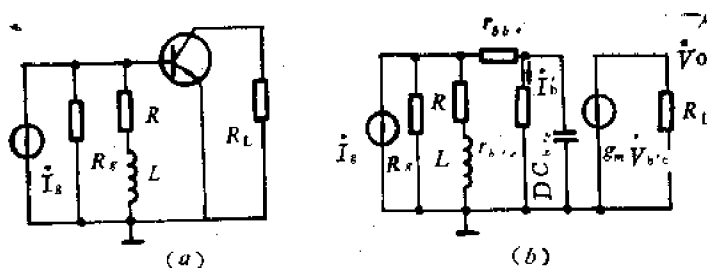


图7-4-10 电感补偿电路

为展宽频带采用极零点抵消的办法抵消绝对值较小的那个极点:

$$p_1 = -\omega_z = -\frac{b}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{b^2 - 4b_0} \quad (7-4-60)$$

且 $\omega_z \leq \frac{b}{2} \quad (7-4-61)$

即 $\frac{L}{R} = \frac{r_{be} r_{be}}{r_{be} + r_{be}} DC_{be}$

其中 $R \leq \frac{r_{be}}{r_{be}} (r_{be} + r_{be})$

于是上限频率为:

$$\omega_H = \frac{R_g R + (R_g + R)(r_{be1} + r_{be2})}{R(R_g + r_{be1})} \frac{\omega_{Hfb}}{D} \quad (7-4-62)$$

如 $R = \frac{r_{be1}}{r_{be2}}(r_{be1} + r_{be2})$ 则 $L = r_{be1}^2 DC_{be2}$,

即 $b^2 = 4b$, 于是 $\omega_H = \frac{(r_{be1} + r_{be2})\omega_{Hfb}}{r_{be1}D}$, 且 $Z_i = r_{be1}$ 。

图7-4-11(a)为电容补偿,它是利用同性电抗组成与频率无关的脉冲分压器,从而展宽频带。其极零补偿条件为:

$$RC = r_{be2} DC_{be2} \quad (7-4-63)$$

上限频率: $\omega_H = \frac{R_g + R + r_{be1} + r_{be2}}{R_g + r_{be1}} \frac{\omega_{Hfb}}{D} \quad (7-4-64)$

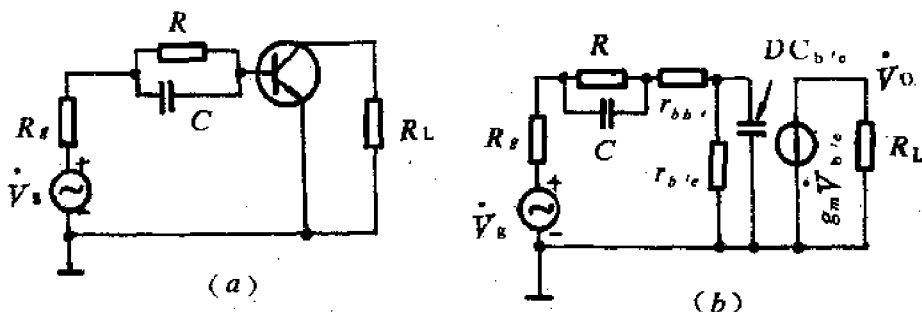


图7-4-11 电容补偿电路

式 (7-4-62) 和式 (7-4-64) 与式 (7-4-37) 相比在加入补偿后使上限频率提高,频带得以展宽。

(二) 组合电路

组合电路就是利用共发、共基、共集三种电路的不同特性,予以组合,实现展宽频带的目的。

1. 共发-共基组合电路

图7-4-12是典型的共发-共基组合电路。其上限频率主要取决于共发电路。利用共基电路输入阻抗小的特点,作为共发电路的负载,用以减小密勒效应因子 D ,使其近于1,以提高上限频率。同时在负载较小的情况下,共发电路输出端的杂散电容对频率特性的影响也减小了,且共基电路输入阻抗低,使电路不易自激。

缺点: (1) 输出阻抗大,不能承受较大负载,特别是容性负载会明显地使其频带变窄;

(2) 电压增益较二级共发电路低。

图7-4-12(b)是其简化等效电路,传输函数为:

$$A_v(s) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_g} = \frac{\dot{V}_{be1}}{\dot{V}_g} \cdot \frac{\dot{I}_{e2}}{\dot{V}_{be1}} \cdot \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_{e2}}$$

$$= A_{vo} \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)} \quad (7-4-65)$$

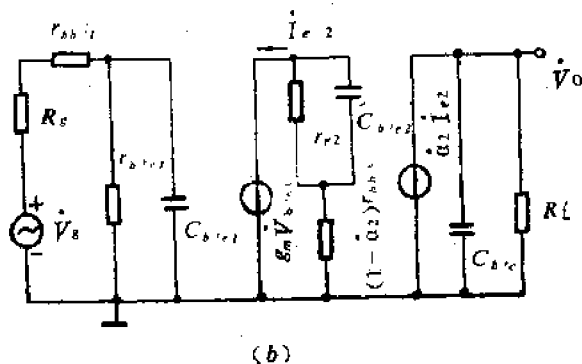
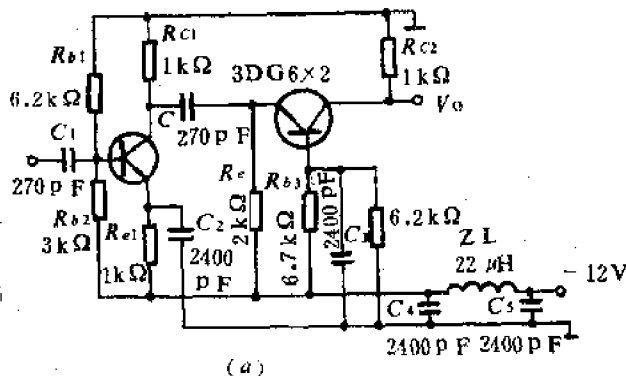


图7-4-12 共基-共发电路及共简化等效电路

式中

$$\begin{aligned} A_{vo} &= -\frac{g_{m1} \alpha_{o2} r_{be1} R_L}{R_g + r_{be1} + r_{be2}} \\ \omega_{p1} &= \frac{R_g + r_{be1} + r_{be2}}{(R_g + r_{be1}) r_{be1} C_{be1}} \\ \omega_{p2} &= \omega_{hfs} \\ \omega_{p3} &= \frac{1}{R_L C_{be2}} \end{aligned} \quad (7-4-66)$$

可见,共发-共基电路的电压增益与以 R_L 为负载的单级共发射放大器相近。

例7-4-3 图7-4-12中, $R_L = 0.5k\Omega$, $R_g = 2k\Omega$, 3DG6C的参数为: $h_{fe} = 100$, $f_T = 400MHz$, $C_{be} = 3pF$,

$r_{be}' = 30\Omega$, $r_e = 5\Omega$,假定两管参数相同,求中频源增益和上限频率。

解:

$$\alpha_o = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = 0.9901$$

$$g_m = \frac{\alpha_o}{r_e} = 0.198S$$

$$r_{be} = (1 + h_{fe})r_e = 505\Omega$$

$$C_{be} = \frac{\alpha_0}{r_e \omega_T} = 79\text{pF}$$

$$A_{vo} = \frac{-0.198 \times 0.9901 \times 505 \times 0.5 \times 10^3}{200 + 30 + 505}$$

$$= \frac{-49 \times 10^3}{735} = -67$$

$$\omega_{p1} = \frac{200 + 30 + 505}{(200 + 30) \times 505 \times 79 \times 10^{-12}}$$

$$= 79.9 \times 10^6 (\text{rad/s})$$

$$\omega_{p2} = \omega_{hft} = \frac{2\pi \times 400}{\alpha_0} \times 10^6 = 2537 \times 10^6 (\text{rad/s})$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{0.5 \times 10^3 \times 79 \times 10^{-12}} = 25.3 \times 10^6 (\text{rad/s})$$

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_{p1}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_{p3}}\right)^2}}$$

$$\approx 24 \times 10^6 (\text{rad/s})$$

或 $f_H = 3.84 \times 10^6 \text{Hz} = 3.84 \text{MHz}$

2. 共发-共集电路

其电路形式如图7-4-13所示,与共发-共发电路相比,此电路频带要宽,因为:

(1) 共集电路的频带比共发电宽,因而共发-共集电路的总频带只取决一级共发电路,不象共发-共发电路那样,取决于两级共发电路;

(2) 共发-共集电路中,第一级共发电路以输入电容较小的共集电路输入阻抗为负载,所以频带比共发-共发电路的第一级共发电路频带宽;

(3) 共集电路输出阻抗低,负载能力强,负载电容对它的影响小。

本电路亦可组成共集-共发电路,其增益和上限频率取决于共发电路。由于共集电路输出阻抗小,且又为感性,作为共发电路的源阻抗,不仅数值小,还可和容性输入阻抗进行补偿,这就提高了共发电路的上限频率。

3. 共集-共集电路

这种电路有高的上限频率,也有较大的增益。其电路形式如图7-4-14所示。其上限频率

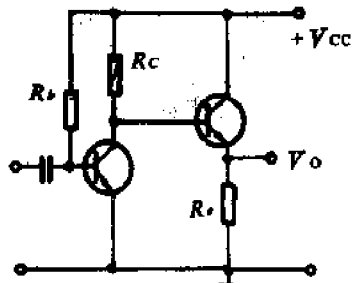


图7-4-13 共发-共集组合电路

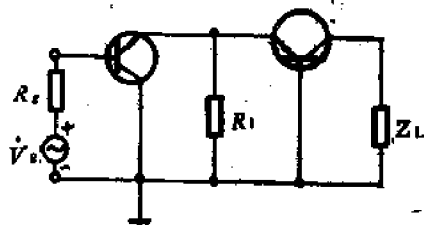


图7-4-14 共集-共基组合电路

取决于共集电路,因而组合电路上限频率小于单级共集电路的上限频率。

这种组合电路实际上是一个单端输入单端输出的差分电路,如图7-4-15所示。为提高共模抑制比, R_c 可用恒流源代替,但此电路不能双端输出,为此,对称两边可采用共发一共基组合电路,如图7-4-15(b)所示。

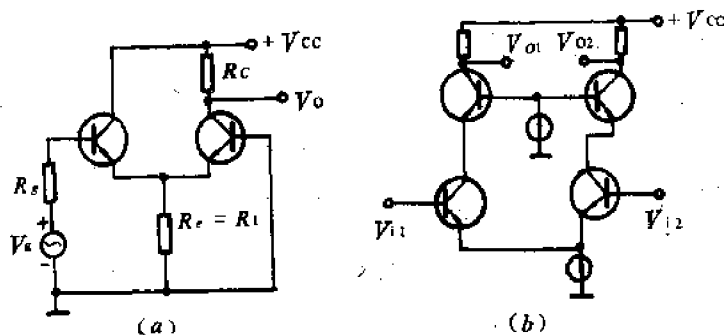


图7-4-15 共集-共基电路的改进电路

第五节 负反馈放大器的频率响应

负反馈在改善放大器频率响应和展宽频带方面十分有效,因此应用十分广泛。但使用不当也会引起放大器的不稳定。因此如何正确采用负反馈是十分重要的。

放大器引入负反馈后,其频率响应是十分复杂的。由于本节着重建立负反馈放大器频率响应的一般概念和基本分析方法,因此我们只研究在规定范围内的情况。现假定:

- (1) 在放大器中反馈电路由纯电阻组成,即 $B(S) = B$, 与频率无关;
- (2) 基本放大器在所研究的频率上是稳定的,即开环传输函数的极点都位于 S 平面左边。

设基本放大器传输函数为:

$$A(s) = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)}$$

于是

$$\begin{aligned} A_f(s) &= \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n) + AB(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)} \\ &= \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_{1f})(s - p_{2f}) \cdots (s - p_{nf})} \end{aligned} \quad (7-5-1)$$

其中 $p_{1f}, p_{2f} \cdots p_{nf}$ 为下方程的根:

$$(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n) + AB(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m) = 0 \quad (7-5-2)$$

由上述可见,施加电阻性反馈网络后,负反馈放大器的极点和零点数目未变。其零点值就是基本放大器零点值,而极点值则是(7-5-2)的根。在这种情况下,若已知基本放大器的标尺因子和各极零点值,则分析负反馈对放大器的频率响应和时域响应的影响,就可归结为求 B 在不同值时,负反馈放大器的各极零点值。

一、负反馈对放大器频率特性的影响

由前面分析已知,负反馈能减小反馈环内任何原因引起的增益变动,同样对频率的变化引起的增益变化也能减小。现仅以一阶系统为例加以说明。

设基本放大器的传输函数为:

$$A(s) = \frac{A_o}{1 - \frac{s}{p_H}} = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \quad (7-5-3)$$

在纯阻反馈情况下:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)B} = \frac{A_{fc}}{1 + \frac{s}{\omega_{Hf}}} \quad (7-5-4)$$

式中

$$\begin{aligned} \omega_{Hf} &= \omega_H(1 + A_o B) \\ &= -p_{Hf} = -p_H(1 + B A_o) \end{aligned} \quad (7-5-5)$$

为负反馈放大器的上限频率,

$$A_{fo} = \frac{A_o}{1 + A_o B} \quad (7-5-6)$$

上式说明,中频增益减小 $(1 + A_o B)$ 倍,闭环极点(或上限频率)比无负反馈时增大 $(1 + A_o B)$ 倍。因此 GB (带宽增益积)值维持不变。也即在改变 B 值时,可以在 GB 值不变情况下调节增益和上限频率。其幅频特性如图7-5-1所示。

同理可以证明,下限频率可减小 $1/(1 + A_o B)$ 倍。设无反馈放大器低频传输函数为

$$A_2(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{\omega_L}{s}} \quad (7-5-7)$$

则:

$$A_{2f}(s) = \frac{\frac{A_o}{1 + \omega_L/s}}{1 + B \frac{A_o}{1 + \omega_L/s}} = \frac{A_{of}}{1 + \frac{\omega_{Lf}}{s}} \quad (7-5-8)$$

$$\text{式中} \quad \omega_{Lf} = \omega_L / (1 + A_o B) \quad (7-5-9)$$

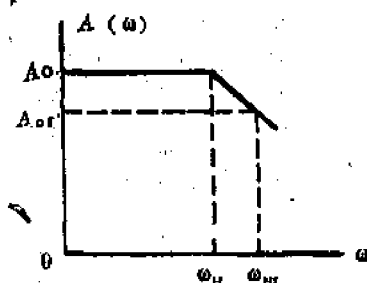
为负反馈放大器下限频率。

负反馈放大器通频带 $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \omega_{Hf} - \omega_{Lf} \approx (1 + A_o B) \omega_H \quad (7-5-10)$$

上式表明,负反馈放大器通频带约展宽 $(1 + A_o B)$ 倍。

采取同样分析方法可以证明高阶反馈放大器上限频率比无反馈时要提高,下限频率要下降,因而频带得以展宽。



7-5-1 负反馈放大器的幅频特性

二、利用负反馈展宽频带的电路

由上节所述,放大器引入负反馈后,可使上限频率增大,因而可展宽频带。原则上讲,四种类型的负反馈电路都可用来展宽频带。

图7-5-2(a)所示的电流串联负反馈电路是常用来展宽频带的最简单的电路。这种电路与发射极带自偏置的阻容耦合共发射极放大器形式一样。不同的是现在的电路中 C_e 较小。一般为几微微法到几百微微法。由于 C_e 很小,在低频段和中频段所呈现阻抗很大,相当于开路。说明在这个频率范围,反馈电路阻抗与频率无关,反馈放大器的中频增益仍由电阻 R_e 的负反馈作用来决定。随着频率升高, C_e 的容抗减小,从而使 $(R_e // \frac{1}{j\omega C_e})$ 模随之减小,反馈电压也随之减小,结果补偿了放大器在高频段由晶体三极管极间电容和分布电容等因素造成的高频增益下降,从而扩展了频带。

R_e 和 C_e 一般按下面原则来选取:

(1) 当晶体管的结电容的影响比分布电容的影响严重时,按下面经验公式选取:

$$(3 \sim 5) R_e C_e = \frac{0.35}{\Delta f}$$

(2) 当放大器输出端分布电容 C_o 影响较大时,按下面公式选取:

$$R_e C_e = R_o C_o$$

按上述公式,只能确定 R_e 和 C_e 中的一个。一般先确定 C_e ,然后根据实际情况选取 R_e 。一般 R_e 越大,补偿后的通频带越宽。但中频增益下降也大。故 R_e 的选取要兼顾中频增益和通频带及直流偏置的要求。一般 R_e 为几百欧姆。只要选取得当,有 C_e 时放大器的通频带要比无 C_e 、只有 R_e 时的通频带大二倍以上。电路的中频电压增益和通频带的乘积约为 $(1 \sim 1.5)f_T$ 。

图7-5-2(b)是具有电压并联负反馈的扩展频带的电路。当频率进入高频段,感抗增加,反馈电流减小,负反馈减弱,结果使电路在高频时增益的下降得到补偿,展宽了频带。这种电路输入阻抗与共基电路相当,输出阻抗与共集电路相当,能承受电容负载,这是它比 C_e 补偿优越的地方。

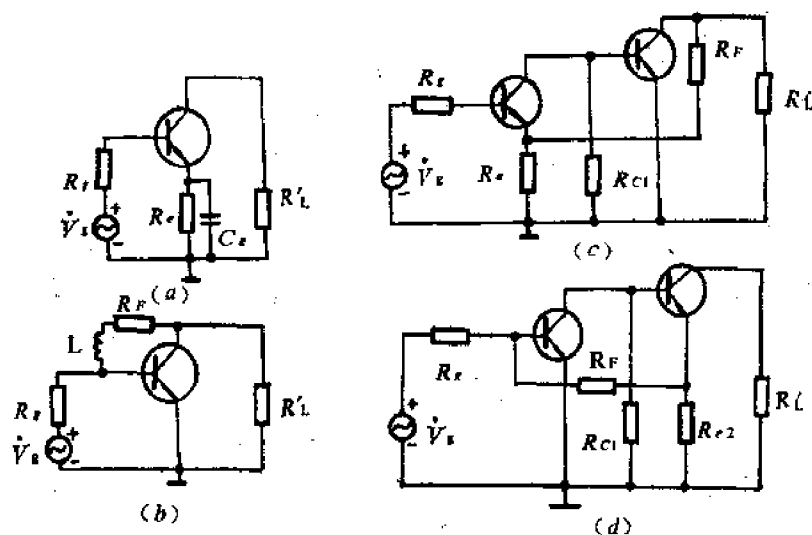


图7-5-2 扩展频带的负反馈电路

实际上,若在 R_f 支路中,接入 C_f 与之并联,则电路就有提升低频的作用。

图7-5-2(c)和(d)为利用电压负反馈对和电流负反馈对来扩展频带的电路。

上述利用负反馈扩展放大器频带的电路的分析方法,仍采用在“负反馈放大器分析方法”一章中所述的方法。一般为画出拆环后的等效电路,求传输函数,确定零、极点,画出近似波特图,求上下限频率。由于工作频率较高时,分析计算十分烦杂,故这里不介绍。

三、负反馈放大器的稳定性

负反馈能改善放大器的性能,而且随着反馈深度 $(1+AB)$ 的增大,改善效果越显著。但随着 $(1+AB)$ 增大,当 AB 等于 -1 时,闭环增益将为无穷大,这表明放大器在无输入的情况下会有某频率的信号输出。我们称这种现象为放大器的自激。产生自激的原因主要是放大器中存在某种寄生耦合。如公共电源内阻,地线电阻,分布电容,分布电感等引起的各级间的寄生耦合。当这耦合构成使 AB 等于 -1 时,就会产生一种寄生振荡。另一种类型是晶体管的结电容及外接电抗元件使放大器的增益随频率变化,如此时反馈网络包含电抗元件,其反馈系数也是随频率变化的。因此在某种条件下,反馈信号中就会出现与原输入信号同相位的信号分量,它就增强了原输入信号,使净输入信号幅度增大,其循环结果,使这一频率分量的输出信号越来越大,产生了自激振荡。上述两种类型的寄生耦合对反馈放大器是有害的。尤其第一种类型的不稳定性对任何放大器都不可避免地存在。因此对任何放大系统都应当研究其稳定性问题,以避免放大系统出现不稳定现象。

负反馈放大系统的稳定性问题,我们在“信号与系统”课程曾作了研究。那里所提出的判断准则在这里均是适用的。但对阶数不高的负反馈系统,我们可以寻求更简单的判别方法。

当考虑电抗元件影响时,负反馈放大系统的闭环增益应为:

$$\begin{aligned} A_f(j\omega) &= \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)B(j\omega)} \\ &= \frac{A(j\omega)}{1 + T(j\omega)} \end{aligned} \quad (7-5-11)$$

式中 $T(j\omega) = A(j\omega)B(j\omega)$ 为环路增益函数。当:

(1) $T(j\omega)$ 等于 -1 时:

$$\text{即} \quad \begin{cases} T(\omega) = -1 \end{cases} \quad (7-5-12(a))$$

$$\begin{cases} \varphi_T(\omega) = \pm(2n+1)\pi, n=0,1,2,\dots \end{cases} \quad (7-5-12(b))$$

这时 $A(j\omega) \rightarrow \infty$,发生自激振荡。维持输出所需要的输入信号由同频同相的反馈信号提供;

(2) $T(j\omega)$ 小于 -1 时:

$$\text{即} \quad \begin{cases} |T(j\omega)| > 1 \end{cases} \quad (7-5-13(a))$$

$$\begin{cases} \varphi_T(\omega) = \pm(2n+1)\pi, n=0,1,2,\dots \end{cases} \quad (7-5-13(b))$$

表明反馈信号不仅与原输入信号同频同相,而且幅度越来越大,这时放大器作增幅振荡。

可见式(7-5-12)和式(7-5-13)为反馈系统自激条件,表示在某频率下,如果 $\varphi(\omega)$ 为 $\pm\pi$,而 $|T(j\omega)| \geq 1$,负反馈系统均不稳定。如果反馈系统在任何频率上不满足这两个条件,

则是稳定的。因而反馈系统稳定工作的条件为:

$$\begin{cases} T(\omega) < 1 & (7-5-14(a)) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_T(\omega) = \pm(2n+1)\pi, n=0,1,2\cdots & (7-5-14(b)) \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} T(\omega) = 1 & (7-5-15(a)) \end{cases}$$

$$\begin{cases} |\pm 2n\pi| < \varphi_T(\omega) < |\pm(2n+1)\pi| & (7-5-15(b)) \end{cases}$$

式(7-5-14)和式(7-5-15)表明,当 $\varphi_T(\omega) = \pm\pi$ 时,使 $T(\omega) < 1$;或当 $T(\omega) = 1$ 时,使 $\varphi_T(\omega) < \pi$ [如图7-5-3(a)所示],都能使负反馈放大器稳定工作。反之如图7-5-3(b)所示情况, $\varphi_T(\omega) = -180^\circ$ 时, $T(\omega) > 0(\text{dB})$ (或 $T(\omega) > 1$),则反反系统是不稳定的。但这种判断方法要作 $T(\omega)$ 的波特图,这较麻烦。实际上,当反馈网络为纯电阻时(且为深度负反馈),因为

$$B(j\omega) = B$$

$$T(\omega) = A(\omega)B = 1$$

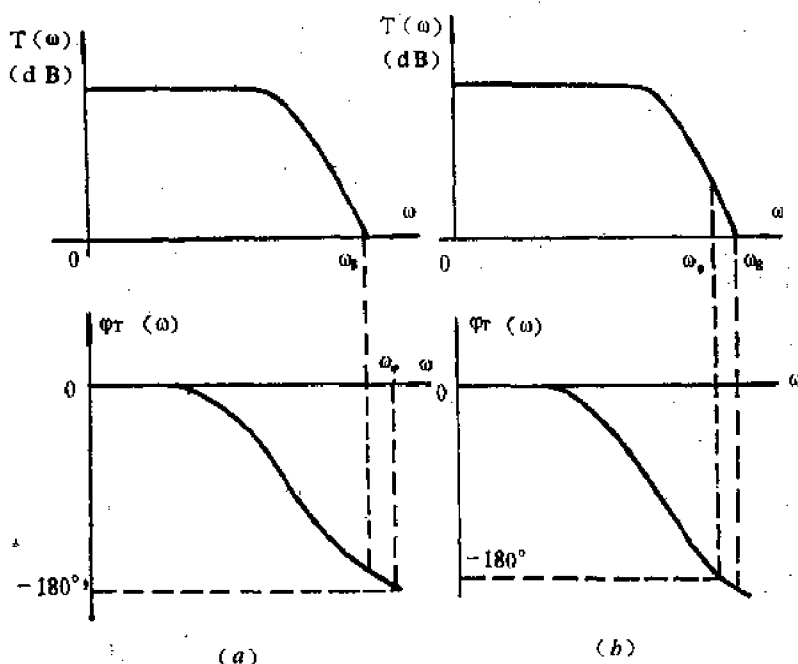


图7-5-3 负反馈放大器稳定性判别

所以

$$A(\omega) = \frac{1}{B} \quad (7-5-16(a))$$

或

$$20\log A(\omega) = 20\log \frac{1}{B} \quad (7-5-16(b))$$

这时在基本放大器幅频特性波特图上作高度为 $20\log(1/B)(\text{dB})$ 的水平线,它们的交点就满足 $T(\omega) = 0(\text{dB})$ 要求。而后检查该点所对应的相位值。如相位小于 180° ,则系统是稳定的;反之,不稳定。这表明利用基本放大器波特图就可判别负反馈系统的稳定性。如图7-5-4所示,反馈系数为 B 时, $20\log(1/B)(\text{dB})$ 线与基本放大器波特图的交点C所对应的相角小于 $|-180^\circ|$,负反馈系统是稳定的。反馈增大为 $B' > B$, $20\log(1/B')(\text{dB})$ 线与基本放大器波特图的交点D

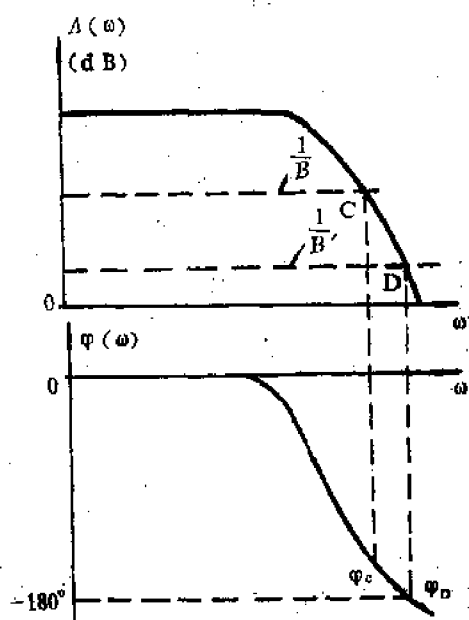


图7-5-4 利用基本放大器波特图判别稳定性

所应的相角大于或等于 $|-180^\circ|$, 则系统是不稳定的。可见不能一味追求负反馈效果而加深反对馈深度。

在图7-5-3中, 对应于环路增益模量 $|T(j\omega)|$ 等于1的频率 ω_c 叫增益交界频率。对应于 $\varphi(\omega) = -180^\circ$ 的频率 ω_φ 叫相位交界频率。

为使设计的负反馈放大器稳定可靠, 不仅要求它不进入自激状态, 而且要求远离自激状态。远离自激状态的程度一般用稳定裕量表示。稳定裕量分为增益裕量和相位裕量。

1. 增益裕量

若相位交界频率 ω_φ 上的环路增益为 $T(\omega_\varphi)$, 则将 $T(\omega_\varphi)$ 低于零分贝 (对应于环路增益为1) 的数值定义为反馈系统的增益裕量, 以 G_m 表示:

$$G_m = \frac{1}{T(\omega_\varphi)} \quad (7-5-17(a))$$

或

$$\begin{aligned} G_m &= -20 \log [T(\omega_\varphi)] \\ &= -20 \log |A(j\omega)B(j\omega)| \end{aligned} \quad (7-5-17(b))$$

若要求反馈系统不自激, $T(\omega_\varphi)$ 必小于1。则 G_m 将大于1或为正分贝数。如图7-5-3(a)所示。显然 G_m 越大, 表明 $T(\omega_\varphi)$ 越小, 因而越远离自激。一般要求 $G_m > 10\text{dB}$ 。

2. 相位裕量

若增益交界频率 (ω_c) 上的相角为 $\varphi_T(\omega_c)$, 将 180° 与 $\varphi_T(\omega_c)$ 绝对值的差值定义为相位裕量, 以 φ_m 表示:

$$\varphi_m = 180^\circ - |\varphi_T(\omega_c)| \quad (7-5-18)$$

若要系统不自激, 则 $\varphi_T(\omega_c)$ 的绝对值必须小于 180° , 因此 φ_m 必须为正值。显然, φ_m 越大, 反馈系统就越远离自激, 工作也就越稳定。若 φ_m 为负值, 则 $\varphi_T(\omega_c)$ 的绝对值就将大于 180° , 在

波特图上必能找一个频率 ω_c ,使 $\varphi_T(\omega_c) = -180^\circ$, $T(\omega_c) > 1$,系统将自激。

因此,为使系统稳定, φ_m 应大一些好;但又由式(7-5-18)和图7-5-3可见, φ_m 越大,则 ω_c 就小,这就会使上限频率减小。因此为得到满意的性能, φ_m 通常取 $45^\circ \sim 60^\circ$ 为宜。

有了稳定裕量的概念,亦可用来判断反馈系统的稳定性。只要在频率特性波特图中找出 $1/B$ (dB)线与幅频特性曲线交点后,检查交点所对应的 φ_m 是否满足稳定性要求。通常,对任一放大器,只要 $\omega = \omega_{p2}$ 时所对应的相角不超过 $|-135^\circ|$, $1/B$ (dB)线落在 ω_{p1} 和 ω_{p2} 之间按 -20 dB/10倍频下降的线段内,它与幅频特性上的交点所对应的相角不会超过 $|-135^\circ|$, φ_m 就大于 45° ,系统就能稳定工作。因此二阶反馈放大器容易满足上述条件,三阶以上的就不易满足。所以负反馈放大器尽可能不由三阶或三阶以上的放大器组成。

若为深度负反馈, $1/B$ 就是中频增益。因此波特图上的 $1/B$ 水平线称为增益线。如反馈系统是稳定的,则又称为稳定增益线。

若反馈网络为非电阻性,则应在环路增益波特图上来判断稳定性。

例7-5-1 求具有相同开环主极点的三级反馈放大器的稳定工作条件。设反馈系数为 B 。

解: 设基本放大器的传输函数为:

$$A(j\omega) = \frac{(-A_o)^3}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_H}\right)^3}$$

则

$$T(j\omega) = \frac{(-A_o)^3 B}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_H}\right)^3}$$

于是

$$T(\omega) = \frac{A_o^3 B}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2\right]^3}}$$

$$\varphi_T = \left(-\tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_H}\right) \times 3$$

若 $\varphi_T = 180^\circ$, 则 $\omega_\varphi = \sqrt{3} \omega_H$

此时 $T(\omega_\varphi)$ 应小于1,即

$$T(\omega_\varphi) = \frac{A_o^3 B}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2\right]^3}} < 1$$

所以稳定工作条件为:

$$A_o^3 B < 8 \quad (7-5-19)$$

同样可求出具有相同主极点的四级负反馈放大器的稳定工作条件为 $A_o^4 B < 4$ 。这说明反馈放大器级数越多,所允许的环路增益越小。

利用上述方法亦可求得主极点不相同的三级反馈放大器的稳定工作条件为:

$$|A_o B| < T_o \quad (7-5-20)$$

式中

$$T_o = 2 + \frac{\omega_{H2}}{\omega_{H1}} + \frac{\omega_{H1}}{\omega_{H2}} + \frac{\omega_{H3}}{\omega_{H2}} + \frac{\omega_{H2}}{\omega_{H3}} + \frac{\omega_{H1}}{\omega_{H2}} + \frac{\omega_{H3}}{\omega_{H1}}$$

当

$$\omega_{H1} = \omega_{H2} = \omega_{H3} \text{ 时}$$

$$T_o = 8$$

当 $\omega_{H1} \neq \omega_{H2} \neq \omega_{H3}$, 且它们之间的比值相差越大时, T_o 值越大, 如表 7-5-1 所示。这说明反馈放大器各级极点相同时, 对稳定性最不利。因此设计稳定的反馈放大器, 应把各极点拉开。

表 7-5-1 不同 ω_H 时 T_o 值不同

ω_{H1}	1	1	1	1	2
ω_{H2}	1	2	3	5	20
ω_{H3}	1	4	9	25	200
T_o	8	11.25	17.67	37.44	122.41

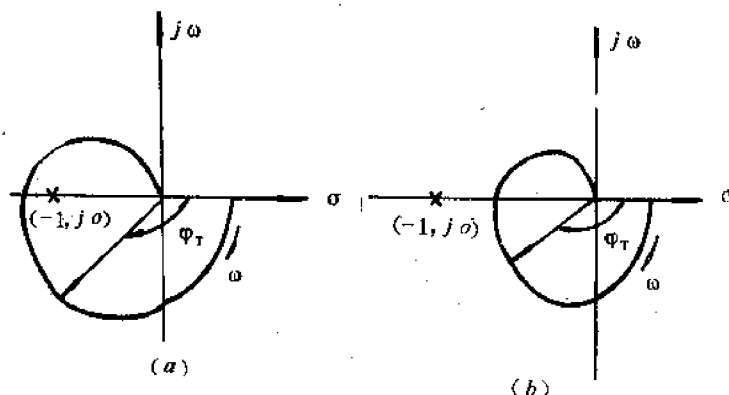


图 7-5-5 用奈奎斯特图判断稳定性

另外也可将 $T(j\omega)$ 表示在 s 平面上, 如图 7-5-5 所示。 $T(j\omega)$ 运动轨迹包围点 $(-1, j0)$ 时, 系统就不稳定, 如图 7-5-5(a) 所示。当 $T(j\omega)$ 运动轨迹不包围点 $(-1, j0)$ 时, 系统就稳定, 如图 7-5-5(b) 所示。所以奈奎斯特图也是判断系统稳定性的有力工具。

例 7-5-2 设一两级放大器的负反馈放大器, 其传输函数和反馈系数分别为:

$$A(s) = \frac{+400}{\left(1 + \frac{s}{30 \times 10^6}\right) \left(1 + \frac{s}{50 \times 10^6}\right)}$$

$$B(s) = -0.1$$

判断这一放大器能否稳定工作。

解: 1. 用奈奎斯特图判断。

由已知条件可得:

$$A(\omega) = \frac{400}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2\right]}}$$

$$\varphi(\omega) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_{p1}} - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_{p2}}$$

表7-5-2 不同 ω 时的 T 和 φ_T 值

ω	$A(\omega)$	$\varphi(\omega)$	$B(\omega)$	$\varphi_B(\omega)$	T	φ_T
0	400	0°	0.1	180°	40	0°
5	393	-15.2°	0.1	"	39.3	-15.2°
10	372	-29.7°	"	"	37.2	-29.7°
20	309	-55.5°	"	"	30.9	-55.5°
30	242	-76°	"	"	24.2	-76°
40	187	-91.8°	"	"	18.7	-91.8°
50	146	-104°	"	"	14.6	-104°
60	114	-113°	"	"	11.4	-113°
100	51.3	-137°	"	"	5.13	-137°
200	14.4	-158°	"	"	1.44	-158°
500	2.4	-171°	"	"	0.24	-171°
1000	0.6	-175°	"	"	0.06	-175°
10000	6×10^{-3}	-179.5°	"	"	6×10^{-4}	-179.5°
∞	0	-180°	"	"	0	-180°

若 ω 以 10^6 为基本单位,给以不同的 ω ,可得出不同的 T 和 φ_T ,将其数值列于表7-5-2。根据表中的数值,在复平面上作出的奈奎斯特图如图7-5-6所示。由图可见,当 φ_T 为 -180° 时, $T(\omega)=0$,因向量 T 的轨迹没有包围 $(-1, j0)$ 点,证明放大器是稳定的。

2. 用稳定裕量来判别

按已给条件作出幅频特性曲线和相频特性曲线如图7-5-7所示。

在幅频特性曲线上作出 $20\lg(1/B) = 20\text{dB}$ 的水平线,与幅频特性曲线的交点为O,此点对所应相角为 157.5° ,则

$$\varphi_m = 180^\circ - 157.5^\circ = 22.5^\circ$$

因此放大器是稳定的。

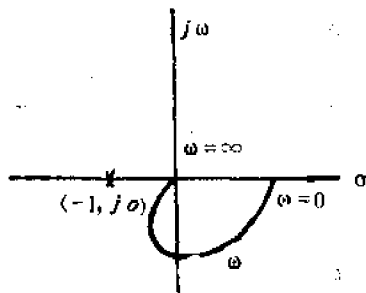


图7-5-6 例7-5-2奈奎斯特图

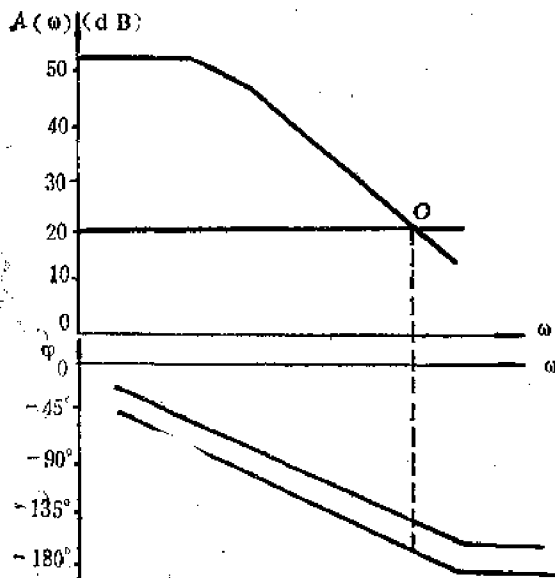


图7-5-7 例7-5-2用稳定裕量判别稳定性

四、反馈放大器的相位补偿

由前所述,反馈放大器中,当 B 增大时,会影响稳定性。但实际中,为改善性能或实现某些特定要求,往往要增大 B ,怎样解决这一矛盾呢?由图7-5-4可见,当反馈由 B 增大为 B' 时,若使幅频特性曲线和相频特性曲线修改成如图7-5-8中实线(虚线为修改前的特性曲线)所示,则这时反馈系统仍是稳定的。这样修改基本放大器增益函数(或环路增益)波特图使在较大的 B 值的情况下,反馈系统能稳定工作的方法称为相位补偿技术。其基本方法是在基本放大器中或反馈网络中添加电阻、电容补偿元件,以增大波特图上第一和第二转折频率之间的距离。也就是加长以 $-20\text{dB}/10$ 倍频速率下降的渐近线段,以保证在 $\varphi_m > 45^\circ$ 的条件下,加大 B 值。

相位补偿的方法很多,现主要介绍滞后补偿和超前补偿。

(一) 滞后补偿

1. 主极点补偿:这种补偿就是在电路中引入一个主极点,或者把原来第一个转折频率下降使之成为主极点,使原来第二个转折频率位于零dB处。现以第二种情况为例加以说明。

设反馈系统有三个转折频率,如图7-5-9(a)所示,其间距都相差4倍以上。由图可见,欲加大 B ,则必须设法降低 ω_{p2} 处的开环增益 A_2 。如使 ω_{p1} 降低,就可降低 ω_{p2} 处的 A_2 。为此可在产生 ω_{p1} 的第 i 级输出回路上并接一较大电容 C_p ,如图7-5-9(b)所示。

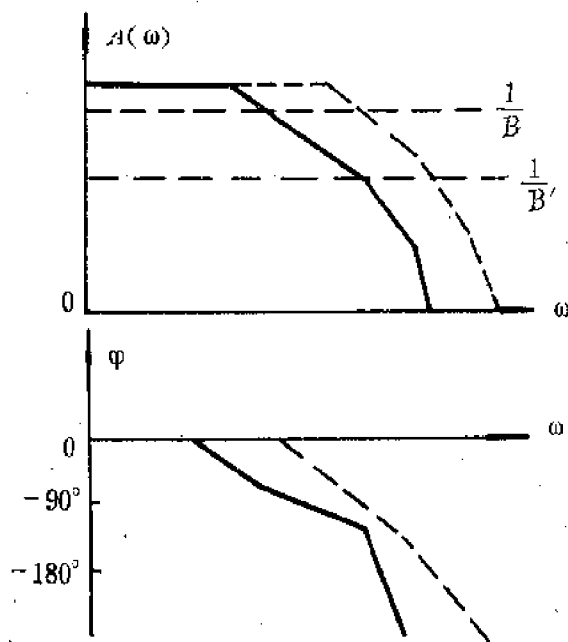


图7-5-8 修改特性曲线

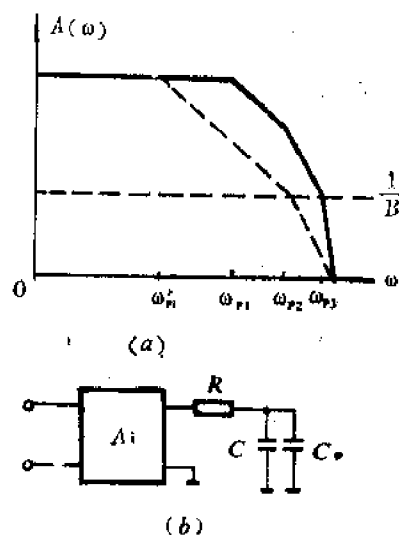


图7-5-9 主极点补偿

由于 $\omega_{p1} = 1/RC$, 其中 R, C 为第 i 级输出端等效电阻和电容。接入 C_s 后,

$$\omega'_{p1} = \frac{1}{R(C + C_s)} \approx \frac{1}{RC_s} = \frac{1}{RnC} = \frac{\omega_{p1}}{n} \quad (7-5-21)$$

式中

$$n = \frac{C_s}{C}$$

式(7-5-21)表明补偿后的第一转折频率降低了 n 倍。如要求 $\varphi_m \geq 45^\circ$, 则 B 最大时的稳定增益线应与幅频特性波特图相交于第二转折频率处, 如图7-5-9中虚线所示。在 ω'_{p1} 到 ω_{p2} 这段频率范围内, 曲线以 $20\text{dB}/10$ 倍频速率下降, 保持一阶(单极点)系统的特点。在此频段内, 增益与工作频率之积为常数, 即

$$A_0 \frac{\omega'_{p1}}{2\pi} = A'_2 \frac{\omega_{p2}}{2\pi} \quad (7-5-22)$$

由稳定工作条件, $A'_2 = 1/B$, 所以

$$\omega'_{p1} = \frac{\omega_{p2}}{A_0 B} \quad (7-5-23)$$

由式(7-5-23)可得:

$$C_s = \frac{A_0 B}{\omega_{p2} R} \quad (7-5-24)$$

当 B 最大(即 $B = 1$)时, 所需补偿电容最大, 以 C_s 表示, 则

$$C_s = \frac{A_0}{R \omega_{p2}} \quad (7-5-25)$$

此时 ω_{p2} 处开环增益 $A_o' = 1/B = 1$,即0dB。闭环增益 $A_f \approx 1/B = 1$ 。我们称这样的补偿为单位增益补偿。一般产品说明书上都是给的 C_ϕ 。在任意反馈系数情况下,由式(7-5-24)和式(7-5-25)可知,

$$C_\phi = BC_\phi \quad (7-5-26)$$

由于 ω_{p1} 为基本放大器主极点所对应的频率,因此称主极点补偿。另外补偿后的相角比补偿前更负,故又称滞后补偿。这种补偿的缺点是缩小了闭环频带宽度。

2. 极、零点补偿

这种补偿是利用零、极点抵消法以增大第一二转折频率的间距,以达到补偿目的。通常分为:

(1) RC串联补偿。就是在基本放大器中主要产生第一转折频率的放大级并接RC串联网络,如图7-5-10所示。

设基本放大器为二阶无零低通系统,第一转折频率由 i 级产生。接入补偿后,该级传输函数为(假定补偿网络无负载作用):

$$\begin{aligned} A_i(s) &= \frac{A_{oi} V_{ii}}{V_{ii}} \cdot \frac{Z}{R+Z} = A_{oi} \frac{Z}{R+Z} \\ &= A_{oi} \frac{sR_\phi C_\phi + 1}{RR_\phi CC_\phi s^2 + (R_\phi C_\phi + RC_\phi + RC)s + 1} \end{aligned}$$

式中

$$Z = \frac{1}{sC} // \left(R_\phi + \frac{1}{sC_\phi} \right)$$

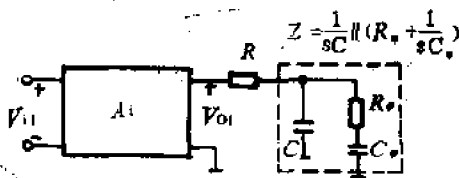


图7-5-10 极零点补偿

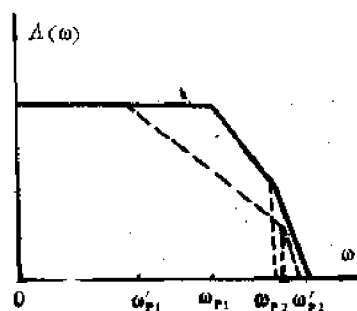


图7-5-11 极零点补偿电路的幅频特性

通常 $R \gg R_\phi, C_\phi \gg C$

则上式近似为:

$$\begin{aligned} A_i(C) &= A_{oi} \frac{1 - \frac{s}{z_1}}{\left(1 - \frac{s}{p_1'}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2'}\right)} \\ &= \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}'}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}'}\right)} \quad (7-5-27) \end{aligned}$$

式中:

$$z_1 = \frac{-1}{R_\psi C_\psi} = -\omega_z$$

$$R_\psi C \ll RC_\psi$$

$$p'_1, p'_2 \approx \frac{-1}{2R_\psi C} \left[1 \pm \left(1 - \frac{2R_\psi C}{RC_\psi} \right) \right]$$

$$\omega'_{p1} = -p'_1 \approx \frac{1}{RC_\psi}$$

$$\omega'_{p2} = -p'_2 \approx \frac{1}{R_\psi C} \quad (7-5-28)$$

可见第*i*级经补偿后增加了一个零点,极点变为二个,于是基本放大器传输函数为:

$$A(s) = A_o \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (7-5-29)$$

若选择补偿网络使 $\omega_z = \omega_{p2}$

则
$$A(s) = A_o \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega'_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega'_{p2}}\right)} \quad (7-5-30)$$

由于 $\omega'_{p1} < \omega_{p1} \left(= \frac{1}{RC} \right)$, $\omega'_{p2} > \omega_{p2}$, 所以补偿后,主网络的第一、二转折频率间距离增大了,如图7-5-11所示。

(2) 密勒电容补偿

上述补偿方法中,补偿电容较大,不便于集成化。密勒电容补偿就可使补偿电容减小,以便于集成化。

其补偿形式如图7-5-12所示。其中

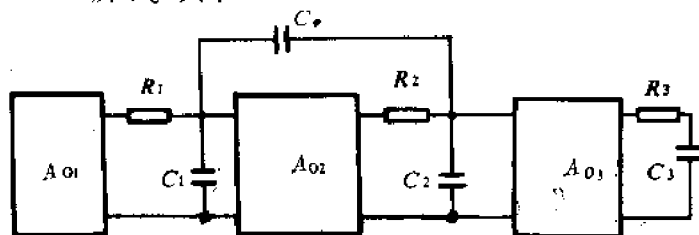


图7-5-12 密勒电容补偿

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_1 C_1}, \omega_{p2} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_3 C_3}$$

且

$$\omega_{p1} < \omega_{p2} < \omega_{p3}$$

根据密勒近似条件 C_ψ 的作用可近似用接在输入端的电容 C_M 表示:

$$C_M = C_q [1 - A_2(s)] \quad (7-5-31)$$

式中

$$A_2(s) = \frac{A_{o2}}{1 + sR_2C_2}$$

于是第一级传输函数为:

$$\begin{aligned} A_1(s) &= \frac{A_{o1}}{1 + sR_1(C_1 + C_M)} \\ &= \frac{A_{o1}}{1 + sR_1 \left(C_1 + C_q + \frac{A_{o2}C_\phi}{1 + sR_2C_2} \right)} \end{aligned}$$

通常 $A_{o2}C_q \gg (C_1 + C_q)$, 于是

$$A_1(s) \approx \frac{A_{o1}(1 + sR_2C_2)}{(1 + sR_1C_qA_{o2}) \left[1 + sR_2C_2 \frac{1 + sR_1(C_1 + C_q)}{1 + sA_{o2}R_1C_q} \right]}$$

在高频段 $\omega \gg \frac{\omega_{p1}}{nA_{o2}}$, $\frac{1}{R_1(C_1 + C_q)}$

其中

$$n = \frac{C_q}{C_1}$$

于是

$$\frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}^*}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}^{\#}}} \approx \frac{\omega_{p1}^{\#}}{\omega_{p1}^*}$$

式中

$$\omega_{p1}^* = \frac{\omega_{p1}}{nA_{o2}}, \quad \omega_{p1}^{\#} = \frac{1}{R(C_1 + C_q)}$$

这样 $A_1(j\omega)$ 可简化为:

$$A_1(j\omega) = \frac{A_{o1} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}} \right)}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}^*} \right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}^{\#}} \right)} \quad (7-5-32)$$

式中

$$\omega_{p2}^{\#} = \frac{\omega_{p1}^{\#}}{\omega_{p1}^*}, \quad \omega_{p2} = \frac{C_\phi}{C_2 + C_\phi} A_{o2} \omega_{p2} \approx \frac{nA_{o2}}{1+n} \omega_{p2}$$

基本放大器传输函数为:

$$A(j\omega) = \frac{A_1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}^*} \right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}^{\#}} \right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p3}} \right)} \quad (7-5-33)$$

上式表明接入 C_ϕ 后, 使第一转折频率降低到 ω_{p1}^* , 降低了 $1/A_{o2}$ 倍。第二转折频率提高了 $nA_{o2}/(1+n)$ 倍。使第一、二转折频率的间距加大, 系统的稳定性大大改善, 如图 7-5-13 所示。

由于这种补偿利用了密勒电容的倍增作用, 所需补偿电容较小。如集成放大器 F007 实现单位增益补偿所需补偿电容 C_ϕ 仅为 30pF 。因而可用集成工艺制作在集成放大器内。

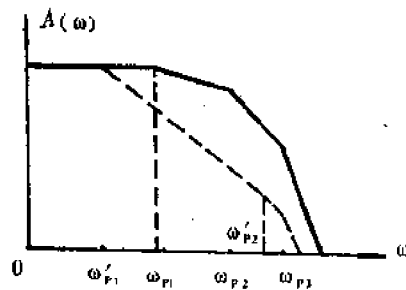


图7-5-13 密勒电容补偿的幅频特性

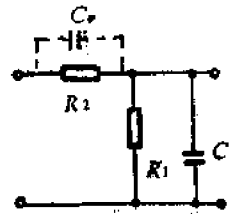


图7-5-14 超前补偿

二、超前补偿

以上补偿方法的缺点是降低了反馈系统的上限频率。超前补偿不仅能得到足够的相位裕量,而且能有效地扩展上限频率。它是在稳定增益线相交的频率附近引入一个超前相位零点,以抵消原来滞后相移,获得所需相位裕量。补偿电路如图7-5-14所示,其中 C_p 为补偿电容。

未接 C_p 时

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + sC_1(R_1 // R_2)} \quad (7-5-34)$$

式中

$$A_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

这种单极点网络具有最大相位移为 90° 。

接入 C_p 后:

$$A'(S) = \frac{A_0 \left(1 + \frac{s}{\omega_z'}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \quad (7-5-35)$$

式中

$$\omega_z' = \frac{1}{R_2 C_p}$$

$$\omega_p' = \frac{1}{(C_p + C_1)(R_1 // R_2)} \leq \frac{1}{C_1(R_1 // R_2)} = \omega_p$$

可见接入 C_p 后,除使极点频率下降外,还增加了一个零点。它引起超前相移,可抵消极点所引起的滞后相移,有利于放大器稳定性。当 $\omega_z = \omega_p$ 时,极零点互相抵消,使

$$A'(S) = A_0$$

即

$$\frac{1}{C_p R_2} = \frac{1}{(C_p + C_1)(R_1 // R_2)}$$

$$C_p = \frac{R_1}{R_2} C_1 \quad (7-5-36)$$

这时得到全补偿。这种补偿称极零点抵消法。

对于具有三个转折率的基本放大器,这种补偿不能实现单位增益补偿方法。

补偿技术类型很多,要根据基本放大器结构及用途要求来选择补偿方法。

例7-5-3 已知某放大器的传输函数为:

$$A(s) = \frac{1000}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)}$$

式中 $\omega_{p1} = 10^5 \text{ rad/s}$, $\omega_{p2} = 10^6 \text{ rad/s}$, $\omega_{p3} = 10^7 \text{ rad/s}$.

1. 画出近似波特图;
2. 求放大器的上限频率和直流增益;
3. 若此放大器引入负反馈后其 $\varphi_m = 45^\circ$, 求反馈系数 B ;
4. 为使负反馈放大器在 $A_f = 40 \text{ dB}$ 时, $\varphi_m = 45^\circ$, 采取极零点相位补偿。补偿后负反馈放大器的上限频率为 $5 \times 10^6 \text{ rad/s}$, 求补偿后的放大器的各极点值。

解 1. 波特图如图7-5-15所示

2. 上限频率 $\omega_H = 10^5 \text{ rad/s}$

将 $s = j\omega$ 代入 $A(s)$ 有:

$$A(j\omega) = \frac{1000}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p3}}\right)}$$

$\omega = 0$ 时

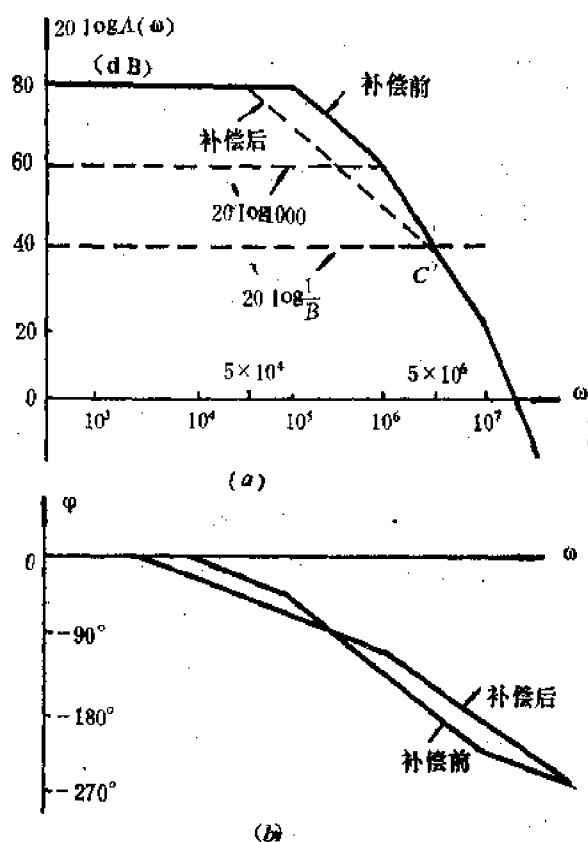


图7-5-15 例7-5-3图

$$A(0) = 1000$$

$$3. \varphi_m = 180^\circ - |\varphi(\omega_c)| = 45^\circ$$

$$\varphi(\omega_c) = |-135^\circ|$$

对应 $\varphi(\omega_c) = -135^\circ$ 处的频率 $\omega_c = \omega_{p2} = 10^5 \text{ rad/s}$

$$20 \log A(\omega_c) = 60 \text{ dB}$$

$$20 \log \frac{1}{B} = 60 \text{ dB} \quad \text{得 } B = 10^{-3}$$

4. 补偿后的基本放大器的幅频特性为:

$$A(\omega) = \frac{A_o}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p3}}\right)^2\right]}}$$

稳定工作时的反馈线 $20 \log(1/B)$ 与补偿后的幅频特性曲线交点为 C' 。又由于 $\varphi_m = 45^\circ$ (即 $\varphi_T = -135^\circ$) 故此处所对应的频率即为负反馈放大器的上限频率 ω_{p2}' 。当 $\omega = \omega_{p2}'$ 时

$$\begin{aligned} A(\omega_{p2}') &= \frac{A_o}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_{p2}'}{\omega_{p1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega_{p2}'}{\omega_{p2}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega_{p2}'}{\omega_{p3}}\right)^2\right]}} \\ &\approx \frac{A_o \omega_{p1}}{\omega_{p2}'} \end{aligned}$$

$$\text{而} \quad A_f(\omega_{p2}') = \frac{1}{B'}, \quad A(\omega_{p2}') B' = 1$$

$$\text{即} \quad A(\omega_{p2}') = \frac{1}{B'} = A_f(\omega_{p2}')$$

$$\text{故有} \quad A_o \omega_{p1} = \omega_{p2}' A_f(\omega_{p2}')$$

$$\text{所以} \quad \omega_{p1}' = \frac{A_f(\omega_{p2}')}{A_o} \quad \omega_{p2}' = \frac{10}{1000} \times 10^5 \times 5 = 5 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

补偿后基本放大器的各极点值为

$$p_1' = -\omega_{p1}' = -5 \times 10^4 \text{ rad/s}$$

$$p_2' = -\omega_{p2}' = -5 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

$$p_3 = -\omega_{p3} = -10^7 \text{ rad/s}$$

补偿后的频率特性见图7-5-15所示。

习 题

7-1 什么叫零、极点? 在零点是否系统输出为零? 在极点系统输出为无穷大? 为什么?

7-2 在具有不相等的二实极点的二阶一零系统中采用零、极点抵消法时, 应当抵消绝对值较大的那个极点, 这个说法对吗? 为什么?

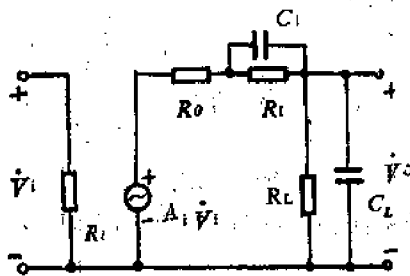
7-3 已知无零一阶系统的直流增益为200, 极点所对应的频率为 10^5 rad/s , 试写出该系统的传输函数。

7-4 已知一系统的传输函数为:

$$A(s) = \frac{100 + 4s}{(10 + s)(s^2 + 9s + 20)}$$

求(1) 极零点值; (2) 直流增益。

7-5 在图示放大器等效电路中电压传输系数 A_i 为常数, 输出阻抗 R_o 为零, 试确定极零点个数, 写出电压传输函数表达式 $A(s)$, 若要 $A(s)$ 为与 s 无关的常数, 确定 $R_1 C_1, R_2 C_2$ 间的关系。



题7-5图

7-6 已知放大器电压增益函数为:

$$A(s) = \frac{10^9 s(s+10)(s+10^9)}{(s+100)(s+1000)(s+10^8)(s+18^8)}$$

求(1) 中频电压增益 $A(0) = ?$ (2) 画出近似波特图; (3) 确定上限频率;

(4) 3dB带宽 $\Delta f_{3dB} = ?$ (5) 求 $\omega = 10^7 \text{ rad/s}$ 处的增益为多少?

7-7 已知放大器的电压传输函数为:

$$A(s) = 10^6 \frac{s(s+25)}{(s+5)(s+50)(s+100)}$$

(1) 求中频电压增益; (2) 画出近似波特图; (3) 确定上限频率。

7-8 设有三个相同的放大器组成的三级放大器上限频率为 $f_H = 25 \text{ kHz}$, 下限频率为 $f_L = 10 \text{ Hz}$ 。假定极间互不影响, 试确定其中每级的上、下限频率。

7-9 试绘出如下传输函数的幅频特性。

$$H(s) = \frac{s^2 + 0.5s + 25}{s^2 + 10s + 2500}$$

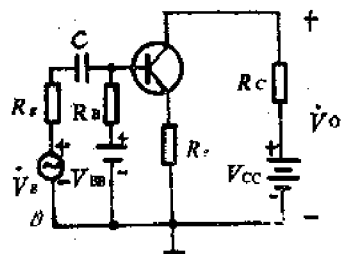
7-10 绘出如下传输函数的近似幅频特性曲线:

$$H(s) = \frac{400}{s^2 + 10s + 100}$$

7-11 图示电路中, 已知 $R_D = 1 \text{ k}\Omega$, $R_B = 50 \text{ k}\Omega$, $R_E = 100 \Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $C_L = 10 \mu\text{F}$, 管子的 $r_{be}' = 35 \Omega$, $r_{be}'' = 650 \Omega$, $g_m = 154 \text{ mS}$

(1) 绘出近似波特图确定下限频率

(2) 若 R_E 被 $C_E = 50 \mu\text{F}$ 的电容旁路, 电路的下限频率为多少?



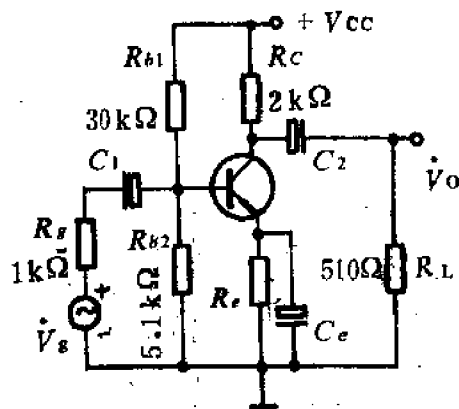
题7-11图

7-12 上题图示电路中,管子 $r_{be}' = 350\Omega$, $r_{be}'' = 650\Omega$, $g_m = 154\text{mS}$,要求电路下限频率为 50Hz ,试选择 C_1 和 C_e ,并绘出源电压增益近似波特图。

7-13 晶体管 $h_{FE} = 50$, $C_{be}' = 80\text{pF}$, $I_e = \text{mA}$,求 h_{fe} 的截止频率 f_{hfe} 。

7-14 晶体管 $h_{FE} = 40$, $I_e = 1.5\text{mA}$,在频率为 12MHz 时的 $h_{fe} = 10$,求 C_{be}' 及 f_{hfe} 。

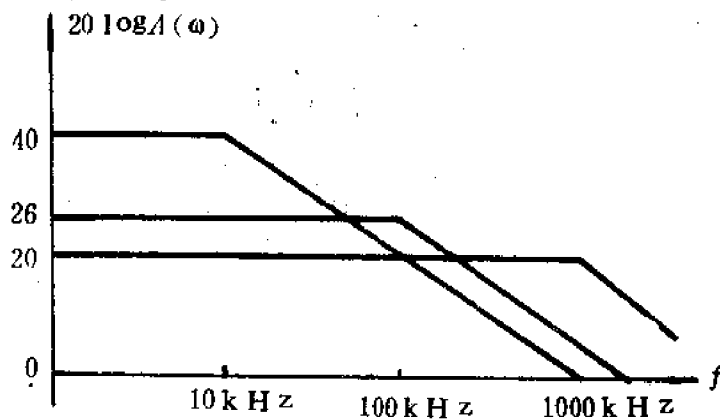
7-15 图示电路中已知 $f_{hfe} = 400\text{MHz}$, $r_e = 10\Omega$, $r_{be}' = 100\Omega$, $C_{be}' = 5\text{pF}$, $h_{FE} = 60$ 。绘出高频区的近似波特图。



题7-15图

7-16 一共集放大器, $R_L = 500\Omega$, $r_{be}' = 200\Omega$, $r_e = 5\Omega$, $h_{FE} = 50$, $R_s = 1\text{k}\Omega$, $C_{be}' = 75\text{pF}$, $C_{be}'' = 5\text{pF}$,求电路的上限频率及输入输出阻抗。

7-17 已知三级放大器电压增益幅频特性曲线如图所示。试绘出放大器总的幅频特性曲线,决确定中频增益及上限频率。

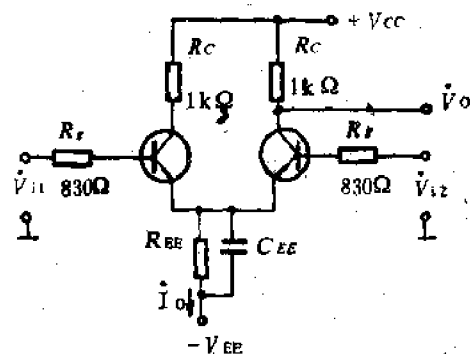


题7-17图

7-18 如图示差分放大器已知 $I_o = 4\text{mA}$, $R_{EE} = 300\text{k}\Omega$, $C_{EE} = 2\text{pF}$, $r_{be} = 100\Omega$, $r_{bc} = 1\text{k}\Omega$, $C_{be} = 100\text{pF}$, $C_{bc} = 3\text{pF}$, $g_m = 50\text{mS}$ 。

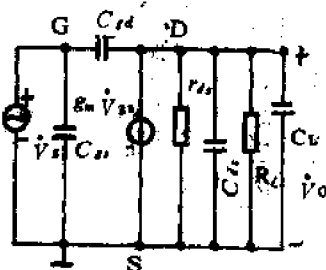
求高频差模电压增益和共模电压传输函数。

绘制CMRR的近似波特图



题7-18图

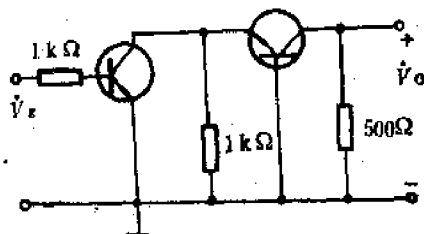
7-19 已知场效应管放大器的等效电路如图所示,求电压增益传输函数和带宽表达式。



题7-19图

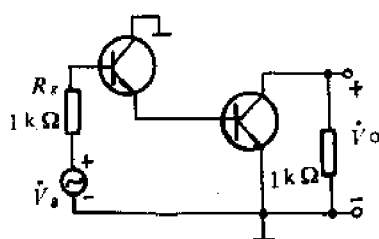
7-20 纯电阻负载共基放大器中,三极管在 $I_{CQ} = 1\text{mA}$ 时的参数为 $r_{be} = 50\Omega$, $r_{bc} = 650\Omega$, $g_m = 77\text{mS}$, $C_{be} = 3\text{pF}$, $f_T = 300\text{MHz}$,当 R_L 由零变到无穷大时,放大器带宽如何变化?

7-21 图示交流等效电路中, $I_{CQ} = 1\text{mA}$ 时 $r_{be} = 10\Omega$, $r_{bc} = 1300\Omega$, $g_m = 38\text{mS}$, $C_{be} = 5\text{pF}$, $\omega_T = 10^8\text{rad/s}$,求中频源增益和带宽(忽略 r_{bc} 影响)



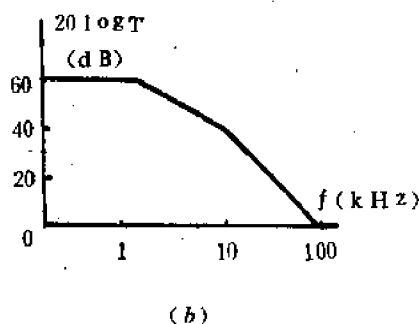
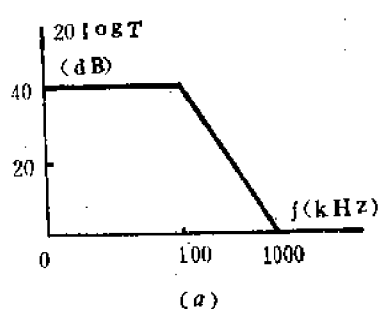
题7-21图

7-22 图示电路中三极管参数与上题相同,求中频电压增益和带宽



题7-22图

7-23 负反馈放大器的环路增益幅频特性如图所示,问其相位裕量是多少?



题7-23图

7-24 已知某反馈放大器的环路增益函数为:

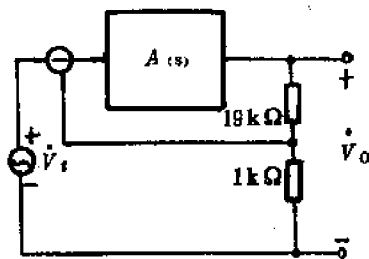
$$A(s)B(s) = \frac{4}{(1+s)^3}$$

求此反馈系统的增益裕量和相位裕量。

7-25 已知反馈放大器的基本放大器的传输函数为:

$$A(s) = \frac{1000}{\left(1 + \frac{s}{10^5}\right)^2}$$

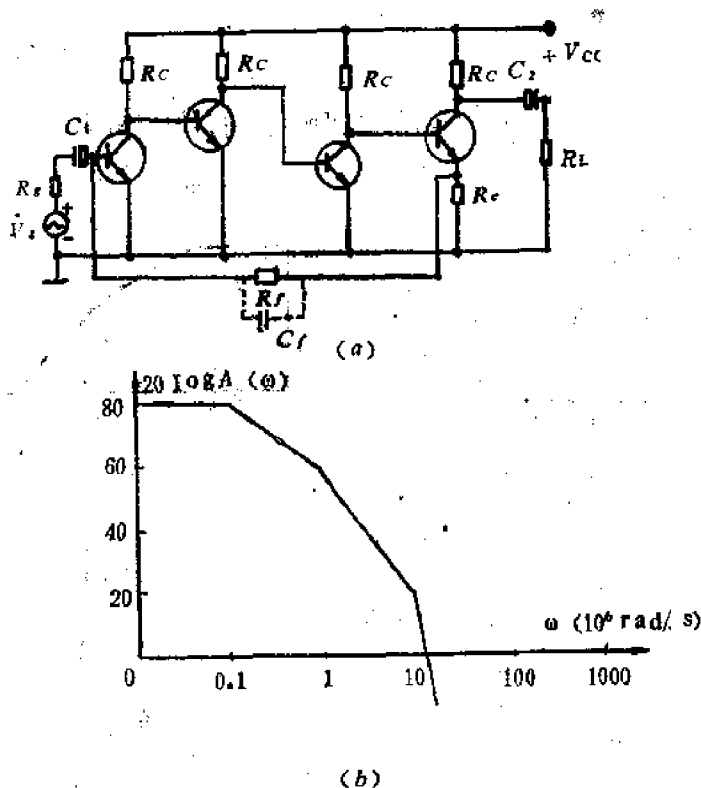
问此反馈系统是否稳定。



题7-25图

7-26 一集成运算放大器有两个转折频率, $f_L = 10\text{kHz}$, $f_2 = 2\text{MHz}$, 中频增益 $A_o = 80\text{dB}$, 补偿引出端电阻 $R_1 = 5\text{M}\Omega$, $C = 5\text{pF}$, 若采用极零补偿, 要求放大器闭环增益 $A_f = 5\text{dB}$ 时仍稳定工作, (1) 确定获得最大闭环上限频率时的补偿元件 R_2 ; (2) 若取 $C_s = 30\text{pF}$, 已知 $B = -20\text{dB}$, 计算反馈放大器的上限频率。

7-27 深度负反馈放大器交流等效电路如图7-27(a)所示, (b)图是其开环增益幅频特性曲线。已知中频开环增益 $A_o = 80\text{dB}$, $R_e = 1\text{k}\Omega$ 。(1)若要求放大器具有 45° 相位裕量, 求 R_f 值;(2)若要求闭环中频增益为 40dB , 且具有 45° 相位裕量, 则要并入 C_f , 求 R_f 、 C_f 的值。



题7-27图

7-28 滞后补偿都使负反馈放大器的通频带变窄了? 为什么?

第八章 振荡的原理

由第七章关于负反馈环路稳定性分析可知,对于增益为:

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)B(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 + T(j\omega)}$$

的反馈环,当回路增益 $T(j\omega) = A(j\omega)B(j\omega) = T(\omega)\exp(j\varphi)$ 的模小于或等于-1,相位 $\varphi = \pm(2n+1)\pi$ 时,反馈信号与原输入信号同频同相,负反馈变为正反馈。这时反馈环可用图8-0-1方框图描述。此时闭环增益为:

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (8-0-1)$$

在这种情况下 $A_f(\omega)$ 将大于 $A(\omega)$ 。如同时满足相位条件 $(\varphi = \pm(2n\pi))$,将发生振荡。

正反馈在电子技术领域得到了广泛应用。

一种应用是用来提高放大器增益。如图8-0-2电路, T_2 管集电极电阻 R_6 上的信号压降对 T_1 管是电流串联负反馈,对于 T_2 管就是电流串联正反馈。前者加强抑制共模信号和 T_1 管漂移,后者提高 T_2 管电压增益。

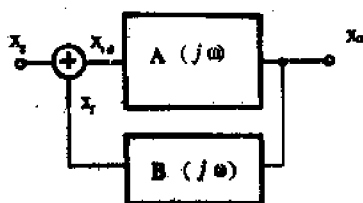


图8-0-1 正反馈环路示意图

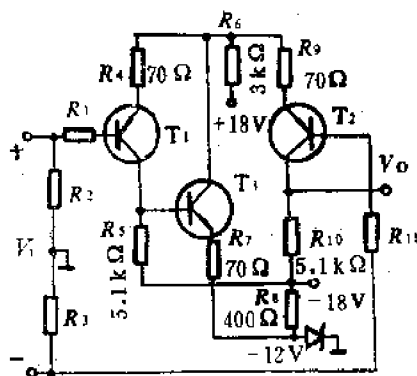


图8-0-2 正反馈电路的应用一例

第二种应用是用于产生振荡构成各种波形产生器。振荡主要分正弦波振荡和非正弦波振荡。其中非正弦波振荡的种类极多,如锯齿波三角波、方波等。这些波形产生器广泛用于构成各种信号源、广播电视、无线电通讯、工业高频能源方面。下面就这两类振荡进行讨论。

第一节 正弦振荡原理

由式(8-0-1),当 $A(j\omega)B(j\omega)$ 等于1时, $A(j\omega)$ 为无穷。这意味着即使没有输入信号,

反馈系统仍有输出。表明反馈系统由放大器转变为振荡器了。转换条件就是：

$$\begin{cases} A(\omega)B(\omega) = 1 \\ \varphi = 2n\pi \end{cases} \quad (8-1-1)$$

因此要产生正弦波振荡，必须有一个决定频率的选频储能单元，有一个具有一定增益的放大器，有控制能量补偿的正反馈网络。其中放大器可由晶体管、场效应管、电子管、差分对管、线性集成放大器等来构成；选频储能单元可以用LC、RC回路、石英晶体等；反馈网络可以是变压器，也可以是电感、电容分压器电路。图8-1-1就是由晶体管T、变压器B及电源和其他阻容元件组成的振荡器。稳定工作时，若在某一频率 ω_0 上， $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同频同相，即 $T(\omega_0) = 1$ 。这时若开关K打到2，主网络所需输入电压 $\dot{V}_i$ 全都由 $\dot{V}_f$ 提供，不需加 $\dot{V}_s$ 就可维持输出电压 $\dot{V}_o$ 。

实际振荡器并不需要外加激励信号。它在电源接通瞬间的电冲击，相当于输入一个具有丰富频谱的阶跃信号。这个信号经放大器放大，由选频回路选择与回路固有频率 ω_0 相近的 ω_0 信号分量，经正反馈送至基极，这就是最初的激励信号。尽管它十分微弱，但由于不断对它进行放大、选频、正反馈、再放大等多次循环，于是一个与振荡回路固有频率 ω_0 相同的自由振荡便由小大到建立起来了。

但这种振荡是否一定能建立起来，而后再一定稳定地振荡下去呢？下面我们来讨论这个问题。

一、振荡建立的充分和必要条件

由式(8-1-1)可知，振荡时若工作在某一频率 ω_0 上，此时 $T(\omega) = \dot{V}_f / \dot{V}_i = 1$ ， $\varphi = 2n\pi$ 。即 $\dot{V}_f$ 与 $\dot{V}_i$ 同频同相，且幅度相等。但由上述振荡建立过程可知，在每一个放大、选频、反馈的循环中，只有反馈回来的信号 $\dot{V}_f$ 与原先输入信号 $\dot{V}_i$ 相比，不仅同频同相，而且幅度要增大，才能使振荡输出幅度不断增大，最终建立起振荡来。因此如仅满足8-1-1条件，振荡输出信号只能维持在很低的电平上。这就可能使具有接近 ω_0 的振荡信号淹没在同样电平的噪声等其他频率的信号之中。因此要求 $\dot{V}_f / \dot{V}_i > 1$ ，即起振条件为：

$$\begin{cases} A(\omega)B(\omega) > 1 \\ \varphi = 2n\pi \end{cases} \quad (8-1-2)$$

在起振之初，管子工作在线性区。由于正反馈作用，一段时间后，信号就大了，管子要进入甲乙类、乙类、以至丙类工作状态。这时放大器增益下降，最终平衡在一定的电平上。因此， $T(j\omega_0)$ 的幅值必须具有随振荡幅度增大而下降的特性，如图8-1-2所示。而 $T(j\omega_0)$ 的相角必须维持在 $2n\pi$ 上。这样起振时 $T(\omega_0) > 1$ ， V_i 开始迅速增长。而后由于 $T(\omega_0)$ 随 V_i 增大而下

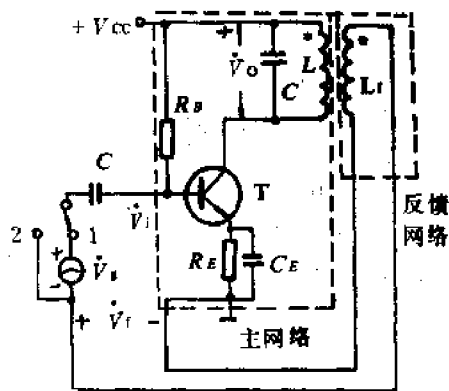


图8-1-1 反馈振荡电路

降,使 V_i 的增长迅速变慢。直到 $T(\omega_0)=1$ 时, V_i 停止增长,振荡器便进入平衡状态。并且在相应的平衡点上。维持等幅振荡。

为要获得图8-1-2所示 $T(\omega_0)$ 随 V_i 变化而作相反变化的特性,振荡环路中必须包含有非线性环节。在大多数振荡电路中,这个非线性环节就是作为主网路的放大器。现以图8-1-1变压器耦合反馈振荡电路为例作一扼要说明。

电源接通时, V_i 很小,为了满足起振条件,放大器必须提供足够增益。因此放大管的静态工作点应设置在特性曲线的放大区。

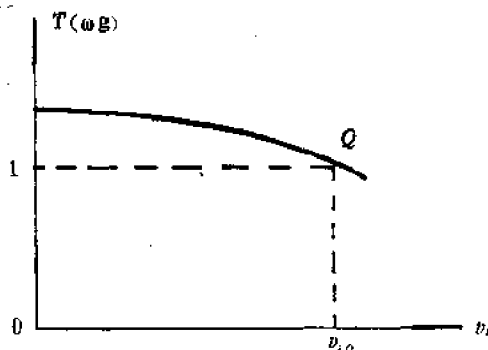


图8-1-2 特性曲线

当 V_i 较大时,有两个原因促使放大器的增益随 V_i 的增大而减小。其一是放大器固有的非线性放大特性。在信号负半周,有可能使放大管在部分时间截止,集电极电流导通角小于 180° ;而在信号正半周,有可能使管子部分时间进入饱和区,集电极电流顶部出现凹陷。随着 V_i 增大,上两种发展趋势更加剧烈。其结果是使集电极电流中的基波分量振幅随 V_i 增大而减小。另一原因是放大管的自给偏压效应。图8-1-3说明了这一现象。由图(a)可见,当 V_i 小时基极偏置电流 I_{B0} 和发射极偏置电流 I_{E0} 就是他们各自的静态电流,即 $I_{B0}=I_{BQ}$ 。因此,加在放大管B-E间的偏置电压 V_{BE0} 是一个与 V_i 大小无关的恒定值。即 $V_{BE0}=V_{BEQ}=V_{CC}-I_{BQ}R_E-I_{EQ}R_E$ 。而当 V_i 较大时, i_B 和 i_E 均是导通角小于 180° 的脉冲。因而 I_{B0} 和 I_{E0} 不再是 I_{BQ} 和 I_{EQ} 而分别是 i_B 和 i_E 中平均分量,它的值一般随 V_i 增大而增大,结果使 V_{BE0} 减小。可见,振荡器自起振到达平衡状态时, V_{BE0} 是变化的。且自静态值开始向更小的方向移动,如图8-1-3(b)所示。这样,当 V_i 增大时,环路增益比恒压偏置时减小得快,因此振荡器将在较小平衡振幅上维持振荡,如图8-1-4所示。图中实线是不同恒压偏置时的特性,虚线是存在自给偏压效应时的特性。

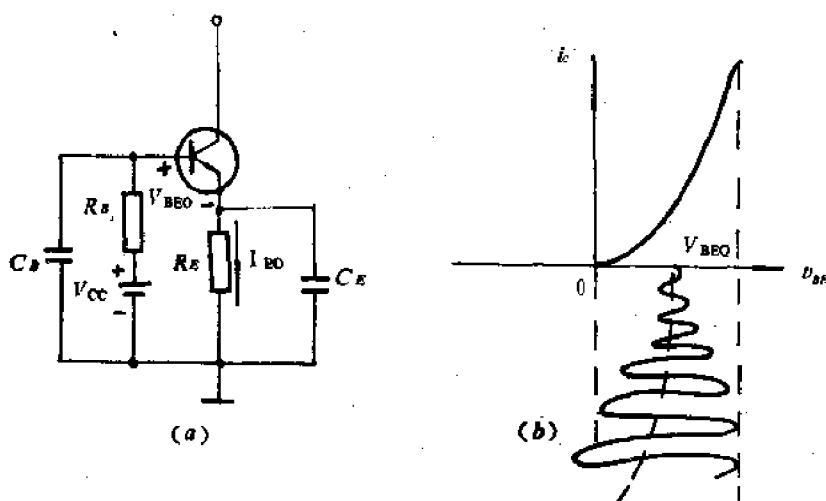


图8-1-3 自给偏压效应

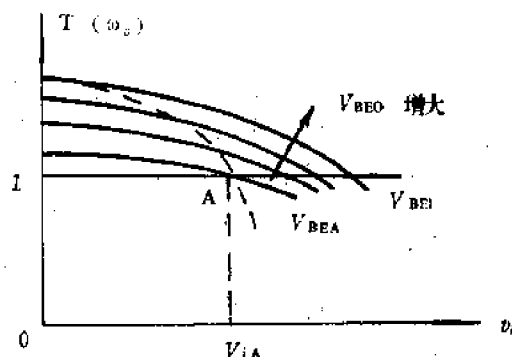


图8-1-4 特性曲线

由上可见,平衡时放大器的增益应以平均增益 $\bar{A}(j\omega_0)$ 来表示。它与 $A(j\omega_0)$ 的关系通常为:

$$A(j\omega_0) = (2 \sim 4) \bar{A}(j\omega_0) \quad (8-1-3)$$

于是平衡条件可写为:

$$\begin{cases} T(\omega_0) = \bar{A}(\omega) B(\omega) = 1 & (8-1-4(a)) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi_T = \varphi_A + \varphi_B = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, & (8-1-4(b)) \end{cases}$$

式(8-1-4(a)、(b))分别为振幅平衡条件和相位平衡条件。只有同时满足式(8-1-2)和式(8-1-4)条件,才能产生振荡;因此称为振荡的充分、必要条件。

二、稳定条件

在实际振荡电路中,不可避免地存在着各种扰动。如内部的固有噪声,外界的电源电压和温度的变化等。这些扰动都会引起管子 and 回路参数变化,结果使 $T(\omega_0)$ 和 $\varphi_T(\omega_0)$ 变化。因此,当振荡器进入平衡状态后,这些扰动就会破坏平衡条件。如果通过不断地放大和反馈,振荡器就会越来越离开原来平衡状态以致停振,或突变到另一个新的平衡状态。这就表明原来的平衡状态是不稳定的。这样,也就不可能在这种平衡状态下产生稳定的持续振荡。反之,如果通过不断地放大和反馈,振荡器能产生具有自动回到原来平衡状态的趋势,而当扰动消失后又能恢复原来的平衡状态,则表明原来的平衡状态是稳定的。只有稳定的平衡状态才能产生持续等幅振荡。稳定条件分振幅稳定条件和相位稳定条件,下面分别予以讨论。

(一) 振幅稳定条件

假设振荡器原先在 $V_i = V_{iQ}$ 时满足振幅平衡条件,即 $T_Q(\omega_0) = 1$ 。现若有某种原因使 V_i 大于(或小于) V_{iQ} ,即 $T_Q'(\omega_0)$ 大于(或小于)1,通过放大和反馈后的电压将大于(或小于)主网络原先的输入电压,结果使 V_i 迅速增大(或减小)。若此时 $T(\omega_0)$ 具有随着 V_i 增大而减小的特性,则 V_i 增大而造成的 V_i 迅速增大就会受到抑制。反之 V_i 减小, $T(\omega_0)$ 增大, V_i 减小而造成的 V_i 迅速减小亦受到抑制。也就是说只有 $T(\omega_0)$ 在Q点附近具有随 V_i 的增大而减小的特性,振荡的平衡才能稳定。这个特性可表示为:

$$\left. \frac{\partial T(\omega_0)}{\partial V_i} \right|_Q < 0 \quad (8-1-5)$$

上式就是在平衡点振幅稳定条件。它表明,在平衡点附近, $T(\omega_0)$ 随 V_i 变化的特性具有负的斜率,且斜率的绝对值越大,抑制外界扰动的能力就越强。因此,平衡点Q应选在 $T(\omega_0)$ 随 V_i 变化大的地方。这样才能实现 V_i 足够小的变化,便可产生 $T(\omega_0)$ 足够大的变化来抵消扰动所产生的 $T(\omega_0)$ 的变化,从而使振幅平衡条件重新得到满足。

实际振荡电路中所采用的放大器件工作于大信号状态时都具有这种特性。一般只要偏置电路和反馈网络设计得适当, $T(\omega) \equiv f(V_i)$ 的曲线仅有一个交点。这样在开始起振时 $T(\omega) > 1$,处于增幅振荡状态,所以无需外加激励,振荡便可建立。这就是所谓软激励工作状态。

当放大管静态工作点设置太低时(甚至反偏置),且反馈系数 B 又选得较小,可能出现图8-1-5所示另一种 $T(\omega_0)$ 随 V_i 变化的特性。这种曲线不是单调下降的,而是先随 V_i 增大而上升,达到 $T(\omega_0)_{max}$ 后,又随 V_i 增大而下降。这是由于 V_i 小时,放大管工作在小信号状态,静态电流小,放大器增益小, $T(\omega_0) < 1$ 。当 V_i 增大,放大管集电极电流随 V_i 增大而增大,因此,增益迅速增大。当 V_i 更大时,管子进入饱和区,电流脉冲出现凹陷,平均电流增大变得缓慢,于是增益下降。这种特性与 $T(\omega_0) = 1$ 的曲线有两个交点Q和B点。其中B点是不稳定的。因为 $(\partial T(\omega_0)/\partial V_i)_B > 0$ 。某种原因使振荡幅度稍大于平衡点B的振幅时,由于 $T(\omega_0) > 1$,振幅会更加增大。反之某种原因使振荡幅度稍低于平衡点振幅时,由于 $T(\omega_0) < 1$,就会出现衰减振荡以至于停振。因此这种振荡器在接通电源后,由于 $V_i/V_{iB} < 1$,振荡始终是衰减的,不能自行起振,需外加大于 V_{iB} 的冲击,使其冲过B点,才有可能起振。像这样要预先加上一个一定幅度的外加激励信号才能起振的特性称为硬激励。因此一般振荡电路都取软激励的特性,而应尽量避免工作在硬激励状态。

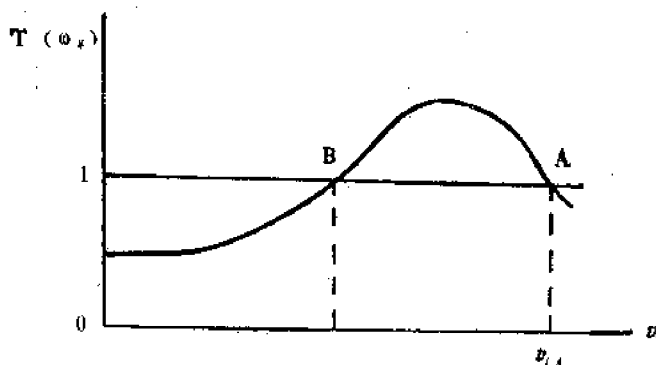


图8-1-5 特性曲线

(二) 相位平衡的稳定条件

相位稳定条件就是指相位平衡条件遭到破坏时,电路本身能重新建立起相位平衡点的条件。由于振荡的角频率就是相位的变化率($\omega = d\varphi/dt$),当相位变化时,频率也必然变化。因此相位稳定条件和频率稳定条件实质上是同一回事。假设振荡器在 $\omega = \omega_0$ 时满足相位平衡条件,即 $\varphi_T(\omega_0) = 0$ 。若某种原因使 $\varphi_T(\omega_0) > 0$,则通过放大和反馈后的电压相位就要超前于主网络原先的输入电压相位,也就是相应的角频率高于原振荡角频率 ω_0 。反之,若某种原因使 $\varphi_T(\omega_0) < 0$,则通过放大和反馈后的电压相位要滞后于主网络原先的输入电压相位,也就是

角频率低于原先振荡角频率 ω_0 。这样振荡就不稳定。实际上振荡器的频率并不因为 $\Delta\varphi$ 的出现而不断升高或降低,其原因在于振荡回路本身对相位增量的反应。

实际上, $\varphi_T(\omega)$ 也是随率变化而作相反变化的,因而能阻止频率的变化。如某种原因使频率升高则由于 $\varphi_T(\omega)$ 随之减小, V_1 的超前势必受限制。因而频率的增高也就受到抑制。反之,若某种原因使频率下降,则由于 $\varphi_T(\omega)$ 随之增大,势必阻止频率的减小。结果它们都通过不断放大和反馈,最后都能在原振荡频率附近(设为 ω_0')达到新的平衡,使 $\varphi_T(\omega_0')=0$ 。 $\varphi_T(\omega)$ 在 ω_0 附近具有随 ω 增大而下降的特性在数学上可表示为:

$$\left. \frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} < 0 \quad (8-1-6(a))$$

由相位平衡条件,反馈振荡电路的相位关系为: $\varphi_T = \varphi_v + \varphi_Z + \varphi_F$, 而 $\varphi_v = \varphi_i + \varphi_b$ 。其中, φ_i 为放大管输入阻抗相角; φ_b 为放大管电流放大系数相角; φ_Z 为谐振回路阻抗相角; φ_F 为反馈系数相角。通常 φ_v 和 φ_F 对频率变化的敏感性远小于 φ_Z 对频率的敏感性, 即: $|\partial \varphi_v / \partial \omega| \ll |\partial \varphi_Z / \partial \omega|$, $|\partial \varphi_F / \partial \omega| \ll |\partial \varphi_Z / \partial \omega|$ 。因此式(8-1-6(a))可写为:

$$\frac{\partial \varphi_T(\omega)}{\partial \omega} = \frac{\partial (\varphi_v + \varphi_Z + \varphi_F)}{\partial \omega} \approx \frac{\partial \varphi_Z}{\partial \omega} < 0 \quad (8-1-6(b))$$

式(8-1-6(a))或式(8-1-6(b))称为相位(或频率)稳定条件。它说明只有谐振回路阻抗的相频特性曲线 φ_Z 在 ω_0 附近具有负的斜率,才能满足频率稳定条件。

具有负的斜率的相频特性并不难满足,LC并联谐振回路正好具有这种特性,如图8-1-6所示。其中:

$$\varphi_Z(\omega) = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} Q_0 \quad (8-1-7)$$

式中 ω_0 和 Q_0 分别为回路谐振角频率和有效品质因数。

由图可见,在 ω_0 附近,曲线具有负的斜率,因而可满足相位稳定条件。

实际振荡电路中,还可采用其它相移网络来实现相位稳定条件,如RC相移网络、RC选频网络等。

必须指出,一个振荡器的振荡频率同样会随各种外界因素的变化而产生波动。为了减小这种波动,除了设法减小外界因素的变化以及管子和电路参数对外界因素变化的敏感性外,很重要的一点就是要求 $[\partial \varphi_T(\omega) / \partial \omega]_{\omega_0}$ 的绝对值大。这样,只要有足够小的振荡频率变化,便可产生足够大的 $\varphi_T(\omega)$ 的变化来抵消外界因素引起的 $\varphi_T(\omega)$ 的变化,从而使相位稳定条件

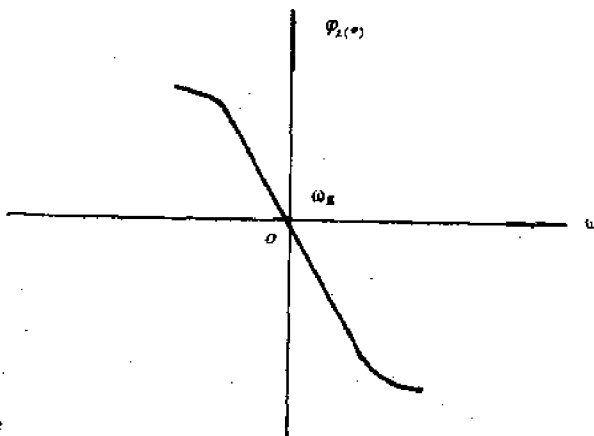


图8-1-6 相频特性

重新得到满足。

第二节 LC正弦波振荡器

采用LC谐振回路作为相移网络的反馈振荡器统称为LC振荡器。根据反馈网络的不同电路结构,可分为变压器耦合型和三点式型振荡器。图8-2-1示出了采用变压器耦合电路作为反馈网络的各类振荡器,图8-2-2示出了采用电容或电感分压电路作为反馈网络的三点式各类振荡器。所示的振荡器均为交流等效电路。每个振荡器的实际线路都具有直流通路和高频基波通路两部分。

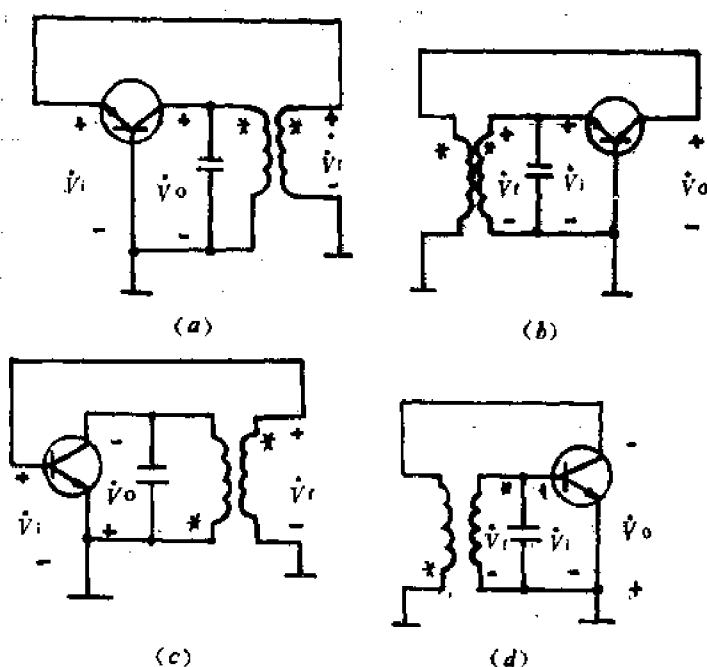


图8-2-1 变压器反馈振荡器

前者保证把直流电压加到有源器件各个电极上,后者则应使反馈输入信号加于器件输入端,输出信号加到负载上。它们各自组成自己的通路,不允许出现短路和开路现象。

变压器耦合反馈振荡电路中的正反馈信号是通过电感 L_1 和 L_2 之间的互感 M 来取得的。图8-2-1中(a)和(b)为共基组态电路,(c)和(d)接成共射组态电路。同一组态的两种电路的差别在于谐振回路接入位置不同。(a)和(c)为集电极调谐电路,(b)和(d)为基极调谐电路。它们的平衡条件是靠变压器初次级绕组的正确绕向予以实现的。

运用得较多的是三点式振荡电路。图8-2-2中,(a)和(b)接成共基组态电路,(c)和(d)接成共发组态电路。如不考虑放大管哪个电极接地,图(a)和(c)均可画成图(e)的形式,图(b)和(d)可画成(f)的形式。由图(e)和(f)可见,它们的共同特点都是LC回路引出三个端点分别与放大管三个电极连接由此而得三点式振荡器之名。其中电容分压式反馈网络的电路称为电

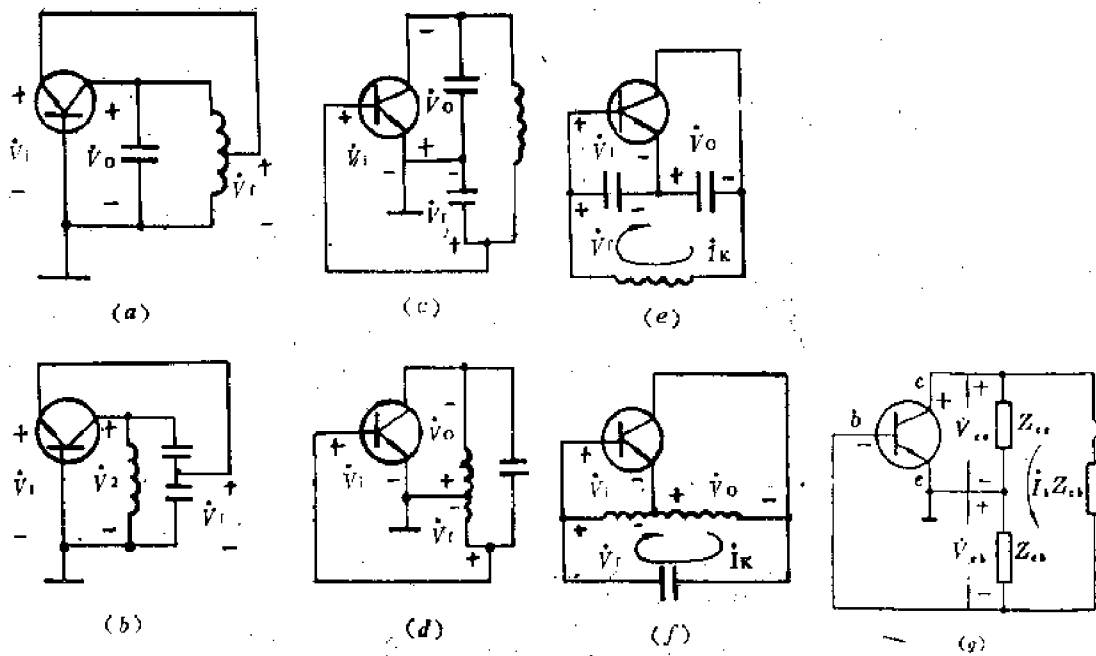


图8-2-2 LC振荡器

容三点式电路（又称为波尔兹振荡电路），电感分压式反馈网络电路又称为电感三点式电路（又称为哈特莱振荡电路）。

三点式电路的相位平衡条件是依靠谐振回路三个引出端点的正确连接予以实现的。图8-2-2 (g) 是三点式交流等效电路的一般形式。为简便起见，假定 Z_{eb} 、 Z_{ce} 、 Z_{cb} 都是纯电抗，即 $Z_{eb} = X_{eb}$ ， $Z_{ce} = X_{ce}$ ， $Z_{cb} = X_{cb}$ ，于是：

$$\dot{V}_{cb} = \frac{X_{eb}}{X_{ce}} \dot{V}_{ce}$$

为了得到正反馈，反馈电路必须使晶体管交流电压瞬时极性满足图8-2-2 (g) 所示相位关系，即 $\dot{V}_{eb}$ 为负（正）时， $\dot{V}_{ce}$ 为正（负）。也就是 $\dot{V}_{eb}$ 和 $\dot{V}_{ce}$ 反相。这种相位关系只有电抗 X_{ce} 和 X_{eb} 具有同样性质才能满足。又根据相位平衡条件，回路串联电抗应满足：

$$X_{ce} + X_{eb} + X_{cb} = 0$$

因此 X_{cb} 必与 X_{ce} 和 X_{eb} 异号，即异性电抗。所以判断三点式振荡电路满足相位平衡条件的准则是：

(1) X_{ce} 和 X_{eb} 电抗性质相同，而与 X_{cb} 电抗性质相反。也就是连到发射极的两个电抗必须是同性电抗，不与发射极相连的另一个电抗必须为异性电抗；

(2) 对振荡频率，满足 $|X_{ce} + X_{eb}| = |X_{cb}|$ 。

一、电容三点式电路起振条件

图8-2-3 (a)、(b) 分别为电容三点式振荡器的实际电路和相应的交流等效电路。回路固有谐振阻抗为：

$$R_o = \omega L Q_o$$

其中 Q_o 为回路固有品质因数。

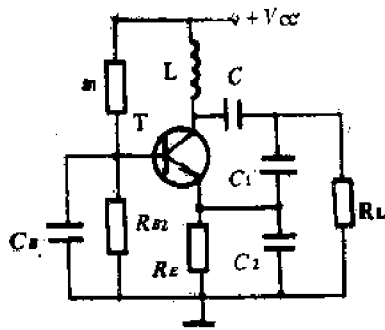


图8-2-3 电容三点式振荡器

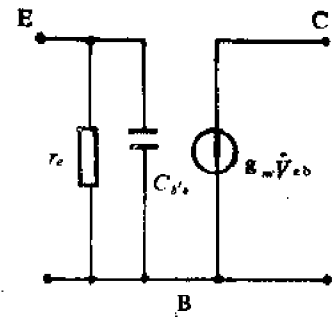
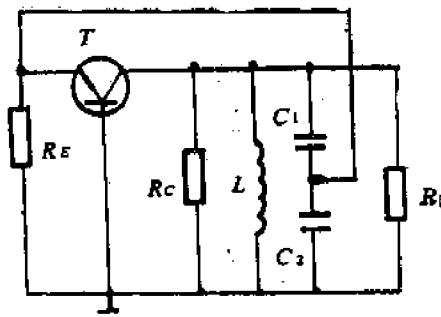


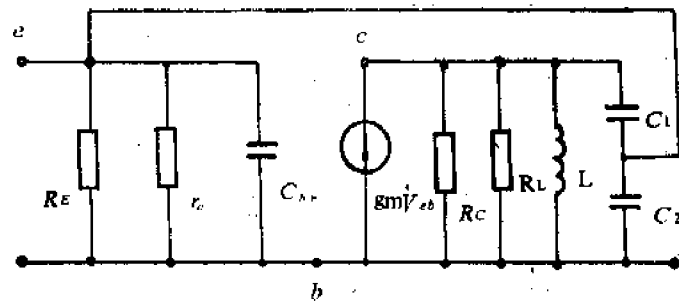
图8-2-4 晶体管简化等效电路

由于 $r_{bb'}$ 很小, $Z_C \gg Z_L$, 所以管子简化等效电路如图8-2-4所示。其中

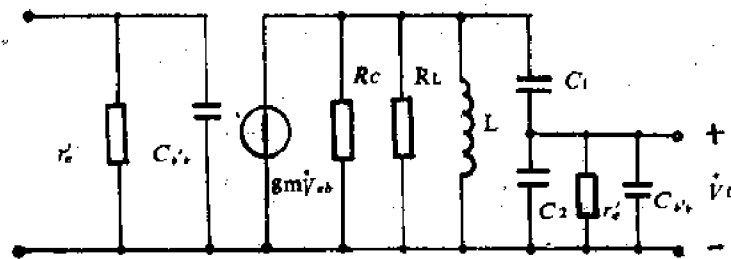
$$g_m \dot{V}_{eb} \approx g_m \dot{V}_{e'b'} = g_m r_e I_{e'} = \alpha I_e$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{eb} \approx \dot{V}_{e'b'} &= \frac{\dot{I}_e}{\frac{1}{r_e} + j\omega C_{b'e}} \\ &= \frac{\dot{I}_e r_e}{1 + j\omega r_e C_{b'e}} \end{aligned}$$

以图8-2-4简化等效电路取代8-2-3 (b) 中的三极管, 可得图8-2-5 (a) 等效电路, (b) 为基本放大器等效电路。图中 $r_e' = r_e // R_E \approx r_e$ 。增益为:



(a)



(b)

图8-2-5 等效电路

$$A(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \approx \frac{g_m}{Y(j\omega)} \quad (8-2-1)$$

式中

$$Y(j\omega) = g_L + \frac{1}{X_3} + \frac{1}{Z_2(j\omega) + jX_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{r_e} + \frac{1}{jX_3}}$$

$$g_L = \frac{1}{(R_L // R_p)}, r_e = R_E // r_e$$

$$X_1 = \frac{1}{\omega C_1} \quad X_3 = \omega L$$

$$X_2 = -\frac{1}{\omega(C_2 + C_{b'e})}$$

$$B(j\omega) = \frac{\dot{V}_L}{\dot{V}_i} = \frac{Z_2(j\omega)}{jX_1 + Z_2(j\omega)} \quad (8-2-2)$$

经整理,环路增益可表示为:

$$T(j\omega) = A(j\omega)B(j\omega) = \frac{g_m}{E + jD} \quad (8-2-3)$$

式中

$$E = g_L + g_i + g_i \frac{X_1}{X_2} + g_i \frac{X_1}{X_2}$$

$$D = X_1 g_L g_i - \frac{1}{X_2} - \frac{1}{X_3} - \frac{X_1}{X_2 X_3} \quad (8-2-4)$$

由起振条件,可得 $D = 0$, 则 $g_m > E$ (8-2-5)

于是: $X_1 + X_2 + X_3 = X_1 X_2 X_3 g_L g_i$

$$g_m > g_L \frac{X_1 + X_2}{X_2} + g_i \frac{X_1 + X_3}{X_3} \quad (8-2-6)$$

因此可写出电容三点式电路的起振条件为:

$$D = 0, g_m > E \quad (8-2-7)$$

将式 (8-2-4) 代入上式可得:

$$X_1 + X_2 + X_3 = X_1 X_2 X_3 g_L g_i \quad (8-2-8(a))$$

$$g_m > g_L \frac{X_1 + X_2}{X_2} + g_i \frac{X_1 + X_3}{X_3} \quad (8-2-8(b))$$

根据式 (8-2-8) 所示的相位起振条件,可以求得起振时的振荡角频率为

$$\omega_o = \frac{1}{LC} + \frac{g_L g_i}{C_1 C_2} \quad (8-2-9)$$

式中 $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ 是谐振回路的总电容

上式表明,电容三点式电路的振荡频率不仅与回路本身的参数有关,而且与负载电阻和晶体三极管的参数有关。因此不论是回路本身参数变化或负载电阻和管子参数变化,均会造成振荡频率的不稳定。当计及 G_L 和 G_i 的影响时,振荡频率将高于回路固有谐振频率 $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ 。

通常, $\frac{g_L g_i}{C_1 C_2} \ll \frac{1}{LC}$, 因此工程计算时,可近似认为振荡频率等于回路的固有谐振频率,即:

$$\omega_s^2 = \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (8-2-10)$$

将上式代入 (8-2-8) 便可求得满足相位起振条件时电容三点电路的振幅起振条件为:

$$g_m > \frac{1}{n} g_L + n g_i \quad (8-2-11)$$

式中
$$n = \frac{X_2}{X_1 + X_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (8-2-12)$$

n 为电容分压比。若 $g_i \ll \omega_s^2 C_2^2$, 则可近似认为 n 是反馈网络的反馈系数。

实践证明,如果选用的振荡管满足

$$f_T > (2-10) f_0 \quad (8-2-13)$$

负载电阻又不太小 ($R_L > 1k\Omega$), 再加上 n 值适中, 一般都能满足振幅起振条件。

为什么 n 值适中才能满足起振条件呢? 为了回答这个问题, 将式 (8-2-11) 改写为

$$\frac{g_m}{g_L + n^2 g_i} \cdot n > 1 \quad (8-2-14)$$

其中第一个乘积因子是回路谐振时主网络的增益 $A = \left(\frac{g_m}{g_L + n^2 g_i} \right)$, 第二个因子是反馈网络的反馈系数 $B_f (=n)$ 。若 n 取值过大, 则 g_i 的影响就会过大, 致使 A 值过小; 反之, 若 n 取值过小, 则 A_f 就会过小。它们的结果都会使环路增益 $T(\omega_s)$ 过小, 不能满足振幅起振条件。因此, 只有 n 取值适中, $T(\omega_s)$ 方会有较大的数值, 满足 $T(\omega_s) > 1$ 的振幅起振条件。

例如图8-2-6是振荡频率为26MHz的电容三点式振荡器的实用电路。图中 C_3 为微调电容, C_e 为隔直流电容。

1. 选择振荡管

根据式 (8-2-13) 条件, 选用高频小功率管3DG6, 它的 $f_T = 120\text{Hz}$, 其值高出 f_0 四倍以上。

2. 选择静态工作点电容 I_{CQ}

进入平衡状态后, 振荡管必定工作在特性的非线性区。可能进入截止区, 也可能进入饱和区。当进入饱和区时, 振荡管的输出阻抗很小。并接在并联谐振回路上, 使其 Q 值下降, 从而使振荡频率的不稳定性增大。所以一般都不希望进入平衡状态后振荡管工作在饱和区。为此, 在一般小功率振荡器中, 总是使静态工作点远离饱和区, 靠近截止区。通常 I_{CQ} 取 $1 \sim 5\text{mA}$,

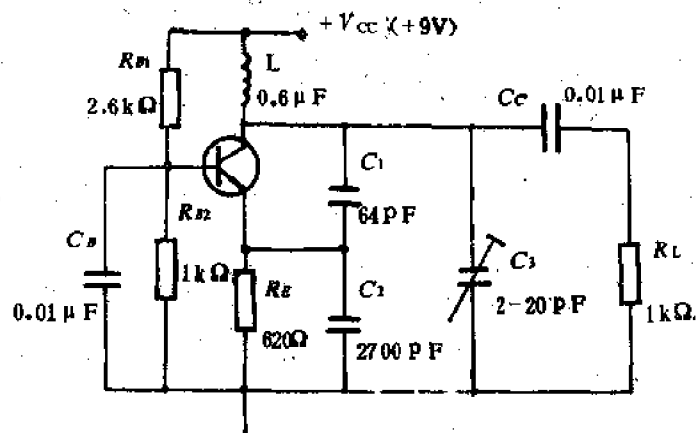


图8-2-6 电容三点式振荡器实用电路

本例中,取 $I_{CQ} = 4\text{mA}$ 。

3. 选择环路增益 $T(\omega_p)$ 值:

$T(\omega_p)$ 取值大,振荡器容易起振。但是,对放大器增益的要求偏高。因此,一般 $T(\omega_p)$ 取2~5为宜。当 $I_{CQ} = 4\text{mA}$ 时

$$r_e = \frac{26}{I_{CQ}} = \frac{26}{4} = 6.5\Omega$$

$$g_m = \frac{1}{r_e} = \frac{1}{6.5} = 154\text{mS}$$

根据图8-2-6中所示的电路参数值得知:

$$g_L' = g_{co} + g_L = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1000} = 1\text{mS}$$

$$g_i = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{R_E} = \frac{1}{r_e} = \frac{1}{6.5} = 154\text{mS}$$

$$n = \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_{12}}{C_{11} + C_{12}} = \frac{64}{64 + 2700} = 0.023$$

因此起振时的环路增益为

$$T(\omega_p) = g_m \frac{1}{g_L' + n^2 g_i} = 0.023 \times 154 \frac{1}{1 + (0.023)^2 \times 154} = 3.28$$

上面讨论了电容三点式电路的起振条件,如果需要进一步求出振荡器平衡时的振荡电压振幅,就必须讨论它的平衡条件。在采用内稳幅的振荡电路中,当进入平衡状态后,放大管处于大信号工作,因此在管子的等效电路中 $\overline{g_m}$ 和 $\overline{g_i}$ 不应是小信号参数,而应是计及管子非线性特性影响的大信号平均参数。分别用 $\overline{g_m}$ 和 $\overline{g_i}$ 表示。其中 $\overline{g_m}$ 定义为集电极电流脉冲中的基波分量振幅 I_{c1m} 对输入信号电压振幅 V_{im} 的比值($\overline{g_m} = \frac{I_{c1m}}{V_{im}}$)。 $\overline{g_i}$ 定义为发射极输入电流脉冲中的基波分量振幅 I_{e1m} 对输入信号电压 V_{im} 的比值($\overline{g_i} = \frac{I_{e1m}}{V_{im}}$)。显然,它们都是输入

信号电压振幅 $\dot{V}_{i,s}$ 的函数。这样,在上面求得的环路增益函数式8-2-3中,用平均参数取代小信号参数,得到平均环路增益函数 $T(j\omega)$ 。根据平衡条件,令其等于1,则在电路参数已知时,就可求得所要的平均参数值。再根据平均参数与 $\dot{V}_{i,s}$ 之间的关系求得振荡器平衡时的振荡电压 $\dot{V}_{i,s}$ 。

关于放大管的平均参数及其分析方法可参阅有关参考书,这里不再赘述。

二、其它LC振荡电路

(一) 电感三点式振荡电路

图8-2-7(a)为共基极组态电感三点式振荡电路。图中: L_1 和 L_2 为电感线圈抽头上下两部分绕组的电感。 M 为它们之间的互感。根据自耦变压器原理,这个带有抽头的电感线圈可

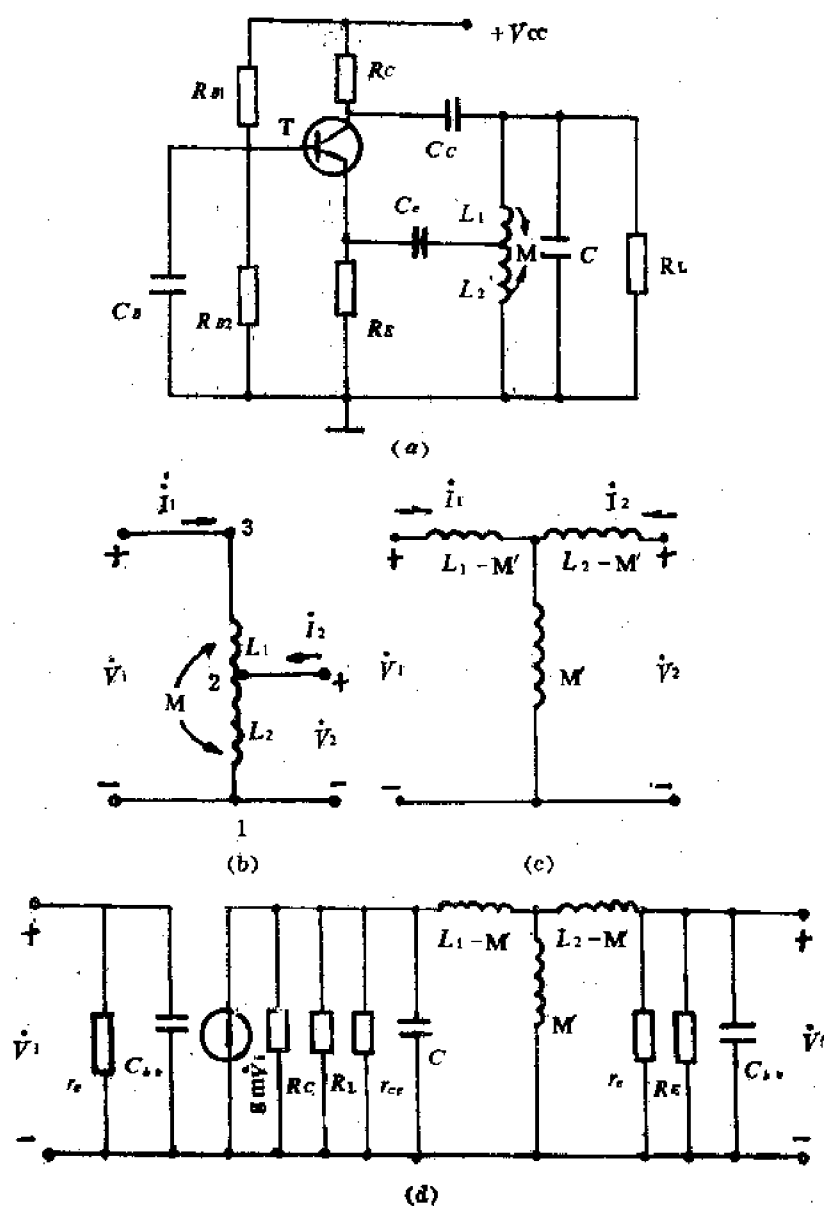


图8-2-7 电感三点式振荡器

表示为图8-2-7(c)所示的无互感等效电路。因而可画出其基极组态电感三点式振荡器求环路增益 $T(j\omega)$ 的简化等效电路,如图8-2-7(d)所示。

根据图8-2-7(d)所示电路,采用与电容三点振荡电路类似的分析方法,求得起振条件为:

$$\begin{aligned} & 1 - \omega_0^2 [LC + L_2 C_i + (L_1 L_2 - M^2) g_L g_i] + \omega_0^2 \\ & \quad \times (L_1 L_2 - M^2) C C_i = 0 \\ & (M + L_2) g_m < g_L + L_2 g_i - \omega_0^2 (L_1 L_2 - M^2) \\ & \quad \times (g_i C + g_L C_i) \end{aligned} \quad (8-2-15)$$

式中

$$g_L = \frac{1}{RL} + \frac{1}{R_{e0}} + \frac{1}{R_c}$$

$$g_i = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{R_E}$$

$$C_i = C_{b'c}$$

如果忽略 C_i 的影响(即令 $C_i = 0$),则根据上式求得振荡频率和振幅起振条件分别为

$$\begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{1}{LC + (L_1 L_2 - M^2) g_L g_i} = \frac{1}{LC} \\ g_m &> \frac{L}{M + L_2} g_L + \frac{M + L_2}{L} g_i \end{aligned} \quad (8-2-16)$$

电感三点式和电容三点电路都是三点式振荡器的基本电路,它们各有不同的特点。

电感三点电路的反馈电压取自电感两端而电容三点式电路的反馈电压取自电容两端。当高次谐波电流通过反馈支路时,取自电感的电压比取自电容的电压包含有更大的谐波分量,因此电感三点式电路比电容三点式电路的输出波形失真大。

在电感三点式电路中,分布电容和管子的杂散电容直接并接在反馈线圈上,影响反馈系数,频率越高,这种影响就越严重。当频率高到一定数值时,分布和杂散电容起主要作用,反馈的性质就会发生变化。因此作为波段振荡器时,振荡电压振幅在波段内的变化较大;在高频段,还可能因反馈性质变化而造成振荡器停振。而在电容三点式电路中,分布和杂散电容为反馈电容的一部分,不会有这种情况。

作为波段振荡器时,为调节方便,一般都希望采用可变电容作为调节振荡频率的元件。这个要求在电感三点式电路中是很容易实现的。但在电容三点式中,由于回路有两个电容,改变任何一个电容都会同时改变反馈系数,影响振荡器性能。因此如不采取措施,采用可变电容器构成波段振荡器是困难的。

(二) 场效应管振荡电路

场效应管具有比晶体管更突出的优点,因而上述各种振荡电路,都可以由场效应管构成。图8-2-8就是用场效应管构成的电容三点式振荡电路。其分析方法与晶体管振荡电路类似,

$$\text{振荡频率为: } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8-2-17)$$

式中 C 为回路电容。图(a)中: $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

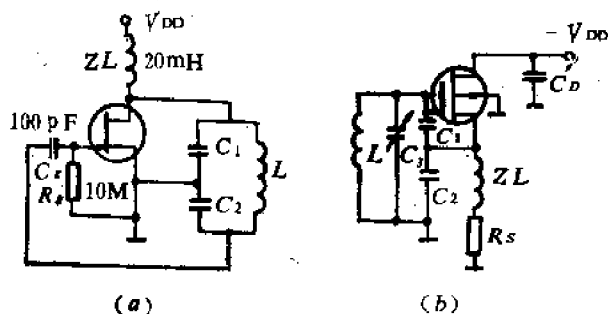


图8-2-8 场效应管电容三点式振荡电路

图(b)中

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3$$

起振条件为: $y_{f1} \geq \frac{C_2}{C_1} y_{o1}$ (8-2-18)

(三) 差分对管振荡电路

图8-2-9是采用变压器耦合反馈的差分对管振荡电路。图中 T_1 和 T_2 为差分对管。 T_3 、 T_4 和 R_1 为镜象恒流源电路。 $L_1 C_1$ 为主振荡回路。 L_2 为反馈线圈; $L_3 C_2$ 为输出负载回路。由于该负载回路接在 T_1 管的集电极上,处在反馈环路之处。因此,只要 T_1 管工作在放大区,不进入饱和区,集电极电压对基极电流的反作用可以忽略,负载与振荡环路之间就可有良好的隔离,负载的变化也就不会影响振荡频率的稳定度。

电路工作原理与单管共发射极组态变压器反馈振荡电路相同。不过由于振荡回路接在

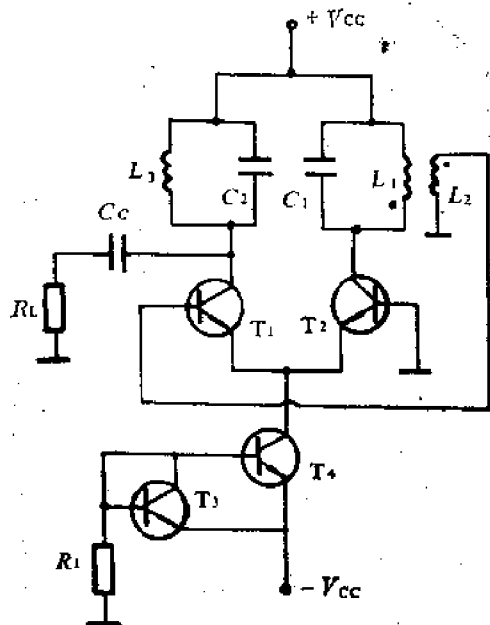


图8-2-9 变压器反馈式差分对管振荡电路

T_2 的集电极上,反馈电压加在 T_1 管的基极上,变压器的正确极性连接应与单管电路相反。

差分对管是依靠一管趋向截止使其差模传输特性进入平坦区,因此这种振荡器是由振荡管进入截止区来实现内稳幅作用的。由此可以保证回路有高的品质因数,有利于提高振荡频率稳定度。

第三节 LC振荡器的频率稳定度

频率稳定度是振荡器的一个重要指标,它是评价振荡器在规定时间内振荡频率相对变化量大小的一个指标。按时间长短不同,频率稳定度分为长期稳定度、短期稳定度和瞬时稳定度。长期稳定度是指在一天以上乃至几个月内因管子和元件老化而引起的相对频率变化量;短期频率稳定度是指一天之内因温度、电源电压等外界因素变化而引起的相对频率变化量;瞬时频率稳定度(又称秒级稳定度)是指因干扰或起伏噪声而引起的相对频率变化量。

通常所讲的频率稳定度都指短期稳定度。若将规定时间等分为几个间隔,在各间隔内实测的频率相应为 $f_1, f_2, \dots, f_n$,则当所要求的振荡频率(称为标称频率)为 f_0 时,短期频率稳定度定义为:

$$\frac{\Delta f_g}{f_0} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[\left(\frac{\Delta f_{gi}}{f_0} \right)^2 \right]} \quad (8-3-1)$$

式中 $(\Delta f_{gi}) = f_i - f_0$ 为第 i 个间隔内实测的绝对频率偏差值; $(\overline{\Delta f_g})$ 为实测绝对频率偏差的平均值,即:

$$(\overline{\Delta f_g}) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - f_0) \quad (8-3-2)$$

(Δf_g) 又称为绝对频率准确度。表示平均实测频率相对于标称频率的偏差值。

频率稳定度的要求视振荡器的用途而异,中波广播电台发射机要求的频率稳定度为 2×10^{-5} 数量级。电视发射机要求为 6×10^{-7} 数量级。普通信号发生器要求高达 $10^{-7} \sim 10^{-9}$ 数量级。

一、频率稳定度的分析

前已指出,环路总相移 φ_T 是频率的函数,当温度、电源电压等外界因素变化时,由于管子和元件参数值的变化, φ_T 也就随着变化。因此 φ_T 也是外界因素(用 α 表示)的函数。对应于某特定的外界因素 α_0 ,满足相位平衡条件的振荡角频率为 ω_0 ,则

$$\varphi_T(\omega_0, \alpha_0) = 2n\pi \quad (8-3-3)$$

当外界因素出现 $\Delta\alpha$ 变化时,上述相位平衡条件就会受到破坏。但是,只要满足相位稳定条件,振荡器就能通过其内部的自动调节,产生角频率偏移 $\Delta\omega_0$,使相位平衡条件重新得到满足,即:

$$\varphi_T(\omega_0 + \Delta\omega_0, \alpha_0 + \Delta\alpha) = 2n\pi \quad (8-3-4)$$

这就说明,当那些对 φ_T 有影响的外界因素发生变化时,振荡频率必然会引起相应的变化,这种变化最后总是使 $\varphi_T = 2n\pi$ 。

在一般情况下, $\Delta\omega_g$ 和 $\Delta\alpha$ 均为微小量。因此将上式用泰勒级数展开时, $\Delta\omega_g$ 和 $\Delta\alpha$ 的二次方及以上各次方项均可忽略, 则有:

$$\varphi_T(\omega_g + \Delta\omega_g, \alpha_0 + \Delta\alpha) = \varphi_T(\omega_g, \alpha_0) + \left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \Delta\omega_g + \left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \alpha} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \Delta\alpha \quad (8-3-5)$$

将式 (8-3-3) 和式 (8-3-4) 代入上式可得:

$$\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \Delta\omega_g + \left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \alpha} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \Delta\alpha = 0$$

或

$$\Delta\omega_g = - \frac{\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \alpha} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)}}{\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)}} \Delta\alpha \quad (8-3-6)$$

上式表明, 当 $\Delta\alpha$ 一定时, $\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \alpha} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)}$ 越小而 $\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)}$ 越大, 则 $\Delta\alpha$ 引起的 $\Delta\omega_g$ 就越

小, 即频率稳定度越高。

环路总相移 φ_T 由主网络相移 φ_K 和反馈网络相移 φ_F 组成。 φ_K 又由振荡管相移 φ_v 和振荡回路相移 φ_z 组成。这三个相移都是频率和外界因素的函数。其中 φ_v 随频率的变化最剧烈, 而其它两个相移用 (它们之和) φ_e 表示, 即 $\varphi_e = (\varphi_v + \varphi_f)$ 随频率的变化相对地要缓慢得多。因此, 近似地可以认为:

$$\left. \frac{\partial \varphi_T}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \approx \left. \frac{\partial \varphi_e}{\partial \omega} \right|_{(\alpha_0, \omega_g)} \quad (8-3-7)$$

众所周知, 并联谐振回路的相频特性为:

$$\varphi_z = -1g^{-1} 2Q_e \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (8-3-8)$$

根据上式求得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_z}{\partial \omega} &= \frac{1}{1 + \left(2Q_e \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2} \cdot \frac{2Q_e}{\omega_0} \\ &= \frac{2Q_e}{\omega_0} \cos^2 \varphi_z \end{aligned} \quad (8-3-9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_e}{2\partial} &= -2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \frac{\partial \varphi_e}{\partial \alpha} \cos^2 \varphi_z \\ &\quad + 2Q_e \frac{\omega}{\omega_0^2} \cos^2 \varphi_z \end{aligned} \quad (8-3-10)$$

将式 (8-3-7) ~ (8-3-10) 代入式 (8-3-6), 并近似地用增量取代其中的微变量, 则求得相对频率变化量为:

$$\frac{\Delta\omega_g}{\omega_g} = \frac{\left. \frac{\partial \varphi_e}{\partial \alpha} \right|_{\alpha_0, \omega_g} + \left. \frac{\partial \varphi_e}{\partial \alpha} \right|_{\alpha_0, \omega_g}}{\omega_g \left. \frac{\partial \varphi_e}{\partial \omega} \right|_{\alpha_0, \omega_g}} \Delta\alpha$$

$$= \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_g - \omega_0}{Q_e \omega_g} \cdot \Delta Q_e + \frac{\Delta \varphi_e}{2Q_e \cos^2 \varphi_e} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_g} \quad (8-3-11)$$

在实际电路中, ω_g 十分靠近 ω_0 , 因此近似地认为

$$\frac{\omega_g - \omega_0}{\omega_g} \approx \frac{\omega_g - \omega_0}{\omega_0}, \quad \frac{\omega_0}{\omega_g} \approx 1$$

再引用式 (8-3-8), 上式可简化为

$$\frac{\Delta \omega_g}{\omega_g} = \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} - \frac{1}{2Q_e^2} \tan \varphi_e \Delta Q_e + \frac{\Delta \varphi_e}{2Q_e \cos^2 \varphi_e} \quad (8-3-12)$$

上式就是 LC 振荡器的频率稳定度一般表示式。可以看出, 要减小相对频率变化量, 即提高 LC 振荡器的频率稳定度, 首先要减小外界因素引起 ω_0 和 φ_e 的变化 (尤其是其中的 $\Delta \omega_0$), 其次是增大 Q_e 和减小 φ_e 。

根据相位平衡条件即 $\varphi_z + \varphi_e = 0$, 分别画出 φ_z 与 $-\varphi_e$ 随 ω 的变化曲线。则两条曲线的交点所对应的座横标数值就是振荡器的振荡角频率。为了简化起见, 假设 φ_e 与频率无关。那么用上述确定振荡频率的作用方法, 可以进一步理解式 (8-3-12) 所包含的物理概念。

当 ω_0 变化 $\Delta \omega_0$ 时, $\varphi_z(\omega)$ 曲线沿横座标平移相同的数值如图 8-3-1(a) 所示。因此引起的振荡频率变化量就是回路的谐振频率的变化量 ($\Delta \omega_g = \Delta \omega_0$)。

当 Q_e 增加了 ΔQ_e 时, $\varphi_z(\omega)$ 曲线的斜率变陡, 如图 8-3-1(b) 所示。由图可见, 当 $\varphi_e = 0$ 时, Q_e 的变化不会引起振荡频率变化。但当 φ_e 为有限值时, Q_e 的变化就会引起振荡频率的变化。并且 φ_e 越大, 同样的 ΔQ_e 值引起的振荡频率变化量也越大 (即 $\Delta \omega_{g2} > \Delta \omega_{g1}$)。进一步可以推断, 当 Q_e 增大相同的 ΔQ_e 时, 由于 $\varphi_z(\omega)$ 曲线斜率的增大程度与原 Q_e 的大小有关, Q_e 值低时比 Q_e 值高时增加得快。因而 ΔQ_e 引起的振荡频率变化量, Q_e 低时比 Q_e 高时大。

当 Q_e 值一定时, φ_e 变化了 $\Delta \varphi_e$ 引起振荡频率的变化量与 φ_e 的大小有关。如图 8-3-1(c) 中 $\Delta \varphi_e = \Delta \varphi_e$, 可见 φ_e 越大, $\varphi_z(\omega)$ 曲线与 $-\varphi_e$ 相交点的斜率就越小。因而, 同样 $\Delta \varphi_e$ 引起的振荡频率变化量也就越大 ($\Delta \omega_{g2} > \Delta \omega_{g1}$)。同理, Q_e 高时, $\varphi_z(\omega)$ 曲线的斜率陡。因而同样 $\Delta \varphi_e$ 引起的振荡频率变化量比 Q_e 低时小 ($\Delta \omega_{g2} < \Delta \omega_{g1}$)。

二、提高频率稳定度的措施

通过上述讨论可见, 为了提高振荡频率的稳定度, 除了减小 φ_e 和增大 Q_e 外, 主要是减少 $\Delta \omega_0$ 、 ΔQ_e 、 $\Delta \varphi_e$ 。特别是减少其中的 $\Delta \omega_0$, 为此可从两方面着手考虑, 一个是减少外界因素的变化; 另一个减少外界因素变化引起的 $\Delta \omega_0$ 、 ΔQ_e 、 φ_e 的数值。这里将不全面讨论提高频率稳定的措施, 仅择其主要的介绍如下。

(一) 减少外界因素的变化

影响振荡频率的外界因素有温度、湿度、大气压力、电源电压、周围磁场和负载的变化以及机械振动等。它们都会直接引起管子和回路元件的参数变化, 从而产生 ω_0 、 Q_e 、 φ_e 的变化, 其中温度的变化往往是诸因素中最主要的。

减少外界因素变化的措施很多。例如, 采用减振装置来减少机械振动, 将决定频率的主要回路元件或整个振荡器置于恒温槽中来减少温度的变化; 采用密封工艺来减少温度和大气压力的变化; 采用屏蔽罩来减小磁场的变化; 在振荡器与不稳定负载之间加一级射极跟随器作为

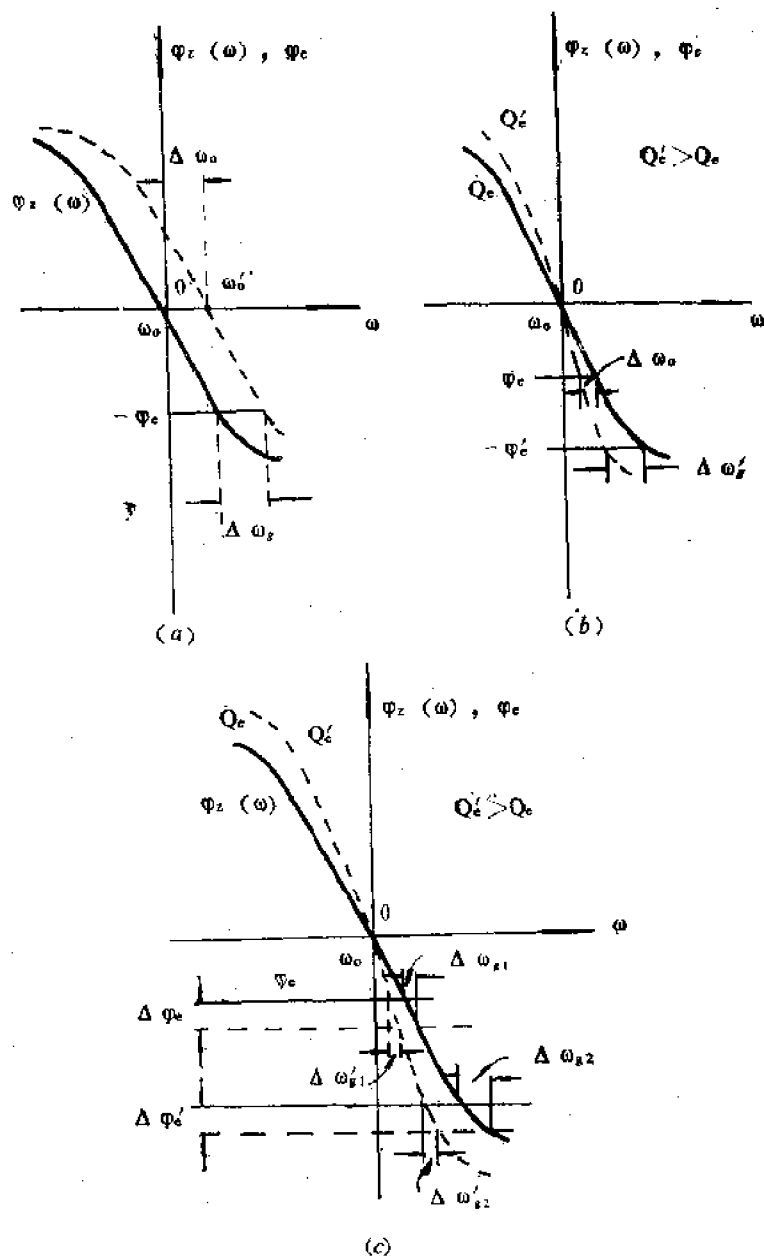


图3-3-1 相频特性

缓冲来减少负载的影响等。究竟采用哪一种可视具体情况而定。

(二) 提高振荡回路的标准性

振荡回路标准性是指振荡回路在外界因素变化时保持谐振频率不变的能力。回路标准性越高, ω_0 随外界因素变化的影响就越小。

若设外界因素变化引起 L 和 C 的变化量分别为 ΔL 和 ΔC , 而相应的谐振角频率变化量为 $\Delta\omega_0$, 则:

$$\omega_0 + \Delta\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}}$$

将上式展开。忽略高阶无穷小项, $\Delta\omega_0$ 可近似地表示为:

$$\Delta\omega_0 = -\frac{1}{2}\omega_0 \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right) \quad (8-3-13)$$

式中负号表示 L 或 C 增加时, $\Delta\omega_0$ 降低。由式可见, 为了减少谐振频率的相对变化量, 以提高回路标准性, 就必须减少外界因素引起 L 和 C 的相对变化量。 L 和 C 中除了包括外加的集总电感和集总电容外, 还包括元件和引线的分布电感和分布电容以及管子的极间电容。因此为了减少 L 和 C 的相对变化量, 首先也是最主要的, 是提高集总电感和集总电容的稳定性。其次, 是提高分布电感分布电容和管子极间电容等寄生参数的稳定性。并减少它们在总电感和总电容中所占的比重。

目前广泛采用的高稳定电感器, 是在损耗、温度膨胀系数和吸水性均很小的高频陶瓷骨架上用烧银工艺制成的。高稳定电容器是用温度膨胀系数小的金属作极片的空气电容和优质云母电容器。

温度系数是指温度变化 1°C 时电感量或电容量的相对变化量。由于电感器的温度系数通常均为正值, 因此选用合适的负温度系数陶瓷电容器来补偿电感的正温度系数变化。就能有效地减少温度所引起的回路谐振频率的相对变化量。这就是广泛用的温度补偿法。

缩短引线, 采用机械强度高的引线和安装牢靠等都是减少分布电感及其变化量的行之有效的方法。

增加回路总电容、减少管子与回路之间的耦合, 均能有效地减少管子极间电容在总电容中所占的比重, 也可以减少管子的输入和输出电阻以及它们的变化对振荡回路 Q 值的影响。但是, 必须指出, 增加回路总电容是有限度的。因为回路总电容过大时, 对于所要求的振荡频率而言, 回路电感势必就过小。实际制作电感线圈时, 电感量过小, 线圈的品质因数就不易做得高。这样反而不利于振荡频率稳定度的提高。因此一般都采用减少管子及回路之间耦合的方法。只要能够保证环路增益大于 1, 满足振幅起振条件, 采用这种方法就可以取得很好的效果。下面将要介绍的克拉泼和西勒电路, 就是用这种方法设计出来的高稳定度振荡器。

三、克拉泼电路和西勒电路

克拉泼电路和西勒电路是电容三点式振荡器的改进型电路。

图 8-3-2(a) 和 (b) 分别是克拉泼振荡器的典型电路及其交流等效电路。与典型的电容三点式电路的区别就在其振荡回路中多增加一个与电感相串接的电容 C_3 。为了减少管子极间电容的影响而又不使 L 过小, 电容 C_1 和 C_2 的容量取得较大, 而 C_3 的容量取得较小, 它们之间满足不等式: $C_3 \ll C_2$, 这时由 C_1 、 C_2 、 C_3 相串接的回路总电容将近似等于 C_3 , 即:

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_3 C_1} \approx C_3 \quad (8-3-14)$$

若设管子的三个极间电容的不稳定量分别为 ΔC_{ce} 、 ΔC_{be} 、 ΔC_{cb} , 并令 C-E 两端对整个回路 AB 两端的电容分压比 $n_1 = \frac{C}{C_1} = \frac{C_3}{C_1}$; B-E 两端对整个回路 AB 两端的电容分压比 $n_2 = \frac{C}{C_2} \approx \frac{C_3}{C_2}$, C-B 端对回路的分压比 $n_3 = n_1 + n_2$ 。则极间电容不稳定量折算到整个回路 AB 两端的总不稳定电容为:

$$\Delta C = n_1^2 \Delta C_{ce} + n_2^2 \Delta C_{be} + n_3^2 \Delta C_{cb}$$

由于 $\frac{n_2}{n_3} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = n$ 是反馈网络的反馈系数, 因此上式可改写为:

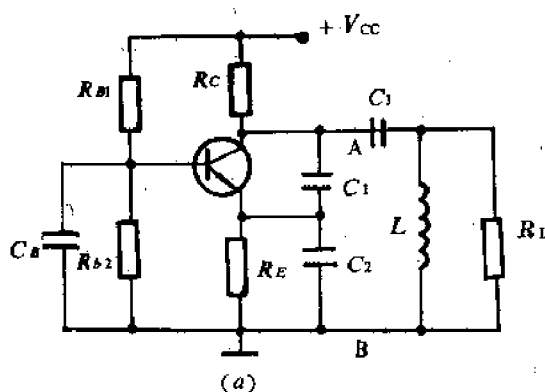
$$\Delta C = n_3^2 [(1+n)^2 \Delta C_{ce} + n^2 \Delta C_{be} + \Delta C_{cb}] = n_3^2 \Delta C_{\Sigma} \quad (8-3-15)$$

式中

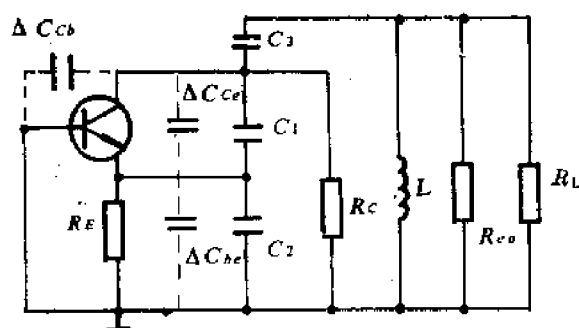
$$\Delta C_{\Sigma} = \Delta C_{cb} + n^2 \Delta C_{be} + (1+n)^2 \Delta C_{ce} \quad (8-3-16)$$

若仅考虑电容的不稳定量, 则根据式 (8-3-13) 得:

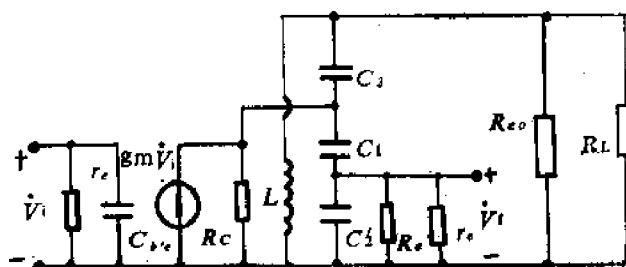
$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} &= -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} = -\frac{1}{2} \frac{n_3^2 \Delta C_{\Sigma}}{C} = -\frac{1}{2} \frac{n_3^2}{C_3} \frac{\Delta C_{\Sigma}}{C_3} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{C_3 \Delta C_{\Sigma}}{C_{1,2}} \end{aligned} \quad (8-3-17)$$



(a)



(b)



(c)

图8-3-2 克拉泼振荡电路

式中 $C_{1,2}$ 是 C_1 和 C_2 的串联值。可见,减小 C_3 ,即减小 n_3 ,可减小由极间电容不稳定量引起的 $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}$ 从而提高了回路的标准性。

但是 n_3 的减小受到起振条件的限制。当 C_1 和 C_2 选定后, n 也就一定。因此要使振荡器满足振幅起振条件,主网络增益必须大于 $\frac{1}{n}$ 。根据图8-3-2(b)所示电路,画出其环路增益 $T(j\omega)$ 的交流等效电路,如图8-3-2(c)所示。图中管子的极间电容已全部并入相应的回路电容,由图求得主网络增益为:

$$A = \frac{g_m}{g_e + \frac{1}{n_3^2} g_L' + n^2 g_i} = \frac{g_m}{\left(\frac{C_{1,2}'}{C_3}\right)^2 g_L' + n^2 g_i} \quad (8-3-18)$$

式中, $g_e = \frac{1}{RC}$; $g_L' = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{e0}}$; $g_i = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_e}$;

$$C_{1,2}' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}; \quad C_1' = C_1 + \Delta C_{ce}; \quad C_2' = C_2 + \Delta C_{be}$$

通常 g_e 很小,可忽略。

当 C_1 和 C_2 一定时,减小 C_3 即减小 n_3 ,主网络增益 A 也就减少。因此,在克拉泼电路中,用减少 n_3 来提高回路标准性是以降低起振时的主网络增益为代价的。如果 C_3 取得过小,振荡器的主网络增益就会过小,甚至有可能不满足振幅起振条件而停振。

若将克拉泼电路用作波段作波段振荡器,一般可采用可变电容器作为 C_3 来调节振荡频率。这时由于 C_3 与频率的平方成反比(即 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_3}}$),因而振荡器调到更高振荡频率时, C_3 迅速减小导致 A 下降,从而使振荡电压振幅急剧减少,而且很快就可能不满足振幅起振条件而停振。

为了克服上述缺点,在波段振荡器中,目前广泛采用图8-3-3所示的西勒电路。与克拉泼电路比较,其差别在于电感上多并联了一只可变电容器 C_4 ,由图可见,若将 L 和 C_4 组成的并联

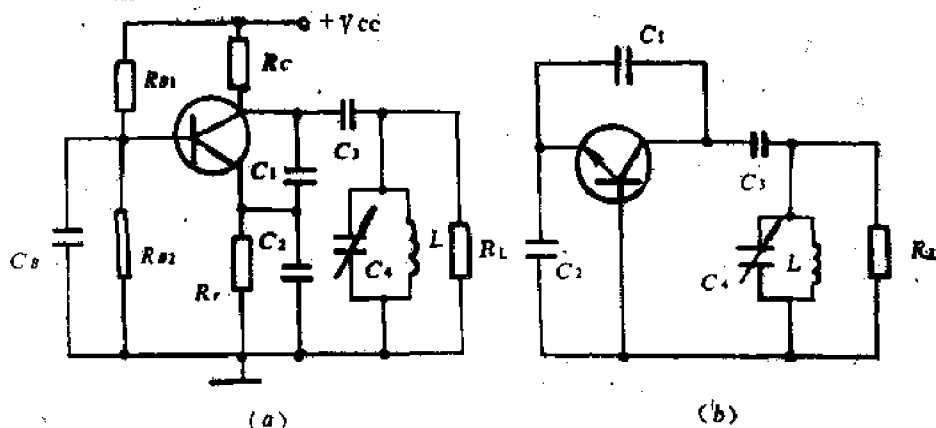


图8-3-3 西勒电路

阻抗看成为一个等效感抗,则改变 C_4 相当于改变等效电感。因此当振荡器调到更高频率时由图可见,若将 L_4 和 C_4 组成的并联阻抗看成为一个等效感抗,则改变 C_4 相当于改变等效电感。因此当振荡器调到更高频率时,由于 $C_1C_2C_3$ 固定不变,结果使振荡器在波段内有比较平稳的振荡振幅,避免了频段高端出现停振的危险。

第四节 晶体正弦波振荡器

石英晶体振荡器,就是用石英晶体谐振器取代 LC 振荡器中的 LC 元件所组成的正弦波振荡器。它的频率稳定度可高达 10^{-9} 甚至 10^{-11} 。

石英晶体振荡器之所以具有极高的频率稳定度,主要的一点是由于采用了极高 Q 值的石英晶体元件。因此我们首先了解一下石英晶体的构造和它的基本特性,然后再分析具体的振荡电路。

一、石英晶体的基本特性与等效电路

石英晶体是一种各向异性的结晶体。从一块晶体上按一定的方位角切下薄片称为晶片。可以是正方形、矩形或圆形等。然后在晶片的两个对应表面上涂敷银层并装上一对金属板,就构成石英晶体谐振器。如图8-4-1所示。一般用金属外壳密封,也有用玻璃壳封装的。

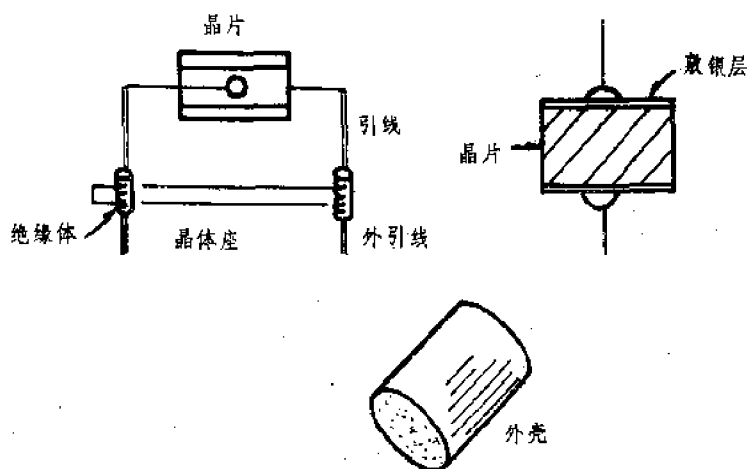


图8-4-1 石英晶体

石英晶片所以能作谐振器是基于它的压电效应。从物理学中已知,若在晶片的两个极板间加一电场,会使晶体产生机械变形。反之,若在极间施加机械力,又会在相应的方向上产生电场。这种现象称为压电效应。如在极板间所加的是交变电压,就会产生机械变形振动,同时机械变形振动又会产生交变电场。一般来说,这种机械振动的振幅是比较小的,但其振动频率则是很稳定的。但外加交变电压的频率与晶片的固有频率(决定于晶片的尺寸)相等时,机械振动的幅度将急剧增加,这种现象称为压电谐振。

石英晶体谐振器的压电谐振现象可以用图8-4-2所示的等效电路来模拟。等效电路中的 C_0 为切片与金属板构成的静电电容, L 和 C 分别模拟晶体的质量(代表惯性)和弹性;而晶片

振动时,因摩擦而造成的损耗则用电阻 R 来等效。石英晶体一个可贵的特点在于它具有高 很质量与弹性的比值,等效于 L/C 。因而它的品质因数 Q 高达 $10,000 \sim 500,000$ 的范围内。图8-4-2为表示石英晶体的代表符号、等效电路和电抗特性。

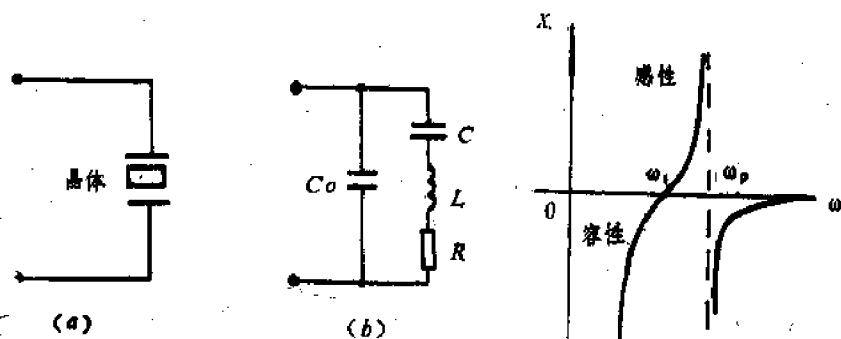


图8-4-2 等效电路

石英晶体具有串联和并联两种谐振现象,如图8-4-2(c)所示,其总电抗的近似表示式(忽略 R 不计)。

$$X = \frac{-(\omega^2 LC - 1)}{\omega(C + C_0)[\omega^2 LC_0 / (C + C_0) - 1]} \quad (8-4-1)$$

通常 C_0 和 C 的比值有好几百。因此由上式的分子所决定的串联谐振频率 $\omega_s^2 = \frac{1}{LC}$ 与其分母所决定的并联谐振频率 $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}}$ 接近。

由于电路中 R 很小, L/C 值大,所以 $Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{L/C}$ 的值大,这样由石英谐振器组成的振荡器,其频率稳定度是很高的,可达 $10^{-8}/\text{日} \sim 10^{-9}/\text{日}$,甚至更高如 $10^{-11}/\text{日}$ 。例如 10MHz 的振荡器,一日内的频率变化小于 $0.1 \sim 0.01\text{Hz}$,甚至还小于 0.0001Hz 。

二、石英晶体振荡器的电路

石英晶体振荡器电路的形式是多种多样的。但其基本电路只有两类,即并联晶体振荡器和串联晶体振荡器,前者石英晶体是以并联谐振的形式出现,而后者则是以串联谐振的形式出现,现简要介绍如下:

1. 并联晶体振荡器

图8-4-3是并联晶体振荡器的电路,从相位平衡条件出发来分析这个电路,它的振荡频率必须在石英振荡器的 ω_s 和 ω_p 之间,也就是说晶体在电路中起电感的作用。图8-4-3(b)是它的交流通路,忽略了 R_c 的分流作用,显然,它是属于电容反馈式 LC 振荡器,振荡频率由谐振回路的参数 C_1 、 C_2 、 L 决定。值得注意的是,尽管振荡频率与石英晶体以外的参数例如 C_1 、 C_2 有关,但由于石英晶体的 Q 值很高,在 ω_s 和 ω_p 间的狭窄频带内, $X_L = \omega L$ 与 ω 成正比。当 C_1 、 C_2

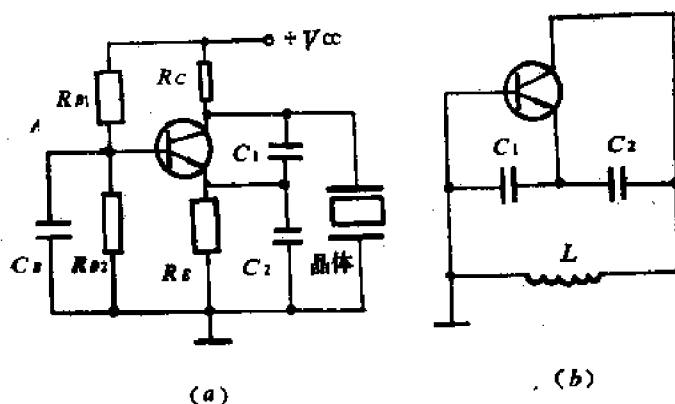


图8-4-3 晶体振荡电路

变化引起 ω 的微小变化,随即引起 X_L 较大的变化,使电路的频率稳定度 主要的是决定于石英谐振器的频率稳定度。

图8-4-4是并联晶体振荡器的一种实用电路。石英晶体采用国产JA5(JA8)系列,振荡频率为1MHz,电路中的 C_3 是调整石英谐振器的频率标称值用的。

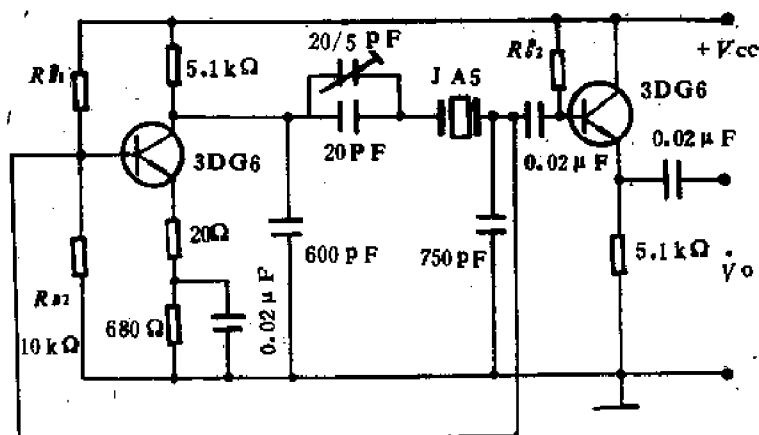


图8-4-4 实用并联电路

2. 串联晶体振荡器

图8-4-5是串联晶体振荡器的原理电路,放大器是由 T_1 、 T_2 组成的两级电压并联反馈电路组成,使静态工作点和电压放大倍数稳定,输出电压 V_o 与输入电压 V_i 同相。从相位平衡的条件来看只有当晶体谐振器处于串联谐振,谐振阻抗最小,并且呈现电阻性时,电路才有可能起振。因此这个电路是属于串联谐振器一类。国产ZXB-2型晶体振荡器就是按图8-4-5(a)所示的电路而制成的产品。图(b)为由运放与晶体构成的,起振条件为:

$$\frac{1/R_2 C_1}{s + 1/R_1 C_1} > \frac{R + sL + \frac{1}{sC}}{R_3} \quad R, L, C \text{ 为晶体参数。}$$

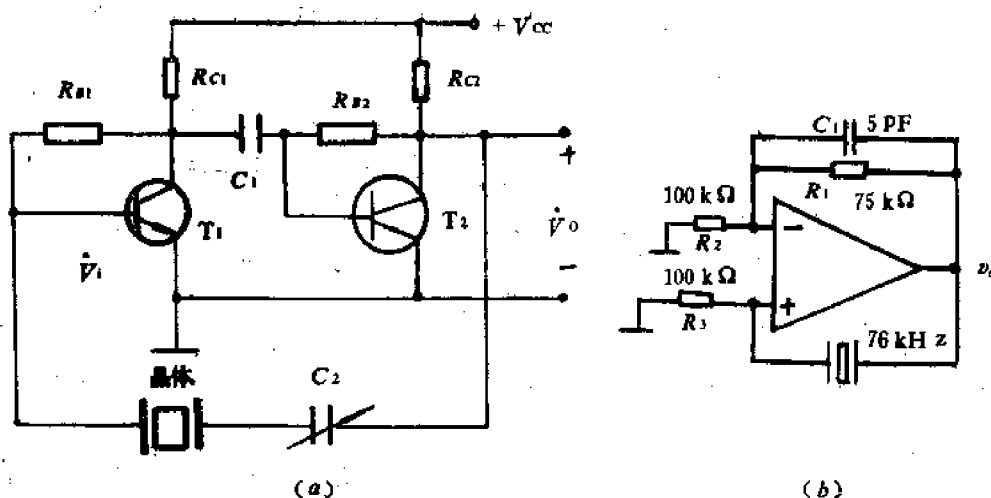


图8-4-5 串联晶体振荡器

第五节 RC振荡器

一、RC桥式振荡器

1. 原理电路图

图8-5-1是RC桥式振荡器的原理电路,亦称文氏振荡电路。这个电路由两部分组成, A_v 表示放大器,虚线框内表示反馈网络,同时它又兼做选频网络。下面首先分析一下RC串联选频网络的选频特性,然后根据正弦波振荡器两个条件选择合适的放大器以构成一个完整的振荡电路。

2. RC串并联网路的选频特性

图8-5-1用虚线框表示的RC串并联反馈网络重画于图8-5-2中,它具有选频作用。就是说,它的频率响应特性是不均匀的。如果输入电压 $\dot{V}_1$ 是正弦波信号电压,其频率可变而幅度保持恒定。当频率

较低时, $\frac{1}{\omega C} \gg R$,此时选频网络可以近似地用图8-5-2(b)所示电容C与阻R相串联的简单电路来表示。当 ω 愈低时输出电压 $|\dot{V}_2|$ 愈小,输出电压 $\dot{V}_2$ 超前于输入电压 $\dot{V}_1$ 的相位角也就越大。与此相反,当

频率较高时, $\frac{1}{\omega C} \ll R$,则选频网络可以近似地用图

8-5-2(c)所示的电路来表示。同图8-5-2(b)相比,RC的位置换了。显然它变成了一个相位滞后的RC电路。频率越高,输出电压 $\dot{V}_2$ 也越小,同时滞后的相位角也越大。可以推知,在某一定

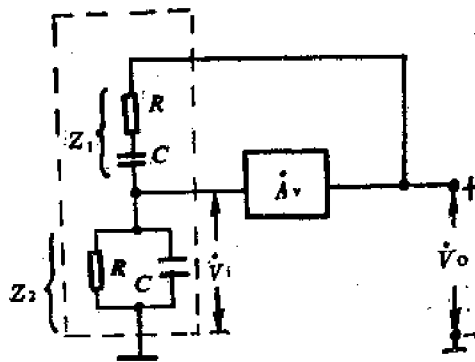


图8-5-1 桥式振荡器原理电路

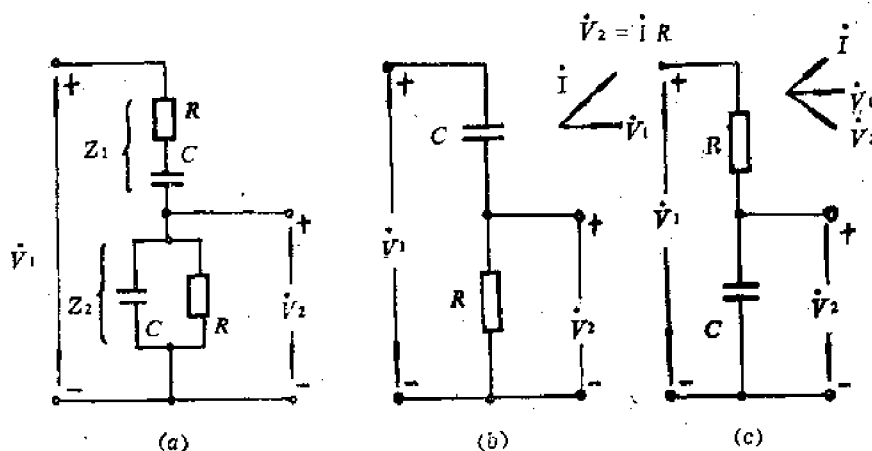


图8-5-2 反馈网络图

频率下,其输出电压幅度可能有一个最大值。同时,从相位超前、相位滞后的过程中,在某一频率下,其相位角为 0° 。这是对选频网络的定性分析。

由图8-5-1知反馈网络的反馈系数为:

$$\dot{B}_v = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (8-5-1)$$

式中 $Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}$, $Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}}$ 于是得

$$\dot{B}_v = \frac{j\omega RC}{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + 3j\omega RC}$$

如令 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 则上式变为

$$\frac{1}{\dot{B}_v} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (8-5-2)$$

由此可得RC串并联选频网络的幅频特性和相频特性:

$$B_v^2 = \frac{1}{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \quad (8-5-4)$$

$$\varphi_f = \lg^{-1} \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3} \quad (8-5-4)$$

由式 (8-5-3) 及式 (8-5-4) 可知当

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{或} \quad f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (8-5-5)$$

时幅频特性的幅值为最大,即

$$B_{v_{max}} = \frac{1}{3} \quad (8-5-6)$$

而相频特性的相位角为零,即

$$\varphi_f = 0 \quad (8-5-7)$$

这就是说,当 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时,输出电压的幅值最大(当输入电压的幅值一定而频率可调时),为输入电压的三分之一,同时输出电压与输入电压同相位。根据式(8-5-3)、(8-5-4)画出RC串并联选频网络的幅频特性及相频特性如图8-5-3所示。结合前面作的定性分析,这种频率特性的物理本质就不难理解了。

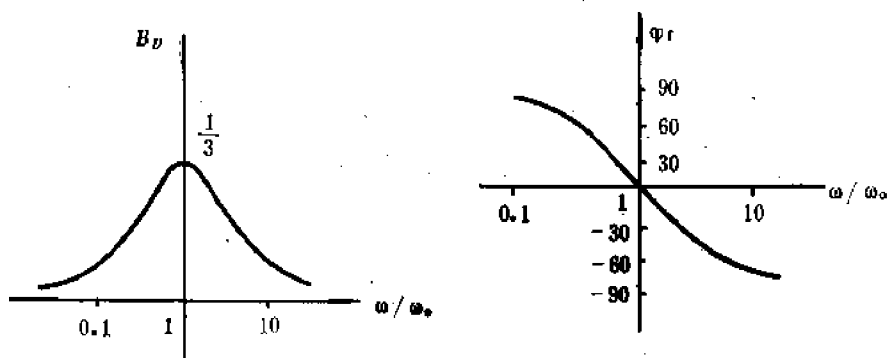


图8-5-3 频率特性

3. 实际振荡电路

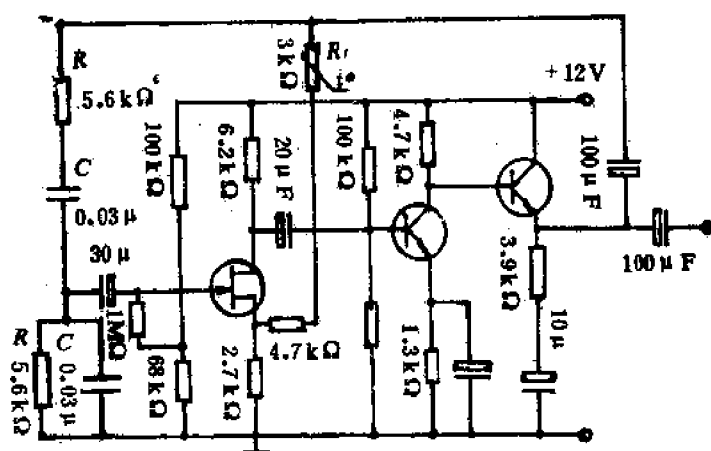
图8-5-4是实际RC桥式振荡电路。图8-5-4(a)为分立元件组成的。图8-5-4(b)为线性集成电路的。其中放大器和RC串并联网络接成正反馈,放大器和热敏电阻 R_t 及 R_1 接成负反馈。接通电源后,由于电流冲击及热噪声等产生的频谱很丰富的信号被选频网络选取其中 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 的成分,经放大、反馈、选频、再放大,不断循环,使振荡幅度不断增大。而后由于放大器的非线性作用,使振荡幅度自动稳定下来。电路中的负反馈用以改善由于温度等外界因素对振荡幅度的影响。在刚起振时,振荡幅度小, R_t 上温度低,阻值大,负反馈弱,放大器增益高,容易建立振荡。随着振幅增大, R_t 上平均温度上升,阻值减小,负反馈加强,放大器增益下降,实现了稳幅。

若 $B_{v正} = \frac{1}{3}$ 而 $B_{v负} = \frac{R_1}{R_1 + R_t}$,因而环路增益为:

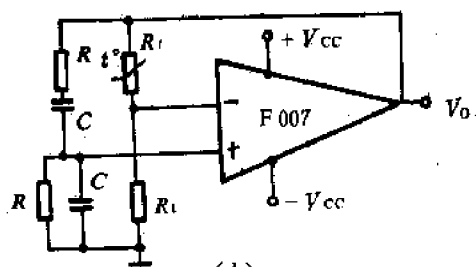
$$T(\omega_g) = \left(\frac{1}{3} - \frac{R_1}{R + R_t} \right) A(\omega_g) \quad (8-5-8)$$

当 $T(\omega_g) > 1$ 时,就可得到起振条件为:

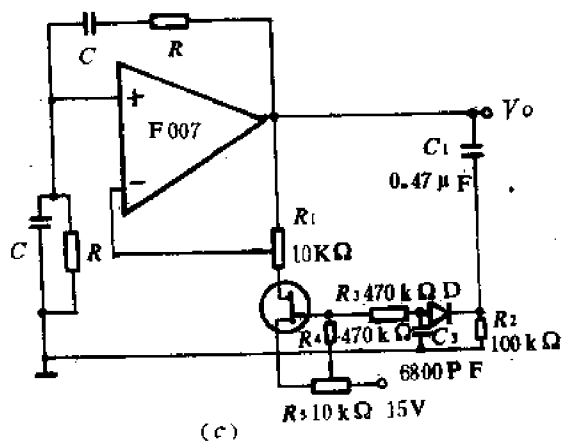
$$\left(\frac{1}{3} - \frac{R_1}{R_1 + R_t} \right) > \frac{1}{A(\omega_g)} \quad (8-5-9)$$



(a)



(b)



(c)

图8-5-4 RC振荡电路

若 $A(\omega_o) \gg 1$, 则上式简化为

$$\frac{R_1 + R_2}{R_3} > 3 \quad (8-5-10)$$

可见, 当 $A(\omega_o) \gg 1$ 时, 振荡器的起振条件仅决定于负反馈支路中的电阻比值, 而与放大器的参数无关。因此振荡器工作是很稳定的。

图8-5-4(c)是具有电平控制文氏电桥振荡电路。它利用二极管D和 C_2 、 R_2 、 R_3 组成整流滤波电路, 将振荡输出电压取样, 变换成与振幅成正比的负极性直流控制电压, 加与T的栅极,

使它工作在可变电阻区,其沟道电阻就随直流负电压增加而变大,从而使同相放大器 闭环增益变小,实现稳幅作用。

二、RC移相振荡器

RC移相网络有超前和滞后相位两种。图8-5-5是一种超前相移振荡器。构成这个电路的指导思想是这样的:用三极管T组成一个倒相放大器,在中频区的范围内,其输出电压与输入电压相位相差 180° 。因而为了满足电路的相位平衡条件,反馈网络 必须 具有 180° 的相位移。我们知道,图中每一节RC电路,是相位超前的电路,相位移最多不超过 90° ,不能满足相位平衡条件。而且相移为 90° 时其频率也必然是很低的。这样输出与输入的幅值比接近于零,也不能满足振幅平衡条件。所以在实用上至少必须有三节这样的RC电路来达到相移 180° 的目的,从而

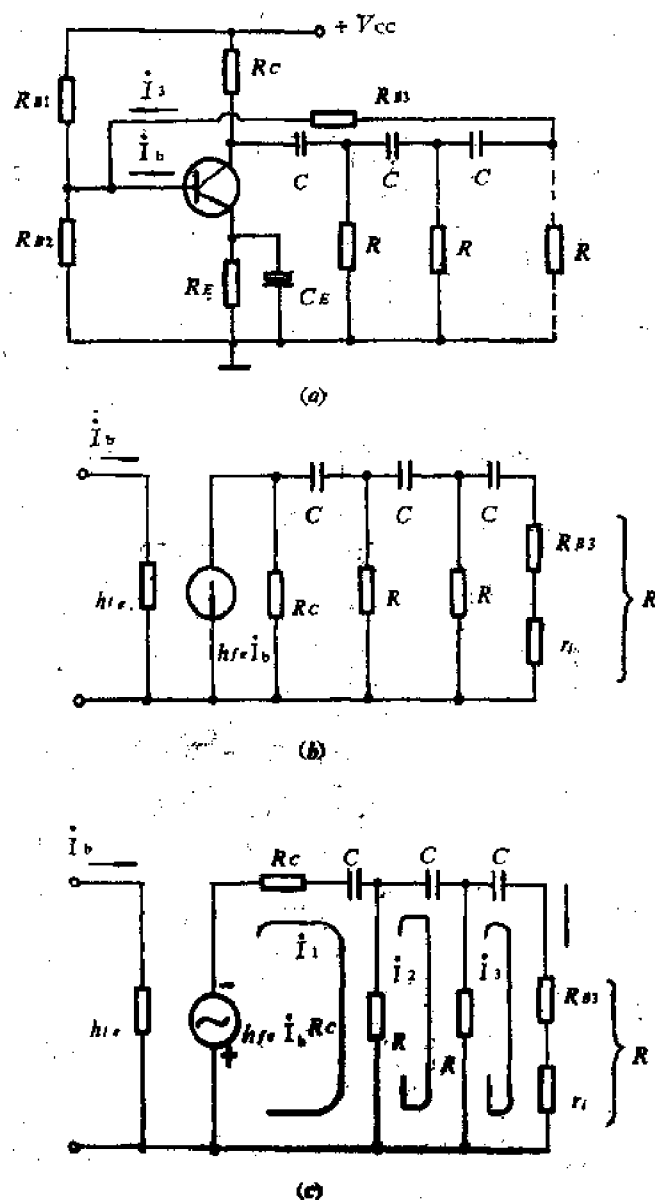


图8-5-5 移相式振荡电路

满足整个电路的相位平衡条件。由于三极管放大电路的输入电阻 R_i 比较低,最后一节 RC 电路中的 R (图中用虚线画出)必然会被 R_i 所分流,影响相移效果。为了避免这种影响,因此最后一节的电阻用 R_B ,接到三极管的基极上,并且使 $R_B + R_i = R$,使三节 RC 电路的数值一致。

现在要问图8-5-5(a)所示振荡电路的振荡频率与 RC 移相网络参数有什么关系?为了满足振幅平衡条件,三极管的 h_{fe} 值至少要有多大?为了回答这些问题必须对电路进行分析。从前节的讨论已知,正弦波振荡器的频率是由电路的相位平衡条件所决定的,而振幅平衡条件是与放大器的放大倍数有关,亦即与管子的 h_{fe} 值有关。显然,分析电路要从求出环路放大倍数 AB 入手,图中若忽略三极管的极间电容, $R_B(R_{b1} // R_{b2})$ 很大可以忽略,这时等效电路如图8-5-4(b)、(c)所示。当 $R_c = R$ 时,可求得 $T(j\omega)$ 为:

$$\begin{aligned} \dot{T} = \dot{AB} &= \frac{\dot{I}_3}{\dot{I}_b} \\ &= \frac{-h_{fe}kR^3}{(k+5)R\left(\frac{1}{\omega C}\right)^3 + (3k+1)R^3 + j\left[\left(\frac{1}{\omega C}\right)^3 - (4k+6)R^2\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2\right]} \end{aligned} \quad (8-5-11)$$

式中 $k = R_c/R$

根据电路的振荡条件 $|\dot{AB}| = 1$,必须使式(8-5-11)分母中的虚部为零,于是有:

$$\left(\frac{1}{\omega C}\right)^3 - (4k+6)R^2 \frac{1}{\omega C} = 0$$

$$\text{由此得 } \omega = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1}{4k+6}} \quad \text{或} \quad f = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{1}{4k+6}} \quad (8-5-12)$$

将式(8-5-12)中的 ω 值代到式(8-5-11)中并注意 $|\dot{AB}| = 1$ 的条件,得:

$$h_{fe} = 4k + 23 + \frac{23}{k} \quad (8-5-13)$$

在式(8-5-13)中利用 $\frac{\partial h_{fe}}{\partial k} = 0$ 的条件,可求得所需 h_{fe} 的最小值的条件是 $k = 2.7$,这时

$h_{fe \min} = 44.5$ 。为了使电路能够起振,所选三极管的 h_{fe} 值应大于此数值。

我们通过下面的实例来说明如何选择 RC 移相振荡器的电路参数。

例8-5-1 试拟定一个 RC 移相振荡器电路方案并选择参数,要求其振荡频率为1KHz,输出电压可调。

解: (1) 根据题意拟定电路方案如图8-5-6所示。 T_1 组成振荡器, T_2 是射极输出器,利用它的输入阻抗高,输出阻抗低的特点,以减少输出电路对振荡电路的影响,同时也可以保证电路有一定带负载的能力。

(2) 放大器参数的选择

选3DG6作为放大管,根据前面的分析,其 h_{fe} 值应大于44.5,选 $h_{fe} = 60$ 的管子。其余参数按通常的设计方法计算,其结果如图8-5-6所示。

(3) RC 移相网络参数的选择

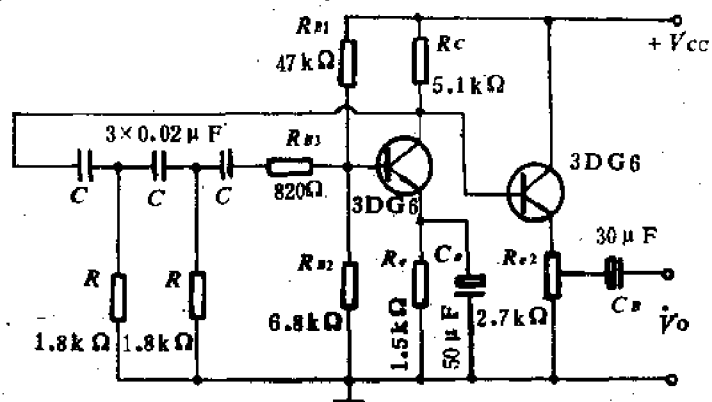


图8-5-6 实用RC相移振荡电路

因 $R_c = 5.1k\Omega$, 所以 $R = R_c / k = 5.1 / 2.7 = 1.8k\Omega$ 。

根据题意, 要求振荡频率为 $1kHz$, 由式 (8-5-12) 可算得电容 C 为:

$$C = \frac{1}{2\pi R f} \cdot \frac{1}{4k + 6} = \frac{1}{6.28 \times 1.8 \times 10^3 \times 10^3} \times \frac{1}{4 \times 2.7 + 6} = 0.0216 \times 10^{-6} F$$

选 $C = 0.022\mu F$

考虑到放大器的输入电阻 $R_i = r_{be} = 1k\Omega$, 所以 $R_{B3} = R - r_i = 1.8 - 1 = 0.8k\Omega$, 选 $R_{B3} = 800\Omega$ 。

(4) 射极输出器参数的选择

T_2 仍选 3DG6, $\beta = 60$, R_{e2} 选 $2.7k\Omega$ 的电位器, C_B 选 $30\mu F / 15V$ 的电解电容器。

移相式 RC 振荡器电路简单, 经济方便, 通常用于频率固定, 稳定性要求不高的场合。

三、双T型振荡器

利用双T型网络和运算放大器组成的正弦波振荡器如图8-5-7(a)所示。图(b)和(c)为双T网络 π 型等效电路及频率特性。由图8-5-7(b)有:

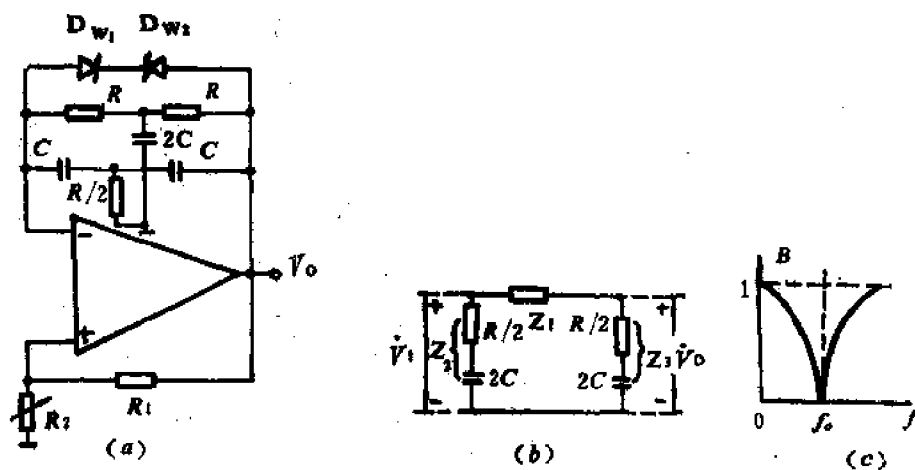


图8-5-7 双T型振荡器

$$\begin{aligned}\dot{B} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} \\ &= \frac{1 - (\omega RC)^2}{[1 - (\omega RC)^2 + j4\omega RC]} \\ |\dot{B}| &= \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[4\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}}\end{aligned}$$

显然, $\omega_0 = \frac{1}{RC} = \omega$ 时, $|\dot{B}| = 0$ 即 $\dot{V}_o = 0$ 。因此双T网络亦具有选频特性。由图8-5-7

(a) 可见, 对于 $f = f_0$ 以外的其它频率的信号, 负反馈较强。而对 $f = f_0$, 负反馈极弱 (理想为零), 因此在这一频率下很容易产生振荡。调节 R_2 以取得适量的正反馈, 获得良好的振荡波形。

图8-5-7(a)中加入 D_{v1} 和 D_{v2} 支路是用来稳定输出幅度的。当输出幅度增大时, 稳压管非线性电阻减小, 加强负反馈, 抑制输出幅度的增加。

这个电路的不足之处是频率调节较困难, 故适用于固定频率的场合。

第六节 负阻振荡器

由“电路分析基础”中已知, 如图8-6-1所示 R 、 L 、 C 电路, 当 C 充电后 K 打向2, 则电路会发生

自由振荡。当 $\delta \frac{R}{2L} < \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 时, 电流 i 的变化规律为:

$$i = \frac{V}{\omega L} \exp(-\delta t) \sin \omega t$$

式中 $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$

(8-6-1)

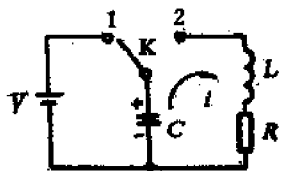


图8-6-1 RLC电路

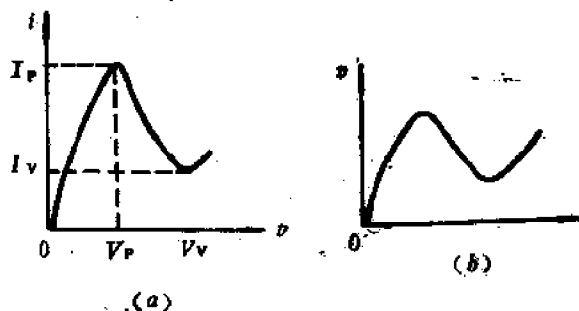


图8-6-2 特性曲线

可见当 $\delta = 0$ 时, 回路产生等幅振荡; $\delta < 0$ 时, 回路产生增幅振荡。 δ 表示回路由于 R 存在 (消耗能量) 而出现的衰减系数。假如回路中存在负电阻以抵消 R 的存在, 回路就可振荡了。这就是负阻振荡器。电子放大器件在具有正反馈的情况, 都可认为是负电阻。因此从这

个观点看,前面所述的振荡器都可从负阻观点去分析。但有专门制作的负阻器件,如隧道二极管、双基极二极管等。

负阻器分电压控制型和电流控制型。它们的特性曲线分别如图8-6-2(a)、(b)所示。隧道二极管就属图(a)曲线类,而双基极二极管则属图(b)曲线类。

由负阻器件构成的振荡器有串联型和并联型两种。图8-6-3示出了由隧道二极管组成的串联型图(a)和并联型图(b)振荡电路。其中 V_D 、 R_1 、 R_2 和 C_1 构成直流偏置电路提供D的合适静态工作点。

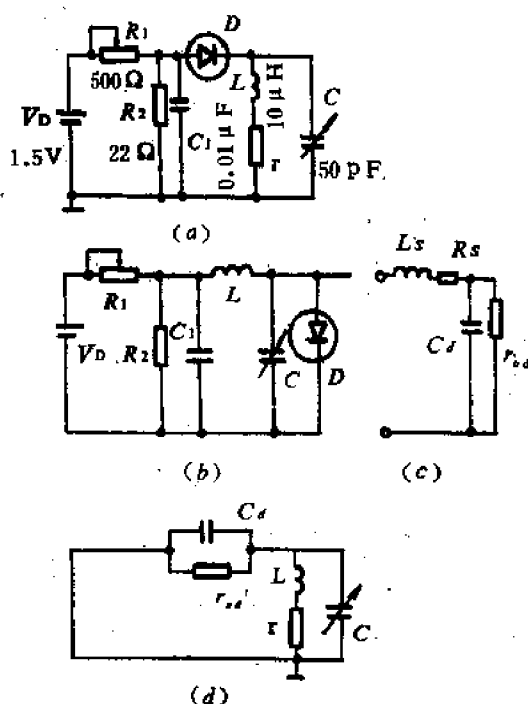


图8-6-3 负阻振荡器

图(c)为隧道二极管的等效电路。其中 L_s 为引线电感, R_s 为接点及引线电阻的总和。 r_{nd} 为图8-6-2(a)特性曲线上 I_p 、 I_v 两拐点间动态电阻最小值, C_d 为二极管结电容。通常 $R_s \approx 2 \sim 5 \Omega$, $L_s \approx 1 \sim 5 \mu H$, $C_d = 10 \sim 20 pF$ 。当忽略 R_s 及 L_s 时,图8-6-(a)、(b)的等效电路均可用图8-6-3(b)表示。这时回路等效损耗电阻为 $\frac{\omega^2 L^2}{r} = \frac{L}{r(C+C_d)}$,则起振条件为:

$$|r_{nd}| < \frac{L}{r(C+C_d)} \quad (8-6-2)$$

工作频率:
$$\omega = \sqrt{\frac{1}{(C+C_d)L} - \left(\frac{r}{L}\right)^2} \quad (8-6-3)$$

式中 r 为电感回路损耗电阻。

负阻振荡器常用于100MHz以上的超高频频段,目前已扩展到几十GHz以上。它的优点是噪声低,对温度变化不敏感,电路简单,体积小和成本低。但它的输出功率小,工作电压低。它只有两个端子,前后级不易隔离,电路调整困难,阻抗也不易匹配,负载和器件参数对振幅频率的影响大,因而频率和振幅的稳定都不如反馈式振荡器。

第七节 寄生振荡、间歇振荡和频率占据

在实际振荡电路中,由于各种原因,还可能会产生其它的振荡现象,例如:寄生振荡、间歇振荡、频率占据等。其中寄生振荡不仅存在于振荡电路中,而且还存在于放大电路中。这是必须力求避免的。间歇振荡一般也是不希望产生的,而频率占据则可被利用来实现分频等功能。

一、寄生振荡

寄生振荡是一种不希望产生的振荡。一旦放大器或振荡器产生寄生振荡,它们的性能就会受到严重破坏,甚至不能正常工作。

寄生振荡的现象及其产生的原因是十分复杂的,只有将原因分析清楚,才能对症下药地采取相应的措施将它们抑制掉。从振荡原理来看,各种抑制寄生振荡的措施无非都是破坏它们的振荡条件。不过,实际情况是复杂的,要找到产生寄生振荡的原因是十分困难的,这里仅扼要作一介绍。

如果寄生振荡是在远低于工作频率上发生的,则称为低频寄生振荡;反之,如果是在远高于工作频率上发生的,则称为超高频寄生振荡。不论抑制哪种寄生振荡,首先必须查明形成振荡的回路元件,而后才能去破坏它的振荡条件。

一般低频寄生振荡电路是由放大或振荡电路中的扼流圈和隔直流或旁路电容器所构成。因此,消除这种寄生振荡的措施是:在可能的情况下,力求减少扼流圈的个数,并适当选择扼流圈的电感量和隔直流或旁路电容器的电容量;或者扼流圈中串接小电阻或并接大电阻来增加寄生振荡回路损耗等都可以破坏寄生振荡条件。

一般超高频寄生振荡电路是电路由放大或振荡电路中的极间电容、元件分布参数(例如引线电感)所构成。其中元件的分布参数往往会在频率很高时改变该元件的性质,例如大容量的电容器会变成电感器,电感线圈会变成电容器。因此消除超高频寄生振荡的措施是:采用粗而短的引线,以减少引线电感;放大管的基极或集电极上串接小的无感电阻,以破坏振荡的振幅起振条件;隔直流或旁路的大电容器上并接几百PF的小电容器,以便在超高频段仍可将它看成为短路元件等。

除此以外,在电路安装时,元件的排列和布线必须合理,避免出现放大器输入与输出回路之间的寄生耦合。

顺便指出,在放大电路中,除了产生上述的低频和超高频寄生振荡外,还会产生工作频率附近的寄生振荡。为了消除这种寄生振荡必须对放大器进行合理设计。

二、间歇振荡

前已提到,利用分压偏置电路的自给偏置效应,可以有效地提高振荡器的振幅稳定性。但是如果发射极的旁路电容 C_E 和基极的耦合电容 C_B (如图8-7-1所示)取值不当,就会产生周期性的起振和停振现象(如图8-7-2所示)。通常将这种现象称为振荡器的间歇振荡。

在具有自给偏置效应的振荡电路中,振荡的建立和稳定取决于两个相互联系的瞬变过程。一是在偏置电压恒定时振荡电压增长(或衰减)的建立过程。这个过程的变化取决于环

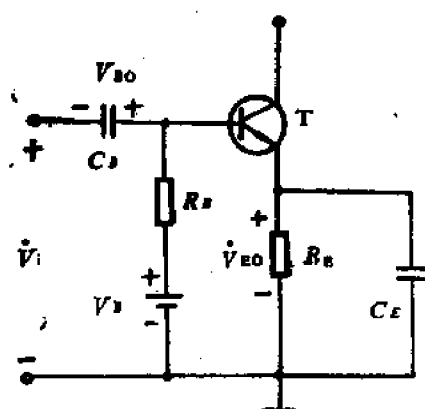


图8-7-1 自偏压电路

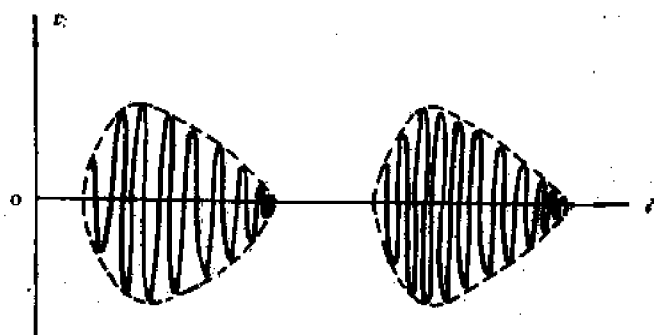


图8-7-2 间歇振荡

路增益 $T(\omega_p)$ 和回路有载品质因数 Q_s 的大小。 $T(\omega_p)$ 越小, Q_s 越高,振荡电压振幅变化就越慢。二是在 v_i 变化时偏压下降(或增加)的瞬变过程,这个过程的变化速度取决于 C_E 和 C_B 的大小。 C_E 和 C_B 越大,偏压的变化速度就越慢,但是,其中偏压减小的速度和增长的速度不同。前者比后者慢。其原因是 C_E 和 C_B 的充电和放电的时间常数不同。例如,静态时, C_E 上的偏压 $V_{EV} = V_{EQ}$, C_B 上的偏压 $V_{B0} = V_{BQ}$ 。故B-E间的偏压为 $V_{BEQ} = V_{BEQ} (= V_{BQ} - V_{EQ})$ 。加入输入电压 v_i 时,在 v_i 的一个高频周期内,管子经历了导通和截止两个过程:管子导通时, v_i 和相应的发射极电流通过管子向 C_E 充电,同时 C_B 通过管子B-E给放电;管子截止时, C_E 通过 R_E 放电, v_i 和 V_{BB} 通过 R_B 向 C_B 充电。由于管子导通时的电阻远比 R_E 和 R_B 小,因而, C_E 的充电快,放电慢;而 C_B 的放电快,充电慢。这样当 v_i 的振幅由小变大时, C_E 上偏压 V_{EQ} 将增长,并且增长的较快。 C_B 上的偏压 V_{BQ} 减小,并且减小得较快。结果使B-E间的偏压 V_{BEQ} 减小,并且减少得较快。反之,当 v_i 的振幅由大变小时, V_{EQ} 减小,并且减小得慢; V_{BQ} 增长,并且增长的慢,结果使 V_{BEQ} 增长,并且增长得慢。

当 C_B 和 C_E 不太大时,偏压变化的速度较快,能够跟得上振荡电压振幅的变化速度(无论是增大或减少)。因此,起振后,振荡电压振幅增大时,偏压相应地减小,直到进入平衡状态,振荡器产生持续的等幅振荡,不会出现间歇振荡。如图8-7-3所示,在环路增益特性曲线上,上

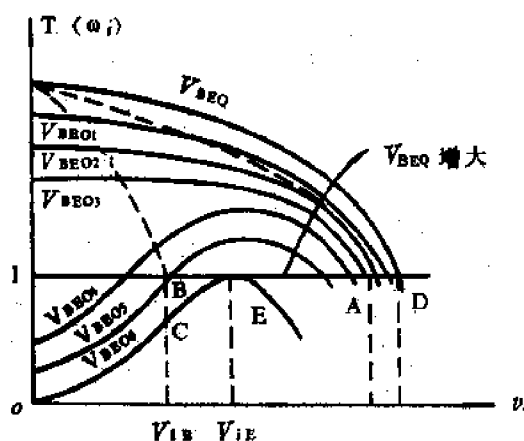


图8-7-3 环路增益特性曲线

述 v_i 振幅的增长过程是沿着右上虚线进行的,其中平衡点A是稳定的。

当 C_E 和 C_B 过大时,偏压变化速度慢,跟不上振荡电压 v_i 由大变小的变化,但还能大体跟上振荡电压 V_i 由小变大的变化。在这种情况下,振荡器就会产生如图8-7-4所示的间歇振荡,相应的环路增益则将沿着图8-7-3中的左下虚线进行。

在图8-7-4所示的 $0 \sim t_1$ 时间内,振荡器起振,它的振幅由小变大,直到 t_1 时,振荡器进入平衡状态。相应的振荡电压振幅为 V_{iBV} ,偏压为 V_{BEQ_0} 。与此相对应,环路增益则沿图8-7-3中所示虚线行进到平衡点B。但是,这个平衡点是不稳定的,因为当某种扰动(电路中的固有噪声或外界因素的变化)使 v_i 自 V_{iB} 稍微减小时,由于 C_E 来不及放电, C_B 来不及充电,偏压也就来不及跟着变化,其值几乎维持不变。因此,平衡状态受到破坏,环路增益将沿着恒压偏置曲线自B点进行到C点,使 $T(\omega_g)$ 值小于1,从而促使振荡电压继续减小,直到放大管截止,振荡电压按回路的自由振荡规律衰减。同时, V_{BEQ} 也开始缓慢增大直到 $t = t_2$ 时(图8-7-4),振荡器才满足起振条件,开始第二个振荡过程。如此周而复始,便产生了间歇振荡。

当 C_B 和 C_E 进一步增大时,偏压变化的速度更慢,不仅跟不上振荡电压 v_i 由大变小的变化,也跟不上振荡电压 v_i 的由小变大的变化,在这种情况下间歇振荡波形如图8-7-5所示。图中,自 $0 \sim t_1$ 时间,即自起振到达平衡时,可近似认为偏压几乎不变,因此,在图8-7-3上环路增益将沿着恒压偏置 V_{BEQ} 曲线进行到D点, v_i 自零增加到 V_{iD} ,如果某种扰动使 v_i 自 V_{iD} 减小,但

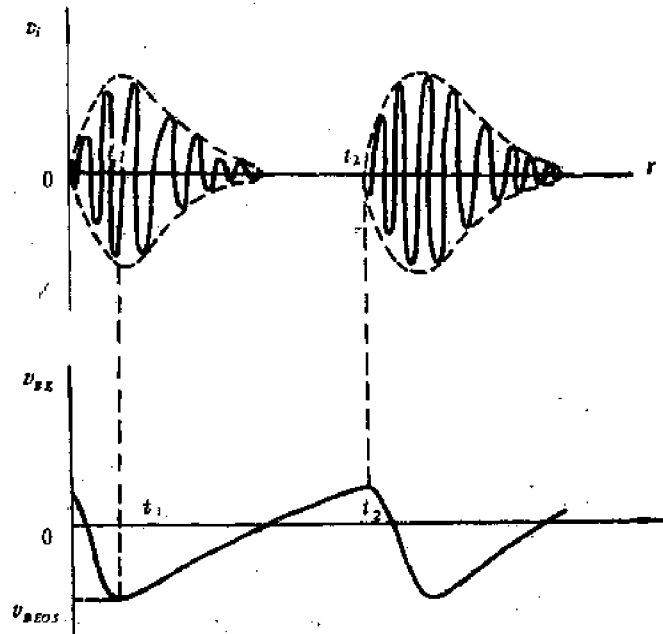


图8-7-4 间歇振荡现象

偏压因惰性作用还来不及跟着增加,而仍然继续减小,因而平衡点就将沿着 $T(\omega_g) = 1$ 的水平线向左行进,直到E点, v_i 也就自 V_{iD} 减少到 V_{iE} 。在E点(即时间 t_2), $T_2(\omega_g) = 1$ 的水平线和恒压偏置 V_{BEQ} 的曲线相切,振荡器就不再满足振幅稳定条件,结果使 v_i 迅速减小。随后偏压又开始回升,直到振荡器重新满足起振条件,从而产生第二次振荡过程。可见,在这种间歇振荡波形中,会出现一段相对平衡的振荡过程。

由上述讨论可知,为了避免产生间歇振荡,偏压的变化速度必须比振荡电压的变化速度快。为此,一方面应增大振荡回路的有载品质因数 Q_e ,以减小振荡电压的变化速度;另一方面应注意 C_B 和 C_E 的数值不要取得过大,以避免偏压的变化速度过慢。

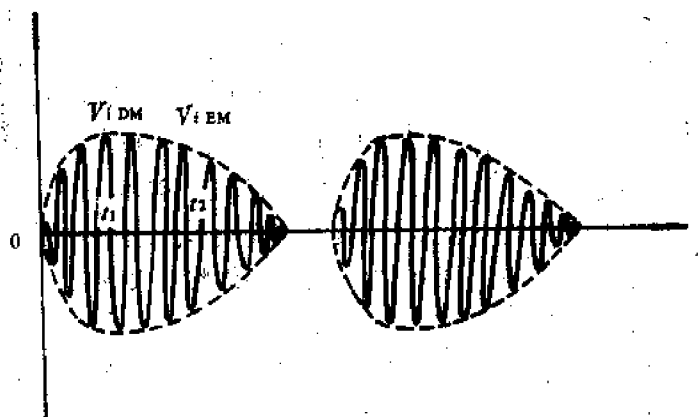


图 8-7-5 振荡波形

第八节 非正弦振荡

非正弦振荡是指除正弦振荡以外的其它类型自激振荡器,如方波产生器、锯齿波产生器、三角波产生器、阶梯波产生器等。非正弦振荡原理与正弦振荡原理相同,都要满足式(8-1-2)所决定的起振条件和式(8-1-4)所决定的平衡条件及由式(8-1-5)、式(8-1-6)所决定的稳定条件。振荡电路主要由集成运算放大器加上一些贮能元件所组成。下面分别就常用的几种非正弦振荡器予以讨论。

一、方波产生器

方波产生器是一种能够直接产生方波或矩形波的非正弦波产生器。由于方波或矩形波已含着极丰富的谐波,因此,这种电路又称为多谐波振荡器。基本电路组成如图8-8-1(a)

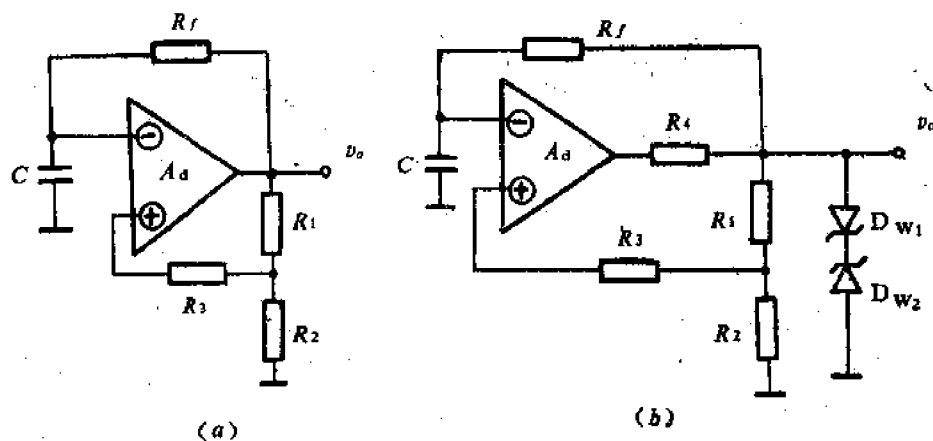


图8-8-1 方波产生器

所示,它是以比较器为基础的。输出端经 R_1 和 R_2 分压、通过 R_3 把反馈电压引到比较器的同相端。显然,对于差动输入回路来说,它是属于电压串联正反馈电路。与此同时,输出电压又经 R_f 与电容 C 组成的积分电路,把另一个反馈电压加到反相端。这时,运算放大器在电路中起比较器的作用, R_3 的引入是为了保证必要的输入平衡电阻。

通常在运放的输出端引入由限流电阻 R_4 和两个背靠背的硅稳压管组成的双向限幅电路,其电路如图8-8-1(b)所示。

设 $R_3 \gg R_2$,则正反馈系数 B 为:

$$B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8-8-1)$$

在接通电源的瞬间,输出电压究竟偏向于正饱和还是负饱和,那纯属偶然。设输出电压偏向于饱和值,即 $V_o = -V_z$ 时,加到集成运放同相端的电压为 $-BV_z$,而加到反相端的电压,由于电容器 C 上的电压 v_c 不能突变,只能由输出电压 V_o 通过电阻 R_f 按指数规律向 C 充电来建立如图8-8-2(a)、(c)所示,充电电流为 i^+ 。显然,当加到同相端的电压 v_c 略负于 $-BV_z$ 时,输出电压便立即从负饱和值 $(-V_z)$ 迅速翻到正饱和值 $(+V_z)$ 、 $+V_z$ 又通过 R_f 对 C 进行反向

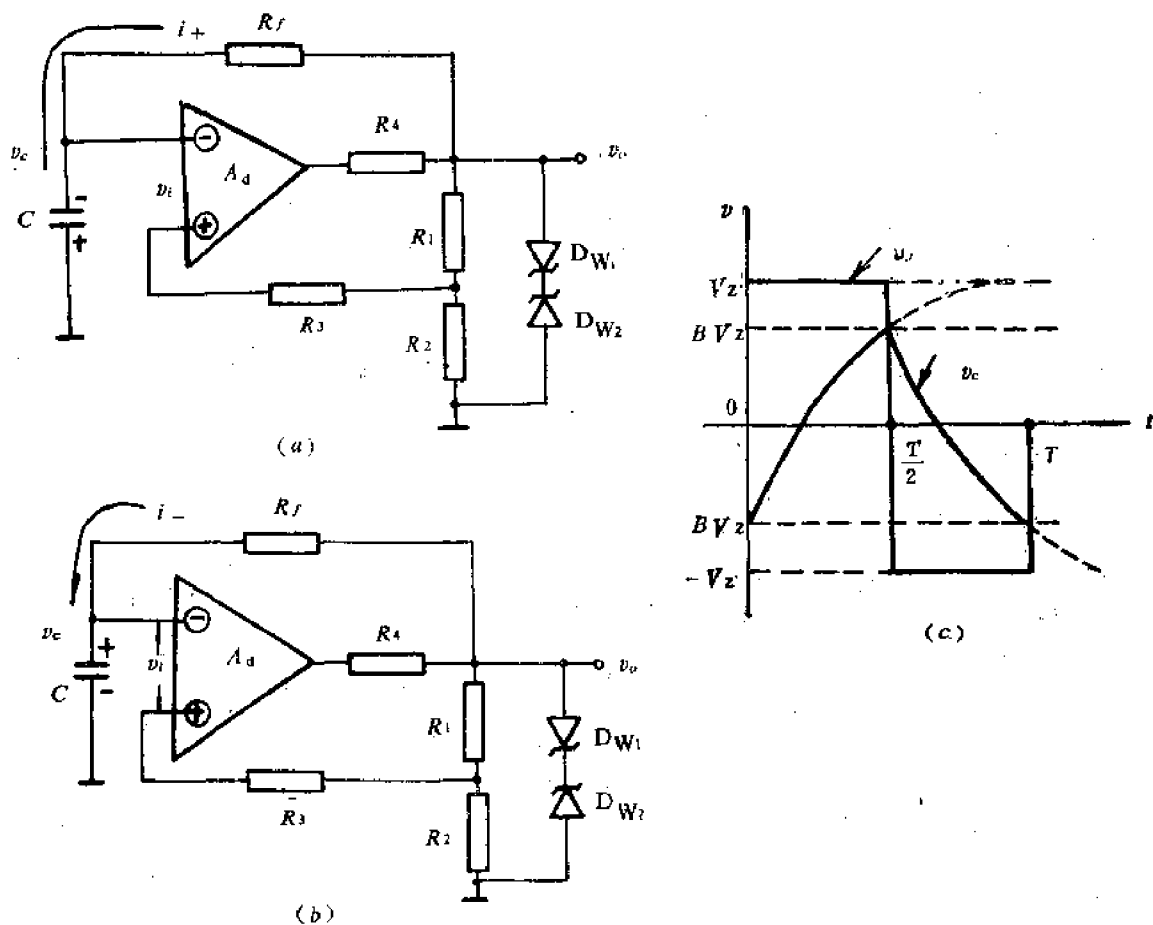


图8-8-2 方波产生器工作原理图

充电,如图9-8-2 (b)所示,充电电流 i_c 直到 v_c 略正于 BV_z 值时,输出状态再翻转过来,如此循环不已,形成一系列的方波输出。

图8-8-2 (c)画出了在一个方波的周期内,输出端及电容器 C 上的电压波形,设 $t=0$ 时, $V_c = -BV_z$,则在 $T/2$ 时间内,电容 C 上的电压 V_c 将以指数规律由 $-BV_z$ 向 $+V_z$ 方向变化,电容器端电压随时间变化规律为:

$$V_c(t) = V_z \left[1 - (1+B) \exp \frac{t}{R_f C} \right] \quad (8-8-2)$$

设 T 为方波的周期,当 $t = \frac{T}{2}$ 时, $V_c \left(\frac{T}{2} \right) = BV_z$ 代入式,可得:

$$V_c \left(\frac{T}{2} \right) = V_z \left[1 - (1+B) \exp 2 \frac{T}{R_f C} \right] = BV_z$$

对 T 求解,可得:

$$T = 2R_f CL_n \left(\frac{1+B}{1-B} \right) = 2R_f CL_n \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (8-8-3)$$

如适当选取 R_1 和 R_2 的值,可使 $B = 0.47$,则振荡周期可简化为 $T = 2R_f C$,或振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_f C} \quad (8-8-4)$$

由上分析,可以归纳为如下几点:

- (1) 在低频范围内,对于固定频率来说,此电路是很好的振荡电路;
- (2) 电路的振荡频率可以通过改变 R_f 的数值来进行调节;
- (3) 频率的稳定性主要取决于电容器和稳压管的稳定性,即使使用性能较差的集成运放,其频率漂移仍是很小的;
- (4) 振荡波形在振幅和时间上的对称性取决于背靠背稳压管的对称性。

在一般情况下,对于频率在10Hz到10kHz范围内,只要运放有足够的驱动电流驱动稳压管,反馈网络以及任何外接负载(包括外接电容器),电路的振荡始终处于稳定的工作状态。但应注意,当振荡频率较高时,为了获得前后沿较陡的方波,以选择转换速率较高的运放为宜。

例8-8-1 试设计一个最简单的方波产生器,某工作频率 $f = 200\text{Hz}$ ($T = 0.005\text{s}$),输出幅度为 $\pm 10\text{V}$ 。

解: (1) 设所选的电路方案如图8-8-2(a)所示,集成运放选用5G24型,供电电压为 $\pm 15\text{V}$;

(2) 正负限幅器参数选择: 由于输出电压被限制在 $\pm 10\text{V}$,可选用两个稳定电压为 10V 的2CW2,并将其背靠背地连接,这样降落在限流电阻 R_z 上的电压为 $15 - 10 = 5\text{V}$,因此,对于 $I_z = 5\text{mA}$ 来说, $R = V_{RS}/I_z = 5\text{V}/5\text{mA} = 1\text{k}\Omega$;

(3) 积分电路 C 、 R_f 的选择和计算: 若选择 $C = 0.1\mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$, $B = 0.5$,根据 $T = 2R_f CL_n \frac{1+B}{1-B}$,则有 $f = \frac{T}{2CL_n 3} = \frac{5 \times 10}{2 \times 10^{-7} \times 1.1} = 22.73 \approx 22\text{kHz}$,图8-8-3为所设计的方波产生器电路。

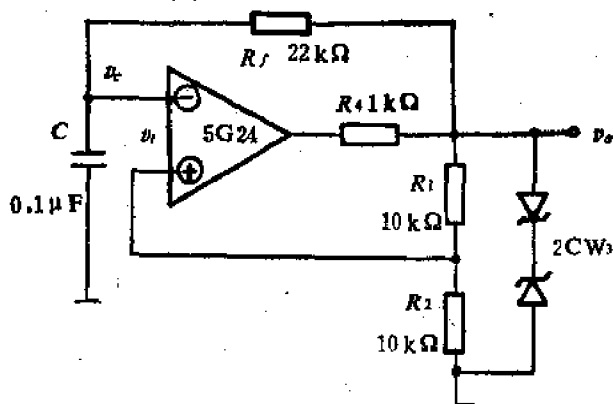


图8-8-3 例8-8-1方波产生器电路

二、三角波产生器

在上述方波产生器的输出端再接上一个积分器,就可以组成三角波产生器。由方波经积分产生三角波的电路很多,这里我们介绍由三只集成运放组成的三角波产生器。基本原理如图8-8-4所示。图中 A_1 组成积分器。用来将方波转换成三角波; A_1 、 A_2 组成限幅比较器,用以产生方波,其中由 R_3 所引入的正反馈跨过两级,保证了电路的迅速翻转,是本电路的特点。 A_1 的输入由 A_2 输出供给; A_2 的输入同时由 A_1 和 A_3 并行供给, A_3 的输出电压 v_{o3} ,被限幅器限制

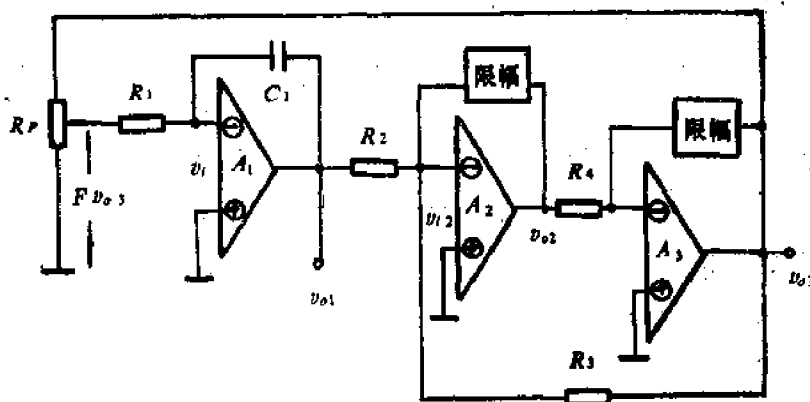


图8-8-4 三角波产生器原理电路图

在 $+V_{om} \sim -V_{om}$ 的范围内(对称限幅)。这里 $+V_{om}$ 、 $-V_{om}$ 为上、下限幅电平。因此, A_1 的输入电压是 $+BV_{om}$ 或 $-BV_{om}$, B 为反馈系数。电路的主要波形如图8-8-5所示。

为了分析方便,假设当 $t=0$ 时,限幅比较器的输出电压为 $V_{o2}(t) = +V_{om}$ 。此电压经电位器 R_3 反馈到 A_1 的输入端 $V_{i2}(t) = +V_{om}$,这样近似恒定的电流 I^+ 对积分电容充电, $I^+ = BV_{om}/R_1$ (设 $R_3 \ll R_1$)。于是,积分器的输出电压 $v_{o1}(t)$ 负向线性地增长,即:

$$v_{o1}(t) = v_{o1}(0) - \frac{1}{C_1} \int_0^t I^+ dt = v_{o1}(0) - \frac{BV_{om}}{R_1 C_1} t \quad (8-8-5)$$

上述积分过程不是无限制地进行下去。其状态转换取决于限幅比较器的输入电压 $v_i(t)$ 的变化。当 A_1 运放本身的输入电阻 r_{i1} 很大时,应用叠加原理可以写出

$$v_{i2}(t) = \frac{R_2 v_{o3}(t)}{R_2 + R_3} + \frac{R_3 v_{o1}(t)}{R_2 + R_3} \quad (8-8-6)$$

当 $v_{i2}(t)$ 由正值过零转为负值时, 比较器翻转, 其输出电压 $v_{o2}(t)$ 由 V_{om} 突然下降为 $-V_{om}$ 。此时 $t = T_1$ (见图8-8-5), $v_{i2}(T_1) = 0$, 由式 (8-8-6), 并注意翻转前 $v_{o2}(t) = +V_{om}$, 可得:

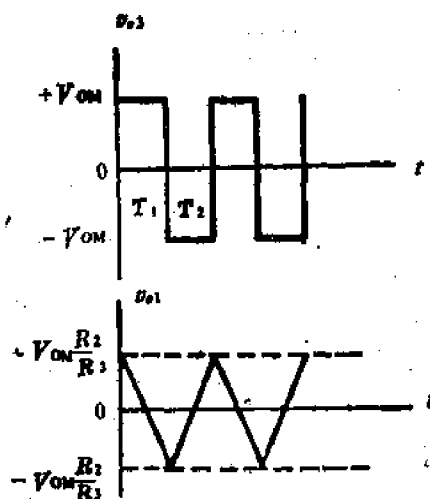


图8-8-5 波形图

$$v_{o1}(T_1) = -\frac{R_2}{R_3} v_{o2}(t) = -\frac{R_2}{R_3} V_{om} \quad (8-8-7)$$

在 $T_1 < t < (T_1 + T_2)$ 期间内, 积分电容 C_1 的充电电流为:

$$I = -\frac{BV_{om}}{R_1} = -I^+$$

此时, 积分器的输出电压 $v_{o1}(t)$ 按正向线性地增长。当 $t = T_1 + T_2$, 比较器再翻回到原处, 其输出电压又变为正值:

$$v_{o1}(T_1 + T_2) = \frac{R_2}{R_3} V_{om} \quad (8-8-8)$$

电路如此周而复始, 循环不已。于是从 A_1 输出三角波电压

电路的振荡周期可根据三角波的时间函数表达式来求出, 在 $0 < t < T_1$ 的时间内:

$$v_{o1}(t) = \frac{R_2}{R_3} V_{om} - \frac{BV_{om}}{R_1 C_1} t$$

当 $t = T_1$ 时, 由式 (8-8-7) 可知 $v_{o1}(T_1) = -\frac{R_2}{R_3} V_{om}$, 于是有:

$$-\frac{R_2}{R_3} V_{om} = \frac{R_2}{R_3} V_{om} - \frac{BV_{om}}{R_1 C_1} T_1$$

由此得:

$$T_1 = \frac{2R_2 R_1 C_1}{R_3 B} \quad (8-8-9)$$

在对称限幅的条件下,可以推知 $T_2 = T_1$,由式(8-8-9)并设 $R_2 = R_3$,则得:

$$T = T_1 + T_2 = 2T_1 = \frac{4R_1C_1}{B} \quad (8-8-10)$$

或
$$f = \frac{B}{4R_1C_1} \quad (8-8-11)$$

图8-8-6是根据上述原理电路而设计的一种实用的三角产生器的电路图,频率范围为0.1 Hz~10Hz,输出电压幅值为 $\pm 10V$ 。

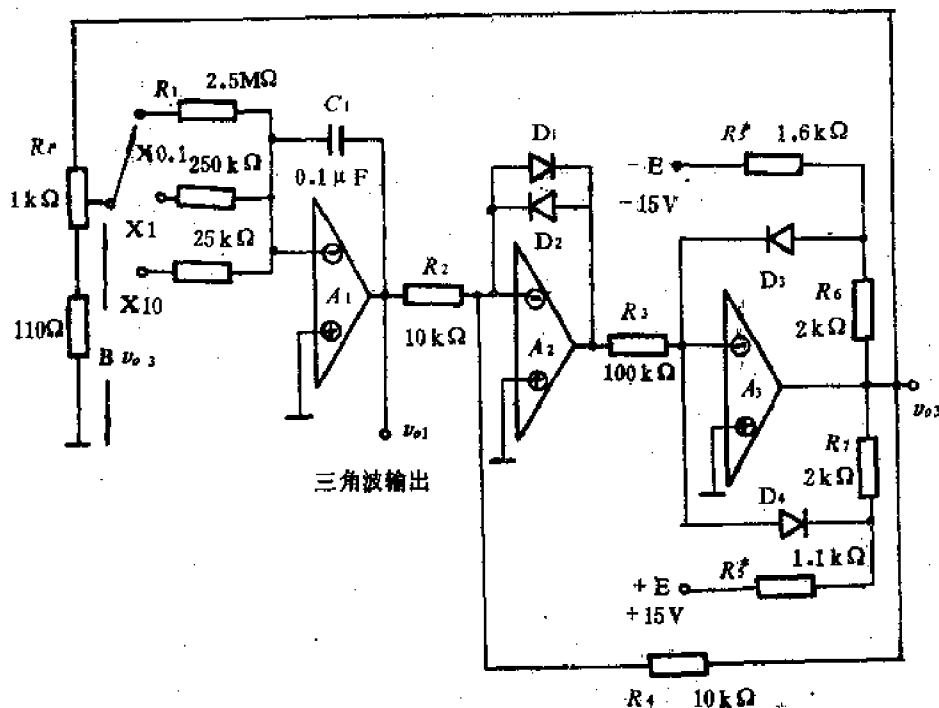


图8-8-6 实际三角波产生电路

图中第一级的积分器电阻 R_1 利用开关 S_1 以改变积分时间常数,作为三角波的频率粗调。电位器 R_f 可以控制输入方波幅值,可作为三角波频率的细调。第二级为采用二极管 D_1 和 D_2 的双向限幅比较器,其输出幅值被限制在 $\pm 0.7V$ 左右。第三级为电阻分压式双向限幅器。现以正向限幅为例(如图8-8-7(a)所示),来说明电路的限幅原理。当输入电压 v_i 为负值时,输出电压 v_o 为正值。当 v_o 负向增加,即 v_o 正向增加到足够大,至使 v_B 变得大于二极管的正向压降 V_D 时,二极管 D 开始导电(此时 I_D 很小)。由于运放的开环差模放大倍数 A_d 很高, $v_i = 0$,这时的等效电路如图8-8-7(b)所示。根据叠加原理,输出电压 v_o 的起始正向限幅值为:

$$V_{om} = \frac{R_6}{R_6}E + \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)V_D \quad (8-8-12)$$

式中第一项仅考虑 $(-E)$ 对输出电压的影响,(令 $V_D = 0$),第二项仅考虑 V_D 对输出电压的影响。

响 (令 $-E=0$)。在限幅作用发生后, D_3 开始导通, v_o 继续增加, 以致 I_D 远大于流过 R_5 的电流时, 闭环电压放大倍数接近为 $-R_5/R_3$ 。如果 $R_3 \ll R_5$ 时, 则限幅后的斜率将趋近于零。然而 R_5 的阻值太小, 则输出限幅值 V_{om} 也很小。

同理, 当输入电压 v_i 为正值时, 只要负向输出电压足够大, 二极管 D_3 开始导通 (见图8-8-6) 负向输出电压起始限幅值将为:

$$-V_{om} = -\frac{R_5}{R_3}E - \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right)V_D \quad (8-8-13)$$

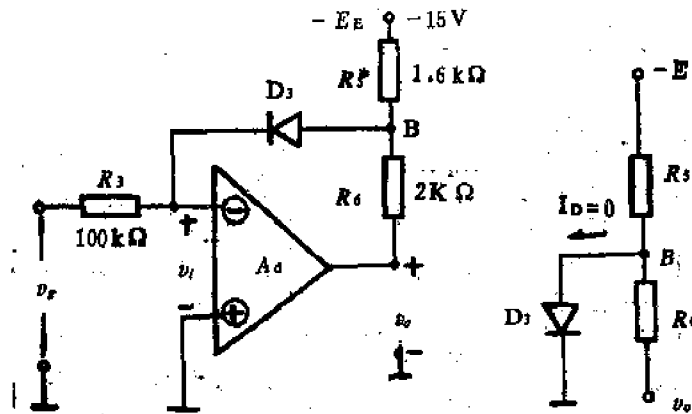


图8-8-7 限幅电路

由电路参数值 $R_3=1k\Omega$, $R_5=106k\Omega$, 分别代入式 (8-8-12) 和式 (8-8-13) 可得:

$$+V_{om} = +10V, \quad -V_{om} = -10V$$

由此可见, 电阻分压式双向限幅器可以输出幅度为 $\pm 10V$ 的方波电压。这是一种常用的双向限幅器。它的特点是限幅值很容易通过改变 R_5 、 R_3 的比值来调整。缺点是限幅电平不太精确, 二极管 V_D 随温度的变化而变化。

三、锯齿形产生器

在示波器, 数字仪表, 雷达装置等电子设备中, 都需要一种随时间作线性变化成锯齿波形的电压, 以作为扫描或变换之用。就其工作原理而言, 锯齿波产生器与产生三角波的电路基本上是一致的, 只是作为积分器的电阻分别有两条道路。当上述三角波的正向积分和负向积分速率明显不同时, 就构成锯齿波产生器。图8-8-8中画出了与图8-8-6三角波产生器极为相似的锯齿波产生器原理电路图。它们的主要区别是图8-8-6中的 R_1 的两端并接了一条 D_1 和 R_5 相串联的支路。设 $t=0$ 时, A_2 的输出端出现负饱和, 并使其输出限制在下限幅电平 $-V_{om} = -10V$, 并加到积分放大器 A_1 的输入端。二极管 D_1 处于负向偏置而截止。于是 C_1 被正向充电。充电时间常数为 $R_1 C_1$, A_1 的输出电压 v_o 作线性增长, 形成锯齿波的正程, 并使 A_2 的反相端开始上升。当其他电压上升并由负值过零时, A_2 和 A_3 组成的限幅比较器的输出电压将从下限幅电平 $-V_{om}$ 转换为上限幅电平 $+V_{om}$, 以负的钳位值转换为正的钳位值。即 A_3 的输出电压 v_{o3} 为 $+V_{om} = +10V$ 。此电压反馈到 A_2 的输入端, D_1 即处于正向偏置而导通, 于是积分过程发生转向, 电容 C_1 被负向充电, 输出电压作负的线性增长。由于这时的积分时间常数为 $(R_5 // R_1) C_1$,

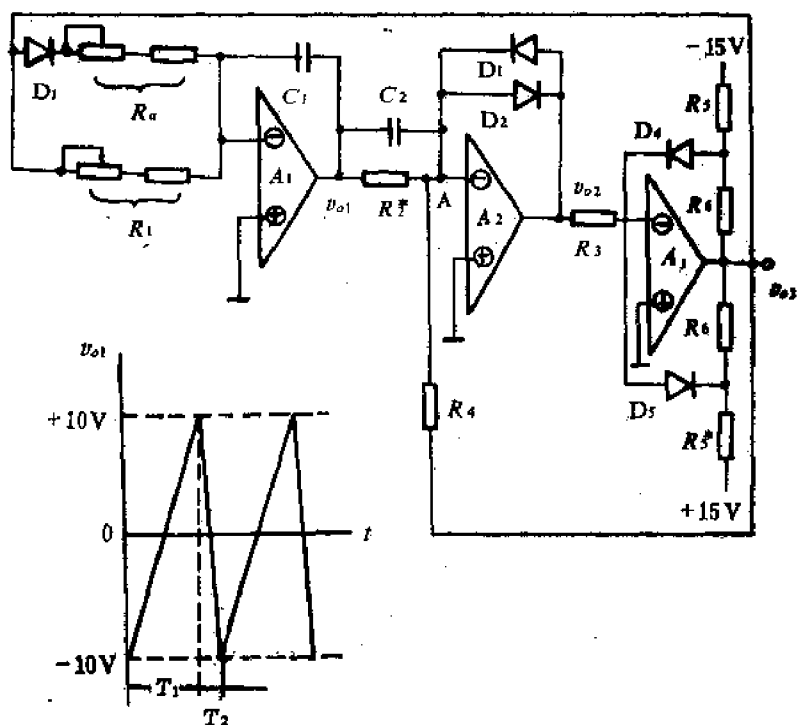


图8-8-8 锯齿波产生器

而 $(R_a // R_1) \ll R_1$, 锯齿波形成很短的回程。如此周而复始, 循环不已, 形成一系列锯齿波输出。

当正负限幅电平相等时, 其振荡周期可由下式确定:

$$T = T_1 + T_2$$

$$\text{式中} \quad T_1 = \frac{2B_1 C_1}{B} = 2R_1 C_1, \quad (\text{当 } B = 1 \text{ 时}) \quad (8-8-14)$$

$$T_2 = 2(R_1 // R_a) C_1 \approx 2R_a C_1 \quad (8-8-15)$$

$$\text{因此, } T = 2R_1 C_1 + 2R_a C_1 = 2C_1 (R_1 + R_a) \quad (8-8-16)$$

当改变 R_1 和 R_a 时, 可以改变锯齿波正程和回程的时间, 从而可以改变它的周期。在图 8-8-8 中, R_a 用来调节 A_1 输出电压的正负限幅电平。

4. 密特触发器

施密特触发器是具有正反馈的电压比较器。如图 8-8-9 所示, 它是在图 6-5-5 (a) 电压比较器的基础上, 通过 R_1 和 R_2 分压器把输出电压加到放大器的同相端而形成正反馈的。图中电路 R_2 的一端接到电压 V_R 上, V_R 的大小决定了触发器的触发电平。通常选取 R_1 的数值比集成运放的输出电阻大得多, R_2 和 R_1 的并联电阻又比输入电阻小得多。触发输入信号加于集成运放的反相端。电路中正反馈的引入, 有助于加速电路从一种输出状态翻转到另一种输出状态。这样, 施密特触发器较之上述电压比较器翻转速度来得更快, 过渡时间更短。因此一种良好的开关电路, 在脉冲数字系统中, 广泛地用来作为幅度比较器 (或称幅度甄别器) 及整形电路等。

由图8-8-9可知,电路的正反馈系数为:

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8-8-17)$$

设 $A_v = -5 \times 10^3$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\Omega$, 则环路放大倍数为:

$$\begin{aligned} -BA_v &= -\frac{R_2}{R_1 + R_2} A_v \\ &= -0.1 \times \frac{-5 \times 10^3}{10.1} = 49.5 \gg 1 \end{aligned} \quad (8-8-18)$$

设 $V_{c+} = -V_{c-} = 5\text{V}$; 当输入电压 $V_o < V_1$ 时, $V_{c-} = V_{c+} = +5\text{V}$, 根据叠加原理, 可以由图8-8-6求得同相端电压 V_1 为

$$V_1 = \frac{R_2 V_{c+}}{R_1 + R_2} \quad (8-8-19)$$

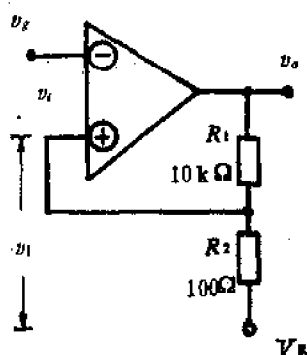


图8-8-9 施密特触发器

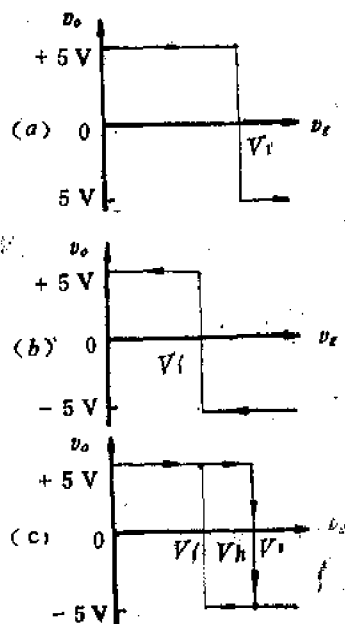


图8-8-10 波形变化

现在设 v_i 从零逐渐增大, 直到 $v_o = V_1$ 以前, v_o 始终保持 $V_{c+} = 5\text{V}$, 而 v_1 值不变。只有到 v_o 略大于 V_1 时, 才迫使 v_o 从 $V_{c+} = 5\text{V}$ 翻转到 $V_{c-} = -5\text{V}$ 。只要 $v_o > V_1$, v_o 始终保持为 -5V , 其传输特性如图8-8-10 (a) 所示。

当 $v_o > V_1$ 时, 由于 v_o 翻转到 $v_o = -5\text{V}$, 运放同相端电位将变成:

$$v_c = V_1' = \frac{R_1 V_R}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{c-}}{R_1 + R_2} \quad (8-8-20)$$

现在如果减小 v_o , 一直到 $v_o = V_1'$ 以前, v_o 始终保持为 $v_o = -5\text{V}$ 。只有当 v_o 略小于 V_1' 时, v_o 才由 -5V 跳变到 $+5\text{V}$, 其传输特性如图8-8-10 (b) 所示。

把图8-8-10 (a) 和 (b) 的传输特性合在一起, 就构成了如图 (c) 所示的合成传输特

性。根据图8-8-9所示参数及 $v_0 = \pm 5V$ 可求出:

$$V_1 = 1.04V$$

$$V_1' = 0.94V$$

可见 $V_1 > V_1'$ 。 V_1 称为上限触发电平, V_1' 称为下限触发电平。它们之间的差值 V_H 可由式(8-8-19)及式(8-8-20)求得(注意 $V_0^+ = -V_0^-$)

$$\begin{aligned} V_H &= V_1 - V_1' \\ &= \frac{2R_2V_0^+}{R_1 + R_2} = 0.1V \end{aligned} \quad (8-8-21)$$

V_H 为施密特触发器的回差电压,这是它的一个重要特点。

实际中,为了提高电路的抗干扰能力,增强电路的可靠性,一般应调整参数,使环路增益大于1,从而产生一定的回差电压。

施密特触发器的另一个特点是存在两个输出状态。它们都是输入电压振幅函数。在去掉 v_0 后,输出状态回到原态。

这种电路用途都多,如用于整形,可将输入的慢变化信号转换为方波输出,如图8-8-11所示。

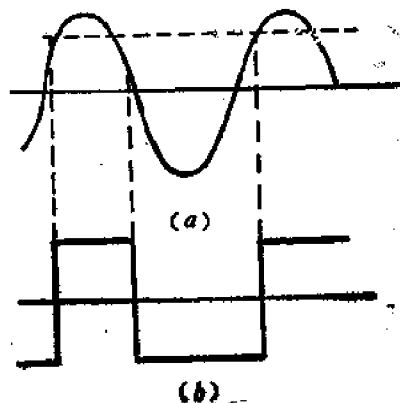


图8-8-11 整形示意图

第九节 集成振荡器

由于集成工艺的发展,目前已开始应用集成振荡器。

如图8-9-1(a)就是由莫托罗拉MC1553和晶体组成的振荡器。MC1553具有较大的输出振幅能力和宽频带,常用来作高频时钟或振荡。为保证晶体在比较低的阻抗状态下工作,通常在引线5端不接偏置去耦电容。因为增益不加反馈控制,输出信号谐波分量高,因此接 π 型滤波器以提取基频。

图8-9-2示出了由MC1500内部电路。当 C_2 调节到80pF时,输出振荡频率可达13MHz, C_2 增到2000pF时,频率降为3MHz。

图8-9-3为由几个集成块构成的波形发生器。

ICL8038是多种波形发生器。它的输出正弦波和方波加到视频放大器MC1445L的两个输入端,方波同时加到SN7473四分频电路的计数输入端,其输出控制MC1445L的输出波形,输出两种交变的波形时是每两周变换一次。

图8-9-4多波形发生器。振荡器是由NE566构成,频率为0.1Hz~1MHz,通过改变 R_1 、 C 完成调节频率。其输出三角波和方波加到运放 A_1 、 A_2 (NE531), A_1 利用二极管进行正弦波变换将三角波变换成正弦波,由 A_2 输出。

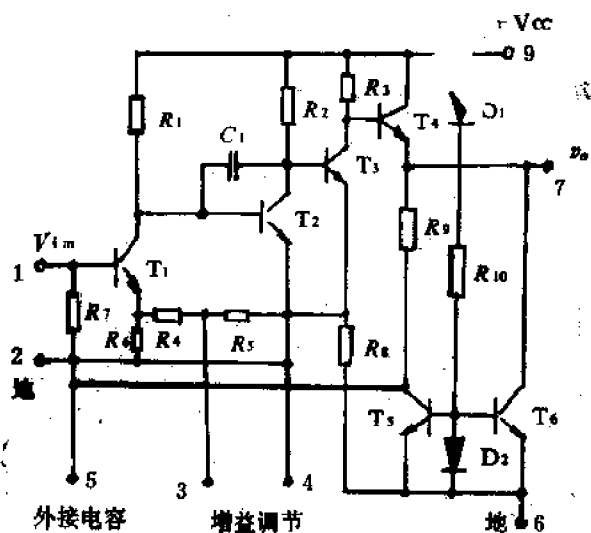
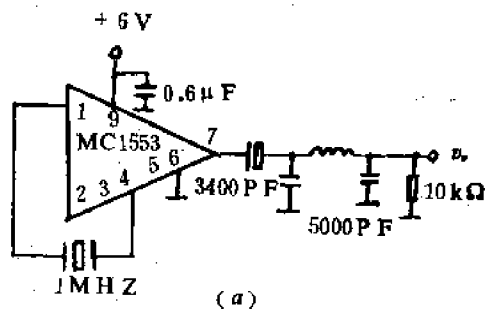


图8-9-1 集成晶体振荡器

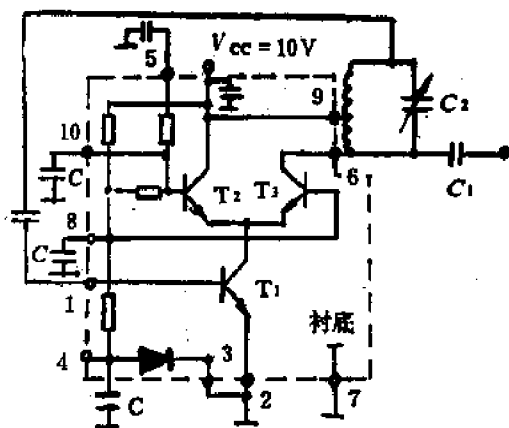


图8-9-2 MC1500构成的振荡器

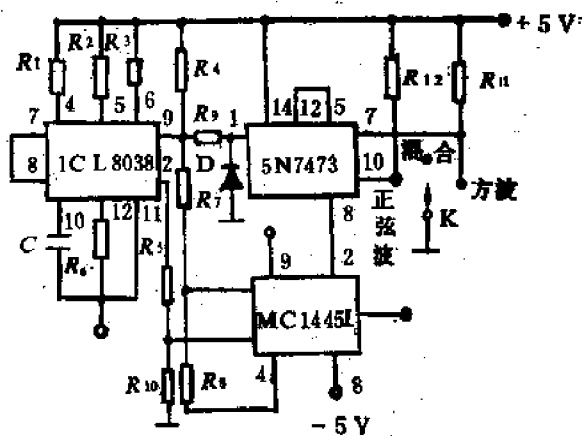


图8-9-3 集成电路波形产生器

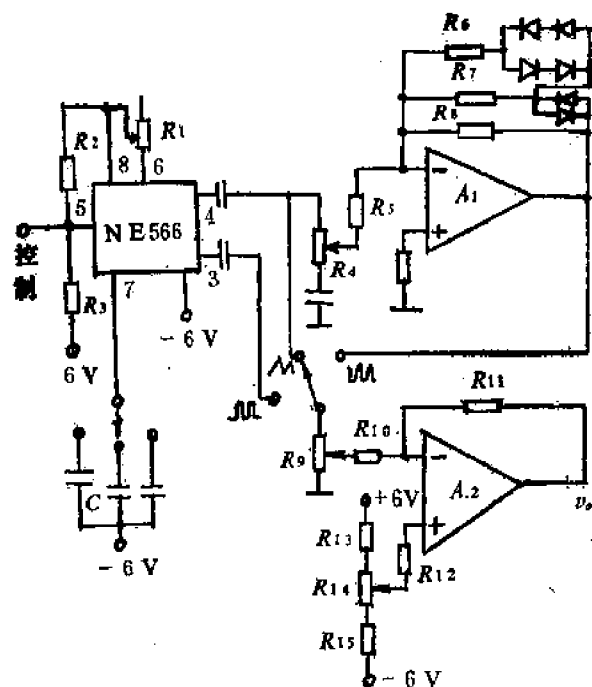
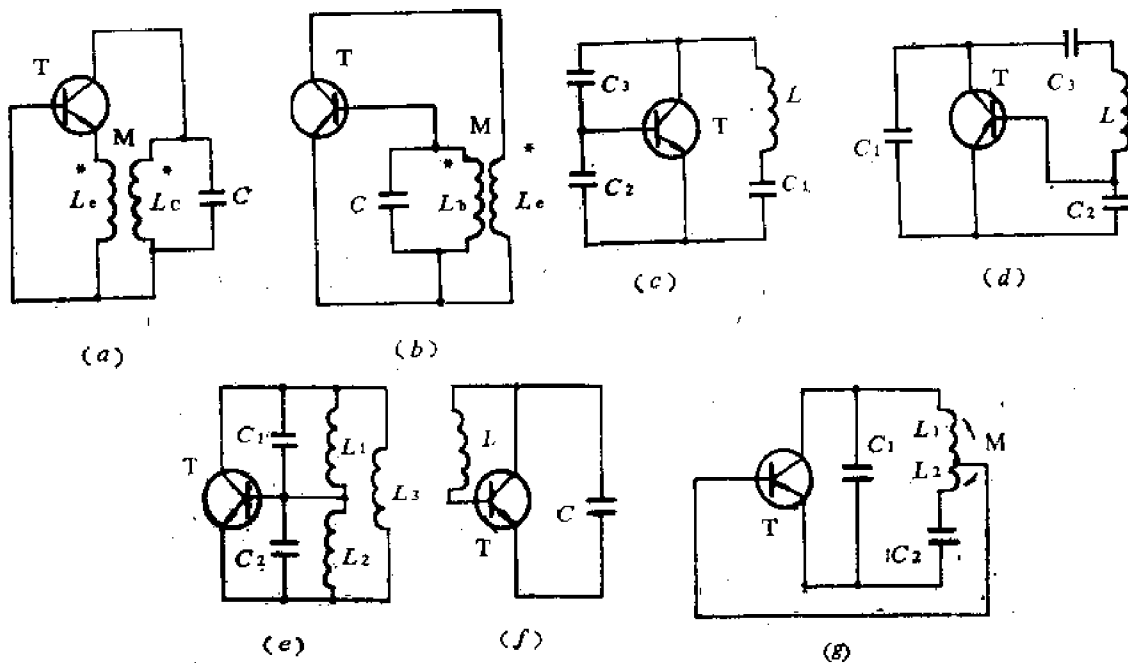


图8-9-4 多波形发生器

习 题

8-1 根据振荡器的相位平衡条件,判断图示电路中哪些可能产生振荡? 哪些不能产生振荡? 若能产生振荡,则要说明是属于哪种振荡电路?



题8-1图

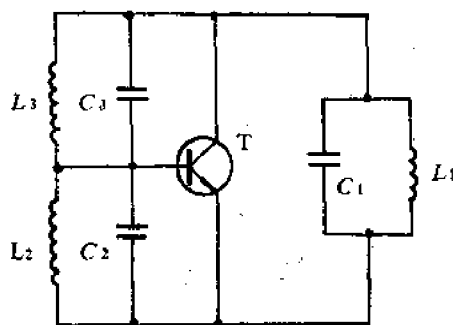
8-2 图示之谐振回路振荡器的交流电路中,若电路参数之间的关系为:

(1) $L_1 C_1 > L_2 C_2 > L_3 C_3$;

(2) $L_1 C_1 < L_2 C_2 < L_3 C_3$;

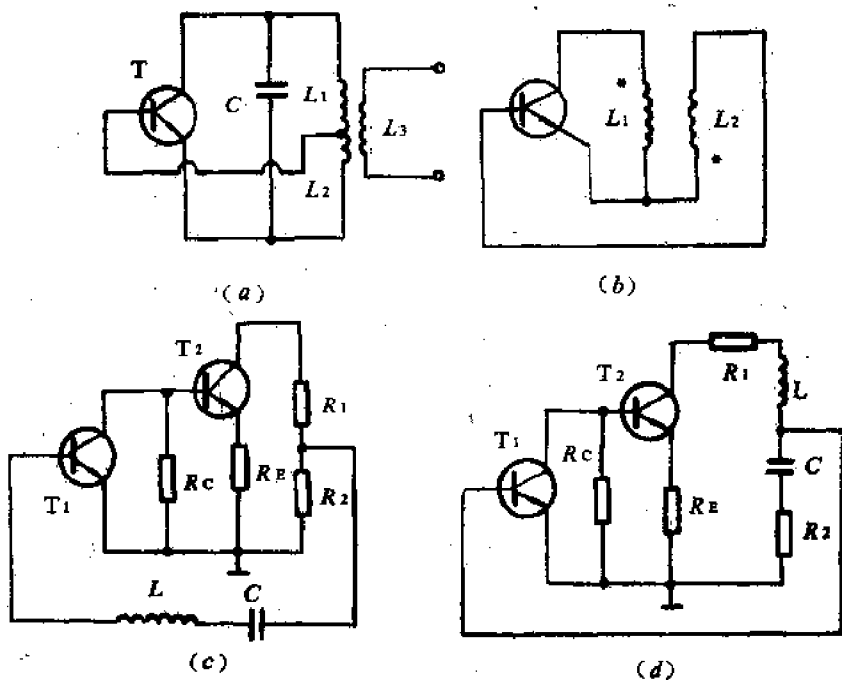
(3) $L_2 C_2 > L_3 C_3 > L_1 C_1$,

分析电路能否振荡,若能振荡,则属于哪种类型的电路,其振荡频率与各回路固有频率之间是什么关系?



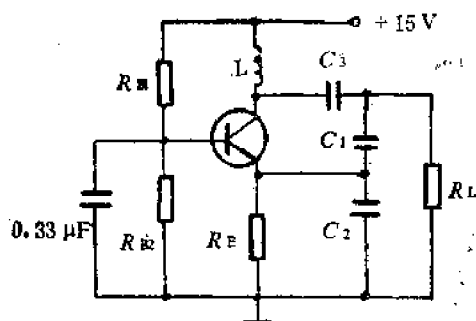
题8-2图

8-3 试用反馈原理分析图示电路能否振荡?



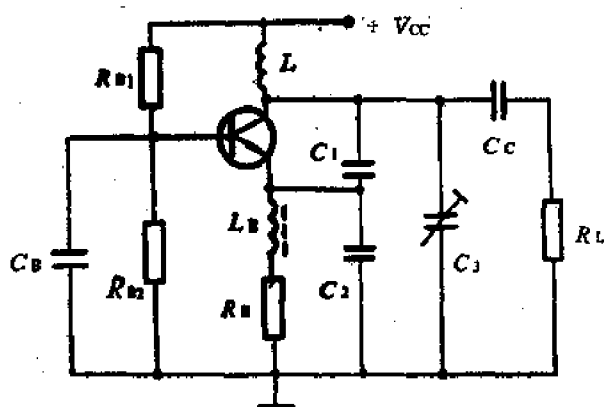
题8-3图

8-4 图中示一电容三点式振荡电路,已知 $L=1.3\mu\text{H}$, $Q_0=100$, $R_C=1\text{k}\Omega$, $R_E=700\Omega$, 晶体三极管的 $C_{b'e}=20\text{pF}$ (1) 当 $C_1=100\text{pF}$, $C_2=2000\text{pF}$ 时,试问 I_{EQ} 大于何值时振荡器才能满足起振条件? (2) 当 $I_{EQ}=1\text{mA}$ 时 ω_0 维持不变,试求满足起振条件所需的 C_1 和 C_2 值。



题8-4图

8-5 图示电容三点式振荡电路中已知 $L=0.5\mu\text{H}$, $C_1=51\text{pF}$, $C_2=3300\text{pF}$, $C_3=12\sim 250\text{pF}$, $R_L=5\text{k}\Omega$, $g_m=30\text{mS}$, $C_{b'e}=20\text{pF}$, $Q_0=80$,求能够起振的频率范围。



题8-5图

8-6 图示一电感三点式振荡电路,已知 $L_1=100\mu\text{H}$, $L_2=2.2\mu\text{H}$, $C=470\text{pF}$, $R_L=1\text{k}\Omega$, $Q_0=100$, $I_{EQ}=3\text{mA}$, $R_E=510\Omega$ 晶体三极管的 $C_{b'e}$ 忽略不计,试问电路能否起振?

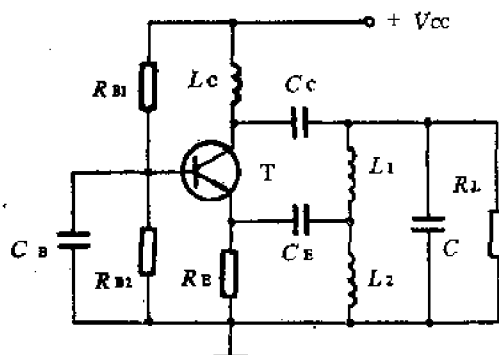
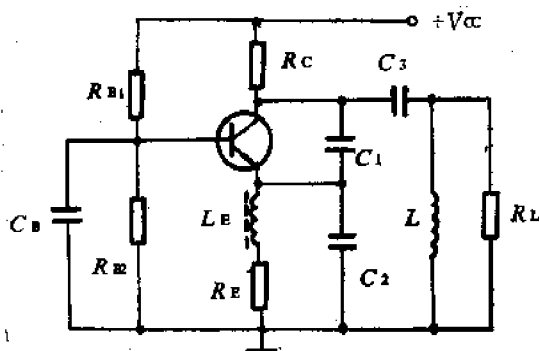


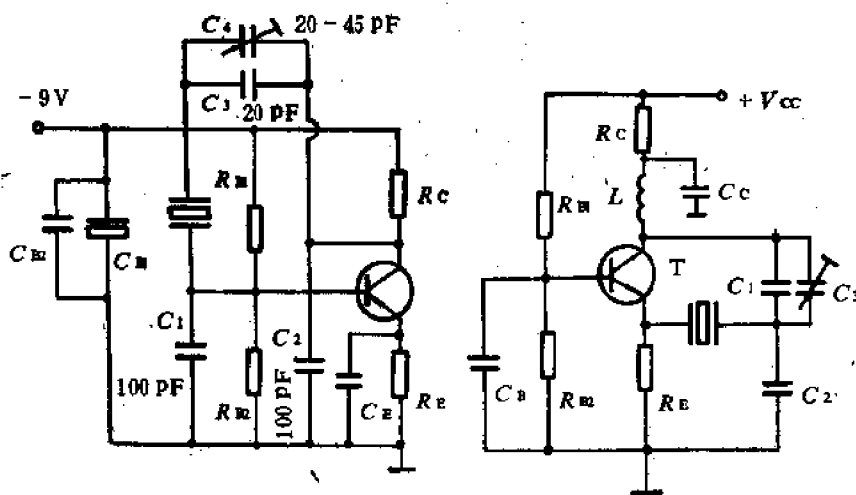
图8-6图

8-7 克拉泼振荡电路如图。已知 $C_1 = 500\text{pF}$, $C_2 = 1000\text{pF}$, $C_3 = 100\text{pF}$, $L = 100\mu\text{H}$, $R_E = 470\Omega$, $I_{EQ} = 4\text{mA}$, $Q_0 = 100$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, 放大管三个极间电容的不稳定量为 $\Delta C_{ce} = \Delta C_{bc} = 1\text{pF}$, $\Delta C_{be} = 4\text{pF}$, 试分析电路能否起振? 若能起振试求回路谐振角频率相对变化量 $\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}$ 。



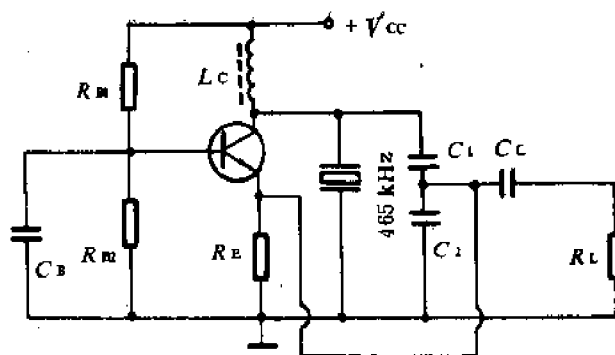
题8-7图

8-8 试画出图示电路的交流等效电路, 并指出电路类型。



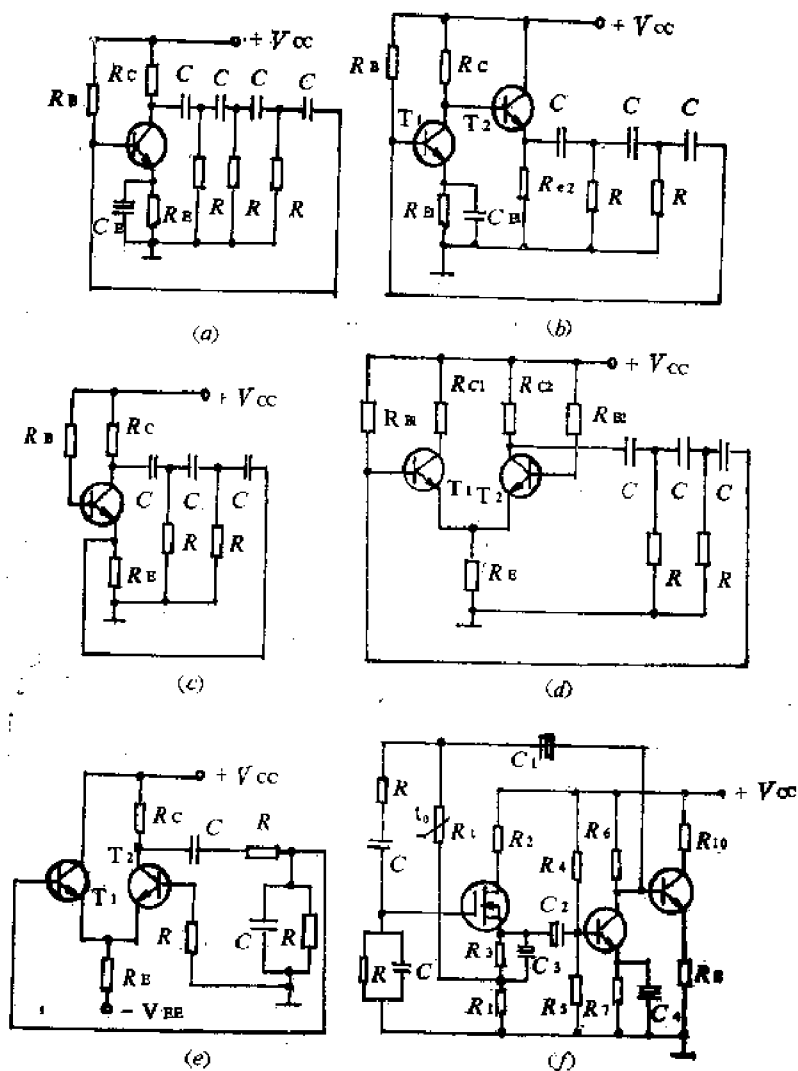
题8-8图

8-9 图示晶体实用振荡电路中, $C_1 = 51\text{pF}$, $C_2 = 200\text{pF}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$, $I_{EQ} = 1\text{mA}$, $R_E = 1\text{k}\Omega$, 设管子极间电容忽略不计, 该电路能否满足起振条件?



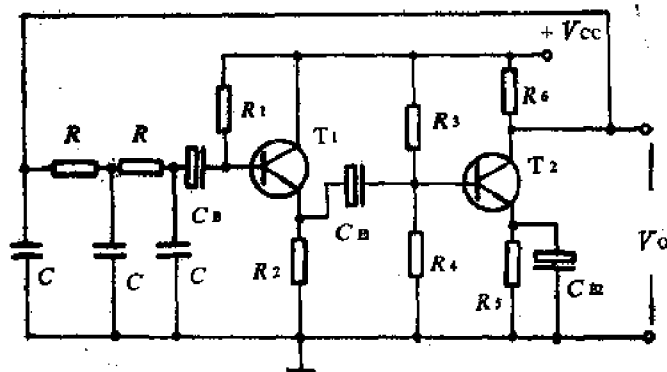
题8-9图

8-10 判断下列各RC振荡器电路哪些可振？哪些不能振？为什么？



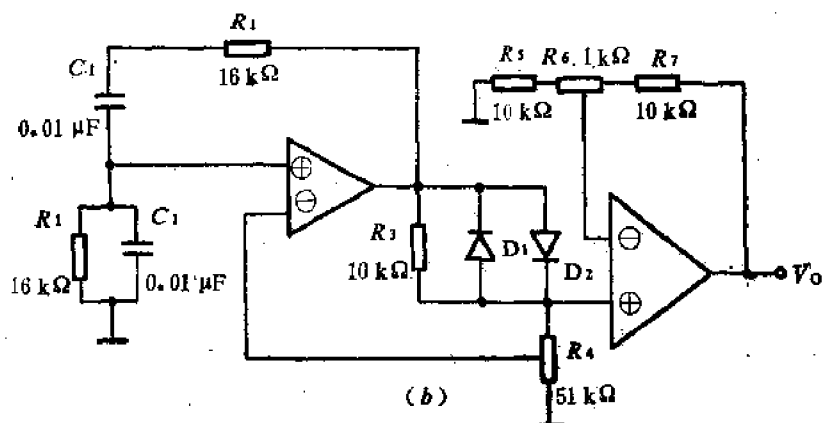
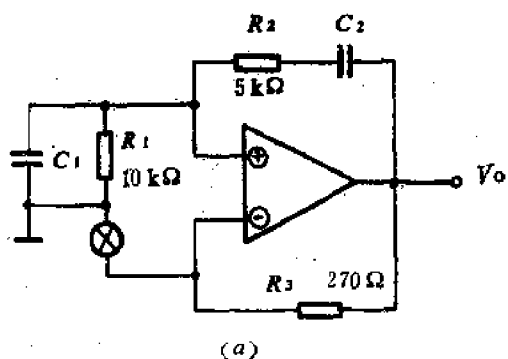
题8-10图

8-11 图示为RC滞后相移振荡电路,当 $R_6 = R$ 时若忽略 T_1 管的输入电阻,证明振幅起振条件为 $|A| > 29$,振荡角频率为 $\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{R \cdot C}$ 。其中 $A = A_1 \cdot A_2$, A_1 、 A_2 分别为 T_1 和 T_2 的电压增益。



题8-11图

8-1 该题(a)图为低能耗文氏电桥振荡器,(b)图为晶体二极管稳幅文氏电桥振荡器。将它们改画成电桥形式的电路,指出电桥中非线性器件的作用。



题8-12图

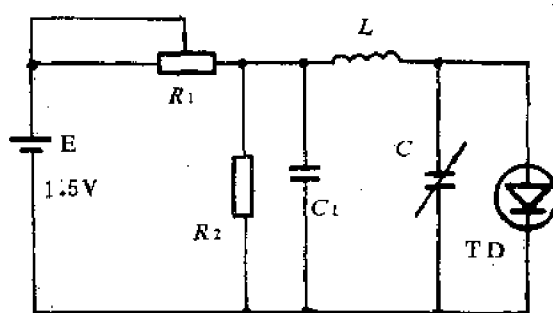
8-13 图示电压控制型负阻振荡电路,图中 R_1 和 R_2 为隧道二极管的偏置电阻, C_1 为旁路电容。假设隧道二极管在工作点上呈现的增量为负电导 $-g_n$;结电容为 C_d ,试证该振荡器起振时的振荡频率 f_o 和所需的负电导值 g_n 分别为:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{L(C+C_d)} - \left(\frac{r_L}{L}\right)^2$$

$$g_n > \frac{1}{R_L}$$

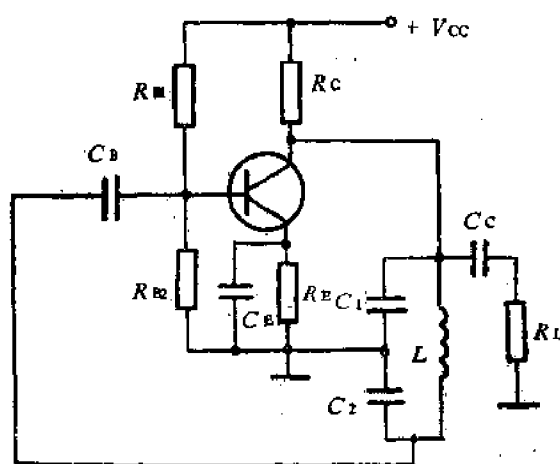
式中 $R_L = \frac{\omega_o^2 L^2}{r_L} \approx \frac{L}{(C+C_d)r_L}$, r_L 是谐振回路的损耗电阻。

若已知: $L = 0.07\mu\text{H}$, $C = 15\text{pF}$, $Q_s = 3$, $C_d = 5\text{pF}$, 试求 f_o 和 g_n 。



题8-13图

8-14 图示电容三点式振荡电路,试用负阻振荡原理导出它的起振条件。假定三极管的输入电导 $g_i = 0$ 并忽略 R_{B1} , R_{B2} 的影响。



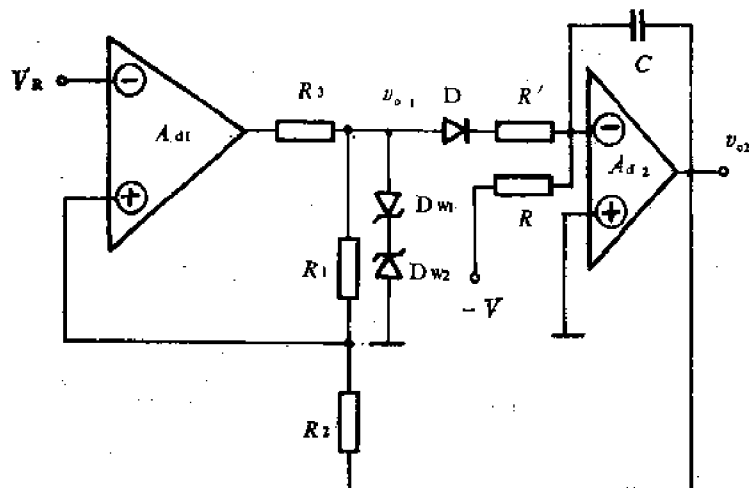
题8-14图

8-15 (1) 一连续扫描波产生器如图示,图中 $-V$ 为一幅度恒定的负电压, $R' \ll R$, 试说明电路工作原理, 描绘 $v(t)$ 波形;

(2) 如要求扫描电压由0到 V_o , 求 V_R 和 v_{o2} 的峰值;

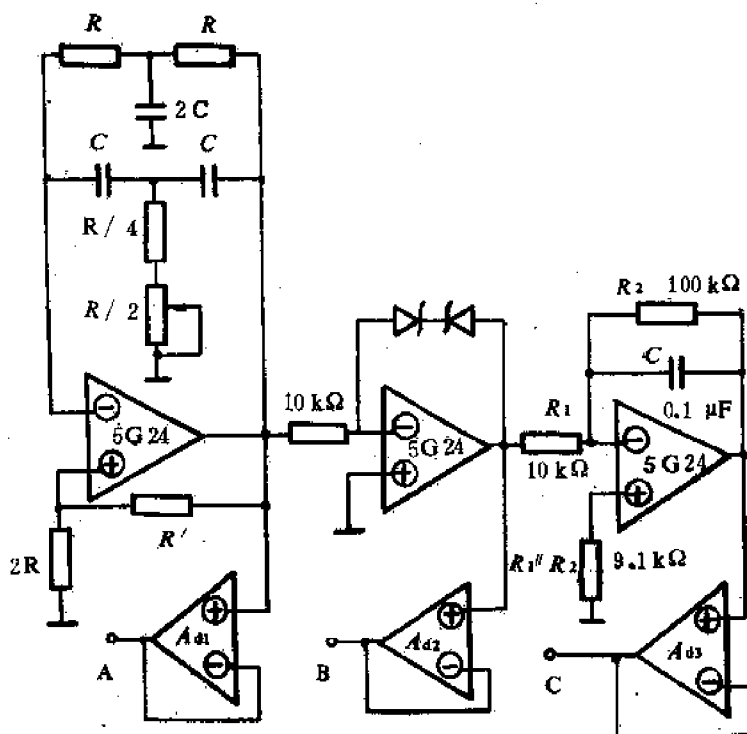
(3) 求扫描顺程时间 T_s ;

(4) 说明扫描波频率如何调变？并确定扫描频率与调变电压 V_m 的关系（此时 $-V$ 为一直变负值调变电压 $-V_m$ ）。



8-15图

8-16 图示一波形产生器试说明电路是由哪些单元电路组成的？它们各起什么作用？并画出A、B、C各点输出波形。



(b) MC1553

8-17 设计一方波产生器，所产生的正弦波和方波，幅度稳定，具体指标如下：

(1) 正弦波： $f = 1\text{kHz}$, $V_{om} = 10\text{V}$

(2) 方波： $T = 1\text{ms}$ $V_{om} = 10\text{V}$

第九章 模拟电路计算机辅助分析

计算机是现代科学技术最有效的工具。模拟电路的计算机辅助分析与设计对于电子技术的发展具有重要意义,随着我国计算机技术的发展,这方面的工作必将迅速得到推广和提高。

模拟电路的计算机辅助分析与设计是六十年代刚刚发展起来的一门新技术。其内容非常广泛,应用的程度也有所不同。有的是用手工列出电路的代数方程或微分方程编制专用程序,然后用计算机求解。进一步的应用是将电路图形及其参数送进计算机,由计算机自动列出方程并求解。后者是目前计算机辅助分析的主要形式,并已发展到比较成熟的阶段。更进一步的应用是在计算机显示设备上作图,由计算机自动识别电路图形,形成电路方程并求解,然后在显示设备上显示计算结果,或在别的输出设备上输出计算结果。

通过本章的学习将使大家初步掌握用计算机来分析计算模拟电路的一般方法。

用计算机进行模拟电路的辅助分析(简称CAA)具体过程大体分以下几步:

一、数学模型的建立

要建立数学模型,首先要写好建立模型的程序。另一方面将实际电路用理想元件来等效。然后据等效电路中各物理量之间的关系建立数学模型。例如,将电路节点号码和支路号码以及支路中的等效元件的参数写入计算机。计算机就按建立数学模型的程序列出方程。

二、选择算法,编写程序

当数学模型建立后,即可选择合适的算法。算法选择的依据是计算速度快,计算精度高,计算机使用效率高等。当算法确定后,即可据算法编写程序。程序可按计算机上所配用的语言写。

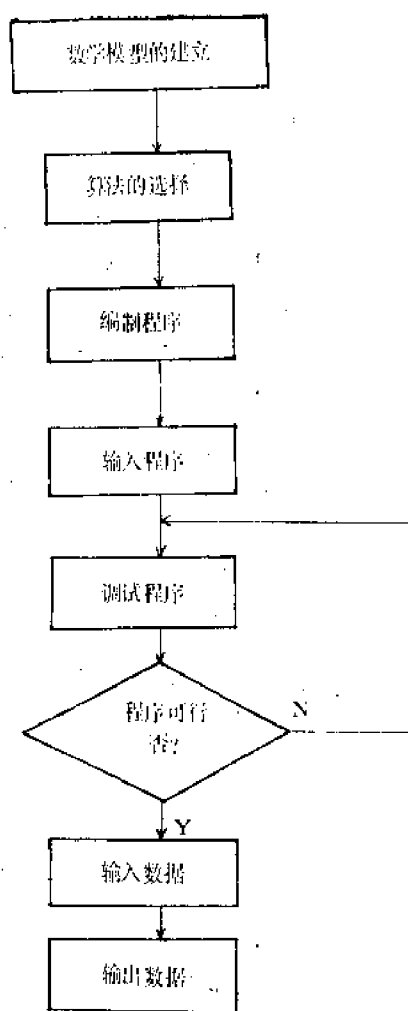
三、程序的调试

将编好的程序,输入计算机,然后进行调试程序的工作。待调好后,确认程序正确可行,就可以将此程序作为机器的源程序输入。

四、数据的输入与输出

当编好的程序送入计算机后,即可送入电路图形和数据,计算机就按程序进行计算,直到在输出机上给出结果。或者将结果送入电路性能是否合格的判别过程进行判别。

以上过程可归纳成如下框图表示:



第一节 网络拓扑的基本原理

一、网络拓扑的基本定义

(一) 图形

在网络的拓扑分析中,我们只注意电路的几何结构和连接方式。也就是说对任何一个网络,不管它是电阻、电容还是电感所组成的,我们都把它抽象成一个由线段和点组成的几何图

形 这个由有限个线段和有限个点所连接成的总体就称为图形。

这样抽象出来的图形,仅依存于各个元件之间的连接方式,而与元件的具体种类无关。例如图9-1-1(b)中的放大器图9-1-1(a)等效电路,可以用9-1-1(c)的图形来表示。

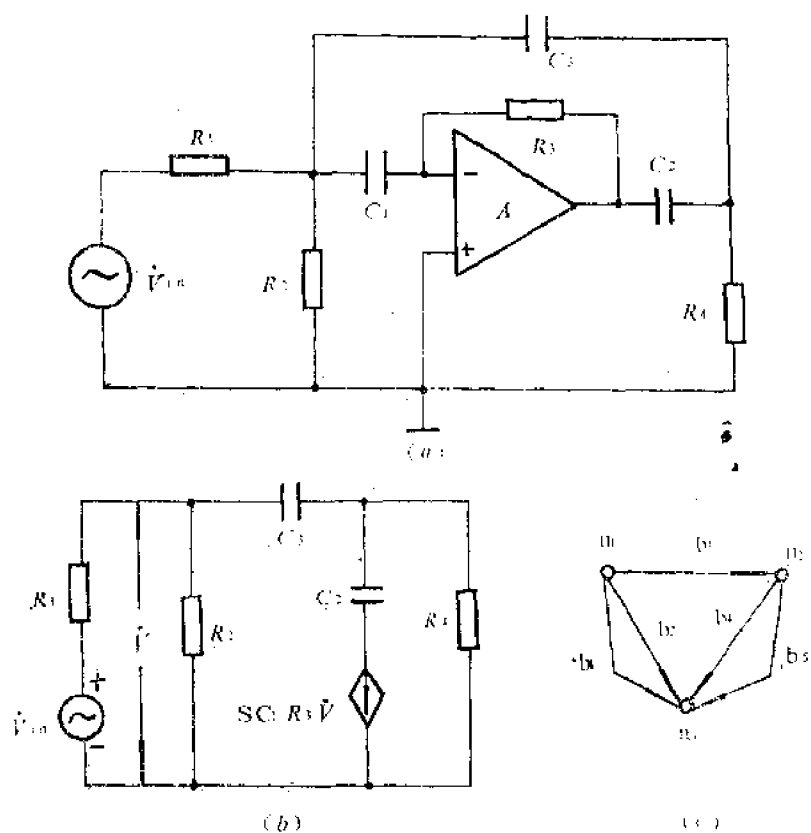


图9-1-1 放大器原理图

同样,可以根据网络的不同结构,画出各种各样的图形,如图9-1-2所示。

图形中各个线段的端点或者孤立的点称为节点。连接两个节点之间的线段称为支路。构成闭合路径的支路的集合称为回路。在图形中,如果可以由其中的任一节点通过支路到达另一节点则此图形就称为连通图形,如图9-1-2(a)(b)。而图9-1-2(c)就是非连通图形,非连通图形一般由若干个连通的子图形所组成,这些子图形一般就称为连通子图。

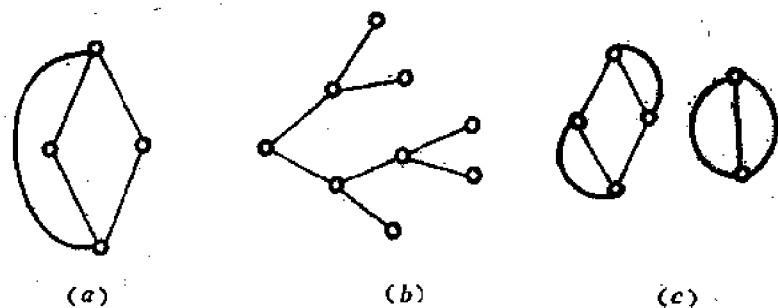


图9-1-2 各种图形

图形可根据其中的支路是否标有方向为有向图形和无向图形。对于有向图形,其中支路是有方向的,两个端点必须分为起点和终点。支路的方向一般取与支路电源的参考方向相同,如图9-1-3所示。

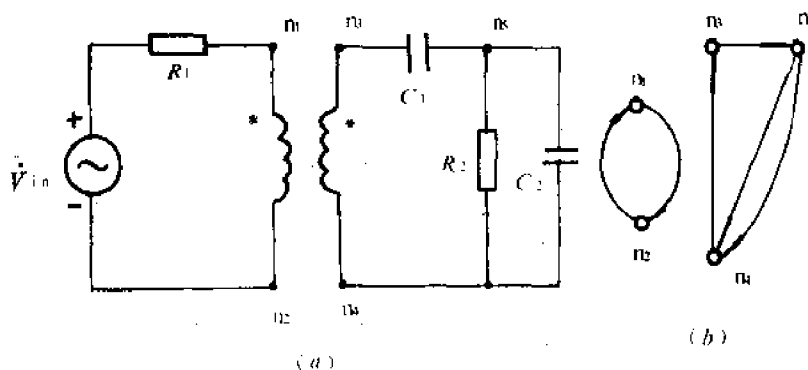


图9-1-3 有向图形

(二) 图和补树

在网络拓扑中,还有一个常用的概念就是树和树枝。对于一个连通图形来说,所谓树,就是连接图形中所有节点的最少支路的集合,用T表示,树具有如下两个特点:

- (1) 树包含图形中所有节点。
- (2) 对于同一个图形所构成的树可以有多个,但是,每一个树所包含的支路数目都相同,如图9-1-4所示。

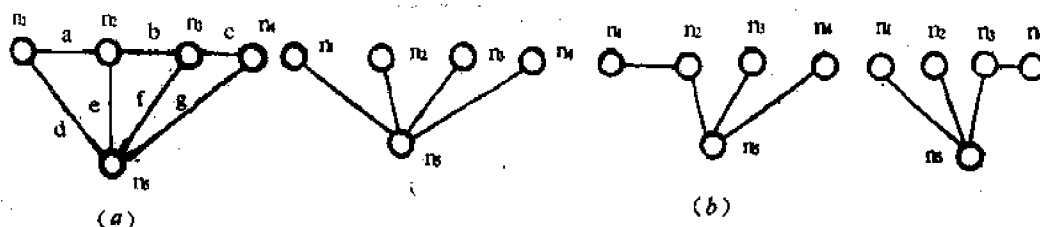


图9-1-4 图和树

图9-1-4(a)为图形,(b)为几种树,可见树中只含4个支路。

当把图形画成树之后,我们把组成树的各个支路标为树枝,图形中除了树之外的其余支路的集合称为补树,组成补树的各个支路称为连支,如图9-1-5的虚线。

设图形中全部支路数为 m ,节点数为 n 。再据树枝数量连接所有节点最少支路数这个原则,可以得出该图形的树枝和连支总数为:

$$\text{树枝总数 } t = n - 1$$

$$\text{连支总数 } l = m - (n - 1)$$

(三) 基本回路和基本回路组

如上述图形中的树是不存在回路的,但是只要在树上每增添一个连支则这个连支和某些

树枝就会组成一个回路,这种只含有一个连枝的回路称为基本回路。显然由于图形中的连枝数为 $m-(n-1)$ 故有同样数量的基本回路。这些基本回路就组成一个基本回路组。图9-1-5中有三个基本回路。

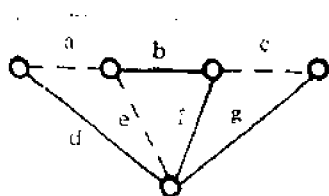


图9-1-5 树和连支

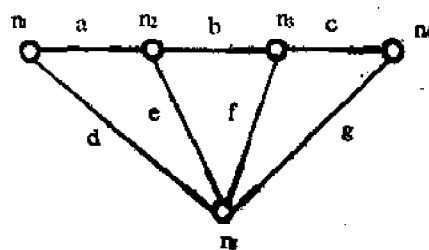


图9-1-6 电子网络的几何图形

二、 关联矩阵

任一电子网络均可化成与之相对应的几何图形。而这些图形的几何性质,例如图形中的支路和节点之间的相互关系,可以用矩阵的形式来充分地描述,这样的矩阵称关联矩阵。

图9-1-6所示有向图,如节点编号为 n_1, n_2, n_3, n_4, n_5 ,支路编号为 a, b, c, d, e, f, g ,则这些节点和支路间的相互关系可用表9-1表示

表9-1

节点和支路间的关系

支 路 号	起 点 号	终 点 号
a	n_1	n_2
b	n_2	n_3
c	n_3	n_4
d	n_1	n_5
e	n_2	n_5
f	n_3	n_5
g	n_4	n_5

这个结合关系也可以用矩阵的形式来充分表达,记作:

$$A_a = \begin{bmatrix} a & d & c & d & e & f & g \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \end{matrix}$$

其中矩阵行对应于图形中的五个节点,列对应于图形中的七个支路。如果该节点是支路的起点则记为“1”,如果是支路的终点则记为“-1”,节点与支路没有关系的记为“0”。

这个用来表示节点和支路间连接关系的矩阵称为关联矩阵,用 A_a 表示。它是一个 $n \cdot m$ 阶矩阵。 n 为节点数, m 为支路数。矩阵中各元素有如下定义:

$a_{ij} = 1$,表示节点 i 和支路 j 相连接且该节点是支路的起点。

$a_{ij} = -1$,表示节点 i 和支路 j 相连接节点为支路的终点。

$a_{ij} = 0$,表示节点 i 和支路 j 无直接关系。

A_a 矩阵有如下特点:每一列只有两个非零元素1和-1。而且同一列各元素之和为零,每一支路只有一个起点一个终点。另外,矩阵中的任一行向量等于其余各个行向量之和,但符号相反。如果矩阵中所有行向量相加和为零。也就是说矩阵 A_a 中的行并不是全部线性独立的,如果把其中任一行如第五行去掉,可得到一个 $(n-1) \cdot m$ 阶矩阵,被划去的一行对应的节点可以认为是参考点。去掉一行的矩阵用 A 表示,称关联矩阵,原矩阵称全关联矩阵。

对于一个给定的图形选定了树如图9-1-7所示,则此时全部支路可分为两组:一组为树枝 a, b, c, d ;另一组为连支 e, f, g 。设参考节点为 n_5 ,与之对应关联矩阵 A 也分裂为两个子块:

其中一个子块恰好代表树枝,用 A_T 表示,另一个子块代表连支用 A_L 表示,即

$$A = [A_T : A_L] = \begin{matrix} & a & b & c & d & e & f & g \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

其中 A_T 是一个 $(n-1) \cdot (n-1)$ 的方阵, A_L 是一个 $(n-1) \cdot (m-n+1)$ 阶的矩阵。

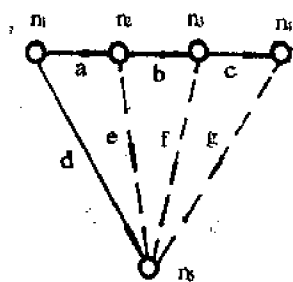


图9-1-7 树

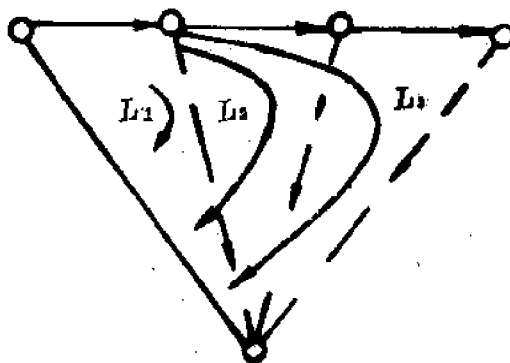


图9-1-8 基本回路

三、基本回路矩阵 B_f

对于 m 个支路 n 个节点的图形,可以得到 $m - (n-1)$ 个基本回路,并组成一个基本回路组。与基本回路组相对应的矩阵就叫基本回路矩阵,用符为 B_f 表示。用它来象征基本回路与各支路之间的结合关系。如果回路中的包含某一支路,则称此回路与该支路有关联。

图9-1-8有三个连支 e, f, g ,对应有三个基本回路 L_1, L_2, L_3 ,矩阵 B_f 的每一行对应一个基本回路,每一列对应一条支路,因此基本回路矩阵是 $(m-n+1) \cdot m$ 阶矩阵。

$$\mathbf{B}_f = \begin{array}{c} \begin{array}{cccc|ccc} a & b & c & d & e & f & g \\ \hline 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array} \\ \begin{array}{cc} \mathbf{B}_{T-1} & \mathbf{B}_L \end{array} \end{array} \begin{array}{l} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{array}$$

$b_{ij} = 1$, 表示回路 L_i 中包含有支路 j , 且方向一致, 即回路的方向与支路的方向一致。

$b_{ij} = -1$, 表示回路 L_i 中包含支路 j , 但方向相反。

$b_{ij} = 0$, 表示回路 L_i 中不包含支路 j 。

对应于图形的树枝和连枝部分将基本回路分裂为两部分, 对应于树枝的子块用 $\mathbf{B}_T$ 表示, 对应于连支的子块用 $\mathbf{B}_L$ 表示:

$$\mathbf{B}_f = \mathbf{B}_T : \mathbf{B}_L$$

$\mathbf{B}_T$ 是 $(m-n+1)$ 行 $(n-1)$ 列矩阵, $\mathbf{B}_L$ 是 $(m-n+1)$ 阶单位矩阵。

$$\mathbf{B}_L = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} e & f & g \\ \hline 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \begin{array}{l} L_1 \\ L_2 = 1 \\ L_3 \end{array} \end{array}$$

故 $\mathbf{B}_f$ 又可写成:

$$\mathbf{B}_f = [\mathbf{B}_T : \mathbf{I}]$$

四、克希荷夫定律的矩阵表达式

电子网络的理论基础是克希荷夫电压定律和电流定律, 在模拟电路的计算机辅助分析中, 同样也用这两个基本定律, 下面讨论它们的矩阵表达式。

(一) 克希荷夫电流定律的矩阵表达式

图9-1-9是用来说明克希荷夫电流定律的电路和图形。

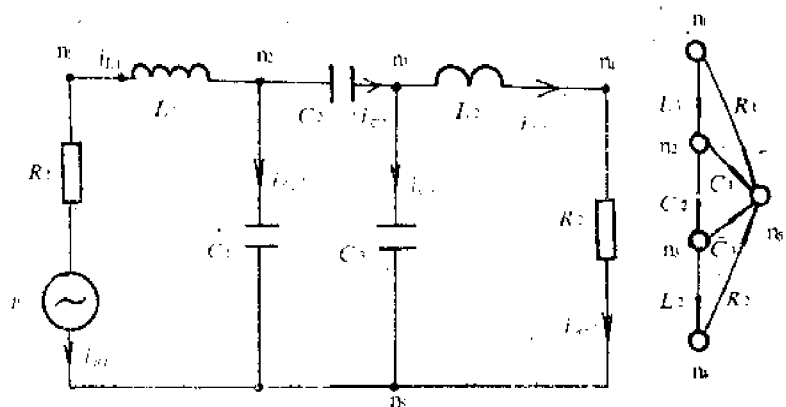


图9-1-9 电路及图形

选 n_5 为参考节点, 据克氏电流定律可以列出节点电流方程:

$$i_{R1} + i_{L1} = 0$$

$$i_{C1} + i_{C2} - i_{L1} = 0$$

$$i_{L2} + i_{C3} - i_{C2} = 0$$

$$i_{R2} - i_{L2} = 0$$

写成矩阵的形式为:

$$\begin{matrix} & L_1 & C_1 & L_2 & R_1 & C_2 & C_3 & R_2 \\ \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{C1} \\ i_{L2} \\ i_{R1} \\ i_{C2} \\ i_{C3} \\ i_{R2} \end{bmatrix} = 0$$

上式左边的矩阵是图形的关联矩阵,右边的列矢量为支路电流向量 i_b 。因此克氏电流定律可写成如下矩阵表达式:

$$A \cdot i_b = 0$$

2. 克氏电压定律的矩阵表达式

据克氏电压定律,对照图9-1-9可列出其回路方程如下:

$$V_{L1} + V_{C1} - V_{R1} = 0$$

$$V_{L1} + V_{C2} + V_{C3} - V_{R1} = 0$$

$$V_{L1} + V_{C2} + V_{L2} + V_{R2} - V_{R1} = 0$$

写成矩阵的形式:

$$\begin{matrix} & L_1 & C_2 & L_2 & R_1 & C_1 & C_3 & R_3 \\ \begin{matrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{L1} \\ V_{C2} \\ V_{L2} \\ V_{R1} \\ V_{C1} \\ V_{C3} \\ V_{R2} \end{bmatrix} = 0$$

等式左边第一个矩阵即基本回路矩阵 B_f 。

因此:

$$B_f V_b = 0$$

V_b 是支路电压 v 的列向量。

五、拓扑矩阵 A 、 B_f 相互关系

(一) 支路电压向量 V_b 和节点电压向量 V_n 的关系:

$$V_b = A^T V_n$$

式中 A^T 为关联矩阵 A 的转置矩阵。

以图9-1-10为例,其节点数 $n=4$ 支路数 $m=8$ 关联矩阵 A 为:

$$A = \begin{matrix} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 & b_8 \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{matrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{matrix}$$

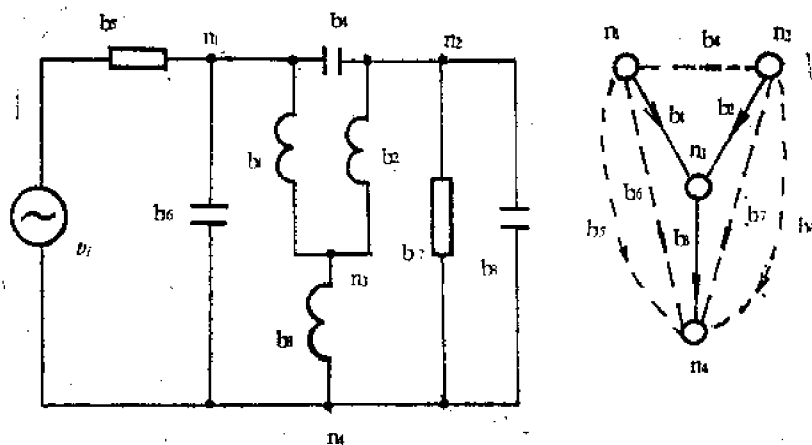


图9-1-10

$$A^T = \begin{array}{ccc|c} n_1 & n_2 & n_3 & \\ \hline 1 & 0 & -1 & b_1 \\ 0 & 0 & -1 & b_2 \\ 0 & 0 & 1 & b_3 \\ 1 & -1 & 0 & b_4 \\ 1 & 0 & 0 & b_5 \\ 1 & 0 & 0 & b_6 \\ 0 & 1 & 0 & b_7 \\ 0 & 1 & 0 & b_8 \end{array}$$

$$\begin{aligned} V_{b1} &= V_{n1} - V_{n2} \\ V_{b2} &= V_{n2} - V_{n3} \\ V_{b3} &= V_{n3} - V_{n4} = V_{n3} \\ V_{b4} &= V_{n1} - V_{n2} \\ V_{b5} &= V_{n1} - V_{n4} = V_{n1} \\ V_{b6} &= V_{n1} - V_{n4} = V_{n1} \\ V_{b7} &= V_{n2} - V_{n4} = V_{n2} \\ V_{b8} &= V_{n2} - V_{n4} = V_{n2} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} V_{b1} \\ V_{b2} \\ V_{b3} \\ V_{b4} \\ V_{b5} \\ V_{b6} \\ V_{b7} \\ V_{b8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ V_{n3} \end{bmatrix}$$

(二) 支路电流向量 i_b 和回路电流向量 i_L 之间的关系:

$$i_b = B^T i_L$$

以图9-1-11为例,其对应的基本回路矩阵:

$$B_f = \begin{matrix} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 & b_8 \\ \left. \begin{matrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix} \right\} & \begin{matrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \\ L_4 \\ L_5 \end{matrix} \end{matrix}$$

$$B_f^T = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

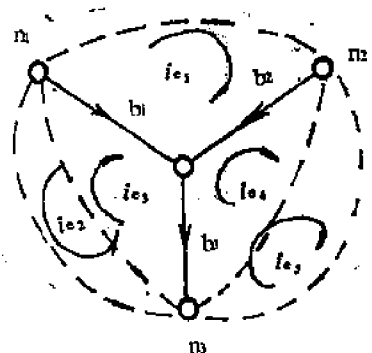


图9-1-11 支路电流和回路电流间的关系

另一方面可以列出回路电流 i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 、 i_{L4} 、 i_{L5} 和各支电流 i_b 之间的关系式:

$$i_{b1} = -i_{L1} - i_{L3} - i_{L2}$$

$$i_{b2} = i_{L1} - i_{L4} - i_{L5}$$

$$i_{b3} = -i_{L3} - i_{L2} - i_{L4} - i_{L5}$$

$$i_{b4} = i_{L1}$$

$$i_{b5} = i_{L2}$$

$$i_{b6} = i_{L3}$$

$$i_{b7} = i_{L4}$$

$$i_{b8} = i_{L5}$$

写成矩阵形式:

$$\begin{matrix} i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{b3} \\ i_{b4} \\ i_{b5} \\ i_{b6} \\ i_{b7} \\ i_{b8} \end{matrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \end{bmatrix}$$

(三) 已知关联矩阵 A , 求基本回路矩阵 B_f

由克氏电压定律 $B_f V_b = 0, V_b = A^T V_n$ 得到:

$$B_f A^T V_n = 0$$

由于节点电压向量 V_n 是线性独立的, 则

$$B_f A^T = 0$$

将 A, B_f 分块为对应树枝部分和连枝部分的子矩阵则

$$[B_T \vdots B_L] \cdot \begin{bmatrix} A_T^T \\ \dots\dots \\ A_L^T \end{bmatrix} = 0$$

故下式成立:

$$B_T A_T^T + B_L A_L^T = 0$$

因 B_L 是单位矩阵, 则

$$B_T A_T^T = -A_L^T$$

$$B_T = -A_L^T (A_T^T)^{-1}$$

$$B_f = [B_T \vdots B_L] = \left[-A_L^T (A_T^T)^{-1} \vdots 1 \right]$$

第二节 线性电路频域分析

对线性电路进行频域分析时, 一般可以分为两个步骤: 首先为数学模型的建立, 然后电路方程的求数值解。所谓数学模型的建立, 就是据实际电路元件以若干理想电路元件来代替或等效, 将这些元件构成的图形结构及元件参数作为计算机的输入数据, 用这些数据形成数学方程。所谓电路方程的求数值解就是对这这些数学方程或方程组求出其数值形式的解答。求解的方法即使对一种类型的方程也可以有不同的求解方法。而计算机求解就是依靠程序, 程序是根据算法进行编制的。上述过程可用图9-2-1说明:

计算机的任务是列方程、解方程, 这一切都按程序准确地进行。当然程序的编制是据选定的算法。本节将重点讨论列方程和解方程两个问题。

一、电路元件数学模型的建立

任何实际中的元件, 据据它们的物理过程, 可以用理想的元件组合起来等效地表示。

这种方法称电路元件的模型化。这些模型化了的电路元件的数学表达式称为数学模型。

对实际电路元件在不同的条件下(例如激励信号的大小, 激励信号频率), 可以有不同的等效表示法。虽然这些等效表示法带有某种近似性, 但是从实用的观点来看, 还是足够准确的。下面我们对模拟电路中常用的电路元件写出它们的模型。图9-2-2中(a)为独立电压源, 图(b)为独立电流源, 图(c)为电压控制电流源, 图(d)为电流控制电流源, 图(e)为电压控制电压源, 图(f)为电流控制电压源。其它象电阻、电容、电感、晶体管、场效应管模型, 与前面讲过的相

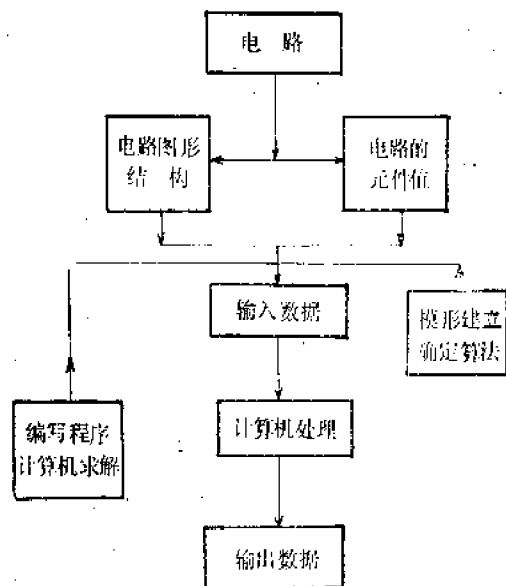


图9-2-1 计算机求解过程

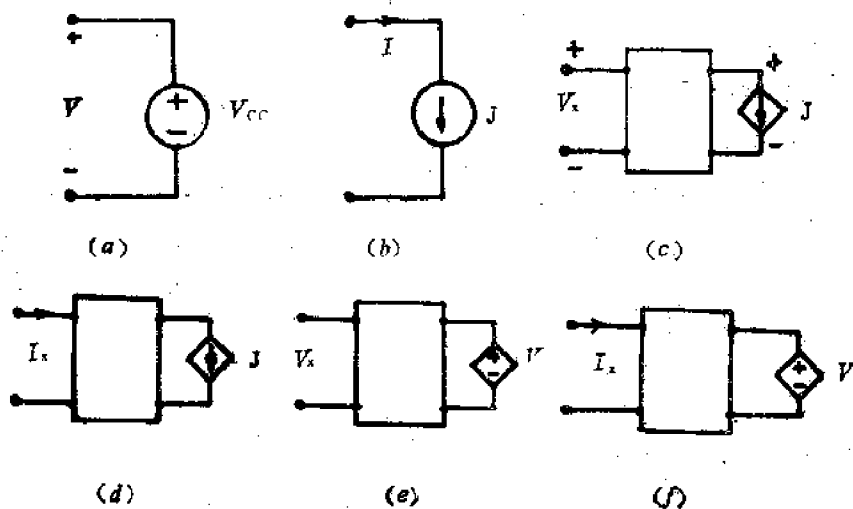
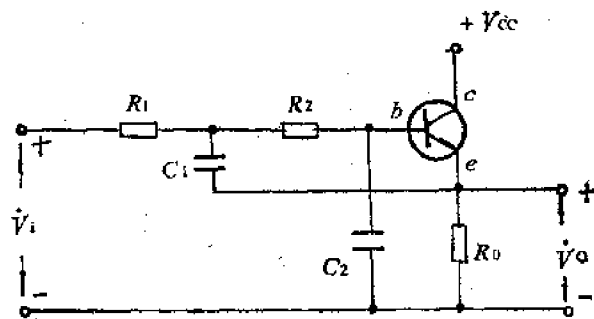


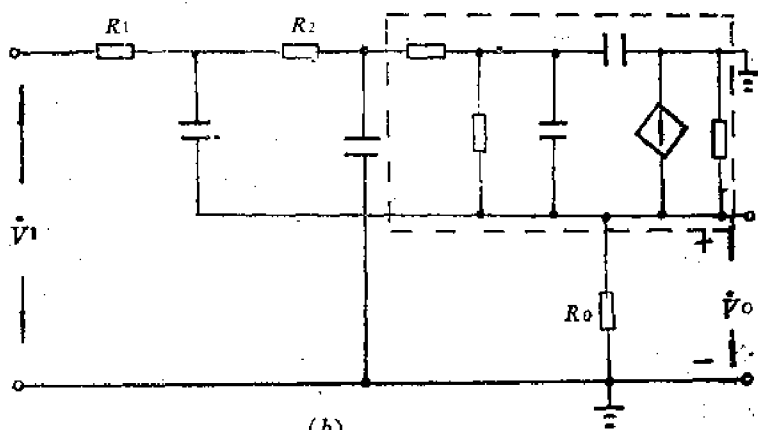
图9-2-2 电路元件模型

同。

对线性电路频率分析时,我们可根据有关元件的等效电路即可进行。例如图9-2-2(a)的有源低通滤波器可用图9-2-3(b)表示。



(a)



(b)

图9-2-3 有源低通滤波器的等效电路

下面我们将介绍由理想元件组合起来的等效电路如何送进计算机。用计算机对电路进行辅助分析时对于不附有显示设备的计算机来说,分析者必须把电路转换为计算机能识别的数据。根据电路图编写数据的方法是多种多样的,下面介绍一种可行的方法。

(一) 一般支路的定义

在具体介绍编写输入数据的方法之前,我们须定义一般支路。只有定义了一般支路,才能数出电路的支路数。在这里我们把图9-2-4所示电路定义为一条一般支路。从图中可以看出一条一般支路最多可以包含五个元件,如果其中缺少若干元件,则仍算是一般支路。并且规定支路电流 i_b 与支路电压 v_b 的参考方向一致;独立电压源 v_s 和独立电流源 i_s 的参考方向相反于 v_b 和 i_b ;受控电压源 v_d 和受控电流源 i_d 的参考方向分别与 v_b 和 i_b 的参考方向一致。在编写输入数据时必须按上述的参考方向的规定。若某个电压或电流的实际方向和参考方向不一致时,则取负值。

(二) 编写输入数据的方法。

下面通过一些实例来具体说明怎样根据给定的电路图来编写输入数据。

例9-2-1 图9-2-5(a)为一无受控源的直流电路,图(b)是它的有向图,试编写该电路的输入数据。

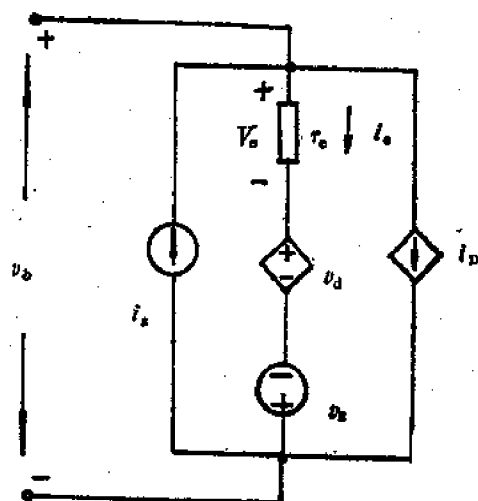


图9-2-4 一般支路

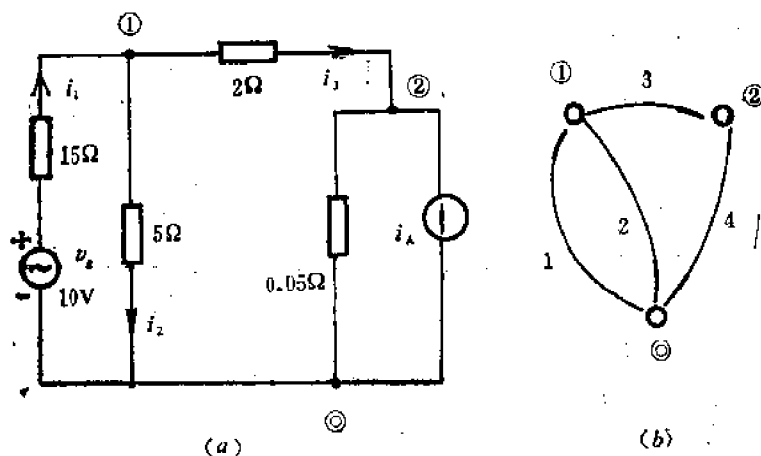


图9-2-5 例9-2-1图

对于这样简单的电路可以用三个简单变量 m, n 和 e 分别表示该电路的支路数,独立节点数和元件个数。再用一个数组 Z 来描述该电路的拓扑结构和电路元件的数值。这时三个简单变量和一个数组应能确定一个电路。为此我们这样设计数据 Z 的结构:让 Z 的行数等于电路的元件数,列数为五,即每一行对应于一个元件的五个数据信息,第一列表示该元件所在的支路号数,第二列表示该元件所在支路的起始节点号数,第三列表示该元件所在支路的终节点号数,第四列表示该元件类型,第五列表示元件值,因此 Z 的结构形式如下:

	元件序号	支路号	起始点	终节点	元件类型	元件值
Z	1	B	F	T	T_y	V
	2	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	E	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

对于不具备文字输入的计算机来说,元件的类型必须用“数”来说明。例如:电阻 R 可以约定用某一号码代替;电感 L 可用另一代码表示等。图9-2-5(b)示电路的输入数据 Z 应写成:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 15 \\ 2 & 1 & 0 & 1 & 5 \\ 3 & 1 & 2 & 1 & 2 \\ 4 & 2 & 0 & 0 & 0.05 \\ 1 & 0 & 1 & 4 & 10 \\ 4 & 2 & 0 & 5 & -1 \end{bmatrix}$$

上数组第四列是假定“1”代表R,G用“0”代表 v_s 用“4”代表 i_s 用“5”表示。
如果源程序中的输入语句是:

```
READ(m,n,c)
READ(Z)
```

则源程序后面所附加的输入数据为:

```
4 2 6
1 0 1 1 15
2 1 0 1 5
3 1 2 1 2
4 2 0 0 0.05
1 0 1 4 10
2 2 0 5 -1
```

例9-2-2 图9-2-6为一有受控源的直流电路及其有向图。试编写该电路的输入数据。

与上例相比多了一种受控源,对每一个受控源需要增加一组数据信息。这一组数据可以作为数组Z中的一行加以列入。若电路中含有大量受控源,那末可以另立数组。在本例中,因受控源不多,可安排在Z中用第二列表示控制支路的支路号数,第三列表示受控源所在的支路号数;第四列仍表示类型,第五列表示受控源的控制系数值。这时该行的第一列就成为多余的存储单元,可补零处理。与上例相比本例电路的输入数据增加二行。

```
0 3 1 6 0.4
0 2 4 7 -0.6
```

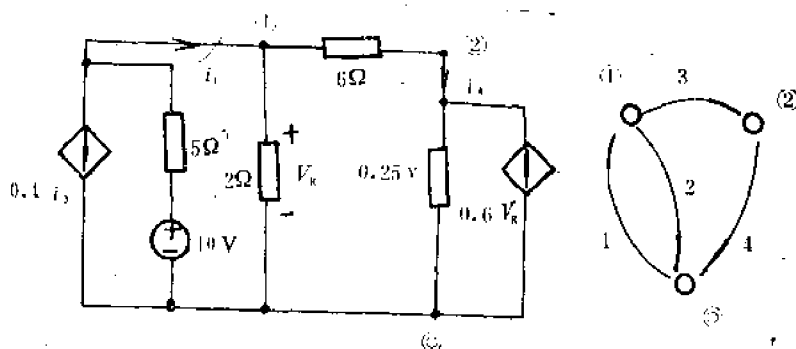


图9-2-6 例9-2-2图

例9-2-3 图9-2-7为一具有互感耦合的交流电路图,b为其有向图若计算该电路的频率特性,则应如何编写输入数据?

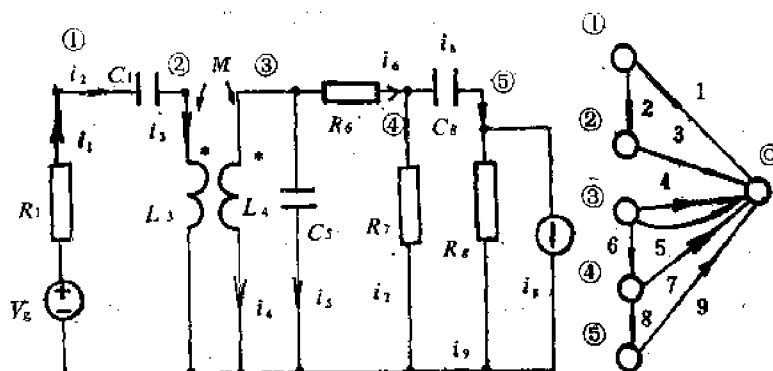


图9-2-7 例9-2-3图

先应规定要分析的频率范围,即规定上限频率 F_H 和下限频率 F_L ;此外还须规定频率特性上各点的频率按什么规律递增,以及增量是多少?常用的递增规律有:

(1) 倍数递增即: $F_{n+1} = F_n + F_m F_n$ 其中 F_m 为倍数增量。

(2) 等间隔递增即: $F_{n+1} = F_n + DF$ 其中 DF 为增量。

因此与直流分析相比,输入数据应增加三个简单变量 F_L , F_H 和 F_m (或 DF)。此外假定所用的计算机语言数的类型中没有复数,则独立电源的电压和电流值应分别用它们的实部和虚部来表示。而无源元件的元件值和受控源的控制系数均为实数。所以复数和实数可分别设立数组。对图9-2-7电路可给出如下输入数据:

$$\begin{aligned}
 m &= 9, n = 5, E = 10, IU = 2 \\
 F_L &= 100\text{Hz}, F_H = 1000\text{Hz}, DF = 50\text{Hz} \\
 \text{SOU} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 4 & \text{VGR} & \text{VGI} \\ 9 & 5 & 0 & 5 & \text{IGR} & \text{IGI} \end{pmatrix} \\
 \mathbf{Z} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & R_1 \\ 2 & 1 & 2 & 2 & C_2 \\ 3 & 2 & 0 & 3 & L_3 \\ 4 & 3 & 0 & 3 & L_4 \\ 5 & 3 & 0 & 2 & C_5 \\ 6 & 3 & 4 & 1 & R_6 \\ 7 & 4 & 0 & 1 & R_7 \\ 8 & 4 & 5 & 2 & C_8 \\ 9 & 5 & 0 & 1 & R_8 \\ 0 & 3 & 4 & 10 & M \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

其中变量 IU 表示独立电源数, SOU 为独立电源新设的数组。它的行数为独立电源个数,列数为6。其中第5、6两列分别表示独立电源的电压值或电流值的实部和虚部,用 VGR 和 VGI , IGR 和 IGI 代替。

二、电路方程的形成

从电路理论知道线性时恒电路的分析计算方法有许多种,但在计算机辅助分析中,目前国

内主要采用节点分析法。它有如下优点:

(1) 一般网络的节点数 n 远小于支路数 m ,因此节点电压独立方程数 $(n-1)$ 比回路法方程数 $(m-n+1)$ 要少。

(2) 在多回路的网络中,回路方程并不是完全独立的。因此对较复杂的网络要确定独立回路是比较困难的。而利用节点分析法,只要选定了参考节点,由其它节点所列出的节点方程都是独立的。

节点法的缺点:

(1) 如果电路中具有理想电压源(独立的或受控的),则该支路的导纳将是无穷大。这时采用节点法将发生困难。

(2) 如果电路中含有受控源,除了压控电流形式的受控电源外。其它的受控电源都不能直接引入方程,而必须经转化再加以引入。

鉴于上述原因本节讨论二种方程的列出:节点电压方程的形成法和混合方程的形成方法。

(一) 节点电压方程的形成

1. 电路中没有受控源

对于图9-2-8所示的一条没有受控源的一般支路,支路方程为 $i_b = Y_b(v_b + v_g) - i_g$

根据KCL方程:

$$A: i_b = 0$$

$$v_b = A^T v_n$$

可导出节点电压方程:

$$A Y_b A^T v_n = A (i_g - Y_b v_g) \quad (9-2-1)$$

或简单写为以下形式:

$$Y_n v_n = i_s \quad (9-2-2)$$

式(9-2-1)中 A 是电路的关联矩阵, A^T 是 A 的转置矩阵。设电路的独立节点数为 n ,支路为 m 。则 A 是 $n \times m$ 阶矩阵, A^T 是 $m \times n$ 阶矩阵, Y_b 为支路导纳矩阵。在无受控源的支路中,它是 $m \times m$ 阶的对角矩阵。例如,主对角元素 Y_{kk} 即为第 k 条支路中元件的复导纳。 v_n, v_g, i_g 分别为节点电压列矢量,电压源列矢量和电流源列矢量,它们分别具有 n, m, m 个元素。式(9-2-2)中 Y_n 称为节点导纳矩阵,它是 $n \times n$ 的方阵,它的对角元即为节点上的自导(例如 Y_{kk} 为 k 节点的自导),它的非对角元为节点间的互导(例如 Y_{kj} 即为节点 k 与节点 j 之间的互导)。 i_s 为等值电流源列向量。

例9-2-4 试写出例9-2-1电路的节点电压方程中的各个矩阵:

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

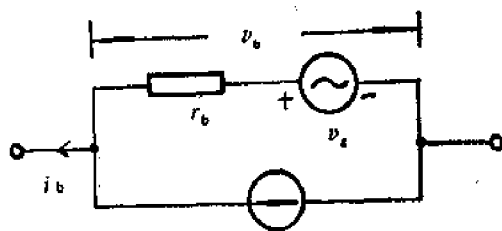


图9-2-8 没有受控源的一般支路

$$Y_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{15} & & & 0 \\ & \frac{1}{5} & \frac{1}{2} & \\ 0 & & & 0.05 \end{bmatrix}$$

$$V_s = \begin{bmatrix} 10 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

$$Y_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{15} + \frac{1}{5} + \frac{1}{2}, & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2}, & \frac{1}{2} + 0.05 \end{bmatrix}$$

$$I_s = \begin{bmatrix} \frac{10}{15} \\ -1 \end{bmatrix}$$

用计算机来形成节点电压方程时可以采用两种不同的方法。

(1) 根据输入数据先建立式(9-2-1)中的 A 、 Y_b 、 i_s 和 V_s ,然后求出 A^T ,再通过矩阵相乘求出 Y_n 和 I_s ,便得到节点电压方程。

(2) 根据输入数据直接建立 Y_n 和 I_s ,即直接形成节点电压方程。

由于方法(2)不必建立十分稀疏的 A 和 Y_b ,而且免去了矩阵相乘的运算,故它具有节省内存和计算时间的优点。这里需补充说明的是采用方法(1)时,在求得节点电压 V_n 后,支路电压 V_b 可用下式求得:

$$V_b = A^T V_n \quad (9-2-3)$$

当采用方法(2)时,由于 A^T 不存在,故支路电压只能从支路的始节点和终节点的节点电压值求得。例如,若 k 支路的始节点和终节点的号数分别为 F 和 T 则:

$$V_{bk} = V_{nF} - V_{nT} \quad (9-2-4)$$

2. 电路中具有受控源

当电路中具有受控源时,支路导纳矩阵不再是元件导纳组成的对角阵,而是:

$$Y_b = (I + B) Y_e (I + D)^{-1} \quad (9-2-5)$$

其中 Y_e 为对角阵, I 是单位矩阵, B 为受控电流源的控制系数矩阵, D 是受控电压源的控制

系数矩阵。**B**和**D**都是 $M \times M$ 阶方阵。例如,在某电路的第 k 条支路中有一个受控电流源 i_{dk} ,它受第 j 条支路的电流 i_j 所控制,即 $i_{dk} = \beta_{kj} i_j$,这时**B**矩阵中的 b_{kj} 为非零元。其值为 β_{kj} 。若受控于第 j 条支路中无源元件上的电压 V_j ,即 $i_{dk} = i_{jk} = g_{mkj} V_j$,这时**B**矩阵中有一个非零元 $b_{kj} = g_{mkj} / Y_j$ 。又如在某电路的第 k 条支路有一个受控电压源 v_{dk} ,它受控于第 j 条支路的 V_j ,即 $V_{dk} = \mu_{kj} u_j$ 。这时**D**矩阵中有一个非零元 d_{kj} ,其值为 μ 。若 V_{dk} 受第 j 条支路中的电流 i_j 所控制,即 $V_{dk} = r_{mkj} i_j$,则 $d_{kj} = r_{mkj} Y_j$ 。这样就可以决定**B**、**D**中所有的非零元,而**BD**中其余元素都为零。**Y_o**、**B**、**D**知道后,即可将式9-2-5的 Y_o 代入式(9-2-1)得节点电压方程如下:

$$\begin{aligned} & A(1+B)Y_o(1+D)^{-1}A^TV_n \\ & = A[i_g - (1+B)Y_o(1+D)^{-1}V_g] \end{aligned} \quad (9-2-6)$$

例9-2-5 图9-2-9所示电路写出式9-2-1中的各个矩阵。

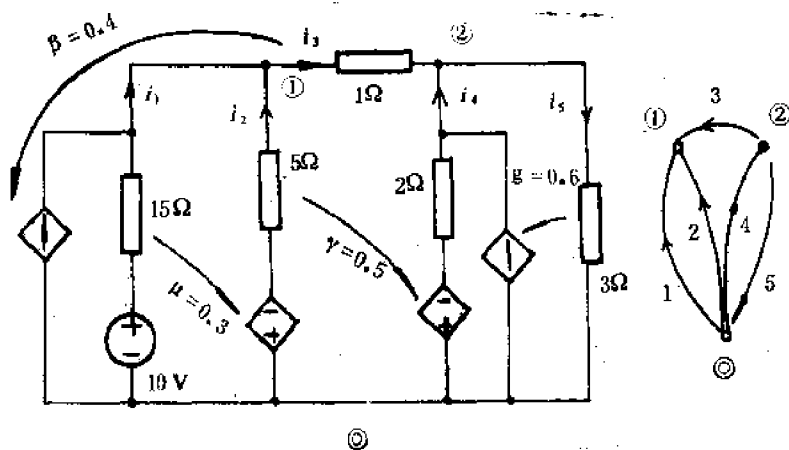


图9-2-9 例9-2-5图

$$A = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$V_g = [10 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$i_g = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$j_1 \dots j_n$$

$$1+D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.3 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} k_1 \\ \vdots \\ k_n \end{matrix}$$

$$1+B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0.6 \times 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Y_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{15} & & & & 0 \\ & \frac{1}{5} & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \frac{1}{2} & \\ 0 & & & & \frac{1}{3} \end{bmatrix}$$

当电路中有受控源时,方程式中就有求逆运算。对计算机来说求逆也是比较费时间的,通常将受控电压源化为等值的受控电流源来处理。图9-2-10为一种等值交换方法。

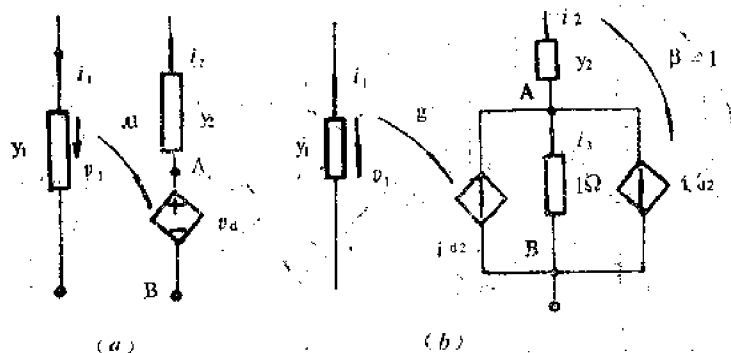


图9-2-10 等值交换方法

图9-2-10(b)中对接点A,运用KCL有:

$$i_{d2} + i_2 = i_{d2} + i_3$$

因为 $i_{d2} = \beta i_2 = 1 \cdot i_2$, 所以流过 1Ω 电阻的电流 i_3 即为 i_{d2} 。在图9-2-10(a)中有:

$$V_{AB} = \mu V_1$$

在图9-2-10(b)中:

$$V_{AB} = i_{d2} \times 1 = g_n V_1 \times 1$$

若令 $1 \cdot g_n = \mu$, 则左右两部分电路对外完全等效,以后,我们主要考虑电路中具有受控电流源的情况,这时式(9-2-6)变为:

$$A(1+B)Y_e A^T V_n = A[i_p - (1+B)Y_e V_n] \quad (9-2-7)$$

令 $Y_b = (1+B)Y_e$, 则(9-2-7)与式(9-2-1)形式上相同。用计算机形成节点电压方程的方法时: 先建立 A, Y_b, I_p, V_p , 再通过矩阵相乘运算得到类似于式(9-2-2)形式的节点电压方程。

Y_e 是对角阵, 而 $(1+B)$ 是非对角阵。因为 Y_b 必为非对角阵, 根据矩阵相乘规律, 不难看出 Y_e 的构成情况:

对角元素: $Y_{e,k}$ ($Y_{e,k}$ 为第 k 条支路无源元件的导纳)

非对角元素:

$$Y_{kj} = \begin{cases} \beta_{ki} Y_{ei} & (\text{支路中具有受 } i_i \text{ 控制的 CCCS}) \\ g_{mki} & (k \text{ 支路中具有受 } V_i \text{ 控制的 VCCS}) \\ 0 & (k \text{ 支路中无受控电流源}) \end{cases}$$

例9-2-6 写出图9-2-11电路的导纳矩阵 Y_b 。

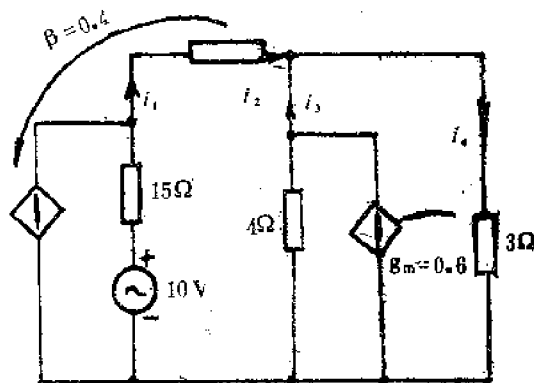


图9-2-11 例9-2-6图

$$Y_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{15} & 0.4 \times \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0.6 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3} \end{bmatrix}$$

(二) 混合方程的形成

从节点电压法的过程中看到,遇到电路中具有理想电压源时,由于该支路电流不能用支路导纳和支路电压来表示,因此就不能用上述方法来建立节点电压方程。这时可选电路的节点电压和理想电压源支路中的电流为未知量,列出混合方程。

下面我们来推导矩阵形式的混合方程。首先写出KCL的矩阵形式:

$$A i_B = [A_y \ A_E] \begin{bmatrix} i_{By} \\ \dots \\ i_{BE} \end{bmatrix} = 0 \quad (9-2-8)$$

式中 A_y 和 A_E 是 A 的分块矩阵, i_{By} 和 i_{BE} 是 i_B 的分块矩阵,它们分别对应于上述“一般支路”及理想电压源支路。其次写出KVL的矩阵式:

$$A_y^T V_n = V_{by} \quad (9-2-9)$$

$$A_E^T V_n = E$$

式中 V_{by} 为“一般支路”的支路电压列向量, E 为理想电压源的列向量,再写出一一般支路的支路方程的矩阵形式:

$$i_{by} = Y_b (V_b, V_g) - V_g \quad (9-2-10)$$

因此可导出如下方程组

$$\begin{cases} A_n Y_b A_n^T V_n + A_E i_{bE} = A_n [i_g Y_b V_g] \\ A_E^T V_n + 0 \cdot i_{bE} = E \end{cases}$$

或:

$$\begin{pmatrix} Y_n & A_E \\ \dots & \dots \\ A_E^T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_n \\ \dots \\ I_{bE} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_s \\ \dots \\ E \end{pmatrix}$$

(9-2-11)

或:

$$[H] \begin{pmatrix} V_n \\ \dots \\ I_{bE} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_s \\ \dots \\ E \end{pmatrix}$$

其中:

$$Y_n = A_n Y_b A_n^T$$

$$I_s = A_n [i_g - Y_b (V_g + V_g)]$$

式(9-2-1)就是电路的矩阵形式的混合方程, H 为混合系数矩阵。若电路中具有 NE 个理想电压源, 则不难看出式(9-2-11)所示的方程有 $N + NE$ 个独立方程, 正好与未知量(节点电压和理想电压源支路的电流)的个数相等, 所以该方程唯一解。

例9-2-7 写出图9-2-12所示电路的混合方程。

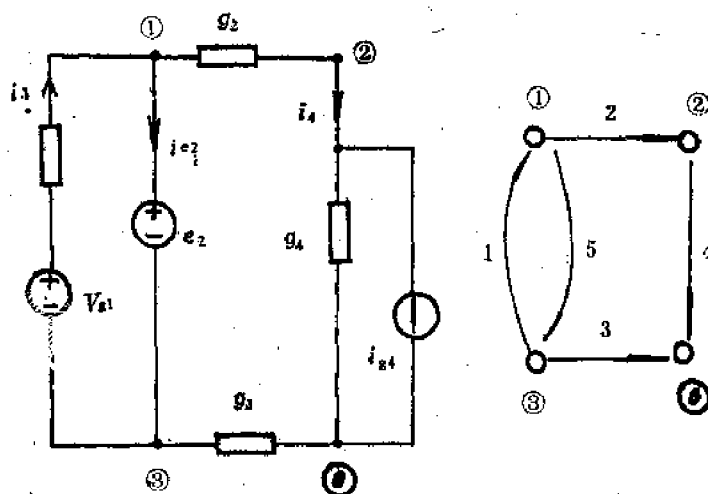


图9-2-12 例9-2-7图

先写出图9-2-12所示的 Y_n 、 A_E 、 A_E^T 、 I_s 和 E 然后再将它们合并成混合方程。

Y_n 除去理想电压源支路, 对余下部分用如同理想电压源时一样的方法写出 Y_n 如下:

$$Y_n = \begin{pmatrix} g_1 + g_2 & -g_2 & -g_1 \\ -g_2 & g_2 + g_4 & 0 \\ -g_1 & 0 & g_1 + g_2 \end{pmatrix}$$

A_E 、 A_E^T : 因为理想电压源支路连接在①、③节点间, 且①为始节点, ③为终节点, 而电路共有三个独立节点, 所以

$$A_E = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad A_E^T = [1 \ 0 \ -1]$$

I_s , 除去理想电压源支路, 对余下部分用如同无理想电压源时一样的方法写出 I_s , 如下:

$$I_s = \begin{bmatrix} G_1 V_{g1} \\ I_{g4} \\ -g_m V_{g1} \end{bmatrix}$$

E , 因为只有一条理想电压源支路, 所以列向量 E_2 中只有一个元素 E_2 , 即:

$$E = [E_2]$$

最后合并 Y_n 、 A_E 、 A_E^T 、 I_s 、 E 、, 则图9-2-12所示电路的混合方程如下:

$$\begin{bmatrix} g_1 + g_2 & -g_2 & -g_1 & 1 \\ -g_2 & g_2 + g_4 & 0 & 0 \\ -g_1 & 0 & g_1 + g_2 & -1 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_2 \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 V_{g1} \\ I_{g4} \\ 0 \\ \cdots \\ E_2 \end{bmatrix}$$

三、线性代数方程组的求解

在进行线性电路的稳态分析时, 电路方程是一组线性代数方程组, 其矩阵形式为:

$$A \cdot X = B \quad (9-2-12)$$

其中 A 为系数矩阵, 可以是节点电压法中的节点导纳矩阵 Y_n , 也可以是混合法中的混合系数矩阵 H , X 为未知量的列向量, 它就是节点电压法中的 V_n , 混合法中的 $\begin{bmatrix} V_n \\ I_{bE} \end{bmatrix}$ 。

B 为方程右端的常数项列向量, 它就是节点法中的 I_s , 混合法中的 $\begin{bmatrix} I_s \\ E \end{bmatrix}$, 直流分析时 A 、 B 中的元素均为常数。正弦交流分析时, A 、 B 中的元素均为复数, 且 A 中的元素为频率 ω 的函数。

线性方程组的解法大致分为直接法和迭代法两大类。迭代法的算法简单, 因而编制程序比较容易。但是它要求方程组的系数矩阵 A 具有某种特殊性质, 否则迭代很可能不收敛。而且即使 A 矩阵具有适用迭代法的性质, 但若初始值选得不当, 也可能使收敛速度很慢。以致浪费计算时间。直接法可以事先估算其计算工作量, 便于人们选择使用。直接法中的高斯消去法和 LU 分解法的算法简单, 计算量较小, 因而得到广泛的应用, 下面介绍这两种算法, 而迭代法我们将放到下一节去介绍。

1. 高斯消去法

高斯消去法分为“正消”和“回代”两个过程。通过正消将系数矩阵变为“上三角”矩阵。

$$\begin{bmatrix} 1 & \cdots & \cdots & \cdots \\ & 1 & \cdots & \cdots \\ & & 1 & \cdots \\ & & & 1 \\ 0 & & & & 1 \end{bmatrix} \cdot X = B$$

然后通过回代求得 $X_n, X_{n-1}, \dots, X_1$ 。下面通过矩阵的形式来说明正消和回代这两个过程的算法。先定义一个新的矩阵,把列向量 B 与 A 伴随,即把 B 作为 A 的 $n+1$ 列,如

$$[A : B]$$

该增加了一列的矩阵为增广矩阵。

(1) 正消: 为了导出一般 N 阶线性方程组的正消算式,让我们先分析一个三阶线性方程组的正消过程,为此考虑下列线性方程组:(为了便于写算式用 a_{14}, a_{24}, a_{34} 分别表示 b_1, b_2, b_3)

$$\begin{cases} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 = a_{14} \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3 = a_{24} \\ a_{31}x_1 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 = a_{34} \end{cases}$$

该方程组的增广矩阵为:

$$\begin{bmatrix} a_{11}^{(0)} & a_{12}^{(0)} & a_{13}^{(0)} & a_{14}^{(0)} \\ a_{21}^{(0)} & a_{22}^{(0)} & a_{23}^{(0)} & a_{24}^{(0)} \\ a_{31}^{(0)} & a_{32}^{(0)} & a_{33}^{(0)} & a_{34}^{(0)} \end{bmatrix}$$

下面为该矩阵在正消过程中演变情况:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} a_{11}^{(0)} & a_{12}^{(0)} & a_{13}^{(0)} & a_{14}^{(0)} \\ a_{21}^{(0)} & a_{22}^{(0)} & a_{23}^{(0)} & a_{24}^{(0)} \\ a_{31}^{(0)} & a_{32}^{(0)} & a_{33}^{(0)} & a_{34}^{(0)} \end{bmatrix} \\ & \left\{ \begin{array}{llll} 1 & a_{12}^{(1)} & a_{13}^{(1)} & a_{14}^{(1)} \\ 0 & a_{22}^{(1)} & a_{23}^{(1)} & a_{24}^{(1)} \\ 0 & a_{32}^{(1)} & a_{33}^{(1)} & a_{34}^{(1)} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{第} \\ \text{一} \\ \text{步} \end{array} \\ & \left\{ \begin{array}{llll} 0 & 1 & a_{23}^{(2)} & a_{24}^{(2)} \\ 0 & 0 & a_{33}^{(2)} & a_{34}^{(2)} \\ 1 & a_{12}^{(2)} & a_{13}^{(2)} & a_{14}^{(2)} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{第} \\ \text{二} \\ \text{步} \end{array} \\ & \left\{ \begin{array}{llll} 0 & 1 & a_{23}^{(3)} & a_{24}^{(3)} \\ 0 & 0 & 1 & a_{34}^{(3)} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{第} \\ \text{三} \\ \text{步} \end{array} \end{aligned}$$

上标“0”表示矩阵元素的原始数据,上标“1”,“2”,“3”等分别表示矩阵元素经过一次,二次,三次正消处理后的数值。

第一步正消: 首先用 $a_{11}^{(0)}$ 除以第一行的所有元素(此时 $a_{11}^{(0)}$ 为第一主元),使 $a_{11}^{(0)} \rightarrow 1$,然后把其余两行的第一列元素变为零其算式为:

$$\begin{aligned} a_{1j}^{(1)} &= a_{1j}^{(0)} / a_{11}^{(0)} \\ a_{2j}^{(1)} &= a_{2j}^{(0)} - a_{21}^{(0)} a_{1j}^{(1)} \quad j=1,2,3,4, \\ a_{3j}^{(1)} &= a_{3j}^{(0)} - a_{31}^{(0)} a_{1j}^{(1)} \end{aligned}$$

第二步正消: 首先用 $a_{22}^{(1)}$ 除以第二行的所有元素(这时 $a_{22}^{(1)}$ 称为第二个主元),使 $a_{22}^{(1)} \rightarrow 1$,由于本例的增广矩阵只有3行,故正消过程到此结束。第三步算式为:

$$a_{3j}^{(3)} = a_{3j}^{(2)} / a_{33}^{(2)} \quad (j=3,4)$$

从上述三阶线性方程组的正消过程不难归纳出: 对于一般 n 阶线性方程来说,任意一步,

比如说第K步正消时待计算的是增广矩阵右下部框内的那些元素。进行该步正消的算式为:

$$\begin{aligned} a_{kj}^{(K)} &= a_{kj}^{(K-1)} / a_{kk}^{(K-1)} & (j = k, k+1, \dots, n+1) \\ a_{ij}^{(K)} &= a_{ij}^{(K-1)} - a_{ik}^{(K-1)} \cdot a_{kj}^{(K)} & \begin{cases} i = k+1, k+2, \dots, n \\ j = k, k+1, \dots, n+1 \end{cases} \end{aligned}$$

$$\begin{array}{ccccccc} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1k} & \cdots & a_{1n} & a_{1,n+1} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2k} & \cdots & a_{2n} & a_{2,n+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \\ & & & \vdots & & \vdots & \vdots \\ a_{k1} & a_{k2} & \cdots & a_{kk} & \cdots & a_{kn} & a_{k,n+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nk} & \cdots & a_{nn} & a_{n,n+1} \end{array} \quad (9-2-13)$$

(2) 回代: 还是先分析三阶线性方程组的情况, 经过正消后该方程变为:

$$\begin{pmatrix} 1 & a_{12}^{(3)} & a_{13}^{(3)} \\ 0 & 1 & a_{23}^{(3)} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{14}^{(3)} \\ a_{24}^{(3)} \\ a_{34}^{(3)} \end{pmatrix}$$

对这样的三角形方程很容易写出它的解答 $[x]$ 来:

$$\begin{aligned} x_3 &= a_{34}^{(3)} \\ x_2 &= a_{24}^{(3)} - a_{23}^{(3)} x_3 \\ x_1 &= a_{14}^{(3)} - a_{12}^{(3)} x_2 - a_{13}^{(3)} x_3 \end{aligned}$$

这过程称为回代过程。对于一般n阶线性方程组回代过程的算式如下:

$$x_k = a_{k,n+1}^{(K)} - \sum_{j=k+1}^n a_{kj}^{(K)} x_j \quad (9-2-14)$$

顺便指出某些实际问题只要求出一个 x 即可。如在线性电路的频率分析中我们只关心作为输出电压的那个节点电压值。这时, 宜将求 x 选为 x_n , 这样一旦求得 x_n 回代过程便可结束, 节省计算时间。

应当指出, 高斯消去的正消过程得以进行的条件是: 各步的主元不为零。实际上当 a_{kk} 的绝对值很小时正消也不能有效地进行。因为这时计算精度将严重失真, 甚至发生上溢而使计算中断。因此正消过程的每一步中有必要选择合适的元素作为主元。这样就产生了其它几种改进后的高斯消去法:

(a) 列主元高斯消去法:

在每一步, 例如第k步正消前, 先检查式(9-2-13)第k列各个元素 $a_{k1}^{(K-1)}, a_{k2}^{(K-1)} \dots a_{kn}^{(K-1)}$, 从中挑出绝对值最大者, 把它作为第K步的主元。为此, 若该元素位于原第L行, 则必须把L行与K行互易位置, 以使该元素位于第k步的主元位置上。这种方法称为列主元高斯消去法。

(b) 行主元高斯消去法:

在每一步, 例如第k步正消前先检查式(9-2-13)中第K行的各个元素 $a_{k1}^{(K-1)}, a_{k2}^{(K-1)} \dots a_{kn}^{(K-1)}$ 中挑出绝对值最大者作为第k步的主元。为此, 如果该元素位于第L列, 则必须把L列与k列互易位置, 使之专位于第k步的主元位置上。这种方法称为行主元高斯消去法。

(c) 全主元高斯消去法: 在每一步例如第k步正消前检查式(9-2-13)右下部框内的所

有元素从中挑出绝对值最大者把它作为第k步的主元。为此,如果该元素原位于第L行第m列,则必须把L行与K行m列与K列互易位置,以使该元素位于第k步的主元位置上。这种方法称为全主元高斯消去法。该法选的主元无疑是最理想的。但是选主元过程,显然比前两种方法要麻烦些。经验指出,对于大多数实际问题来说,它与前两种方法相比在提高计算精度方面效果并不显著。所以人们常用前两种方法。值得指出的是由于在选列主元时所进行的行交换并不改变解答(X)列向量中各元素的原有位置。因而它的计算成本比行主元消去法更低。

例:

$$x_1 + 2x_2 + 3x_3 = 2$$

$$2x_1 + 3x_2 + 4x_3 = 3$$

$$5x_1 + 6x_2 + 6x_3 = 5$$

对该方程组实际正消手续如下:

$$\left(\begin{array}{ccc|c} 1 & 2 & 3 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & 3 \\ 5 & 6 & 6 & 5 \end{array} \right) \begin{array}{l} \text{选5为第一主} \\ \text{元,1、3行} \\ \text{互易} \end{array} \rightarrow \left(\begin{array}{ccc|c} 5 & 6 & 6 & 5 \\ 2 & 3 & 4 & 3 \\ 1 & 2 & 3 & 2 \end{array} \right)$$

$$\text{第一步正消} \rightarrow \left(\begin{array}{ccc|c} 1 & 1.2 & 1.2 & 1 \\ 0 & 0.8 & 1.8 & 1 \\ 0 & 0.6 & 1.6 & 1 \end{array} \right)$$

$$\begin{array}{l} \text{选0.8为第} \\ \text{二主元} \end{array} \rightarrow \left(\begin{array}{ccc|c} 1 & 1.2 & 1.2 & 1 \\ 0 & 0.8 & 1.8 & 1 \\ 0 & 0.6 & 1.6 & 1 \end{array} \right)$$

$$\begin{array}{l} \text{2,3互易} \\ \text{第二步} \\ \text{正消} \end{array} \rightarrow \left(\begin{array}{ccc|c} 1 & 1.2 & 1.2 & 1 \\ 0 & 1 & 2.25 & 1.25 \\ 0 & 0 & 0.25 & 0.25 \end{array} \right)$$

$$\begin{array}{l} \text{第三步} \\ \text{正消} \end{array} \rightarrow \left(\begin{array}{ccc|c} 1 & 1.2 & 1.2 & 1 \\ 0 & 1 & 2.25 & 1.25 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{array} \right)$$

综上所述高斯消去法流程如下: (图9-2-13):

2. LU分解法

LU分解法是把矩阵分解为上、下三角矩阵。

下三角矩阵:

$$L = \begin{pmatrix} L_{11} & & & 0 \\ L_{21} & L_{22} & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ L_{n1} & L_{n2} & \dots & L_{nn} \end{pmatrix}$$

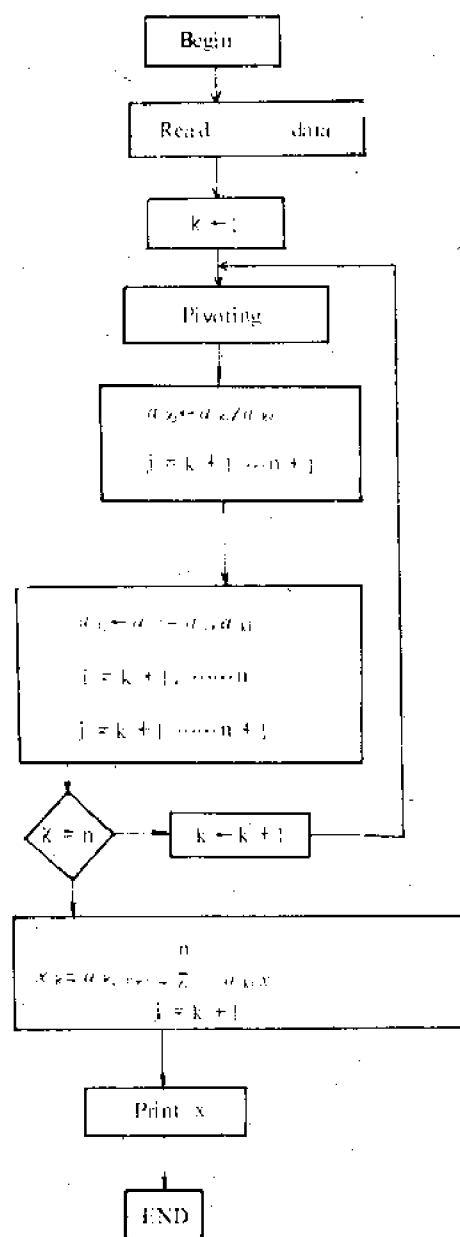


图9-2-13

上三角矩阵:

$$U = \begin{pmatrix} 1 & U_{12} & \cdots & U_{1n} \\ & 1 & \cdots & U_{2n} \\ & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \end{pmatrix}$$

两个因子矩阵 $A = L \cdot U$

例 设A为一个四阶矩阵并被分解为L、U两个因子矩阵,即:

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_{11} & & & \\ l_{21} & l_{22} & & \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & \\ l_{41} & l_{42} & l_{43} & l_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & U_{12} & U_{13} & U_{14} \\ & 1 & U_{23} & U_{24} \\ & & 1 & U_{34} \\ & & & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

根据矩阵相乘规则可得:

$$\begin{aligned} a_{11} &= L_{11} \\ a_{12} &= L_{11}U_{12} \\ a_{13} &= L_{11}U_{13} \\ a_{14} &= L_{11}U_{14} \\ a_{21} &= L_{21} \\ a_{22} &= L_{21}U_{12} + L_{22} \\ a_{23} &= L_{21}U_{13} + L_{22}U_{23} \\ a_{24} &= L_{21}U_{14} + L_{22}U_{24} \\ a_{31} &= L_{31} \\ a_{32} &= L_{31}U_{12} + L_{32} \\ a_{33} &= L_{31}U_{13} + L_{32}U_{23} + L_{33} \\ a_{34} &= L_{31}U_{14} + L_{32}U_{24} + L_{33}U_{34} \\ a_{41} &= L_{41} \\ a_{42} &= L_{41}U_{12} + L_{42} \\ a_{43} &= L_{41}U_{13} + L_{42}U_{23} + L_{43} \\ a_{44} &= L_{41}U_{14} + L_{42}U_{24} + L_{43}U_{34} + L_{44} \end{aligned}$$

重排上述诸关系式可得:

$$\begin{aligned} L_{11} &= a_{11} \\ U_{12} &= a_{12}/L_{11} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
U_{13} &= a_{12}/L_{11} \\
U_{14} &= a_{14}/L_{11} \\
L_{21} &= a_{21} \\
L_{22} &= a_{22} - L_{21}U_{12} \\
U_{23} &= (a_{23} - L_{21}U_{13})/L_{22} \\
U_{24} &= (a_{24} - L_{21}U_{14})/L_{22} \\
L_{31} &= a_{31} \\
L_{32} &= a_{32} - L_{31}U_{12} \\
L_{33} &= a_{33} - L_{31}U_{13} - L_{32}U_{23} \\
U_{34} &= (a_{34} - L_{31}U_{14} - L_{32}U_{24})/L_{33} \\
L_{41} &= a_{41} \\
L_{42} &= a_{42} - L_{41}U_{12} \\
L_{43} &= a_{43} - L_{41}U_{13} - L_{42}U_{23} \\
L_{44} &= a_{44} - L_{41}U_{14} - L_{42}U_{24} - L_{43}U_{34}
\end{aligned}$$

上述表明了矩阵A的诸元素与其因子矩阵LU的诸元素之间的关系。详细观察可发现：计算LU之诸元素的算式的右边除了A的元素值之处，还包含有LU的元素值。这说明我们不能一步完成LU的诸元素的计算。例如，对矩阵U而言，其第一行的元素 U_{12} 、 U_{13} 、 U_{14} 可直接根据矩阵A的元素算出，但第二行的元素 U_{23} 和 U_{24} ，则必须在算出 U_{13} 和 U_{14} 后才能算出，而第三行的元素 U_{34} 必需算出 U_{14} 、 U_{24} 和 U_{33} 后才能算出。总之LU中诸元素的计算必须逐步完成。同时还看到，由矩阵A的元素我们首先可算出L的第一列和U的第一行诸元素；其次可算出L的第二列和U的第二行诸元素，通过N步计算，则可算出LU中的全部元素完成LU分解。

下面介绍一种系统的分解算法，它与高斯消去法的正消算法很类似。为了便于理解，我们以四阶矩阵为例，设A为一个四阶矩阵算法，指出通过下列四步运算可将其分解为LU两个因子矩阵。

第一步：

- (1) 令 L_{11} 、 L_{21} 、 L_{31} 、 L_{41} 分别等于 a_{11} 、 a_{21} 、 a_{31} 和 a_{41} ；
- (2) 用 a_{11} （即 L_{11} ）分别除以 a_{12} 、 a_{13} 和 a_{14} ，其商即为 U_{12} 、 U_{13} 、 U_{14} ；
- (3) 对除去第1行和第1列后所余下的子矩阵的九个元素进行如下运算：

$$\begin{aligned}
a_{ij}^{(1)} &= a_{ij}^{(0)} - L_{i1}U_{1j}, & i &= 2, 3, 4 \\
& & j &= 2, 3, 4
\end{aligned}$$

第二步：

- (1) 令 L_{22} 、 L_{32} 和 L_{42} 分别等于 $a_{22}^{(1)}$ 、 $a_{32}^{(1)}$ 和 $a_{42}^{(1)}$ ；
- (2) 用 $a_{22}^{(1)}$ （即 L_{22} ）分别除以 $a_{23}^{(1)}$ 、 $a_{24}^{(1)}$ ，其商为 U_{23} 和 U_{24} ；
- (3) 对除去1,2行和1,2列后所余下的子矩阵的四个元素进行如下运算

$$\begin{aligned}
a_{ij}^{(2)} &= a_{ij}^{(1)} - L_{i2}U_{2j}, & i &= 3, 4 \\
& & j &= 3, 4
\end{aligned}$$

第三步：

- (1) L_{33} 令 L_{43} 分别等于 $a_{33}^{(2)}$ 和 $a_{43}^{(2)}$ ；

(2) 用 $a_{33}^{(2)}$ (即 L_{33} 除以 $a_{33}^{(1)}$, 商为 U_{34} ;

(3) 对于除去1、2、3行和1、2、3列后所余下的元素 $a_{44}^{(3)}$ 进行如下运算:

$$a_{44}^{(3)} = a_{44}^{(2)} - L_{43}U_{34}$$

第四步: 令 $L_{44} = a_{44}^{(3)}$

LU分解完成综合上述步骤可将这种分解法表示如下:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11}^{(0)} & a_{12}^{(0)} & a_{13}^{(0)} & a_{14}^{(0)} \\ a_{21}^{(0)} & a_{22}^{(0)} & a_{23}^{(0)} & a_{24}^{(0)} \\ a_{31}^{(0)} & a_{32}^{(0)} & a_{33}^{(0)} & a_{34}^{(0)} \\ a_{41}^{(0)} & a_{42}^{(0)} & a_{43}^{(0)} & a_{44}^{(0)} \end{pmatrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{pmatrix} L_{11} & U_{12} & U_{13} & U_{14} \\ L_{21} & a_{22}^{(1)} & a_{23}^{(1)} & a_{24}^{(1)} \\ L_{31} & a_{32}^{(1)} & a_{33}^{(1)} & a_{34}^{(1)} \\ L_{41} & a_{42}^{(1)} & a_{43}^{(1)} & a_{44}^{(1)} \end{pmatrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & L_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & L_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{pmatrix} L_{11} & U_{12} & U_{13} & U_{14} \\ L_{21} & L_{22} & U_{23} & U_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & U_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{pmatrix} L_{11} & U_{12} & U_{13} & U_{14} \\ L_{21} & L_{22} & U_{23} & U_{24} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & U_{34} \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix}$$

从上例可看出,由于上三角矩阵的主对角元素为1,用计算机进行LU分解时可不必为其安排存储单元,故分解所得的两个因子矩阵L和U所需的总存储量与A的存储量相等,而且以求解线性方程组为目的的LU分解,在一旦求得L、U两矩阵后原来被分解的矩阵无需再保留,因此LU分解可在被分解矩阵A的位置上进行。

至于N阶矩阵的情况我们就不再叙述了。

(2) 解三角形方程

由于 $A = LU$, 故方程组

$$\begin{cases} AX = B \\ LUX = B \end{cases}$$

若设 $UX = Y$, 则有

$$LY = B \quad (9-2-15)$$

和

$$UX = Y \quad (9-2-16)$$

两个三角型方程的求解仍以四阶方程组为例说明其解方法。

当方程组为四阶时, 则 9-2-15 为

$$\begin{pmatrix} L_{11} & & & \\ L_{21} & L_{22} & & \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & \\ L_{41} & L_{42} & L_{43} & L_{44} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} \quad (9-2-17)$$

则:

$$\begin{aligned} y_1 &= b_1 / L_{11} \\ y_2 &= (b_2 - L_{21}y_1) / L_{22} \\ y_3 &= (b_3 - L_{31}y_1 - L_{32}y_2) / L_{33} \\ y_4 &= (b_4 - L_{41}y_1 - L_{42}y_2 - L_{43}y_3) / L_{44} \end{aligned} \quad (9-2-18)$$

由式(9-2-18)可知当方程组为N阶时求解的Y算式为:

$$y_i = (b_i - \sum_{k=1}^{i-1} L_{ik}y_k) / L_{ii} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (9-2-19)$$

当方程组为四阶时方程式 (9-2-16) 为:

$$\begin{pmatrix} 1 & U_{12} & U_{13} & U_{14} \\ & 1 & U_{23} & U_{24} \\ & & 1 & U_{34} \\ & & & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} \quad (9-2-20)$$

由式 (9-2-20)

$$\begin{aligned} x_4 &= y_4 \\ x_3 &= y_3 - U_{34}x_4 \\ x_2 &= y_2 - U_{23}x_3 - U_{24}x_4 \\ x_1 &= y_1 - U_{12}x_2 - U_{13}x_3 - U_{14}x_4 \end{aligned} \quad (9-2-21)$$

由式 (9-2-21) 可得当方程为N阶时求解x的算式为:

$$x_i = y_i - \sum_{k=i+1}^n U_{ik} x_k, \quad (i = n, n-1, \dots, 1) \quad (9-2-22)$$

由式(9-2-19), 式(9-2-22)知其求解过程是按一定顺序的, 综上所述可以给出LU分解法的算法框图9-2-14:

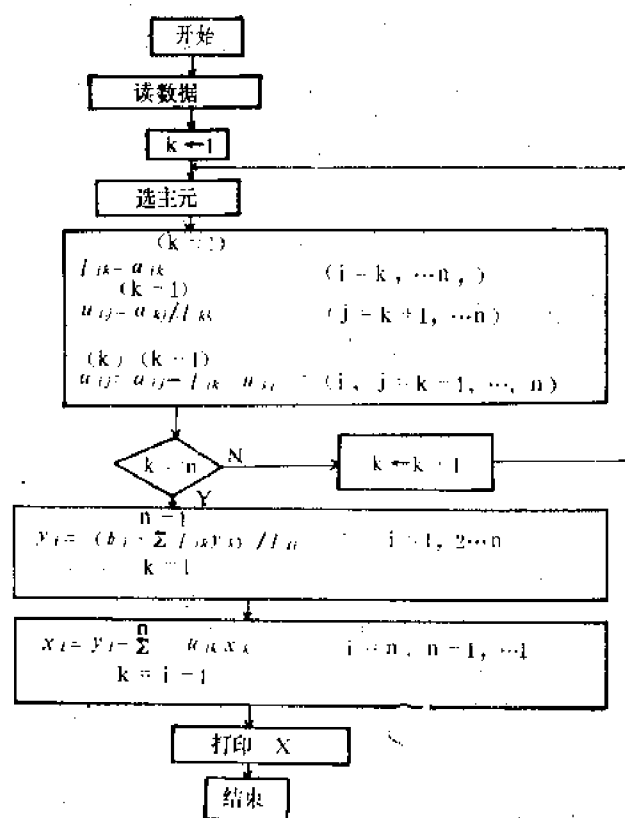


图9-2-14

例9-2-9 用LU分解法求解下列线性方程组：

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 & -2 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 2 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 6 \\ 6 \\ -1 \end{pmatrix}$$

首先将A分解为L和U,由于A的元素 a_{ij} 的绝对值相差不大,故选主对角元素 a_{ii} 为主元。
其分解过程如下:

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 2 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 2 & -1 \\ 1 & -3 & 0 & -2 \\ 2 & -5 & -3 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 2 & -1 \\ 1 & -3 & 6 & -5 \\ 2 & -5 & 7 & -6 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 2 \\ -1 & 1 & 2 & -1 \\ 1 & -3 & 6 & -\frac{5}{6} \\ 2 & -5 & 7 & -\frac{1}{6} \end{pmatrix}$$

其次求解三角形方程 $LY = B$

$$\begin{pmatrix} 1 & & & \\ -1 & 1 & & \\ 1 & -3 & 6 & \\ 2 & -5 & 7 & -\frac{1}{6} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 6 \\ 6 \\ -1 \end{pmatrix}$$

结果为:

$$y_1 = -1$$

$$y_2 = [6 - (-1) \times (-1)]/1 = 5$$

$$y_3 = [6 - 1 \times (-1) - (-3) \times 5]/6 = \frac{22}{6} = \frac{11}{3}$$

$$y_4 = \left[-1 - 2 \times (-1) - (-5) \times 5 - 7 \times \frac{11}{3} \right] / \left(-\frac{1}{6} \right)$$

$$= \frac{1}{3} / \left(-\frac{1}{6} \right) = -2$$

最后求解三角形方程 $UX = Y$, 即:

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ & 1 & 2 & -1 \\ & & 1 & -\frac{5}{6} \\ & & & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 5 \\ \frac{11}{3} \\ -2 \end{pmatrix}$$

结果为:

$$x_4 = -2$$

$$x_3 = \frac{11}{3} - \left(-\frac{5}{6} \right) \times (-2) = 2$$

$$x_2 = 5 - 2 \times 2 - (-1) \times (-2) = -1$$

$$x_1 = -1 - 2 \times (-1) - 1 \times 2 - 1 \times (-2) = 1$$

可以证明, LU分解法和高斯消去法等价计算量也是相等的,其特点是只对系数矩阵为A进行。这样在分析某些实际电路问题时,若需要多次求解线性方程组,每次又仅是矩阵B的数值有变化时,采用LU分解法将大大节省时间。

第三节 非线性电路分析

非线性电路的分析是整个电路分析中重要的组成部分,因为实际电路中广泛应用着各种非线性器件。尤其是各种电子电路,就其本质而言,都是非线性的。由于非线性器件的种类繁多,因此要编写一个适合于包含各种非线性器件的电路分析的通用程序是不可能的。在此我们只讨论非线性电路分析的基本方法。

一、非线性器件数学模型的建立

进行非线性电路分析时,所得结果的可靠性,很大程度上取决于非线性器件模型的优劣。所以,模型的建立是非线性电路分析中的一个重要问题。非线性器件的种类繁多,就对一种非线性器件而言,还可以有几种复杂程度不同的模型。当然,模型越复杂,器件的物理本性就反映得完全一些。不过计算量也随之而增加,因此,很难说,它们中究竟哪一个最优。总之,非线性器件的模型问题,是一个重要而复杂的问题。目前国内外在这个领域里尚有许多工作值得我们去研究。本节只对一些常见的时恒非线性器件,列举它们的模型,并写出它们的数学表达式,通称数学模型。

1. 非线性电阻

(1) 电流控制非线性电阻元件:

$$V(t) = f_i[i(t)]$$

此处 f_i 是指某一按电流取值的单值非线性函数。

(2) 电压控制非线性电阻元件

$$i(t) = f_v[V(t)]$$

此处 f_v 是指某一按电压取值的单值非线性函数。

2. 非线性电容器

(1) 电压控制非线性电容元件:

$$q(t) = f_v[V(t)]$$

(2) 电荷控制非线性电容元件:

$$V(t) = f_q[q(t)]$$

此处 f_v 、 f_q 分别指某一按电压、电荷取值的单值非线性函数。

3. 非线性电感

(1) 电流控制非线性电感

$$\Phi(t) = f_i[i(t)]$$

(2) 磁通控制非线性元件

$$i(t) = f_\Phi[\Phi(t)]$$

此处 f_i 、 f_Φ 分别指某一按电流、磁通取值的单值非线性函数。

4. 结型二极管

图9-3-1是结型二极管模型

(1) 直流分析模型

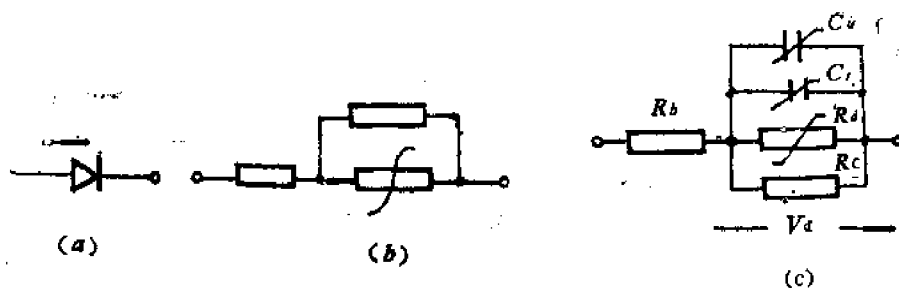


图9-3-1 结型二极管模型

R_B : 半导体体电阻和接触电阻。(0 < R_B < 100 Ω)

R_C : 结的漏电阻。(R_C > 1 M Ω)

R_d : 二极管的非线性电阻

(b) 时域分析模型

与直流分析模型相比,差别在于多了两个非线性电容:

C_j : 结过渡非线性电容:

$$C_j = \frac{D}{(V_z - V_d)^n}, (V_d < V_z)$$

式中 D ——比例常数,典型值为 0.5×10^{-12}

V_z ——结的接触电位,典型值 0.2V ~ 0.9V

n ——结的等级常数,典型值 0 ~ 1

C_d : 扩散电容:

$$C_d = \frac{q}{2\pi K T F} (i_d + I_s)$$

式中 F 为二极管的固有截止频率(几兆赫~几千兆赫),其余参数意义与前相同。顺便指出,二极管在反向偏置时, C_j 占优势。而在正向电流较大时,则 C_d 较为显著。对于一个二极管完整的模型,必须给定以下8个物理参数: R_b 、 R_C 、 I_s 、 T 、 V_z 、 D 、 n 和 F ,这些参数是通过测量而得的,或者由元件制造厂所提供。

5. 晶体三极管

它们的完整模型如图9-3-2所示,图9-3-2(b)为NPN的E_{ser}-MO11模型,图9-3-2(c)为PNP的E_{ser}-MO11模型。在时域分析时,用此完整的模型。在直流分析时,移去其中的所有电容即可。

若将 R_{EE} 、 R_{CC} 、 R_{BD} 当作短路,当 R_E 、 R_C 作开路,则为它们的简化模型。上述完整模型中共有十三个元件,它们的意义为:

R_{EE} : 发射极体电阻和接触电阻,典型值为 0—10 Ω

R_{BB} : 基极体电阻和接触电阻,典型值为 0~100 Ω

R_{CC} : 集电极体电阻和接触电阻,典型值为 0~10 Ω

R_E : 射基结漏电阻,典型值大于 1 M Ω

R_C : 集基结漏电阻,典型值大于 1 M Ω

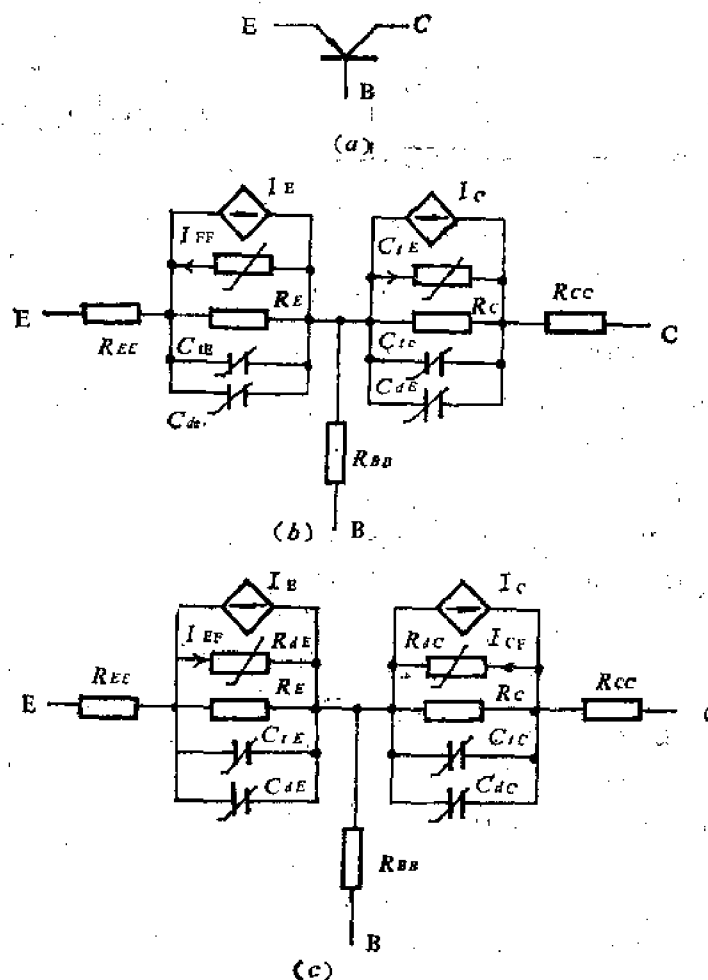


图9-3-2 晶体三极管及模型

i_E : 集电极电流控制电流源

$i_E = \alpha_i i_{EF}$, 式中 α_i 为共基反向直流电流增益, i_{EF} 为集电极反向电流, 典型的 α_i 为 0.5。

i_C : 发射极电流控制电流源

$i_C = \alpha_n i_{EF}$, 式中 α_n 为共基正向直流电流增益, i_{EF} 为发射结反向电流, 典型的 α_n 为 0.99。

R_{dE} : 射基结非线性电阻, 可用下面的非线性函数关系表示:

$$i_{EF} = \frac{I_{ES}}{1 - \alpha_n \alpha_i} \left[\exp\left(\frac{qV_i}{kT}\right) - 1 \right]$$

式中 I_{ES} 为射极反向饱和电流, 硅管的典型值为 $10^{-14} \sim 10^{-6} \text{mA}$, 锗管的典型值为 $10^{-8} \sim 10^{-2} \text{mA}$ 。

R_{dC} : 集基结非线性电阻, 可用下面的非线性函数关系表示:

$$i_{CF} = \frac{I_{CS}}{1 - \alpha_n \alpha_i} \left[\exp\left(\frac{qV_i}{kT}\right) - 1 \right]$$

式中 I_{CS} 为基极反向饱和电流, $[I_{CS} \approx I_{ES}(\alpha_n/\alpha_i)]$ 。

C_{ie} : 射基结过渡电容, 该非线性电容函数关系为:

$$C_{ie} = \frac{D_1}{(V_{ZE} - V_{EB})^{nE}}, (V_{EB} < V_{ZE})$$

式中 D_1 为比例常数, 典型值为 $0.5 \times 10^{-12} \sim 5 \times 10^{-12}$, V_{ZE} 为射基结接触电位, 其典型值对硅管为 $0.9V$, 对锗管为 $0.4V$, nE 为射基结等级常数。

C_{ic} : 集基结过渡电容, 该非线性电容的函数关系为:

$$C_{ic} = \frac{D_2}{(V_{ZC} - V_{CB})^{nC}}, (V_{CB} < V_{ZC})$$

式中 D_2 为比例常数, 典型值为 $0.5 \times 10^{-12} \sim 5 \times 10^{-12}$, V_{ZC} 为集基结接触电位, 典型值对硅管为 $0.9V$, 对锗管为 $0.4V$, n_c 为集基结等级常数。

C_{de} : 射基结扩散电容, 它的值和射基结电流 i_{EF} 的关系如下:

$$C_{de} = \frac{q}{2\pi kTF_n} \left[i_{EF} + \frac{I_{ES}}{(1 - \alpha_n \alpha_1)} \right]$$

式中 F_n 为管子正向的固有增益带宽乘积。

C_{dc} : 集基结扩散电容, 它的值和集基结电流 i_{CF} 的关系如下:

$$C_{dc} = \frac{q}{2\pi kTF_r} \left[i_{CF} + \frac{I_{CS}}{(1 - \alpha_n \alpha_1)} \right]$$

式中 F_r 为晶体管反向的固有增益带宽乘积。

从上面介绍的非线性器件的模型中可以看出, 这些模型的特点是用非线性的电阻、电容、电感及受控源等非线性元件及其不同组合来表示非线性器件, 而这些非线性元件的特性又都用非线性函数关系来表示。曾盛行于五十至六十年代的分段线性化模型对于有些非线性电路分析是不适用的。例如, 当电路中含有多种非线性器件或含有多端非线性器件, 即它的特性必须用多变量非线性函数的关系: $i = f(V_1, V_2, V_3, \dots)$ 来描述的器件时, 用分段线性化模型就很难处理了。而本节所介绍的模型不受这些条件的限制。模型中所需的非线性函数关系, 即可根据非线性器件的物理本质来决定, 也可通过实测, 求得非线性器件特性的列表函数, 然后用数学上的拟合法求其多项式近似表达式。对于一般常用非线性器件宜采用前者, 而对于某些特殊的非线性器件或是某个黑盒 (Black box), 则宜采用后者。

二、非线性电路的直流分析

(一) 电路方程的形成

由于非线性电阻元件可以分为电压控制和电流控制两种, 因此非线性直流分析采用混合法较为合适。下面我们将介绍这种方法, 并推导非线性直流分析时, 混合方程的一般形式。为了着重说明基本思想, 避免推导过程及方程的形式过于复杂, 故暂不考虑含有受控源的情况。首先, 我们把一个非线性电阻元件定义为一条支路, 而把电压控制的非线性电阻元件, 视为非线性电导支路。把电流控制的非线性电阻元件视为非线性电阻支路, 对于其余线性元件部分仍采用前面讲的“一般支路”的定义。然后, 根据KVL, KCL和支路, 推导以节点电压和电阻支路中的电流为未知量的混合方程, $KCL: \sum I = 0$

或:

$$[A_g, A_r, A_l] \begin{pmatrix} I_{bg} \\ \dots \\ I_{br} \\ \dots \\ I_{bl} \end{pmatrix} = A_g I_{bg} + A_r I_{br} + A_l I_{bl} = 0$$

式中带下标 g, r, l 等分块矩阵,分别表示与非线性电导支路、非线性电阻支路及线性元件支路有关的部分。

$$\text{KVL: } V_{bg} = A_g^T V_n, \quad V_{br} = A_r^T V_n, \quad V_{bl} = A_l^T V_n$$

支路方程:

$$I_{bg} = f_v(Y_{bg})$$

$$V_{br} = f_d(I_{br})$$

$$I_s = Y_s(V_{br} + V_g) - I_g$$

从KCL, KVL和支路方程这三组基本方程可得:

$$A_g f_v(A_g^T V_n) + A_r Y_s A_l^T V_n + A_l I_{br} = A_l (I_g - Y_s V_g) \quad (9-3-1(a))$$

$$A_r^T V_n - f_d(I_{br}) = 0 \quad (9-3-1(b))$$

式(9-3-1)便是非线性电路直流分析时的混合方程,它是一个非线性方程组。其中第一行包含的方程的个数等于独立节点数,第二行包含的方程个数等于非线性电阻支路数,也就是说式(9-3-1)包含的方程个数等于未知量个数。

前面曾经指出,要编写一个适用于包含各种非线性元件电路分析的通用程序是不可能的。现在看来这是十分明显的,因为各种非线性元件可用各种不同的非线性函数关系表示。我们不可能编写一个程序,使它包含计算各种非线性函数关系的“过程”。下面我们只含晶体二极管和三极管两种非线性器件的电路为例,说明非线性电路直流分析时,电路方程的形成方法。

由于晶体二极管和晶体三极管的直流分析模型都只含有电压控制非线性电阻元件,因此,电路的混合方程就退化为节点方程,节点方程的一般形式为:

$$A_g f_v(A_g^T V_n) + A_s Y_s^T V_n = A_l (I_g - Y_s V_g)$$

或简写为:

$$A_g f_v(A_g^T V_n) + Y_n V_n = I_s \quad (9-3-2)$$

对目前所讨论的电路而言,方程(9-3-2)左边的第一项表示流出节点的二极管电流或三极管电流,如果 I_D 和 I_T 分别表示这两部分电流,则方程又改写为:

$$I_D + I_T + Y_n V_n = I_s \quad (9-3-3)$$

式中 I_D 和 I_T 无疑是节点电压的非线性函数。因此,只要知道管子电路中的连接情况,然后根据管子的模型写出管子各级电流与节点电压的关系,就不难形成方程式了。下面通过具体例子来说明这一点。

例9-3-1 对于图9-3-2所示电路,写出其节点电压方程。在写该电路的节点电压方程之前,先回顾一下二极管和三极管的直流分析模型(采用简化模型),并根据它们写出各级电流与有关电压的非线性函数关系是有益的。

二极管:

$$I_D = I_S \left[\exp \frac{q}{kT} (V_E - V_Q) - 1 \right] \quad (9-3-4)$$

三极管(NPN):

$$I_E = -I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_E) - 1 \right] + \alpha_1 I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_C) - 1 \right]$$

$$I_C = \alpha_n I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_E) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_C) - 1 \right]$$

$$I_B = (1 - \alpha_n) I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_E) - 1 \right] + (1 - \alpha_1) I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_B - V_C) - 1 \right] \quad (9-3-5)$$

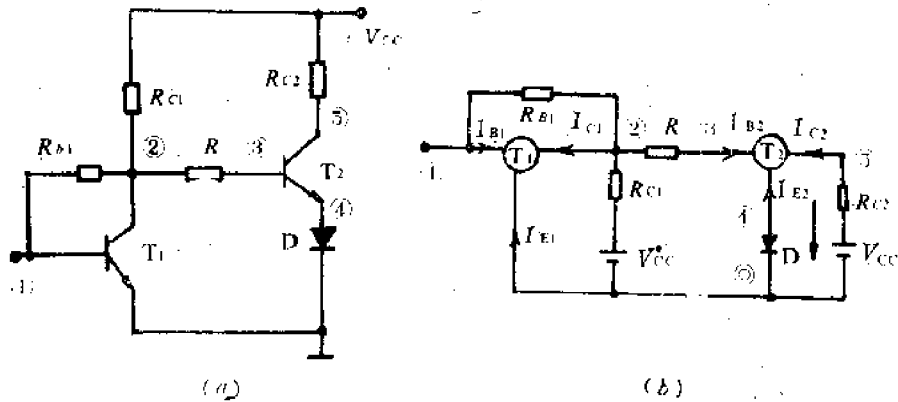


图9-3-3 等效电路

为了便于直观地写出电路的节点电压方程,我们画出图9-3-3(a)的等效电路图9-3-2(b),根据方程式(9-3-3),可写出电路节点电压方程。由方程可得:

$$I_D(V_4) = I_S \left(\exp \frac{q}{kT} V_4 - 1 \right)$$

$$I_{B1}(V_1, V_2) = (-\alpha_n) I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} V_2 - 1 \right) + (1 - \alpha_1) I_{CS}$$

$$\left[\exp \frac{q}{kT} (V_1 - V_1) - 1 \right]$$

$$I_{C2}(V_1, V_1) = \alpha_n I_{ES} \left(\exp \frac{q}{kT} V_1 - 1 \right) - I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_1 - V_2) - 1 \right]$$

$$\begin{aligned}
I_{B2}(V_3, V_4, V_5) &= (1 - \alpha_2) I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_4) - 1 \right] \\
&\quad + (1 - \alpha_1) I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_5) - 1 \right] \\
I_{E2}(V_3, V_4, V_5) &= -I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_4) - 1 \right] \\
&\quad + \alpha_1 I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_5) - 1 \right] \\
I_{C2}(V_3, V_4, V_5) &= \alpha_2 I_{ES} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_4) - 1 \right] \\
&\quad - I_{CS} \left[\exp \frac{q}{kT} (V_3 - V_5) - 1 \right]
\end{aligned} \tag{9-3-6}$$

为了用计算机来自动形成 I_D 和 I_T , 我们可以这样来设计三极管和二极管的输入数据:

1. 由于对一个三极管简化的直流分析模型, 必须给定 $I_{ES}, I_{CS}, \alpha_n, \alpha_1, \frac{q}{kT}$ 等5个物理参数, 另外, 还必须说明三极管的类型, (即是NPN还是PNP型) 及其在电路中的连接情况, (即E、B、C三个极分别连结在哪个节点上。) 因此, 我们可以设计一个数组 T 来存放有关的输入数据。该数组的行数等于电路中三极管的个数, 列数等于9, 这样数组 T 为

$$T = \begin{pmatrix} E & B & C & Tr & \alpha_n & \alpha_1 & I_{ES} & I_{CS} & \frac{q}{kT} \\ & & & & & & & & \\ & & & & & & & & \end{pmatrix}$$

数组 T 的第4列表示三极管的类型, 在这里我们若规定 $Tr = 1$ 表示PNP三极管, $Tr = 2$ 表示NPN三极管, 对于例9-3-1所示电路, 由于管子的物理参数没有给出, 故用文字代之。

$$T = \begin{pmatrix} 0, 1, 2, 2, \alpha_{n1}, \alpha_{11}, I_{ES1}, I_{CS1}, \frac{q}{kT} \\ 4, 3, 5, 2, \alpha_{n2}, \alpha_{12}, I_{ES2}, I_{CS2}, \frac{q}{kT} \end{pmatrix}$$

2. 对于二极管的简化直流分析模型, 必须给定 I_s 和 $\frac{q}{kT}$ 两个物理参数, 及其在电路里的连接情况, 即它的正负极分别接在哪个节点上。因此, 我们可以设计一个 D 数组来存放有关二极管的输入数据。该数组的行数等于电路中的二极管个数, 列数等于4, 这样数组 D 的结构为:

$$D = \begin{pmatrix} P & Q & I_s & \frac{q}{kT} \\ & & & \end{pmatrix}$$

数组中的P为正极,Q为负极。对于例9-3-1所示电路,由于管子的物理参数未给出,故用文字表示:

$$D = \left[4, 0, I_s, \frac{q}{kT} \right]$$

有了上述描述三极管和二极管参数的数组,就可根据式(9-3-5)来形成 I_T 和 I_D ,关于式(9-3-6)中 V_{be} 、 V_{bc} 和 I_s 的形成,已在前面讲过,这里不再重复。这样,非线性电路的直流分析的电路方程便可形成。

(二) 非线性代数方程的求解

对非线性电路进行直流分析时,所建立的电路方程,不论用节点法或混合法或其它方法建立,都是一组非线性代数方程。若把方程的两端移向一端,即得非线性代数方程组的一种标准形式。

$$f(x) = 0 \quad (9-3-7)$$

由于线性方程组一般不能求其解析解,故用一种有规则的试凑法(常称迭代法)来求解。本节介绍其中较重要的一种迭代法—牛顿法。

为了便于使用这种方法,我们先用单个方程说明牛顿法的基本思想,及其求解过程,然后再推广到多个方程的情况。首先,设 $x(0)$ 为根的初次估计值,即认为 $x(0)$ 是方程 $f(x) = 0$ 的一个近似解,则函数 $f(x)$ 在 $x(0)$ 点附近可用一阶泰勒多项式:

$$P_1(x) = f(x^{(0)}) + f'(x^{(0)})(x - x^{(0)})$$

来近似。因此,方程 $f(x) = 0$ 在点 $x(0)$ 附近可近似表示为:

$$f(x^{(0)}) + f'(x^{(0)})(x - x^{(0)}) = 0 \quad (9-3-8)$$

方程式(9-3-8)是个线性方程,只要在 $f'(x) \neq 0$ 便可解得:

$$x = x^{(0)} - \frac{f(x^{(0)})}{f'(x^{(0)})}$$

然后再把 x 作为方程 $f(x) = 0$ 的一个一次修正后的近似解,得到二次修正后的近似解, $x^{(2)}$,它与 $x^{(1)}$ 的关系为:

$$x^{(2)} = x^{(1)} - \frac{f(x^{(1)})}{f'(x^{(1)})}$$

依次类推,可得 $(k+1)$ 次修正后的近似解:

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \frac{f(x^{(k)})}{f'(x^{(k)})} \quad (9-3-9)$$

式(9-3-9)就是著名的牛顿迭代公式,又称Newton-Raphson算法。

牛顿法明显的几何解释,如图9-3-4所示,方程 $f(x) = 0$ 的正确解在几何上表示为曲线 $y = f(x)$ 与 x 轴的交点。以 $x(0)$ 附近展开的一阶泰勒多项式 $P_1(x)$ 作为 $f(x)$ 的近似式,在几何上表示以曲线 $y = f(x)$ 在 $x^{(0)}$ 点的切线作为该曲线的近似,而线性方程(9-3-8)的解在几何上表示为切线与 x 轴的交点 $x^{(1)}$ 。重复上述步骤,可以得到一系列交点 $x^{(2)}$ 、 $x^{(3)}$ 、……、 $x^{(k)}$ 、 $x^{(k+1)}$,直至 $x^{(k+1)}$ 足够逼近正确解 x^* 。由于真实解 x^* 一般是不知道的,所以无法判断那一次修正值已足够逼近真实解 x^* ,即无法计算 $|x^{k+1} - x^*|$ 的大小。但是可以证明,当 $|x^{k+1} - x^k|$ 足够小时, x^{k+1} 也足够靠近 x^* 了,即 x^{k+1} 已经收敛于 x^* 。所以牛顿迭代的收敛条件是:

$$|x^{k+1} - x^k| < \varepsilon \quad (9-3-10)$$

另外,还可以从方程 $f(x) = 0$ 直接得到:

$$|f(x^{k+1})| < \delta \quad (9-3-11)$$

为满足牛顿迭代的收敛条件,式(9-3-10)中的 ε 和式(9-3-11)中的 δ 均为分析者根据计算精度要求而定的一个适当小的正数。

必须指出,牛顿迭代并不一定收敛,如图9-3-5所示。图9-3-5(a)表示迭代过程不收敛,图9-3-5(b)表示迭代过程是发散的。出现这种情况固然与 $f(x)$ 的性质有关(曲线形状有关),有时也与初猜值 $x(0)$ 的选取有关。还必须指出,只要迭代过程是收敛的,则牛顿法的收敛速度是比较快的,因而这个方法得到比较广泛的应用。

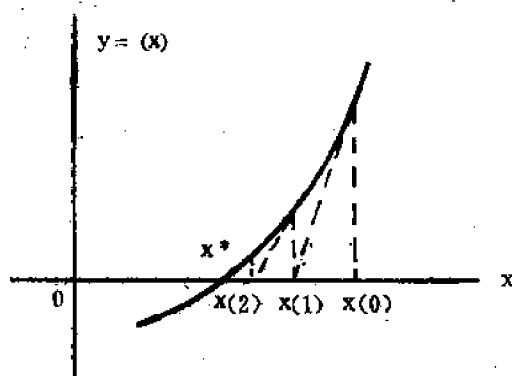


图9-3-4 牛顿法几何解释

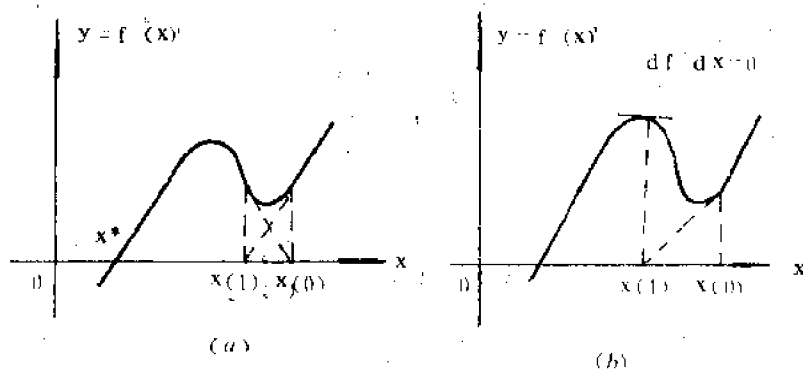


图9-3-5 牛顿迭代收敛与发散

现在讨论二阶方程组的情况。设二阶方程组:

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2) &= 0 \\ f_2(x_1, x_2) &= 0 \end{aligned} \quad (9-3-12)$$

根据牛顿法的基本思想线性法,方程组(9-3-12)在初值 $(x_1(0), x_2(0))$ 附近可用下列线性方程组来近似代替:

$$\begin{aligned} f_1(x_1(0), x_2(0)) + \frac{\partial f_1}{\partial x_1}(x_1(0), x_2(0))(x_1(1) - x_1(0)) \\ + \frac{\partial f_1}{\partial x_2}(x_1(0), x_2(0))(x_2(1) - x_2(0)) = 0 \end{aligned}$$

$$f_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) + \frac{\partial f_2}{\partial x_1}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)})(x_1^{(1)} - x_1^{(0)}) + \frac{\partial f_2}{\partial x_2}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)})(x_2^{(1)} - x_2^{(0)}) = 0 \quad (9-3-13)$$

若令 $\Delta x_1^{(1)} = x_1^{(1)} - x_1^{(0)}$, $\Delta x_2^{(1)} = x_2^{(1)} - x_2^{(0)}$,

$$\Delta x^{(1)} = \begin{bmatrix} \Delta x_1^{(1)} \\ \Delta x_2^{(1)} \end{bmatrix}$$

$$J(x^{(0)}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) & \frac{\partial f_1}{\partial x_2}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) & \frac{\partial f_2}{\partial x_2}(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \end{pmatrix}$$

$$f(x^{(0)}) = \begin{bmatrix} f_1(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \\ f_2(x_1^{(0)}, x_2^{(0)}) \end{bmatrix}$$

则方程组(9-3-13)可写为矩阵形式:

$$J(x^{(0)}) \Delta x^{(1)} = -f(x^{(0)}) \quad (9-3-14)$$

只要 $J(x^{(0)})$ 的行列式不为0, 总可以从方程式(9-3-14)解出 $\Delta x^{(1)}$ 。

$$\Delta x^{(1)} = -J^{-1}(x^{(0)})f(x^{(0)})$$

由 $\Delta x^{(1)}$ 的定义可得:

$$x^{(1)} = x^{(0)} + \Delta x^{(1)}$$

$x^{(1)}$ 就是一次修正后的近似值。依次类推, 可以写出二阶方程组的牛顿迭代公式:

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - J^{-1}(x^{(k)})f(x^{(k)}) \quad (9-3-15)$$

式(9-3-15)中的 J 称为雅可比(Jacobian)矩阵。显然, 式(9-3-15)是任意阶方程组的牛顿迭代公式。例如, 对 N 阶方程组而言, 式(9-3-15)中的 J 是一个 N 阶方阵, x 和 $f(x)$ 都是有 N 个元素的列向量, 对于 N 阶方程组的情况, 收敛条件可以这样来决定:

$$\max_i \{ |f_i^{(k+1)}| \} < \delta \quad (9-3-16)$$

或:

$$\max_i \left| \frac{x_i^{(k+1)} - x_i^{(k)}}{x_{i \max}^{(k)}} \right| < \varepsilon \quad (9-3-17)$$

式中(9-3-17)中的 $x_{i \max}$ 是 k 次修正后的近似根中绝对值最大的一根, 即

$$x_{i \max} = \max_i |x_i^{(k)}|$$

综上所述, 求解方程组的牛顿迭代法是基于化非线性方程为线性方程, 通过适当次数的迭代, 求得与正确解足够相似的解的一种方法。迭代能够迅速地收敛于正确解是我们的愿望。实践证明, 采用“阻尼”有助于迭代的收敛。所谓“阻尼”即设置一个“阻尼参数” λ , 从而迭代公式被改为:

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \lambda J^{-1}(x^{(k)})f(x^{(k)})$$

若令 $E^{(k)}$ 和 $E^{(k+1)}$ 分别表示第 k 次和 $k+1$ 次的绝对值为最大的那个误差分量(即式(9-3-16)和式(9-3-17)的左边部分),则当 $E^{(k+1)} > E^{(k)}$ 时 $\lambda \leftarrow \lambda \cdot \alpha$,当 $E^{(k+1)} < E^{(k)}$ 时 $\lambda \leftarrow \frac{\lambda}{\alpha}$, α 可在(0.75~1)范围内取值。图9-3-6为牛顿迭代法算法框图。

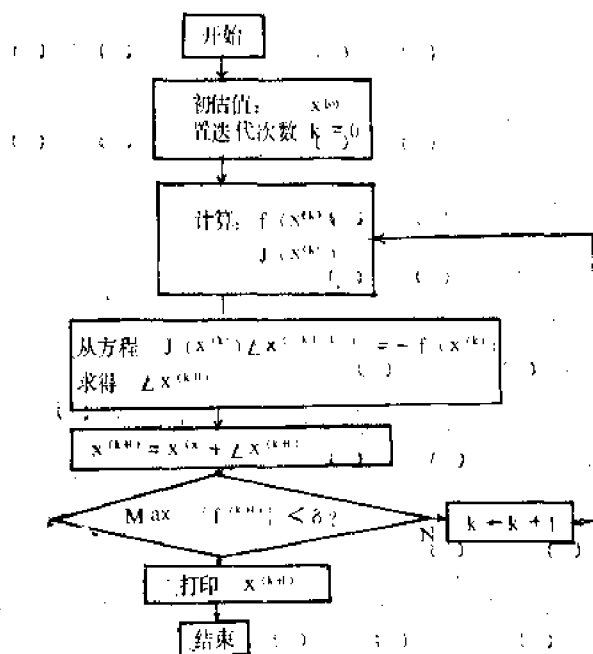


图9-3-6 牛顿迭代法框图

最后必须指出,对含有二极管、三极管等非线性器件的电路进行直流分析时,牛顿迭代经常出现上溢现象,以致使计算中断。根据物理原因可知,管子的结电压是有上限的,因此,我们可以设一上限值,当某结电压值使计算数值将出现上溢时,便令该电压值等于此上限值,以免发生上溢现象,这时迭代收敛的速度将于我们所设计的上限值和正确解之间的近似程度有关。

(三) 放大器直流工作点的计算

在我们这里计算放大器的直流工作点,作为对一个非线性电路直流分析的应用实例。为简单起见,电路中只包含PNP三极管一类非线性元件,我们将给出它的程序框图。

图9-3-7为一个三级直流放大器,它的工作特点实质上就是进行非线性电路的直流分析。图9-3-8为它的等效电路。

由于电路中只含有三极管这类非线性元件,故按上节所介绍的方法,此时电路方程应为:

$$I_T(V_n) + Y_n V_n = I_s \quad (9-3-8)$$

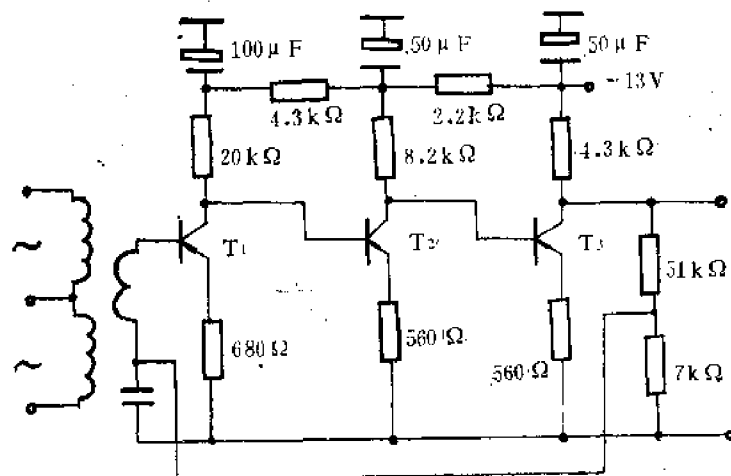


图9-3-7 三级直流放大器

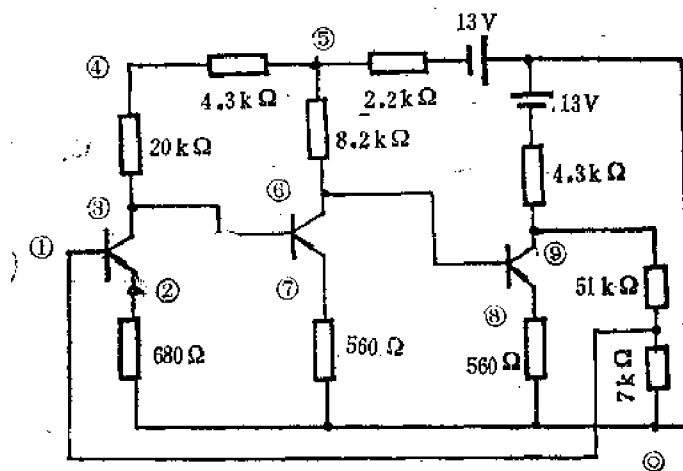


图9-3-8 等效电路

式中 $I_T(V_n)$ 可根据Ebers-Moll模型所提供的非线性函数关系来形成,其余部分的形成方法与线性电路直流分析时的方法完全相同。用牛顿迭代法求解方程(9-3-18)时雅可比矩阵为:

$$J_{\text{cob}}(V_n) = I_T(V_n) + V_n \quad (9-3-19)$$

式中:

$$I_T(V_n) = \begin{pmatrix} \frac{\partial I_{T1}}{\partial V_{n1}} & \dots & \frac{\partial I_{T1}}{\partial V_{nn}} \\ \frac{\partial I_{Tn}}{\partial V_{n1}} & \dots & \frac{\partial I_{Tn}}{\partial V_{nn}} \end{pmatrix}$$

程序框图如图9-3-9所示。

程序中符号说明如下:

M——支路数;

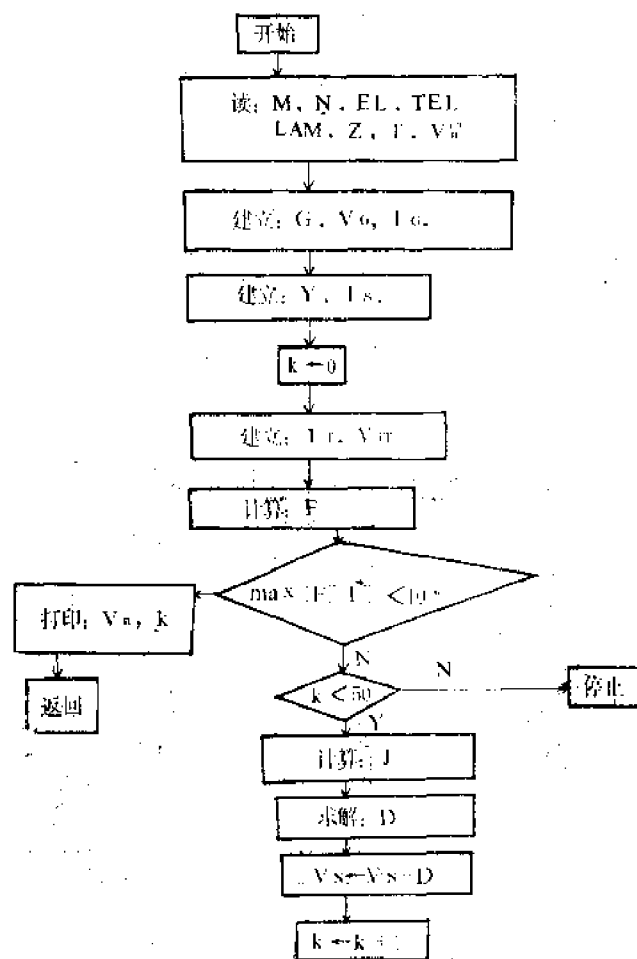


图9-3-9 程序框图

- N——节点数;
 EL——线性元件个数;
 TEL——晶体管个数
 LAM——即 $\lambda \approx q/kT$,在室温下为39;
 Z——有关线性元件的输入数据。如元件编号、支路号数、始节点号数、终节点号数、元件型、元件值等;
 T——有关三极管参数的输入数据。如三极管个数,E、B、C三个接向哪个端子,管子的物理参数 $\alpha_n, \alpha_I, I_{ES}, I_{CS}$ 等;

$V_n^{(0)}$ ——节点电压 V_n 的初始值;
 G ——线性元件的电导矩阵;
 V_G, I_G ——独立电压源, 电流源的列向量;
 Y ——线性元件的节点导纳矩阵 Y_n ;
 I_S ——方程式(9-3-18)的右端项 I_S ;
 k ——用牛顿迭代法的迭代次数;
 I_T ——晶体三极管的电流;
 V_{TT} ——晶体三极管各电流对节点电压的偏导数;
 F ——即 $f_1(V_n)$ 或写为 $I_T + Y_n V_n - I_S$ 的值;
 J ——雅可比矩阵;
 D ——迭代时, 节点电压增量。

第四节 程序举例

一、说明

这里给出一个线性电路频率分析程序, 它既可以用于频率分析, 又可以用于一般的正弦稳态分析。在此程序中:

1. 允许电路中包含 $R(G)$ 、 L 、 C 和 M (但互感只允许存在于成对耦合的线圈间), 以及独立电压源、独立电流源, 还允许包含受控电流源(CCCS和VCCS), 但不能直接处理受控电压源。
2. 为了节省存储单元, 输入数据结构采用一个TOPLOG数组和两个VALUE数组的方案。
3. 仍采用先建立 A 、 Y_b 、 V_b 、 I_b 再算 Y_n 和 I_S 。
4. 输出量为各频率点上的节点电压 V_n 、支路电压 V_b 和支路电流 I_b 。
5. 采用 FORTRANIV 语言在DEC20计算机上执行通过。

二、程序中各变量及数组的含义

M ——支路数;
 N ——独立节点数;
 L_1 —— $R, L(M), C$, 受控电流源总数;
 L_2 ——独立电压源;
 FL ——下限频率 f_L ;
 FH ——上限频率 f_H ;
 F_M ——频率倍数增量 f_m ;
 TOPLOG——描写电路拓扑结构的输入数据;
 VALUE1——说明除独立电源以外的其余所有元件的参数值的输入数据;
 VALUE2——说明独立电源的电压值(复数)或电流值(复数)的输入数据;
 A ——存放降价关联矩阵 A ;
 AT ——存放 A 的转置矩阵 A^t ;

D——存放 AY_b ;

R——存放支路电导列向量;

C——存放支路电容列向量;

XM——存放互感列向量;

MM——它是一个IM行(IM为互感的个数),2列的数组,存放具有互感耦合的两电感支路号数;

B——存放受控电源的控制系数;

ZB——它是一个ID行(ID为受控源的个数),2列的数组,存放受控电源所在支路及控制支路号数;

YB——支路导纳矩阵;

VG——存放独立电压源列向量 V_g ;

CG——存放独立电流源列向量 I_g ;

YN——存放由 Y_a 和 I_s 组成的增广矩阵;

ECS——存放 $I_g - Y_b V_g$;

VN——存放节点电压列向量 V_n ;

VB——存放支路电压列向量 V_b ;

CB——存放支路电流列向量 I_b 。

三、程序框图

1. 主程序

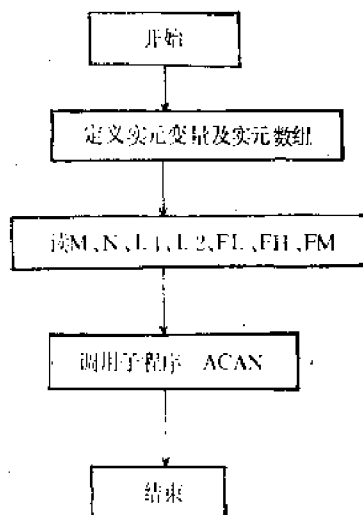


图9-4-1 主程序框图

2. 子程序

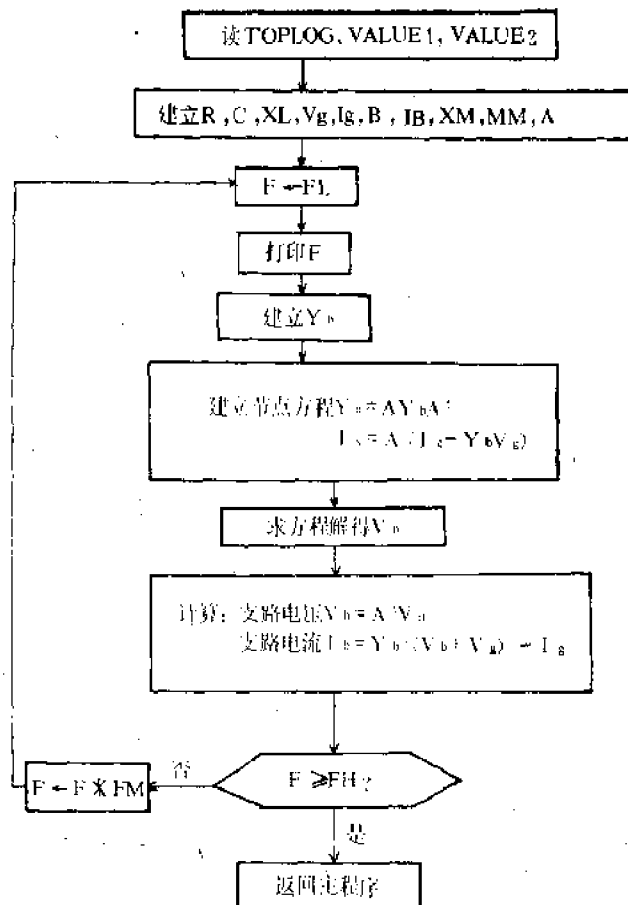


图9-4-2 子程序框图

四、程序

C This is a program to do AC analysis of linear circuits Which
 C contain R,L,C,M, independent voltage source, independent current
 C source and two types of dependent sources(VCCS, CCCS).
 INTEGER A, AT, TOPLOG
 COMPLEX YB, YN, D, ECS, VN, VB, CB, VG, CG, VALUE 2
 DIMENSION A(10,50), AT(50,10), TOPLOG(100,4), D(10,50),
 1 IB(50,2), MM(50,2), YN(10,11), YB(50,50), VG(50), CG(50), B(50),

```

2  XM(50),XL(50),R(50),C(50),ECS(10),VN(10),VB(50),CB(50),
3  VALUE1(100),VALUE2(50)
WRITE(5,1000)
1000 FORMAT(1X,'INPUT N,M,L1,L2,FL,FH,FM')
READ(5,*)N,M,L1,L2
READ(5,*)FL,FH,FM
WRITE(6,1100)N,M,L1,L2
1100 FCRMAT(1X,'N=' ,I2,2X,'M=' ,I2,2X,'L1=' ,I2,2X,'L2=' ,I2)
WRITE(6,1200)FL,FH,FM
1200 FORMAT(1X,'FL=' ,E12.4,2X,'FH=' ,E12.4,2X,'FM=' ,E12.4)
N2=N+1
L=L1+L2
CALL ACAN(N,M,L,L1,L2,N2,FL,FH,FM,A,AT,D,TOPLOG,IB,
1  MM,YN,YB,VG,CG,B,XM,XL,R,C,ECS,VN,VB,CB,VALUE1,
2  VNLUE2)
STOP
EDN
SVBROVTINE ACAN (N,M,L,L1,L2,FL,PH,FM,A,AT,D,TOPLOG,
1  IB,MN,YN,YB,VG,CG,B,XM,XL,R,C,ECS,VN,VB,CB,VALUE1,
2  VALUE2
INTEGER A,AT,TOPLOG
COMPLEX YB,YN,D,ECS,VN,VB,CB,VG,CG,VALVE2,S,T
DIMNSION A(N,M),AT(M,N),TOPLOG(L,4),IB(M,2),MM(M,2)
1  YN(N,N2),YB(M,M),VT(M,N),TOPLOG(L,4),IB(M,2),MM(M,2),
1  YN(N,N2),YB(M,M),VG(M),CG(M),B(M),XM(M),XL(M),R(M),
2  C(M),ECS(N),VN(N),VB(M),CB(M),VALVE1(L1),VALUE2(L2),
3  D(N,M)
ID=0
IM=0
DO 10 I=1,M
R(I)=0.0
XL(I)=0.0
C(I)=0.0
VG(I)=(0.0,0.0)
CG(I)=(0.0,0.0)
B(I)=0.0
10 XM(I)=0.0
DO 15 I=1,N

```

```

DO 15 J=1,M
15  A(I,J)=0
    OPEN(UNIT=4,DEVICE='DSK',FILE='ACA.DAT')
    READ(4,*)((TOPLOG(I,J),J=1,4),I=1,L)
    WRITE(6,20)
20  FORMAT(1X,'~~~TOPLOG~~~')
    WRITE(6,25)((TOPLOG(I,J),J=4),I=1,L)
25  FORMAT(4(I4))
    READ(4,*)VALUE1
    WRITE(6,30)
30  FORMAT(1X,'~~,VALUE1~~')
    WRITE(6,35)VALUE1
35  FORMAT(1X,E12.4)
    READ(4,40)VALUE2
40  FORMAT(2(F6.3))
    WRITE(6,45)
45  FORMAT(1X,'~~VALUE2~~')
    WRITE(6,48)VALUE2
48  FORMAT(1X,2(F6.3))
C   Values of elements are sorted and sorted
    DO 150 I=1,L
        NB=TOPLOG(I,1)
        NF=TOPLOG(I,2)
        NT=TOPLOG(I,3)
        NTY=TOPLOG(I,4)
        IF(NTY.EQ.0) GO TO 50
        IF(NTY.EQ.1) GO TO 60
        IF(NTY.EQ.2) GO TO 70
        IF(NTY.EQ.3) GO TO 80
        IF(NTY.EQ.4) GO TO 90
        IF(NTY.EQ.5) GO TO 100
        IF(NTY.EQ.6) GO TO 110
        IF(NTY.EQ.7) GO TO 120
        IF(NTY.EQ.10) GO TO 130
50  R(NB)=VALUE1(I)
    GO TO 140
60  R(NB)=1/VALUE1(I)
    GO TO 140

```

```

70  C(NB) = VALUE(I)
    GO TO 140
80  XL(NB) = 1/VALUE1(I)
    GO TO 140
90  VG(NB) = VALUE2(I - L1)
    GO TO 140
100  CG(NB) = VALUE2(I - L1)
    GO TO 140
110  ID = ID + 1
    IB(ID,1) = NF
    IB(ID,2) = -NT
    B(ID) = VALUE1(I)
    GO TO 140
120  ID = ID + 1
    IB(ID,1) = NF
    IB(ID,2) = NT
    B(ID) = VALUE1(I)
    GO TO 140
130  IM = IM + 1
    MM(IM,1) = NF
    MM(IM,2) = NT
    XM(IM) = VALUE1(I)
C    Set up the incident matrix A of the circuit.
140  IF((NB.GT.0).AND.(NF.GT.0))A(NF,NB) = 1
    IF((NB.GT.0).AND.(NT.GT.0))A(NT,NB) = -1
150  CONTINUE
    F = FL
160  WRITE(6,1300)F
1300 FORMAT(1X,'F='E8.3)
C    Set up the branch admittance matrix Yb
    OMAGA = 6.2831852 * F
    DO 180 I = 1,M
    DO 170 J = 1,M
170  YB(I,J) = (0.0,0.0)
    P = R(I)
    Q = OMAGA * ((I) - XL(I)/OMAGA)
180  YB(I,1) = CMPLX(P,Q)
    IF(IM,EQ,0) GO TO 200

```

```

DO190 I=1,IM
NF=MM(I,1)
NT=MM(I,2)
T1=AIMAG(YB(NT,NT))
T2=AIMAG(YB(NF,NF))
T3=1/(XL(NF)*XL(NT))-XM(I)**2
U=T1/(T3*XL(NT)*XL(NF))
V=T2/(XL(NF)*XL(NT)*T3)
YB(NT,NT)=CMPLX(0.0,V)
YB(NF,NF)=CMPLX(0.0,V)
U=-T2*XM(I)/(XL(NF)*T3)
V=-T1*XM(I)/(XL(NT)*T3)
YB(NT,NF)=(MPLX(0.0U)
YB(NF,NT)=(MPLX(0.0,V)
190 CONTINUE
200 IF(ID.EQ.0) GO TO 230
DO 220 I=1,ID
NF=IB(I,1)
NT=IB(I,2)
IF(NT.GT.0) GO TO 210
NT=-NT
YB(NT,NF)=YB(NT,NF)+YB(NF,NF)*B(ID)
GO TO 220
210 YB(NT,NF)=YB(NT,NF)+B(ID)
220 CONTINUE
C Calculate  $I = A(I_g - Y_b V_g)$ 
230 DO 240 I=1,M
ECS(I)=CG(I)
DO 240 J=1,M
240 ECS(I)=ECS(I)-YB(I,J)*VG(J)
DO 250 I=1,N
YN(I,N2)=(0.0,0.0)
DO 250 J=1,M
250 YN(I,N2)=YN(I,N2)+A(I,J)*ECS(J)
C Calculate  $Y_a = AY_b A^t$ 
DO 260 I=1,N
DO 260 J=1,M
260 AT(J,I)=A(I,J)

```

```

DO 270 I=1,N
DO 270 J=1,M
D(I,J)=(0.0,0.0)
DO 270 K=1,M
270 D(I,J)=D(I,J)+A(I,K)*YB(K,J)
DO 280 I=1,N
DO 280 J=1,N
YN(I,J)=(0.0,0.0)
DO 280 K=1,M
280 YN(I,J)=YN(I,J)+D(I,K)*KAT(K,J)
C Soluc simultaneous eguations with Gaussian elimination
N1=NH
DO 355 K=1,N1
S=(0.0,0.0)
DO 300 I=K,N
IF((ABS(YN(I,K)).LE.(ABS(S)) GOTO 300
S=YN(I,K)
I0=1
300 CONTINUE
IF((ABS(S).GE.1.OE-9) GO TO 320
WRITE(6,310)
310 FORMAT(1X,'FAILED TO FIED PTVOT')
320 IF(I0.EQ.K) GO TO 340
DO 330 J=K,N2
T=YN(K,J)
YN(K,J)=(I0,J)
330 YN(I0,J)=T
340 K1=K+1
S=1/S
DO 350 J=K1,N2
YN(K,J)=YN(K,J)*S
DO 345 I=K1,N
345 YN(I,J)=YN(I,J)-YN(I,K)*YN(K,J)
350 CONTINUE
355 CONTINUE
YN(N,N2)=YN(N2)/YN(N,N)
DO 370 K=1,N1
I=N-K

```

```

      S=(0.0,0.0)
      I1=I+1
      DO 360 J=I1,N
360   S=S+YN(I,J)*YN(J,N2)
370   YN(I,N2)=YN(I,N2)-S
      DO 380 I=1,N
380   VN(I)=YN(I,N2)
      WRITE(6,390)
390   FORMAT(1X,'~~~~VN~~~~')
      WRITE(6,400) VN
400   FORMAT(2(E12.4))
C     Calculate branch voltages
      DO 410 I=1,M
410   VB(I)=VB(I)+AT(I,J)*VN(J)
      WRITE(6,420)
420   FORMAT(1X,'~~~~VB~~~~')
      WRITE(6,430) VB
430   FORMAT(2(E12.4))
C     Calculate branch Currents
      DO 440 I=1,M
440   VB(I)=VB(I)+VG(I)
      DO 450 I=1,M
      CB(I)=(0.0,0.0)
      DO 450 J=1,M
450   CB(I)=(B(I)+YB(I,J)*VB(J)
      WRITE(6,460)
460   FORMAT(1X,'~~~~CB~~~~')
      WRITE(6,470) CB
470   FORMAT(2(E12.4))
      IF(F,GE,FH) GO TO 480
      F=F*FM
      GO TO 160
480   RETURN
      END

```

五、例题

计算图9-4-3放大器的频率特性。

图示电路为一个两级阻容耦合放大器,现欲计算其在10kHz以下的幅频率特性。

画出其微变等效电路如下图;

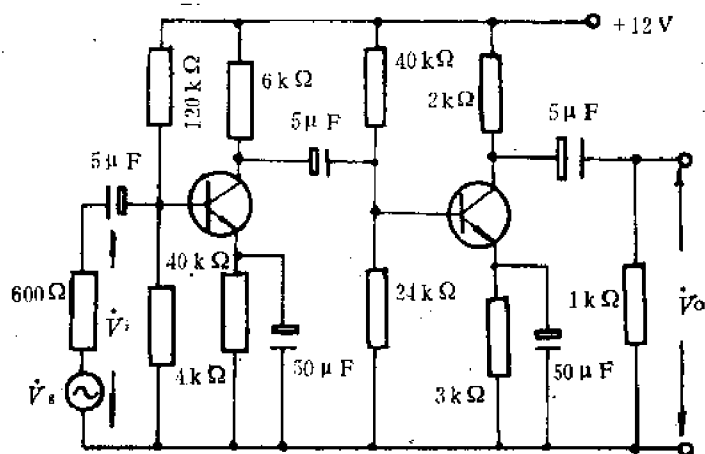


图9-4-3 二级放大电路

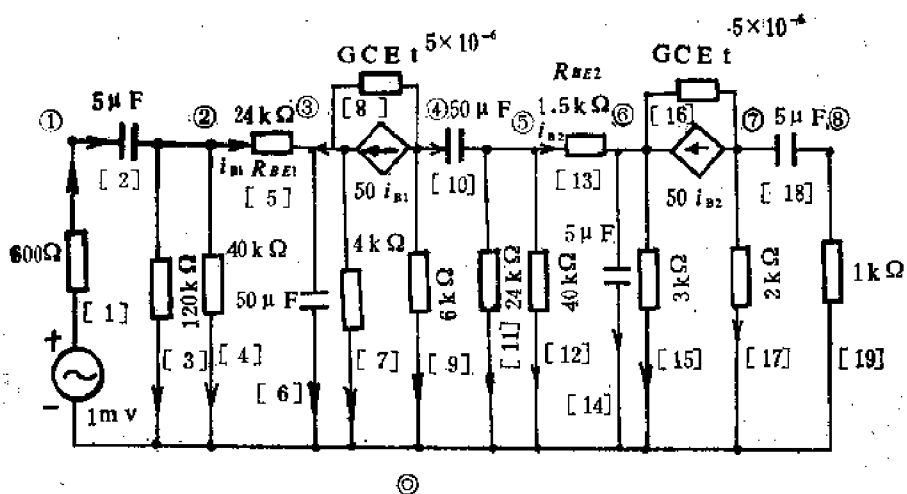


图9-4-4 微变等效电路

编写输入数据如下:

$N = 8, M = 19, L1 = 21, L2 = 1, FL = 20, FM = 2, FH = 2000$

TOPLOG	1	0	1	1	VALUE1	0.6E3
	2	1	2	2		0.5E-5
	3	2	0	1		0.12E6
	4	2	0	1		0.4E5
	5	2	3	1		0.24E4
	6	3	0	2		0.5E-4
	7	3	0	1		0.4E4

8	4	3	0	0.5E-5
9	4	0	1	0.6E4
10	4	5	2	0.5E-5
11	5	0	1	0.24E5
12	5	0	1	0.4E5
13	5	6	1	0.15E4
14	6	0	2	0.5E-4
15	6	0	1	0.3E4
16	7	6	0	0.5E-5
17	7	0	1	0.2E4
18	7	8	2	0.5E-5
19	8	0	1	0.1E4
0	5	8	6	0.5E2
0	13	16	6	0.5E2
1	0	1	4	VALUE2:[0.001,0.0000]

输出结果为

F	V _{in}	V _o
0.200E+02	0.9683	54.8604
0.400E+02	0.9377	157.6766
0.800E+02	0.8710	285.4599
0.160E+03	0.8183	363.2822
0.320E+03	0.7962	391.0677
0.640E+03	0.7897	398.8063
0.128E+04	0.7880	400.7972
0.256E+04	0.2985	4012.375
0.512E+04	0.7874	401.4241
0.102E+05	0.7874	401.4555

通过以上计算结果可知,不计信号源内阻时放大器中频率放大系数:

$$K = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{401}{0.7874} = 510$$

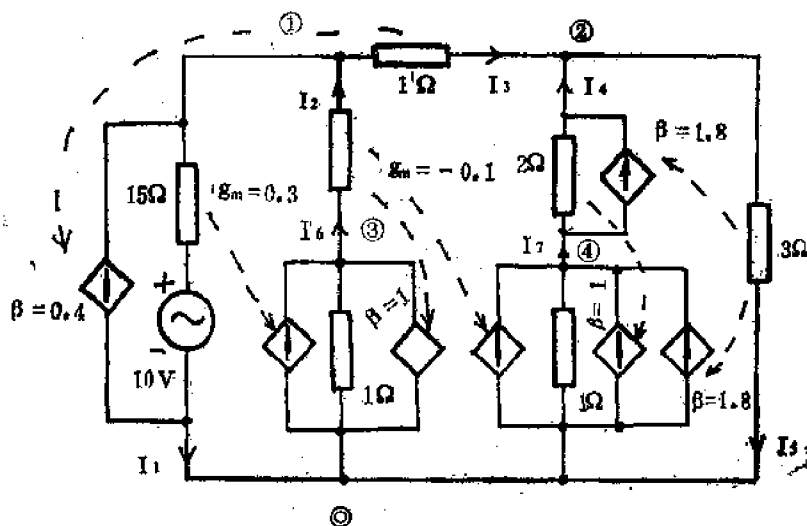
考虑信号源内阻时该放大器的中频放大倍数:

$$K' = \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{401}{1} = 401$$

从上述计算可看出其下限频率为80Hz

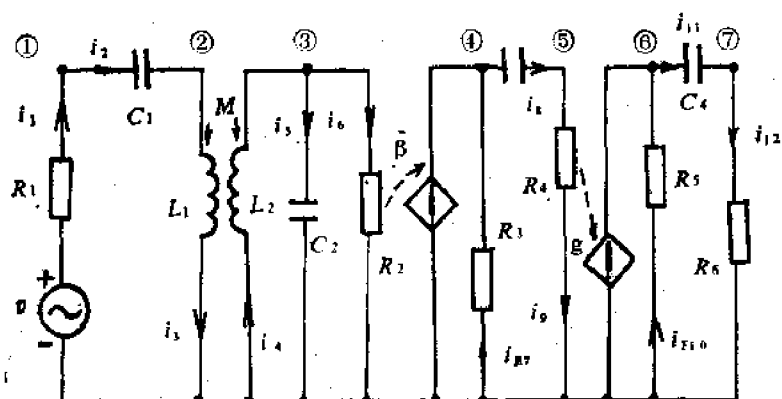
习 题

9-1 电路如题9-1图所示,试写出该电路的输入数据。



题9-1图

9-2 电路如题9-2图所示,写出电路输入数据



题9-2图

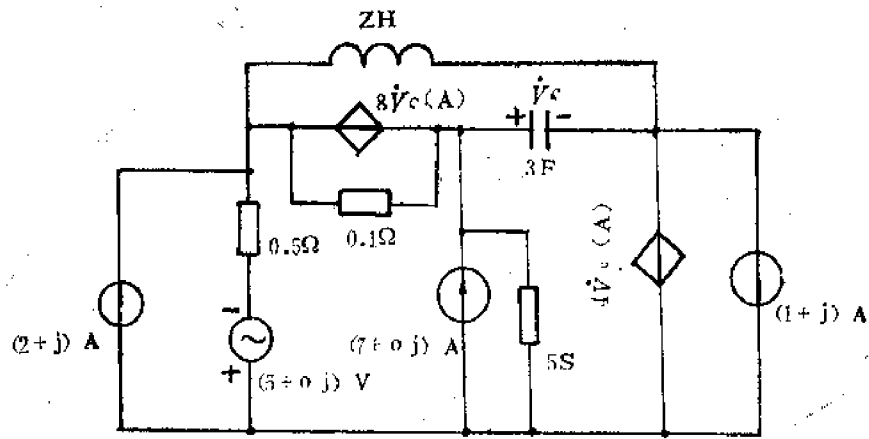
该电路元件的参数值如下:

$V = 5\text{mV}$, 初相为 0° , 频率为 100Hz

$$R_1 = 100\Omega, C_1 = 12\mu\text{F}, L_1 = 0.05\text{H}$$
$$R_2 = 200\Omega, C_2 = 12\mu\text{F}, L_2 = 0.1\text{H}$$
$$R_3 = 5\text{K}\Omega, C_3 = 0.02\mu\text{F}, M = 0.05\text{H}$$
$$R_4 = 10\text{K}\Omega, C_4 = 0.001\mu\text{F}, \beta = 80$$

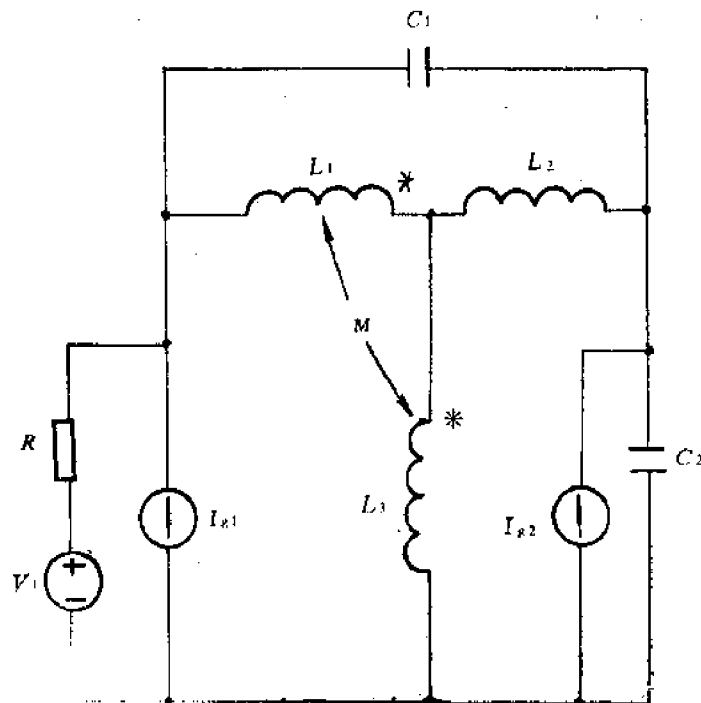
$$R_5 = 17\text{K}\Omega, g = 0.006\text{S}$$

9-3 电路如题9-3图所示,请写出电路的输入数据。



题9-3图

9-4 电路如题9-4图所示试写出 A, Y_b, V_g, I_g 矩阵。



题9-4图

9-5 试写出图9-1所示电路的下列电路矩阵。

$$A, Y_b, V_g, I_g$$

第十章 电子管及其电路

第一节 概 述

早在本世纪初,电子管就问世了。在以后相当长的时间内,它几乎是电子线路中产生和放大电信号的唯一器件。即使在广泛应用半导体器件的今天,电子线路中仍离不开电子管,尤其在广播和雷达发射设备中仍以电子管为主。在大功率工作条件下,电子管的过载能力强、热稳定性好、噪声小、频率特性好等优点仍为半导体器件所不及。另外,现在有的电子仪器和设备中,还有一部分是电子管电路。同时电子管本身的设计和制造也在不断改进和发展。因此我们必须对电子管电路作一些了解。

电子管和半导体器件虽然导电机构不一,内部工作原理不同,但它们在电路中所表现的性能都非常相似。因此电子管电路和半导体器件电路的工作原理、分析方法基本上是相同的。所以掌握了电子管和半导体器件性能相似的特点,我们可以把半导体器件的电路,变换成相应的电子管电路。但是,电子管毕竟不同于半导体器件,所以学习时还要注意其特点。

第二节 电子管工作原理

一、电子管的种类、基本结构和工作原理

本章介绍的电子管是利用电场来控制电流的静电控制电子管,其品种和类型相当多,各国生产的型号都不尽相同,一般有下列种类:

按电极数目分,有二极管、三极管、四极管、五极管、束射四极管、复合管等。

按用途则可分为收信放大管,发射管和整流管等。

(1) 收讯放大管: 可进行电子振荡、变频、混频和检波等,广泛应用于收音机、通讯接收机、电视接收机及电子仪器等设备上。

(2) 发射管(功率管): 主要用来进行功率放大和振荡,用于中短波广播和通讯发射机、工业高频加热设备等。

(3) 整流管: 用以把交流电转变为直流电的设备上。

半导体器件是依靠半导体材料中的载流子(自由电子和空穴)的运动进行工作的。而电子管是依靠控制真空中自由电子的运动进行工作的。电子管的各个电极都处于一个密封的真空中,构成真空的外壳称为管壳。通常是用玻璃、金属或陶瓷材料制成,其管壳和管脚如图10-2-1所示。

对电子管结构最简单的二极管来说,它必须具备阴极和阳极。阴极是电子管中发射电子

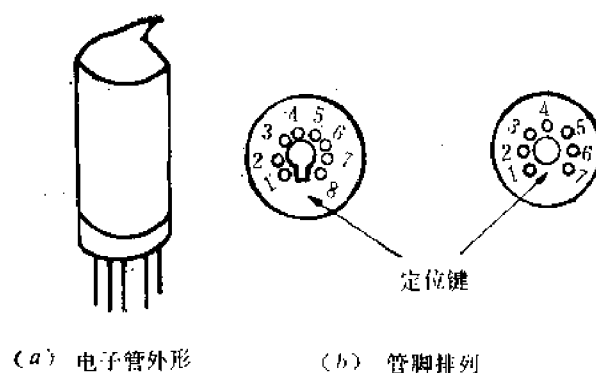


图10-2-1 电子管外形及管脚

的源泉,被誉为电子管的“心脏”,一般装在电子管的中心。阳极的作用是接受从阴极发射的电子,它置于阴极的周围。阳极常常是用金属板制成圆筒形或矩形柱面,所以阳极又称为板极。板极多采用熔点高的镍、钨或石墨制成。为了增大热辐射的散热能力,板极常涂有碳化物黑色薄膜。固定电子管各极的支架和其它部件就不再详述了。

电子管中各电极通过引线接至管座下的管脚,都是按规定的顺序进行排列的。它可以在电子管手册中查找。

电子管的内部处于高真空状态,其真空达 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ 毫米汞柱(相当于正常大气压的七十六亿分之一)。

如果真空度低,管内就存在比较多的气体分子,当电子在外场力的作用下运动时,高速电子与气体分子碰撞,气体分子电离的离子将参加导电,影响了电子管中正常电流的数值。同时正离子对阴极进行轰击,甚至会损坏阴极表面。为了避免上述的不良后果,电子管的管壳内须保持高度真空,因而有时人们又把电子管称为真空管。

二、电子管的阴极

电子管的阴极是用来发射电子的,当给金属加热使其电子从金属中发射出来,这个能量称为金属的逸出功是不同的。例如钨的逸出功为 4.25eV ;钼的逸出功为 3.33eV 。我们常常把用于发射自由电子的材料称为发射体。一个发射体在单位时间每单位面积能够发射的电子数量,和它所处的温度有关,其关系为:

$$j = AI^2 \exp\left(\frac{W_0}{kT}\right) \quad (10-2-1)$$

逸出功小而温度高,发射的电子数量就大,所以要求阴极材料的逸出功小,熔点高。此外还要求延展性和抗张性强。能制成在高温下仍有足够强度的细丝。常用的阴极材料有以下几种:

1. 钨阴极

钨阴极是一种纯金属阴极。钨的熔点很高达 3000K 以上,这就使钨阴极在 2500K 的高温下工作。虽然钨阴极的发射效率(阴极发射电流与加热功率之比)很低,约为 6毫安/瓦 。但是钨阴极有很多优点,如制造简单,有足够长的寿命,在长期使用过程中发射性能稳定,它不怕管内残存气体正离子轰击等。因此一部分大功率电子管仍然使用钨阴极。

2. 碳化钨钨阴极

碳化钨钨阴极是用含有碳的钨和少量(1~20%)氧化钨所组成。制成后,在其表面形成一层钨的单原子层。这种阴极逸出功仅为 2.63eV ,在 2000K 的工作温度下发射电流密度达 2安/厘米^2 ,发射效率高达 200毫安/瓦 。同时这种阴极还有发射稳定和寿命长的优点。其原因是在工作温度下氧化钨被碳化钨还原,能产生足够的钨原子,以保持表面的单原子钨层。这种阴极的缺点是钨的原子层脆弱,耐正离子轰击的能力较差。随着真空技术的发展,电子器件内的真空度不断提高,正离子的轰击程度可减小,因此它已应用到大功率发射管中,有取代钨阴极的趋势。

3. 氧化物阴极

发射功率最高的是氧化物阴极。制造这种阴极的大概过程如下:先在钨丝或钨丝上敷一层碳酸钡、碳酸锶,把这种丝制成的阴极装入电子管里,然后加热到 1600K ,这时碳酸钡(或碳酸锶)分解为氧化钡(或氧化锶)和一氧化碳。一氧化碳可从管内抽出来,而金属氧化物留在阴极表面成为白色层,其厚度在 20 至 100 微米范围内。为了激活氧化物阴极,将它加热到 1200K 时,在阴极上加一个正电压(约 $100\sim 200\text{V}$),这样金属钡和锶就从它们的氧化物中还原出来,并从内部扩散到阴极表面,形成一层激活层,电子即由此发射。这种氧化物阴极的逸出功特别低,只有 1eV 而发展效率很高,约为 100毫安/瓦 。

氧化物阴极的工作温度约为 1000K ,过高或过低的运用温度对阴极都是不利的。阴极温度过高,表面氧化物的蒸发快,阴极的使用寿命缩短。运用温度过低,发射电流减小,同时还可能使氧化物涂层局部过热,由于氧化物涂层往往是粗糙不平的,涂层厚的地方电阻大。如果阴极温度偏低,这个涂层的半导体电阻增大,发热更厉害。这样,局部区域的温度可能上升到氧化物的蒸发点,因而使氧化物涂层遭到破坏。这种局部过热现象,在阴极加热电压过低而板压没有相应地降低的情况下容易发生。

氧化物涂层里钡原子和气体的化合能力很强,当电子管的真空度不高时,由于钡原子和残余氧气的化合,使发射能力降低,甚至丧失发射能力,这种现象称为阴极中毒。

氧化物阴极应用最广泛,主要用于收信放大管、整流管和小功率的高频功率管中。

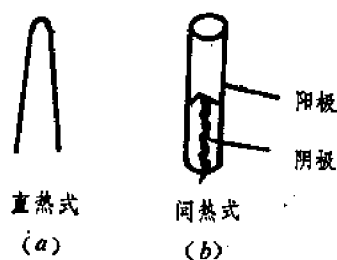


图10-2-2 阴极加热的两种方法

在前面的叙述中已经指出,阴极必须加热到规定的工作温度,才能达到预期的发射能力。加热阴极的方法有直接加热法和间接加热法两种。这两种阴极分别称为直热式阴极和间热式阴极(或称旁热式阴极)。结构示意图见图10-2-2。直热式阴极是阴极灯丝加热后直接发射电子。间热式阴极是把阴极做成套筒状,内放加热灯丝。阴极的温度是依靠灯丝的热辐射来升高的。一般电子管中钨阴极是直热式的;氧化物阴极广泛地采用旁热式的。

在实际工作中,我们不是说把阴极加热到多高的温度,而是要对阴极灯丝加多大的电压 V_f (或电流 I_f)。对于某一型号的电子管,在制造时就规定了它的灯丝电压(或电流)。

三、二极管

1. 二极管的结构

二极管是电子管中结构最简单的一种,管内只有一个阳极(K)和一个阴极(A),在电路中的符号和结构如图10-2-3所示。

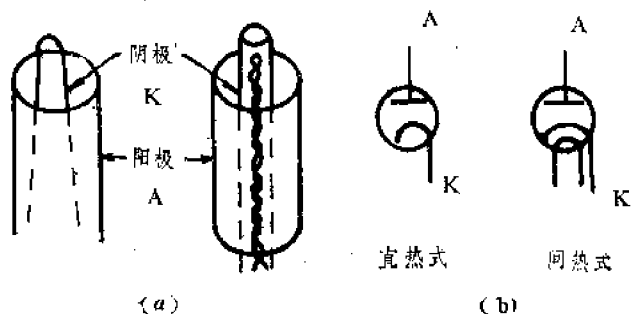


图10-2-3 二极管结构与符号

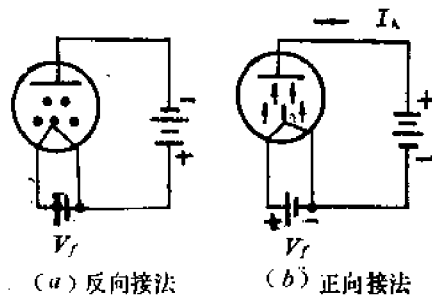


图10-2-4 二极管的导通情况

如果我们对阴极加热,它就发射电子,这些电子散布在管内的整个空间,称为空间电荷。我们若对板极加一个比阴极为负电压(反向电压),板极对空间电荷有排斥作用,电子不能跑向板极。如果对板极加一个正的电压(正向电压),板极处于正电位,对电子有吸引作用,许多电子就跑向板极,形成板极电流(简称板流) I_A 。根据电流的方向为正电荷移动方向的规定,所以板流 I_A 的正方向是流进管子。与半导体二极管相比,电子管的板极和阴极就分别相当于半导体二极管的正极和负极。

2. 二极管的伏安特性曲线

用逐点法测量真空二极管伏安特性曲线的电路如图10-2-5。当灯丝电压 V_f 为一个固定值时,所测得的二极管的伏安特性曲线如图10-2-6上的曲线表明:在板压为零时有微小的板流(称为起始电流),随着板压的升高,板流也增加;当板压增大到一定程度后,板流几乎不再增大。下面就来讨论形成这些现象的原因。

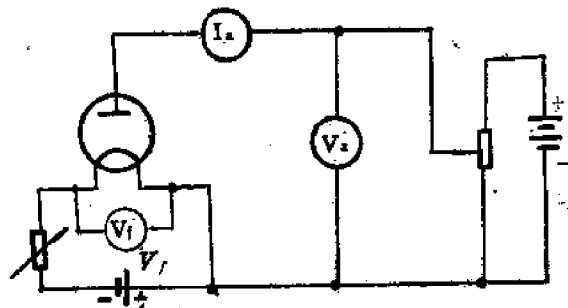


图10-2-5 测量真空二极管伏安特性的电路

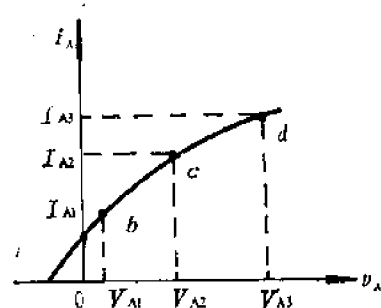


图10-2-6 二极管的伏安特性

当 $v_A = 0$ 时,从阴极发射出来的电子,作为空间电荷散布在板极与阴极之间,在灯丝加热的过程中,阴极继续发射电子,空间电荷密度不断增加,斥力也就增加,从而使一部分电子返回阴极,并且限制阴极发射电子的数量。当返回阴极的电子数等于逸出阴极表面的电子数时,阴极发射电子处于一种动态平衡状态。这时二极管内板、阴极之间的电位分布如图10-2-7中的曲线A所示。最大负电位 V_{mA} 处于板极附近。负电位阻碍了电子从阴极到达板极的运动。只有

极少数的动能较大的电子才能越过最低电位而达板极。所以在 $v_A = 0$ 时,板流 i_A 是极微小的。在一般情况下可以忽略不计。

当 $v_A > 0$ 时,外加电压 v_A 在管内形成的正电场抵消空间电荷的负电场。使管内的电位分布曲线向上移。同时最大负电位的数值减小,其位置移向阴极。当外加电压为 V_{A1} 时,管内电位分布曲线如图中的曲线B所示。在这种情况下,有较多的电子可以越过最大负压 V_{mB} 而到达板极,所以板流增大为 I_{A1} (图10-2-6上b点的情况)。若 v_A 继续加到 V_{A2} ,则 i_A 增大为 I_{A2} (图10-2-6上C点的情况),这时管内的电位分布如图10-2-7中曲线C所示。管内的最大负电压 V_{mC} 比 V_{mB} 更小了,而且位置更接近于阴极。

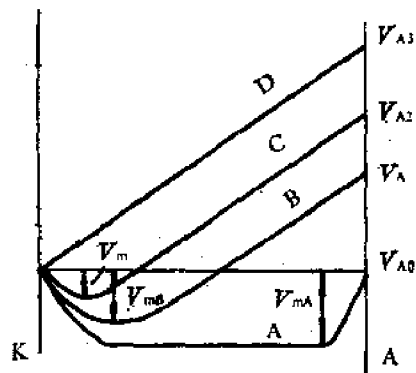


图10-2-7 不同板压时二极管内的电位分布

如果继续增加 v_A ,使 $v_A = V_{A2}$,则管内的电位分布如图10-2-7中曲线D所示,这时各点电位虽然因为空间电荷的影响而有所降低,但均为正电位,从阴极发射出来的电子全部跑向板极。因此板流就等于阴极发射电流(图10-2-6中d点的情况),板流达到了最大值。这个电流称为饱和电流 I_s 。在图10-2-6上曲线d点以上,板压继续升高时,板流还稍有增加。这是因为 v_A 的继续升高,使得阴极表面的电场强度有所增加,这就使从阴极发射的电子数增多,所以板流也稍有增加。

二极管的伏安特性曲线与灯丝电压 V_f 的大小有关。提高灯丝电压,整个伏安特性向上移其相应地饱和电流值亦增大(图10-2-8)。这是因为 V_f 增加时,阴极发射的电子数增多,所以 I 也增大了。

各种不同材料的阴极在饱和范围内的特性是不一样的,如图10-2-9所示。从这些曲线中可以看出,氧化物阴极没有明显的饱和电流。

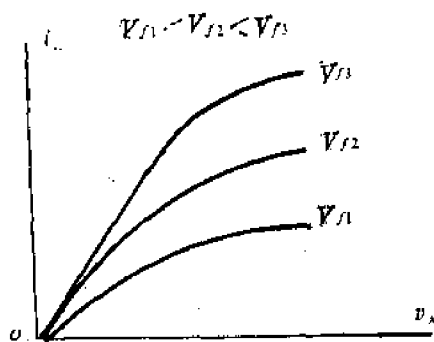


图10-2-8 板流与灯丝电压的关系

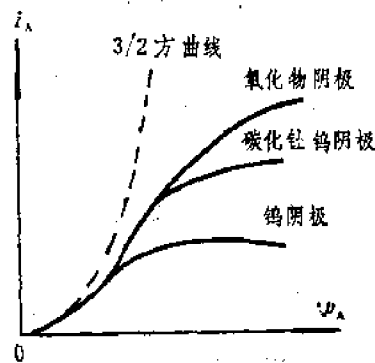


图10-2-9 各种材料阴极的伏安特性曲线

从上述讨论可知,二极管在未进入饱和状态之前,板流 I_A 随着板压 v_A 的增加而增加的。根据理论分析,在这范围内板流与板压之间的关系可近似表示为:

$$i_A = 2.33 \times 10^{-8} \frac{S_A}{r_{Ak}} v_A^{3/2} \quad (10-2-2)$$

上式中板流 i_A 的单位为安;板压 v_A 的单位为伏; S_A 为板极面积,单位为平方厘米; r_{Ak} 为板极与阴极间的距离,单位为厘米。式(10-2-2)可简写成:

$$i_A = G v_A^{3/2} \quad (10-2-3)$$

上式中系数 G 取决于电极尺寸。对于某一型号的二极管,电极尺寸在生产制造时就已经确定,所以系数 G 也是确定的。在二极管的使用过程中,板流 i_A 的大小仅取决于板压 v_A 的大小。由式(10-2-3)可知, i_A 是与 v_A 的二分之三次方成正比,通常把这个关系称为二极管的二分之三次方规律。

各种二极管的伏安特性曲线可以从电子管手册中查得。

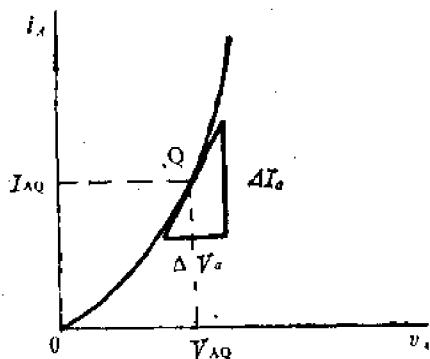


图10-2-10 求二极管参数

的性能可以用一些参量表示。

(1) 直流电阻 R_o :

$$R_o = \frac{V_{AQ}}{I_{AQ}} (\Omega)$$

(2) 交流电阻 R_p :

$$R_p = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

(3) 交流电导 g :

g 为 R_p 的倒数即

$$g = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_a} (S)$$

(4) 极间电容 C_{ak} :

二极管的板极和阴极之间存在一定的电容量,这个电容称为极间电容 C_{ak} 。用于检波电路的二极管,希望 C_{ak} 越小越好。

4. 二极管的极限参量

为了保证二极管安全使用,还规定如下的极限参量。

(1) 最大反向电压 V_{Rm} :

二极管在外加反向电压时不导通,没有板流,电源电压全部加在二极管的两端,阴极为正,板极为负。如果反向电压过大就会引起管内残余气体电离,电离产生的离子参加导电,就破坏了二极管的单向导电性。为了保证二极管具有单向导电性,就必须规定二极管所能承受的最大反向电压 V_{Rm} 。一般小功率的真空二极管的 V_{Rm} 约在1500伏左右。

(2) 最大工作电流 I_m :

二极管的最大电流 I_m 受到阴极发射能力的限制。通常 I_m 小于饱和电流 I_s 。氧化物阴极二极管在连续运用状态时,常给出最大平均电流为极限参量。板极平均电流(I_{a0})过大,消耗在板极的功率过大,会使板极发红,甚至使板极放出氧体和发射电子,影响电子管的正常工作,对于整流管,最大平均电流为最大工作电流的二分之一左右。

(3) 灯丝电压 V_f :

各种型号的二极管都规定了额定灯丝电压值,实际灯丝电压不能超过规定值太多,以免因温度过高而烧毁阴极。但也不能比额定值低得太多,以免阴极发射电子的数量减小,从而影响管子的性能。通常允许变动范围为额定值的 $\pm 10\%$ 。真空二极管的灯丝电压有2.5V;5V;6.3V等,它们分别以2、5、6作为型号的第一位。例如2Z2的灯丝电压为2.5V;5Z4的灯丝电压为5V;6H2的灯丝电压为6.3V等等。

5. 真空二极管与半导体二极管的比较

真空二极管和半导体二极管都具有单向导电性,这是它们的相同点。但由于它们的导电机理不同,又造成它们的特性上的差异。把它们的特性曲线画在同一坐标系上(图10-2-11)进行比较,差异主要表现在:

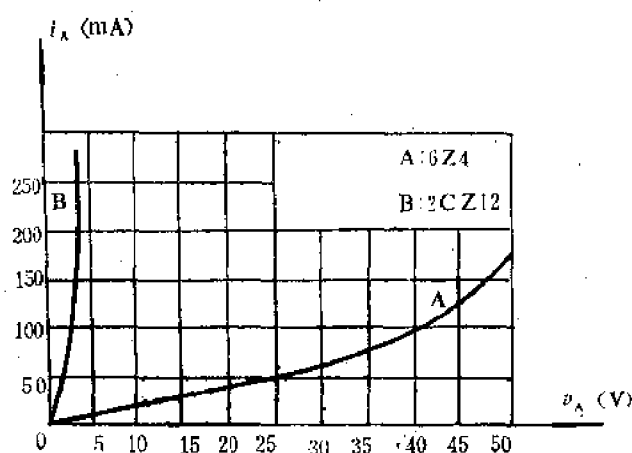


图10-2-11 两种特性曲线的比较

(1) 当外加正向电压时,虽然两种二极管的电流都随外加电压的增大而增加,但是半导体二极管增加得很迅猛。这就反映了半导体二极管的交流电阻比真空二极管小得多。

(2) 当电压为零时,半导体二极管中的电流为零,而真空二极管有较小的起始电流。

(3) 当外加反向电压时,真空二极管中没有电流,而半导体二极管中尚有很小的反向饱和电流。所以从单向导电性来说,真空二极管的性能优越。

(4) 真空二极管的反向击穿电压一般比较高。

真空二极管和半导体二极管一样,也可用在整流和检波电路中。但是由于真空二极管存在一些缺陷,所以半导体二极管得到优先使用。半导体二极管不需要消耗加热灯丝的功率,可以大大地节省电能,电子管在这一方面是很不经济的。例如:普通电子管收音机中用的小功率整流管6Z4的 $V_f = 6.3V$, $I_f = 0.6A$,故灯丝消耗功率 $P_f = V_f I_f = 6.3 \times 0.6 = 4W$,整个收音机消耗的功率约为35W。可见在电子管收音机中竟有10%左右的功率消耗在整流管的灯丝上。另外,由于真空二极管灯丝需要加热,在电路中又带来许多不便之处。例如:桥式整流电路(见图10-2-12),由于电路需要四只电子管($G_1 \sim G_4$),它们的阴极分别处于三个不同的电位,这就相应地要求三只灯丝变压器或者三个互相绝缘的灯丝绕组。如果只共用一个灯丝绕组,阴极处于高电位的管子(G_2)可能会出现阴极和灯丝之间的击穿现象,破坏整个电路的正

常工作，所以很少取用电子管桥式整流电路。

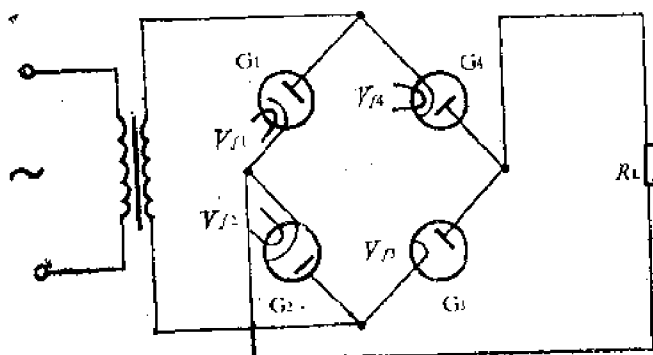


图10-2-12 电子管桥式整流电路

由于真空二极管能承受很高的反向电压，目前一些高压整流电路还是用真空二极管作整流元件。

四、三极管

1. 三极管的伏安特性曲线

在二极管的板极和阴极之间加上一个金属丝作的网状电极，它对板流有控制作用（正如半导体三极管中基极对集电极电流控制作用一样），这种电子管称为真空三极管。网状的电极称为控制栅极或简称为栅极。三极管的结构和电路符号如图10-2-13。栅极用G表示，板极和阴极仍用A和K表示。

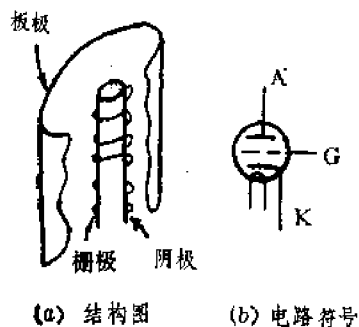


图10-2-13 三极管的结构和符号

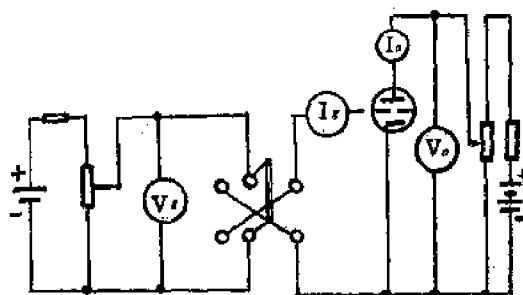


图10-2-14 测量三极管特性曲线的电路

逐点法测量三极管伏安特性曲线的电路如图10-2-14所示。图10-2-15画出三极管6N1的伏安特性曲线族。当三极管的栅压 v_g 为一常数时，板流 i_A 随板压 v_A 变化的关系曲线称为三极管的板极特性曲线。这称为板极特性曲线族。

三极管的特性曲线不同于二极管的根本原因，是由于三极管内电子的运动不仅受到板极的作用，而且还要受到栅极电压的控制作用。

为了说明这一问题，我们分两步讨论。第一步是关于等效二极管的概念，第二步再来解释

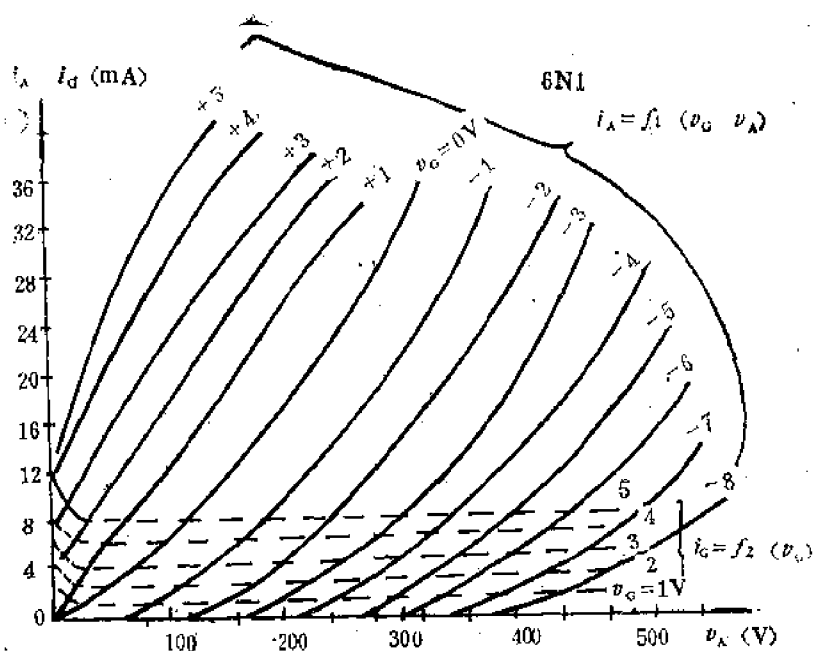


图10-2-15 三极管的伏安特性曲线族

三极管的特性曲线族。引入等效二极管的目的是想把三极管转化为相当的二极管,再借助二极管的二分之三次方定律求出等效二极管中电流和电压之间的关系,然后求出三极管中各个电量之间的关系。

在讨论等效二极管时,我们假定三极管中离开阴极的电子数量只与它周围的电场强度有关,而与产生电场的方式无关(实践已经证明这种假定是符合客观实际的)。因此在三极管中,如果设想把板极放在栅极的位置上(图10-2-16)。同时把板压 V_A 改变为 V'_A ,使阴极周围的电场强度保持与原来三极管相同,那时 I_K 也将不改变。这时等效二极管的板压 V'_A 与三极管的栅极到阴极的电压降 V_G 和板极到阴极的电压降 V'_A 的关系可写成下式: $V'_A = V_G + DV_A$ 。该式中 D 称为渗透率,它表示板压所产生的电场通过栅极渗透到阴极表面的程度。栅极的网形越

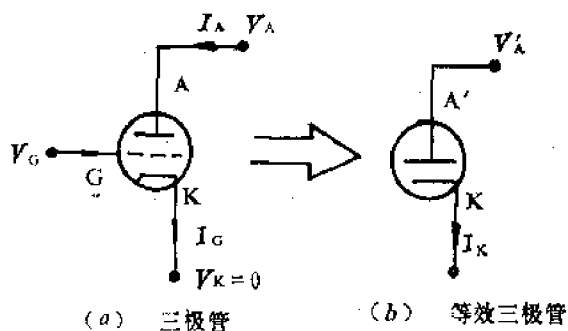


图10-2-16 将三极管等效为二极管

密,板极离开阴极越远,则 D 值越小,反之, D 值就大。

在等效二极管确定之后,我们就可以利用二极管的二分之三次方定律得出下列关系:

$$i_K = G v_A'^{3/2} = G(v_G + D v_A)^{3/2} \quad (10-2-4)$$

式中系数G是由电极的几何形状及尺寸决定, i_K 是等效二极管的阴极电流,也就是三极管的阴极电流。

第二步我们再回到三极管来讨论问题。在三极管中阴极电流 i_K 是栅流 i_G 和板流 i_A 之和。因此式(10-2-4)也可写成:

$$i_K = i_A + i_G = G(v_G + D v_A)^{3/2} \quad (10-2-5)$$

根据上式我们来分析三极管的伏安特性曲线族。

(1) 在负栅压下的板极特性曲线

栅极对阴极的电压降 V_G 为负值或者零时,栅流 i_G 为零。因此板流就等于阴极电流。式(10-2-5)改写为: $i_A = G(v_G + D v_A)^{3/2}$ (10-2-6)

板极特性曲线是以 v_A 为自变量, v_G 为参变量, i_A 为因变量。负栅压下的板极特性曲线族如图10-2-17所示。①当 $v_G = 0$ 时, $i_A = G D^{3/2} v_A^{3/2}$,这是一条通过坐标原点O的曲线。② $v_G < 0$ 时(负栅压),这时从阴极发射出来的电子虽然受到板极正电场的吸引,但同时也受到栅极负电场的排斥。在 V_A 较小时,栅极负电场起主导作用。所以没有电子到达板极,也就没有板流。只有当 V_A 增加到 $V_A \geq |V_G|/D$ 后,才有板流。在这种情况下,板极的正电场起主导作用了,电子可以到达板极,出现板流。和 $V_G = 0$ 的曲线相比, $V_G < 0$ 的曲线的起点在水平轴上的距离大约为 V_G/D 。 $V_G < 0$ 的板极特性曲线上 i_A 随 v_A 的变化规律与 $v_G = 0$ 的曲线大致相同。

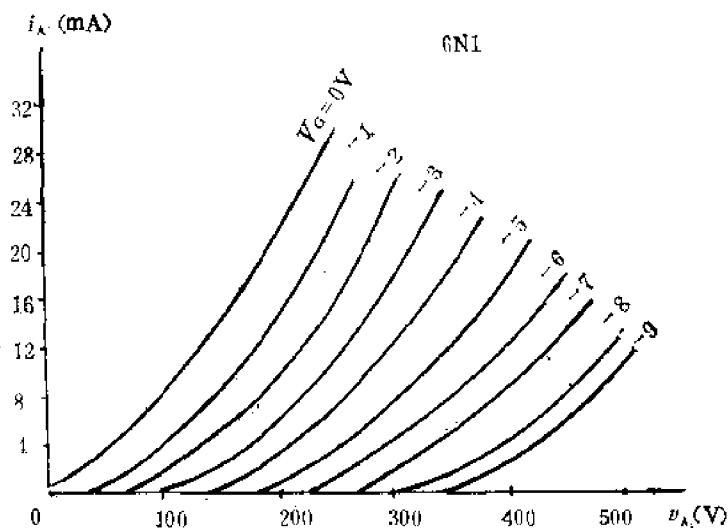


图10-2-17 负栅压下的板极特性曲线

(2) 在正栅压下的电流分配情况

三极管的栅压为正电压,从阴极展射的电子有一部分被栅极吸引而形成栅流,当三极管的电极尺寸已确定后, i_A 和 i_G 之间的分配关系仅取决于板压和栅压之间的、而与这些电压的绝对数值无关。它们之间的关系可写成: $\frac{i_A}{i_G} = f\left(\frac{v_A}{v_G}\right)$ (10-2-7)

通常可用图10-2-18表示上述关系。该曲线称为电流分配关系。从图中可以看出,在双对数坐标系中它是由不同斜率的两部分组成。(一部分是斜率大的OA段,相应于 $v_A < v_G$ 的范围;另一部分是斜率小的AB段,相应于 $v_A > v_G$ 的范围。这两不同的部分是三极管中不同的物理过程的反映。

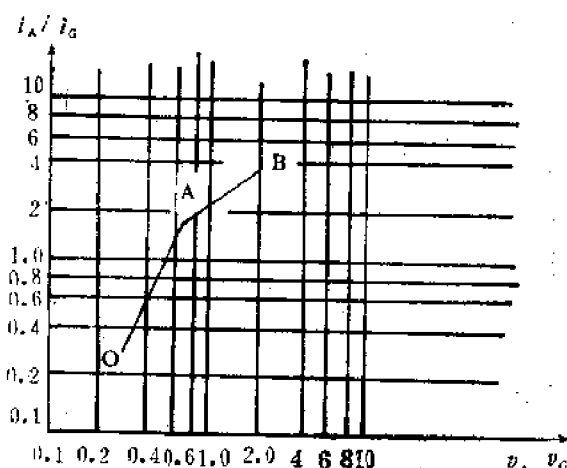


图10-2-18 三极管的电流分配曲线

在 $v_A > v_G$ 时,电子以比较高的速度从栅丝间穿过,进入板栅间的加速场,并落在板极上形成板流 i_A ,只有那些被栅丝截获的电子才落在栅极上形成栅流 i_G 。所以增加板极电压与栅极电压的比值对电流分配关系改变不大,我们称这些情况为“直接截获的情况”。

在 $v_A < v_G$ 时,电子穿过栅丝后受到板极与栅极间减速电场的作用,以致某些电子可以改变运动方向,返回栅极。在这种情况下,除了被栅丝直接截获的电子以外,还有反转的电子也构成栅流。所以在 v_A/v_G 值很小时, i_G 往往会大于 i_A ,这种板极电压对反转电子数量影响很大,所以电流分配关系改变很大。我们称这种情况为“反转”情况。

(3) 在正栅压下的板极特性曲线

三极管在正栅压情况下,公式(10-2-4)表明的 $v_A' \sim i_K$ 之间的3/2次方关系仍然成立。即使在 $v_A < 0$ 的条件下,只要 $v_A' = (v_G + Dv_A)$ 的值大于零,就会出现阴极电流 i_K 。图10-2-19在 $v_A < 0$ 的第二象限中出现 i_K 就是说明这个现象。

三极管进入正栅工作状态,在 $v_A > 0$ 的条件下,不仅有板流,还有栅流。正栅时,电流 i_K 、 i_A 、 i_G 与 v_A 的关系如图10-2-19。①在 $v_A = 0$ 时, $i_A = 0$, $i_G = i_K$ 。随着 v_A 的增加, i_G 迅速地减小,同时 i_A 就很快地接近 i_K 了。栅压 v_G 增大时(图10-2-19上 v_G 增大为 V'_G)三个电流相应地增大(图上的 i'_K 、 i'_A 和 i'_G)。

把图10-2-17和图10-2-19合并在一起,就得到三极管的全部伏安特性曲线族。这和用测量方法所得到的特性曲线(图10-2-15)是一致的。

(4) 三极管的栅极特性曲线

如果以 v_G 为自变量, v_A 为参变量,可以得到三极管的另一组特性曲线——板栅特性曲线如图10-2-20所示。

当 $(v_G + Dv_A)$ 为负值或零时, $i_A = 0$,这种情况称为与 $(v_G + Dv_A) = 0$ 相应的栅极电压,就称

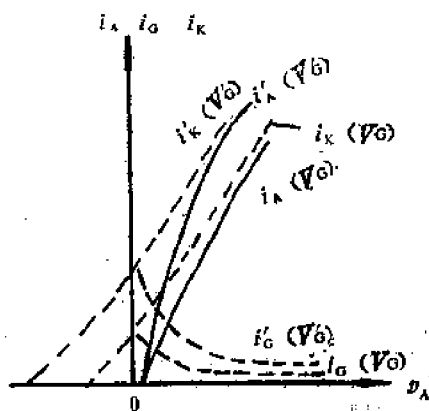


图10-2-19 正栅时的 I_A 、 I_G 及 I_K

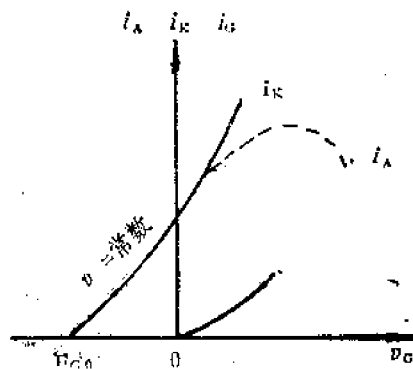


图10-2-20 三极管的板栅特性曲线

为板压 V_A 时的截止偏压 E_{G0} ，在数值上 $E_{G0} = -DV_A$ ，板栅特性曲线在水平座标轴上的截距就是 E_{G0} 。

不同型号三极管的板栅特性曲线有不同的分布情况，渗透率(D值)低的三极管的 E_{G0} 小，其特性曲线主要分布于座标原点的右侧(正栅压部分)，通常称这种三极管为右三极管。右三极管的放大能力强，大多用于大功率的乙类和丙类放大器中。还有两种渗透率高的三极管，其板栅特性曲线主要分布于座标原点的左侧，称为左三极管。左三极管特性曲线的线性程度较好，常用于线性放大器中。

2. 三极管的参量

真空三极管的性能除了用特性曲线表示以外，在小信号工作还可以用一些参量来表示。真空三极管有三个主要参量。

(1) 放大系数 μ

它的定义是当板流不变时，电子管的板压变化量与栅压变化量之比，即

$$\mu = - \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \bigg|_{I_A = \text{常数}} = - \frac{\partial V_a}{\partial V_g} \quad (10-2-8)$$

式中负号表示 ΔV_a 与 ΔV_g 变化方向相反。它表示电子管的放大能力。对同一个管子，D和 μ 互为倒数，即 $\mu = 1/D$ 。

$$(10-2-9)$$

一般三极管的 μ 约在20~200之间。

(2) 交流内阻 R_p

$$R_p = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \bigg|_{V_G = \text{常数}} = \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \quad (10-2-10)$$

(3) 跨导 g_m

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \bigg|_{V_A = \text{常数}} = \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \quad (10-2-11)$$

g_m 反映电子管栅压对板流的控制能力，通常为1~20mA/V之间。

由上面三个公式可知，电子管的三个参数间是有一定关系的。即：

$$g_m R_p \frac{1}{\mu} = \left. \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right|_{V_a} \left. \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \right|_{V_g} \left. \frac{\partial V_g}{\partial V_a} \right|_{I_a} = 1 \quad (10-2-12)$$

即: $g_m R_p = \mu \quad (10-2-13)$

或: $g_m R_p D = 1 \quad (10-2-14)$

式(10-2-13)表明三极管的放大系数 μ 等于跨导 g_m 和内阻 R_p 的乘积。

三极管的参量可以从电子管手册中查到,也可以利用其伏安特性曲线族通过作图的方法计算出来(这种方法与半导体三极管相似)。现举一例说明之。

例10-1: 求三极管6N1在 $V_{AQ}=192V$, $I_{AQ}=3.6mA$ 时的参量 μ , R_p 及 g_m (6N1的特性如图10-2-21)。

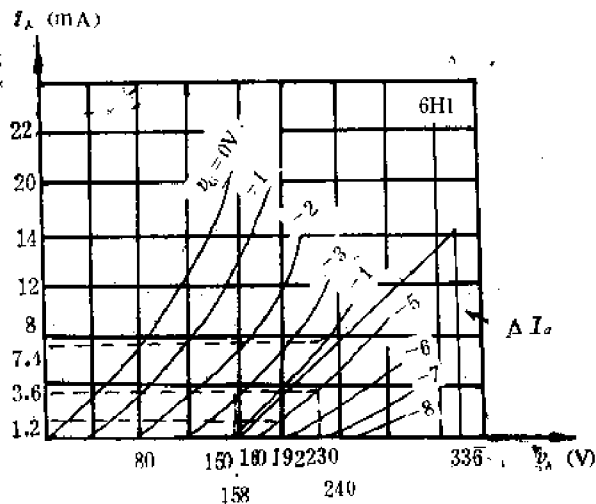


图10-2-21 用静态特性曲线求三极管的参量

解: 在图中确定 $V_{AQ}=192V$, $I_{AQ}=3.6mA$ 相对应的静态工作点Q,从Q点作垂直线、水平线和切线,由式(10-2-8)可得 μ 为:

$$\mu = - \left. \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \right|_{I_a = \text{常数}} = - \frac{V_{a2} - V_{a1}}{V_{g2} - V_{g1}} = - \frac{(230 - 158)}{(-5) - (-3)} = 36$$

由式(10-2-10)可得 R_p :

$$R_p = \left. \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \right|_{V_G = \text{常数}} = \frac{336 - 150}{16 - 0} \times 10^3 = 11.6K\Omega$$

由式(10-2-11)可得 g_m :

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \right|_{V_A = \text{常数}} = \frac{7.4 - 1.2}{(-3) - (-5)} = 3.1mA/V$$

电子管的参量数值与工作点的位置有关。手册上给出的参量数值都指明板压和栅压的条件,或者指明板流的条件。如果没有指明运用状态,则其参数一般是指特性曲线直线部分的数值。

图10-2-22表示出三极管6N8P的参量和板流的关系。从图上可看出放大系数 μ 大致是一个固定的数值,跨导 g_m 随板流的增大而增大;内阻 R_p 随板流的增大而减小。

3. 三极管的极间电容

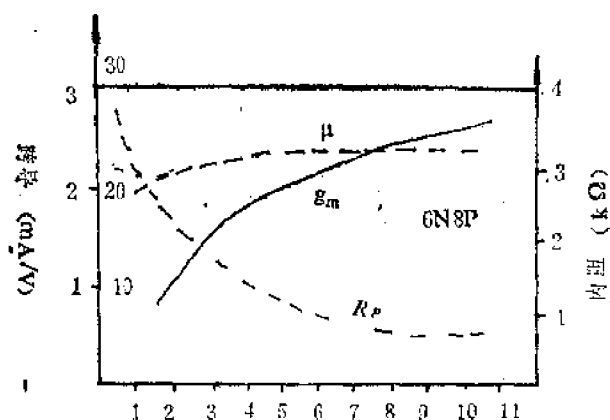


图10-2-22 三极管的参量与板流的关系

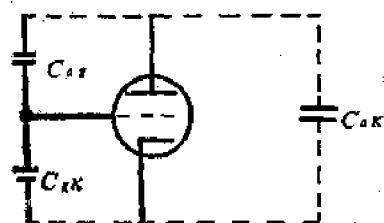


图10-2-23 三极管的极间电容

电子管的电极之间存在着极间电容,在三极管中有三个极间电容 C_{gk} 、 C_{ga} 、 C_{ak} 。如图10-2-23所示。若三极管在电路中以阴极作为输入端和输出端的公共端点,根据每个极间电容在电路中所处的位置,称 C_{gk} 为电子管的输入电容; C_{ga} 为电子管的输出电容; C_{ak} 为跨路电容。普通三极管极间电容的容量很小,约为几个微微法。各种型号三极管的极间电容容量可以从电子管手册中查得。

在信号频率为低频时,这些极间电容所呈现的容抗很大,对电路工作的影响可忽略,可是在信号频率为高频时,这些电容的容抗显著减小、影响很大,尤其是跨路电容 C_{ga} ,它与半导体三极管中集电极与基极之间的结电容 C_{je} 的影响相似。 C_{je} 的影响会造成放大器的工作不稳定,甚至产生自激振荡。真空三极管的跨路电容 C_{ga} 的容量大,为减弱其影响就产生了四极管。

五、四极管

在三极管的板极和栅极之间,又加进一个网状的金属电极(帘栅极或第二栅极),这个金属接地后,对板极与栅极间的电耦合起屏蔽作用,因而使跨路电容 C_{ga} 的容量显著减小。例如三极管6N1的 $C_{ga} = 2.7\text{pF}$,而具有帘栅极的四极管的 C_{ga} 为 $0.02 \sim 0.03\text{pF}$,后者仅为前者的百分之一左右。

四极管的结构和电路符号如图10-2-24。帘栅极用 G_2 表示;控制栅用 G_1 表示;板极和阴极仍用A和K表示。

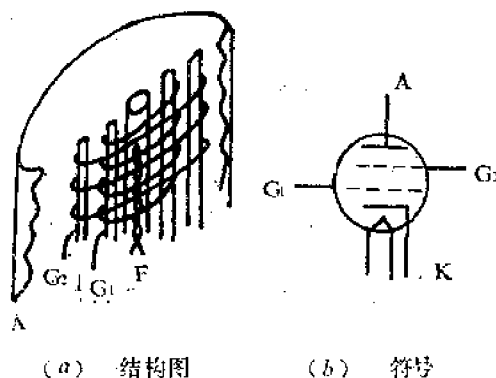


图10-2-24 四极管

在四极管中,板极电场要通过两个栅极(G_1 和 G_2)才能渗透到阴极表面,显然板压对阴极表面的作用是很弱的。从帘栅极屏蔽作用出发,要求它接地,但这样板流就很小。另一方面,从需要形成一定大小的板流出发,则要求它接直流正电位,以帮助板极吸引电子。

根据上述两点要求,四极管的帘栅极应该是接直流电压,同时又通过一个电容器接地,以实现交流接地。能对交流信号起屏蔽作用(图10-2-25)。

四极管的板极特性曲线是在控制栅压和帘栅压都保持不变的条件下,板流与板压之间的关系(图10-2-26)。在四极管中帘栅压为正电位,它也要吸引一部分电子,形成帘栅流。控制

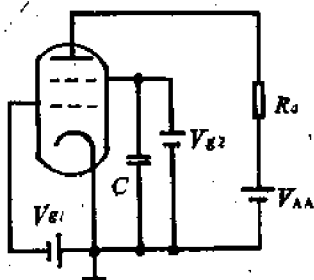


图10-2-25 四极管的供电电路

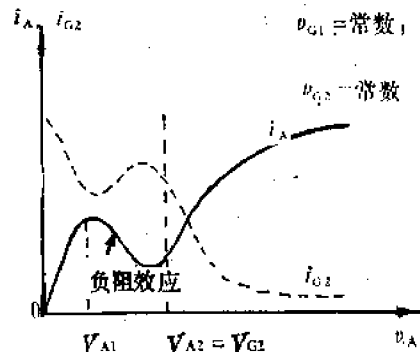


图10-2-26 四极管的板极特性

栅为负电位,不吸引电子。在这种情况下,阴极电流为板流和帘栅流之和。并在两者之间进行分配。 i_A 和 i_{G2} 的大小与板压 V_A 有关,如图10-2-26所示。

由图10-2-26可见,四极管的特性曲线的变化规律不同于三极管。它的特点为:第一,当 V_A 很小时,板流随着板压的增加而迅速增加;第二,板压达 V_{A1} 后,板流随板压的增加反而下降;第三,当 V_A 大于 V_{G2} 后板流又随板压增加,而后增加缓慢。

产生上述现象的原因,是帘栅极电位改变了电子管内电场的分布情况。当 $V_A = 0$ 时, $i_A = 0$, $i_{G2} = i_K$, i_{G2} 为最大值。当 $V_A > 0$, i_K 在 i_A 和 i_{G2} 之间分配。随着 V_A 的增大,板极吸引的电子显著增多, i_A 迅速增大, i_{G2} 相应地减小(图10-2-26上 $0 < V_A < V_{A1}$ 的范围)。当 V_A 值大于 V_{A1} 以后,由于跑向板极的电子具有比较大的动能,在它碰撞板极金属极时,可以使金属发射电子(称为二次电子)。这时又由于 $V_A < V_{A2}$,产生的二次电子就被帘栅极吸引,使 i_{G2} 增大, i_A 反而减小。板压越高,碰撞板极的电子动能越大,二次电子的数目越多,板流就越小。这是图上 $V_A < V_{A2}$ 范围内的情况。继续增加 V_A ,使 $V_A > V_{A2}$ (也就是 $V_A > V_{G2}$),由于板压高于帘栅压,即使板极仍发射二次电子,但它们还是被板极吸引,因此板流又会随板压增大。

在高板压的范围内, i_A 随 V_A 的变化程度很小(比三极管小得多)这是由于帘栅极的屏蔽作用,使得四极管板压对板流的控制作用减弱的缘故。这也说明四极管比三极管有更大的放大系数。

四极管板压在 $V_{A1} < V_{G2}$ 的范围内, i_A 随 V_A 的增大而减小的现象称为负阻效应。它将影响放大器的稳定性。为了避免负阻效应,必须把电子管的工作范围移到特性曲线 $V_A > V_{G2}$ 的范围,这样电子管的动态范围减小了。

与三极管相比:四极管的优点是跨路电容 $C_{a,1}$ 大大减小,同时放大系数增大。但由于它有负阻效应的缺点,现在已经不用了。下面将要介绍的五极管和束射四极管则比四极管的性

能更好。这里我们介绍四极管的知识是为学习和掌握五极管及束射管打下一定的基础。

六、五极管

为了克服负阻效应,在四极管的板极和帘栅极之间再加入一个网状金属电极(抑制栅极或第三栅极),就构成了五极管。这个新加入的抑制栅极通常与阴极相连,它对板极和帘栅极间的从板极打出来的二次电子具有抑制作用,也就是它形成对二次电子的减速场,迫使它们返回板极;而不让栅极夺去。五极管的电路符号如图10-2-27。抑制栅用 G_3 表示。

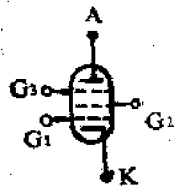


图10-2-27 五极管的符号

图10-2-28为五极管的板极特性曲线(图上虚线为 i_{G2} 与 v_A 的关系曲线)。由于有了抑制栅极,五极管不再有负阻现象了。从五极管的板极特性曲线可以看出,在板压 v_A 较高时,板流几乎不随板压变化,而只取决于控制栅压 v_{G1} 的大小。这表明五极管中板压对板流的控制能力很弱,因而五极管的放大系数 μ 要比三极管多高得。

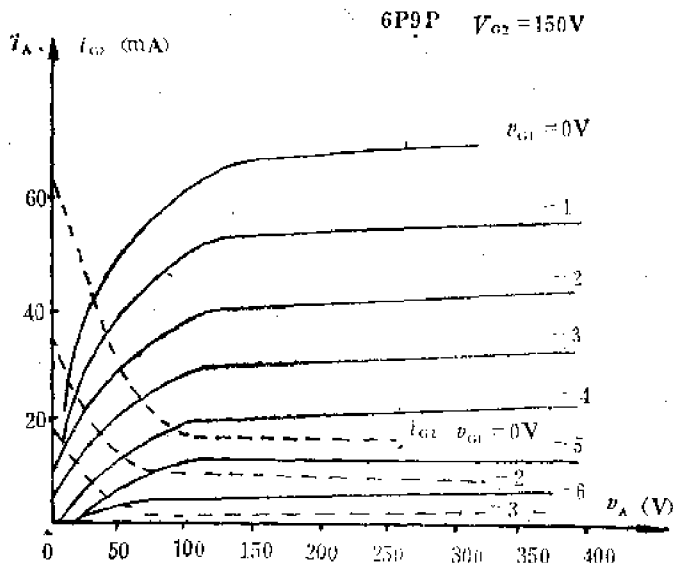


图10-2-28 五极管的板极特性曲线

五极管的特性曲线与半导体三极管的特性曲线形状是很相似的,但从电流电压的数值来看五极管属于高电压小电流的器件。

下面讨论五极管的参量。与三极管相比,五极管多了帘栅极和抑制栅极。因为抑制栅极通常与阴极相连,即 $v_{G3} = 0$ 。同时它不能吸收电子,故 $i_{G3} = 0$ 。五极管只增加 v_{G2} 和 i_{G2} 两个变量,在实际使用状态,帘栅极的直流电压 V_{G2} 是固定的,直流电流 I_{G2} 也是一个定值,并且帘栅极通过电容器交流接地,所以这两个栅极对交流量没有影响。五极管的特性曲线都是在 v_{G2} 和 v_{G3} 为定值时测得的,因而经常应用的还是与 v_{G1} 、 v_A 和 i_A 有关的参量。

(1) 放大系数 μ

$$\mu = \frac{\partial V_p}{\partial V_{G1}} \quad (10-2-15)$$

从特性曲线可见,五极管的板流几乎与板压无关。所以 μ 非常大,一般在1000~5000之间。

(2) 交流内阻 R_p

$$R_p = \frac{\partial V_a}{\partial I_a} \quad (10-2-16)$$

五极管的交流内阻很大,典型的数值在几十到几百千欧的范围。

(3) 跨导 g_m

$$\text{控制栅极对板流的跨导为 } g_m = \frac{\partial I_a}{\partial V_{g1}} \quad (10-2-17)$$

在数值上,五极管的跨导大致与三极管相近。

七、束射四极管

束射四极管是一种结构别致的四极管,它去除了五极管中的抑制栅,换成一对束射屏。并对帘栅极和控制栅极的栅丝排列作了改进,因而它的性能比五极管更为完善。束射四极管的结构和电路符号如图10-2-29所示,其板极特性曲线如图10-2-30。

如果我们把四极管、五极管和束射四极管的板极特性曲线画在同一座标系统中(图10-2-

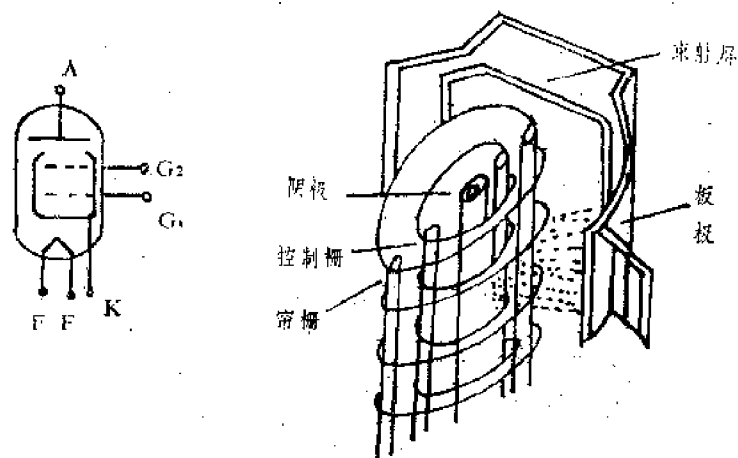


图10-2-29 束射四极管的结构和符号

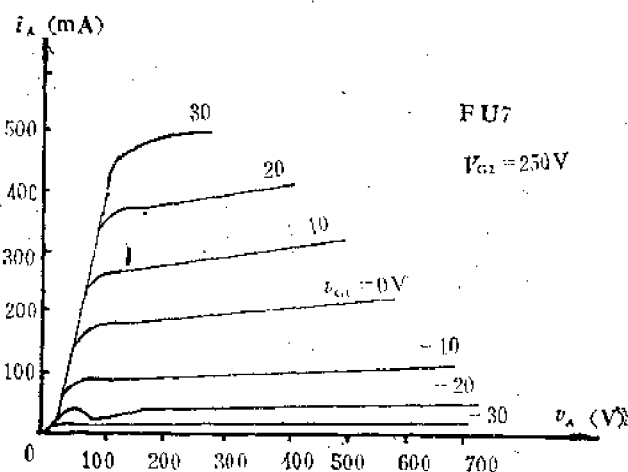


图10-2-30 束射四极管的板极特性曲线

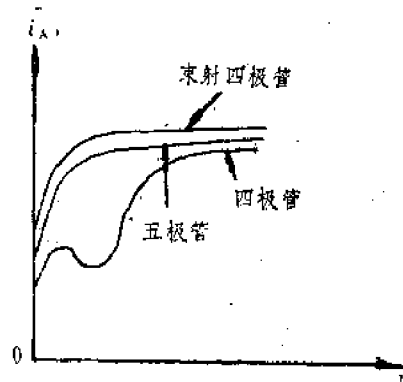


图10-2-31 板极特性曲线比较

31) 进行比较,可以看出:五极管克服了负阻效应从而扩大了电压的动态范围,而束射四极管的板极特性曲线转折点所对应的板压更小,也就是它的电压动态范围更大。另外,束射四极管的帘栅流比五极管小,这些是束射四极管的两个优点。

束射四极管为什么具有这些优点呢?这必须从它的结构来分析。其特点有三个:(1)控制栅与帘栅的间距相等并且栅丝对齐;(2)帘栅与板极间的距离相当大;(3)两侧有束射屏金属板。它们与阴极相连接。由于栅极的栅丝是对齐的,又分别处于不同的电位,它们对于阴极发射出来的电子有会聚作用,使之成为密度较高的电子薄片射出去。这样,电子落在帘栅极上的机会就比较小,这就是束射四极管帘栅流小的原因,两侧的束射屏对电子起集中作用,使电子聚成束状奔向板极。因此会聚的电子在帘栅极和板极之间形成了浓度较大的空间电荷,使这个区域的电位降得比板极或帘栅极都要低,这些空间电荷就起到了五极管中抑制栅的作用。

束射四极管也有一些缺点:(1)因为帘栅丝和控制栅丝对齐,所以帘栅的屏蔽作用减弱,跨路电容 C_{g1} 比五极管大;(2)在板流较小的情况下,由于电子束的密度不够大,板流与帘栅极间的电位不够低,不足以抑制板极与帘栅极间的二次电子,使得特性曲线有一些负阻效应(见图10-2-30下部的曲线)。

八、三极管和多极管的极限参量

三极管、多极管与真空三极管一样,为了保证安全工作也有极限参量的限制,通常三极管和多极管的极限参量有下列五个。

1. 最大板压 V_{bm}

如果板压过高,会使管内的绝缘受到影响,甚至出现打火现象。所以电子管都有一个限定的板压最大值 V_{bm} 。但是手册上所给出的数值并不是绝对不能超过的。即使出现打火现象,如果立即降低板压,还可以恢复工作。在这点上,电子管要比半导体器件优越得多。

2. 最大阴极电流 I_{km}

对于钨阴极电子管 I_{km} 为其饱和电流 I_s 所限制。对于氧化物阴极的电子管,虽然没有明显的饱和电流的限制,但是为了管子工作安全(阴极不发生局部过热和火花现象等), I_k 的数值也不能过大。

3. 板极最大耗散功率 P_{am}

当电子到达板极时,它的动能交给板极并转化为热能,使得板极的温度升高,发红,放出气体,甚至发射电子。这些现象对正常工作都是不利的。所以电子管有板极最大耗散功率的限制。当电子管的 P_{am} 值已经给出时,与半导体三极管一样,可以在板极特性曲线族上作出等功耗线($P_{am} = V_A \cdot I_A$)。电子管的静态工作点应限制在等功耗线以下。但是在电子管中,由于管板极具有较大的热容量,板耗在短时期内超过 P_{am} 还是允许的。

4. 帘栅最大耗散功率 P_{g2m}

其意义与 P_{am} 类同。

5. 灯丝电压 V_f

其意义与真空二极管相同。

三极管和多极管各有其优点和缺点,究竟选用什么管子必须按电路性能的要求而定。三极管放大特性的曲线程度好,广泛用于低频信号的放大电路。五极管的放大系数提高,极间电容 C_{g1} 小,适用于高频放大电路。束射四极管有较大的电压动态范围,输出功率大,帘栅损耗

小,常用于功率放大电路。

九、复合管

为了减少电子设备中电子管数目和电能消耗,往往把在电路中搭配使用的几种类型的电子管合装在同一管壳内构成复合管。在复合管中,灯丝通常是公用的,有时阴极也公用。各组电极分别安装,各具有原有的特性。常见的复合管有以下几种:

1. 双二极管

我们在上面提到过的6Z4就是双二极管(图10-2-32(a)),可以用于全波整流电路。

2. 双三极管

例如6N8P就是双三极管图10-2-32(b)两个三极管公用一组灯丝。由于在相同条件下装配管内构件,它们特性的一致比两只单独的三极管好得多,所以三极管常用在要求两个三极管性能完全一致的场合。

3. 双二极管三极管复合管

它的电路符号如图10-2-32(c),它们公用一个阴极。

这种电子管常用于收音机电路中,两只二极管都用于检波,其中一只二极管检出的低频信号由三极管进行放大,另一只二极管的检波电压作自动增益控制用。

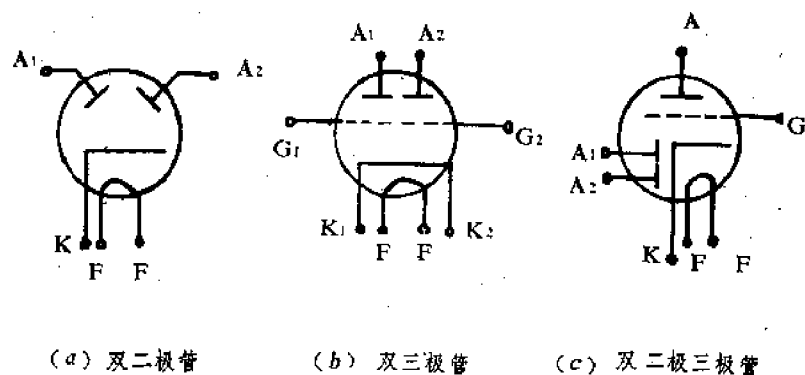


图10-2-32 复合管的符号

十、真空三极管、多极管与半导体三极管的比较

与半导体器件相比,真空管的优点为:(1) 电子管的电压动态范围大,是高电压小电流的电子器件;(2) 同一型号的电子管的特性曲线和参量的一致性较好;(3) 电子管性能受温度变化的影响小;(4) 电子管的耐过载能力较强;(5) 电子管的输入电阻比半导体三极管大得多。电子管的缺点为:(1) 辅助电源多(灯丝、帘栅),耗电大,效率低;(2) 电子管的寿命受到阴极的限制,寿命比半导体器件短;(3) 电子管的体积和重量都比半导体器件大得多。这些是电子管的严重缺陷,所以在能用半导体器件的场合就没有必要再用电子管。

第三节 电子管电路

一、电子管组成的电子电路

1. 三种组态的电路

电子管组成的基本电子电路与半导体管所组成的电路极其类似。根据电子管板极、栅极、阴极接入放大器回路位置的不同,可分为共阴电路、共板电路、共栅电路三种组态,分别如图10-3-1(a)、(b)、(c)所示。电子管共阴电路类似于半导体管电路的共射电路和共源电路;共栅电路类似于共基电路;共板电路类似于共集电路和共漏电路。其中共阴电路用得较多。

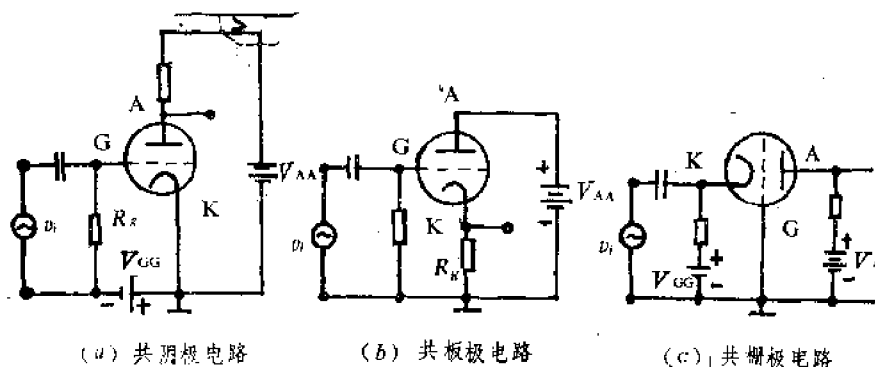


图10-3-1 电子管的三种组态电路

2. 放大器组成

图10-3-2为共阴基本放大电路。 V_{AA} 为板极电源电压,提供放大电路工作电压, V_{GG} 是栅极偏压,通常是负的。图中G-1-2-K-G部分组成输出回路。K为这两个回路的公共部分,故称共阴电路。

当输入交流信号 $v_i = 0$ 时,板极回路中的板流为 I_{AQ} ,板极电压 $V_{AQ} = V_{AA} - I_{AQ}R_A$ 。

当有输入交流信号 v_i 时,由于栅压对板流有较强的控制能力,所以在板流中就会产生交流电流 i_a 。 i_a 流过负载电阻 R_A ,在 R_A 上产生交流电压降 v_o 。当 R_A 增大时, v_o 也增大。如果选取 R_A 足够大,就可以使 v_o 大得多,也就是实现了电压放大作用。

二、放大器的各部分电路

1. 输入电路

阻容耦合放大器的输入电路如图10-3-3所示。输入电路包括输入耦合电容 C_x 、栅漏电阻

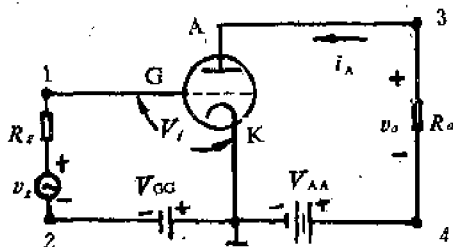


图10-3-2 共阴极基本放大电路

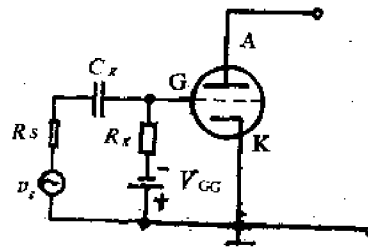


图10-3-3 放大器的输入电路

R_g 和偏压电源 V_{GG} 等。在这里直流偏压 V_{GG} 通过 R_g 加至栅极,而交流信号源 v_s 通过 C_g 加至栅极。 C_g 的作用与半导体器件电路中耦合电容的作用相似。它对交流信号呈现的阻抗很小(相对于 R_g 的阻值而言),可近似认为短路,它对直流呈开路状态,使得栅极直流电位与信号源之间没有相互影响。 R_g 的作用是使栅极加上所需的偏压,同时使落在栅极上的电子有泄漏的通路。因为即使栅压为负时,也可能有少数能量高的电子打在栅极上,如果这些电子没有泄漏的通路,它们将积累起来使栅压电位变负。为了满足上述要求, R_g 不宜过大,另一方面,从希望放大器有较大的输入电阻及允许应用较小的耦合电容 C_g 出发,又要求 R_g 大一些。 C_g 和 R_g 应满足下列关系:

$$R_g \gg \frac{1}{\omega C_g} \quad (10-3-1)$$

或
$$R_g = (3 \sim 10) \frac{1}{\omega C_g} \quad (10-3-2)$$

其中 ω 为信号的角频率。如果是多个频率的合成信号时, ω 应是最低的角频率。在低频放大器中,常取 $C_g = (0.1 \sim 0.1)$ 微法, $R_g = (0.5 \sim 1)$ 兆欧。由于电子管的输入电阻很大,同时选用的 R_g 也比较大,所以 C_g 比半导体三极管电路中的耦合电容小得多。

2. 自给偏压电路

在实用的放大电路中,常常采用自给偏压的方法以省去栅偏压电压源 V_{GG} 。自给偏压的共阴极放大电路如图11-3-4所示,在电子管的阴极与地之间接入一个电阻 R_K ,放大器工作时板流中的直流分量 I_{AQ} 在 R_K 上产生一个压降 $I_{AQ} \cdot R_K$ 通过 R_g 加至电子管的栅极,其极性正好是栅极对于阴极为负电位。适当地选取 R_K 的阻值,可以使其上的直流压降等于所需要的偏压数值即 $I_{AQ} \cdot R_K = V_{GG}$ 。

但是在放大器工作时,板流中的交流分量 i_a 也流过它,形成交流电压负反馈。为了避免对交流放大量的影响,必须在 R_K 的两端并联一个电容器 C_K 对交流分量起旁路作用。在数值上应满足 $R_K = (3 \sim 10) / \omega C_K$ 的关系。

自给偏压电阻 R_K 的作用与半导体三极管放大电路中的发射极电阻 R_e 的作用是不同的。 R_e 的作用是提提高电路的温度稳定性,它的压降不能使发射结获得正偏电压,反而对偏置电压有抵消作用。

应该注意,自给偏压电路是接在栅极板回路和板极回路的公共电路中,它使放大器板极直流电压减小。但通常栅偏压比板压小得多,所以它对板压的影响可以忽略。例如N69P管的 $V_{AA} = 250$ 伏, $V_{GG} = -2$ 伏。

3. 级间耦合电路(输出耦合电路)

在多级放大器中,级间耦合式输出耦合方式有三种(图10-3-5)构成这些电路的形式和对应的半导体器件电路相同,这里不再重述了。

4. 帘栅极电路

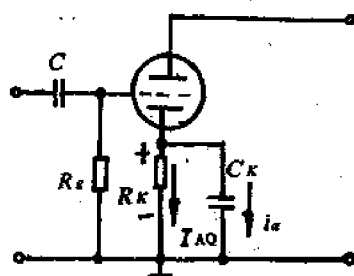


图10-3-4 自给偏压电路

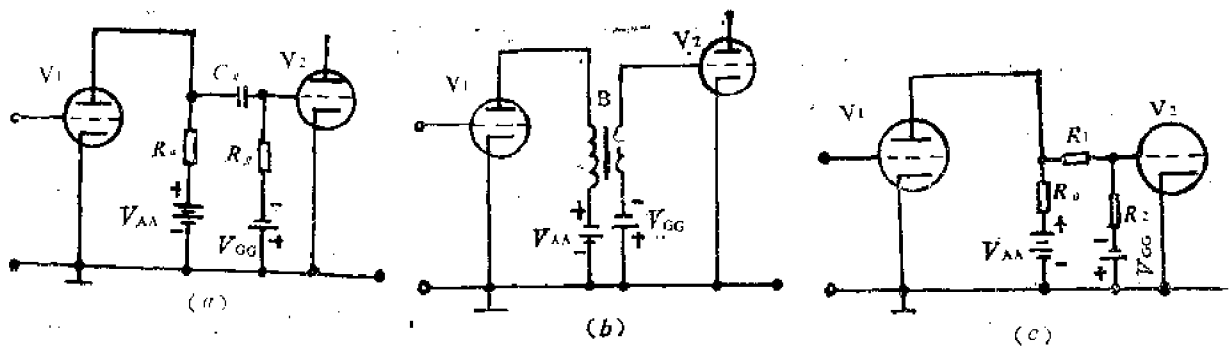


图10-3-5 放大器的三种级间耦合电路

用五极管或束四极管构成放大器时,帘栅极需要一定的正电位。通常帘栅极和板极公用一个电压,用降压电阻来获得所需的帘栅压(图10-3-6),即 $V_{G2} = V_{AA} - I_{G2} \cdot R_{G2}$, I_{G2} 为帘栅极的直流电流。根据电子管正常工作要求的 V_{G2} 以及 V_{AA} 和 I_{G2} 的值,就可以选取合适的 R_{G2} 。为了确保帘栅极的交流地电位,还须加一个旁路电容 C_{G2} 。 C_{G2} 的容量必须满足关系式:

$$R_{G2} = (3 \sim 10) \frac{1}{\omega C_{G2}}$$

有时为了适应电路的需要,可以把多极管的各个电极重新组合。例如五极管改接成三极管。

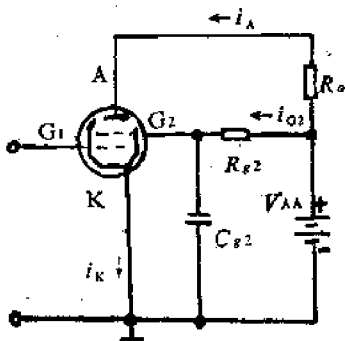


图10-3-6 放大器的帘栅电路

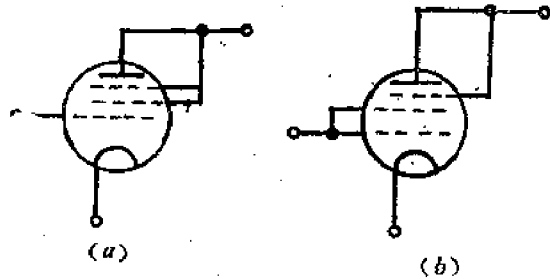


图10-3-7 五极管改接成三极管

图10-3-7(a)的接法成为中 μ 三极管,图10-3-7(b)的接法成为高 μ 三极管。

三、放大器的分析方法

定量地研究电子管放大器的方法也有图解法和交流小信号等效电路法两种。下面分别介绍这两种方法。

1. 图解分析法

图10-3-8为共阴极放大电路,利用图解分析可以得到它的电压放大倍数和电压动态范围等。这与半导体器件电路的图解法是相同的。图10-3-9上画出了电路中三极管的板极伏安特性曲线。先根据 $V_{AK} = V_{AA} - I_{A2} \cdot R_a$ 的关系在板极伏安特性曲线上作直流负载线MN,再找出栅偏压 V_{G2} 为给定值的一条板极伏安特性曲线。这两者的交点就是静态工作点Q, Q点对应

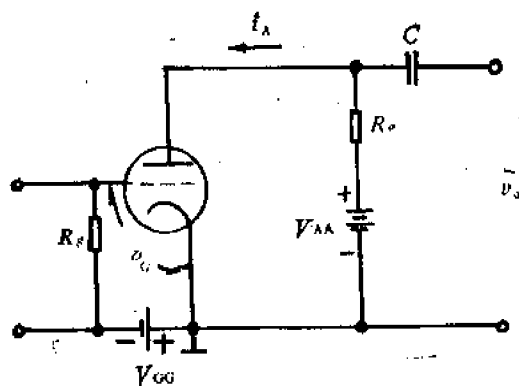


图10-3-8 放大器电路

的板流为直流板流成份 I_{AQ} , Q点对应的板压 V_{AQ} 为没有输入交流信号时电子管板极与阴极之间的电压降。当栅阴极间输入交流信号电压 v_g 时 ($v_g = v_i$), 工作点就在直流负载线上移动。图10-3-9上 $V_{AA} = 350$ 伏, $R_p = 10$ 千欧, $V_{GG} = -6$ 伏, $v_g = 6 \sin \omega t$ 伏, 工作点就在PR 范围内变动, 用图解可得出相应 v_o 的变化范围是142伏至286伏, 输出电压的峰值近似为 $286 - 142 / 2 = 72$ 伏。由此可求得这电路的电压放大倍数 A_v 为

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{72}{6} = 12$$

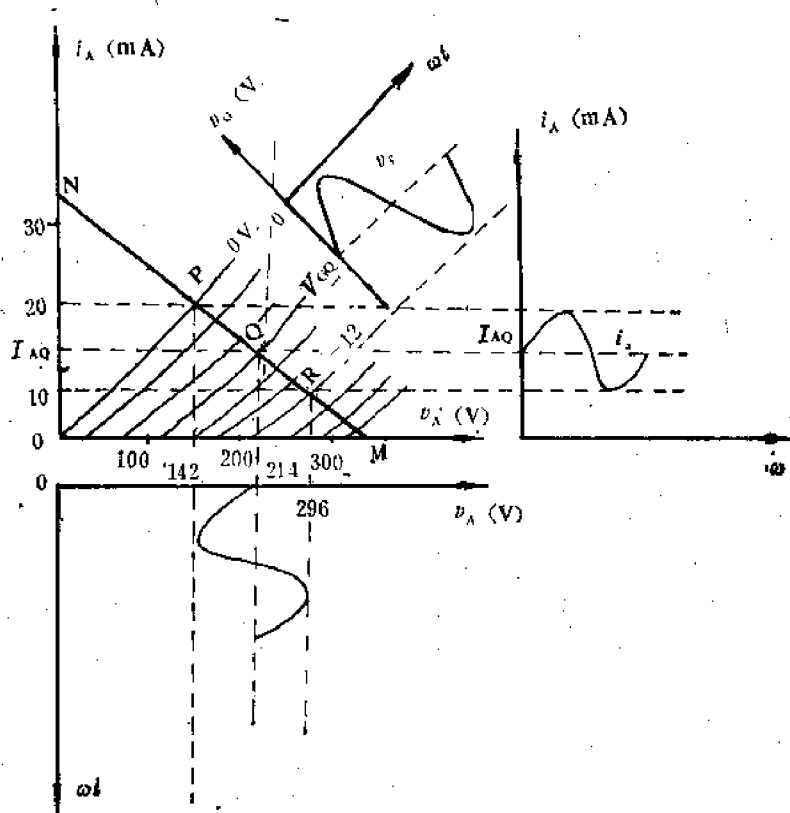


图10-3-9 三极管放大器的图解法

从图10-3-9看出,在板极特性曲线等间隔的线性放大区内,当输入交流信号 v_i 为正弦波时,放大器得出的 v_A 和 i_A 也都是正弦波,但 v_A 的相位与 v_i 相差 180° 。这与半导体三极管共发射极放大器输出电压与输入电压反相的情况是相同的。

三极管输出电路中接负载 R_L 后, i_A 与 v_A 的关系曲线可由板极特性曲线族与直流负载线的各个交点转化而来。具体作图法如图10-3-10,这条曲线称为动态板栅特性曲线(前述的板栅伏安特性线称为静态板栅特性曲线)。由图可知,动态板栅特性曲线上各点的板流 I_A 等于各交点对应的负偏压值。根据输入交流电压 v_i ,可直接利用动态板栅特性曲线作出相应的 i_A 。动态板栅曲线的直线部分为线性放大范围。

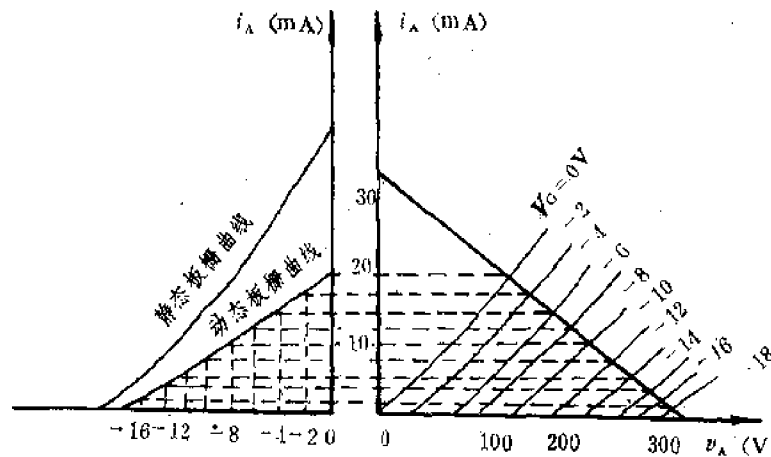


图 10-3-10 动态板栅特性曲线的作图法

五极管和束射四极管放大器的图解法与上述三极管放大器相同,它们差别仅仅是板极特性曲线族的形状不同。

当电子管放大器输出端除了有板极负载 R_A 外,还有外接电阻 R_L 时(在多板放大器中间级 R_L 就是下级的栅漏电阻 R_g ,交流负载 $R_L' = R_A \cdot R_L / (R_A + R_L)$),必需作出交流负载线,然后确定电压放大倍数和输出电压的动态范围。交流负载线的作图法与第三章介绍的图解分析法相同。对于具有自给偏压的放大器的解法与效应管放大器的图解法类似,这里不再重复。

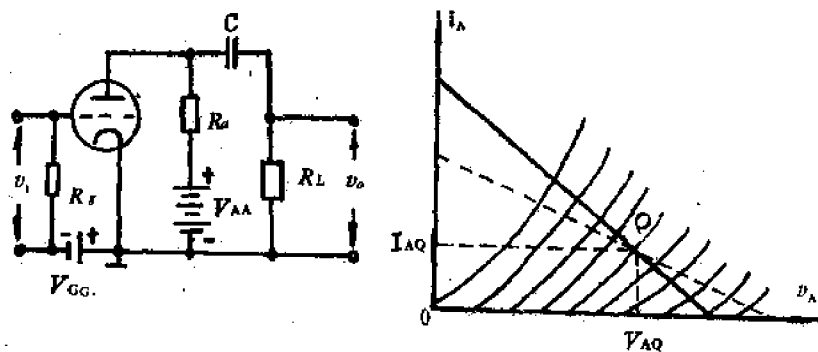


图10-3-11 交流负载线图解法

2. 交流小信号等效电路

电子管与场效应管一样,属压控元件,其小信号等效电路亦可用式(4-1-5)来表示:

$$\begin{cases} i_i = y_{11}v_g + y_{12}v_a \approx \frac{1}{R_g}v_g \\ i_o = y_{21}v_g + y_{22}v_a = g_mv_g + \frac{1}{R_p}v_a \end{cases} \quad (10-3-3)$$

式中 y_{12} 很小,通常可忽略。

$$y_{11} = \frac{1}{R_g}, \quad y_{21} = g_m, \quad y_{22} = \frac{1}{R_p}$$

按上式所作等效电路如图10-3-12(b)所示。

式(10-3-3)亦可利用 $\mu = g_m R_p$ 改写为 $v_a = -\mu v_g + i_o R_o$ 。

按上式所作等效电路如图10-3-12(c)所示。

这两种等效电路在求解放大器指标中视具体情况选用。

当频率较高时,极间电容 C_{gk} 、 C_{ga} 、 C_{ak} 不能忽略,这时的等效电路如图10-3-13所示。

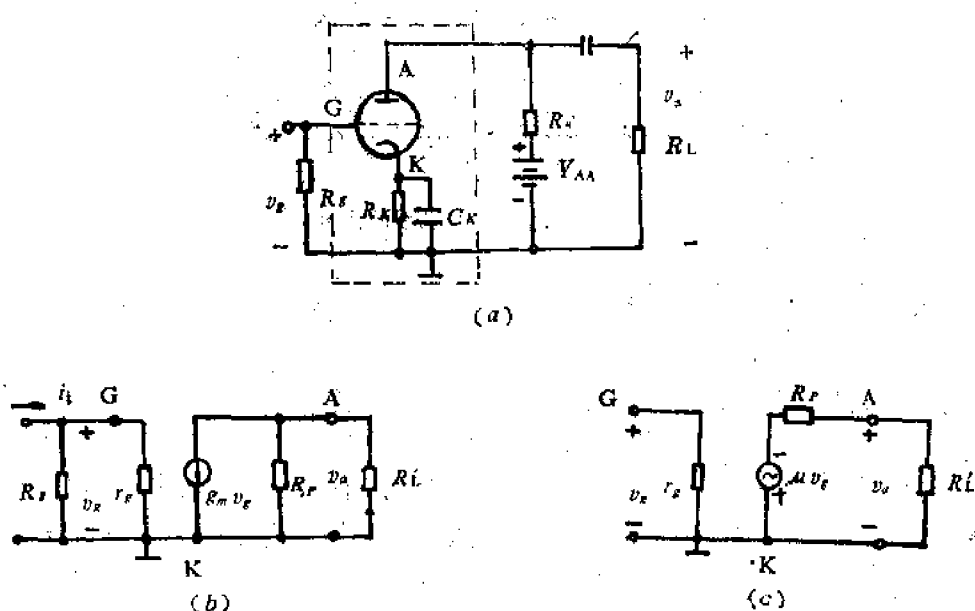


图10-3-12 电子管放大器的两种等效电路

例10-2 试求图10-3-12(c)电子管放大器的 A_v 、 R_i 、 R_o 。

解: (1) A_v

由图10-3-12(b)

$$v_a = -g_mv_g(R_p \parallel R_L)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = -g_m(R_p \parallel R_L)$$

(2) R_i

$$R_i = \frac{v_g}{i_j} = R_g \parallel r_g \approx R_g \quad r_g \gg R_g$$

(3) R_o

按定义,求输出电阻的等效电路如图10-3-14所示,于是:

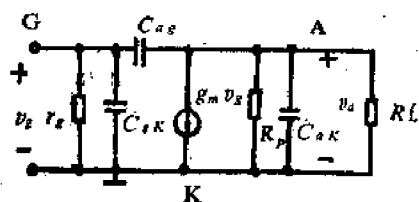


图10-3-13 放大器的交流等效电路

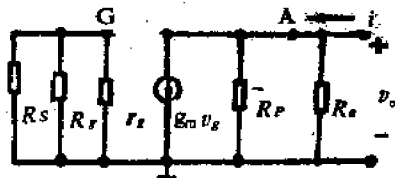
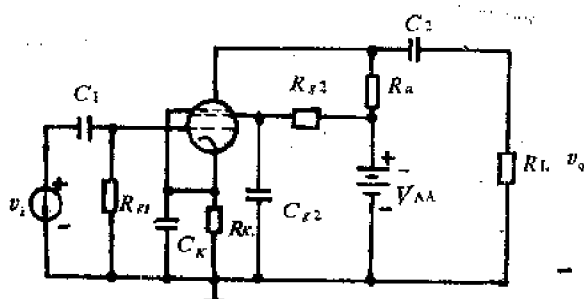


图10-3-14 放大器的低频交流等效电路

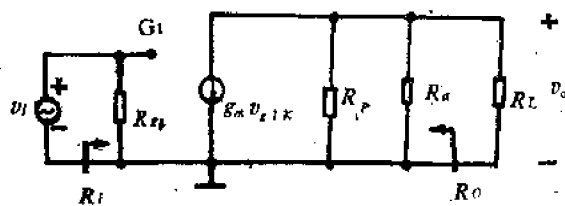
$$R_o = \frac{v_o}{i_o} = R_p \parallel R_a$$

$$R_o = \frac{R_p \times R_a}{R_a + R_p} \quad (10-3-5)$$

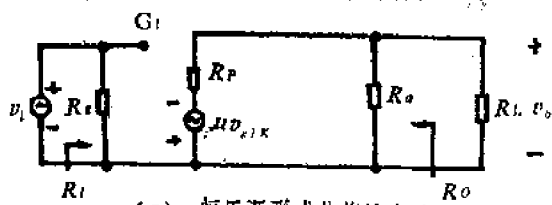
对于五极管放大器,其放大器的指标更为简单,如图10-3-15所示。



(a) 五极管放大电路



(b) 恒流源形式的等效电路



(c) 恒压源形式的等效电路

图10-3-15 五极管放大电路

由五极管的内阻 R_p 很大,一般为几百 $k\Omega$ 至 $1M\Omega$,远大于阳极的负载电阻,所以计算时可以忽略 R_p 的影响即 $R_p \parallel R_a \approx R_a$ 。据等效电路(b)(c)可得:

$$A_v = -\frac{\mu(R_a \parallel R_L)}{R_p + R_a \parallel R_L} \quad (10-3-6)$$

$$\approx -\frac{\mu(R_a \parallel R_L)}{R_p} \quad (10-3-7)$$

$$\approx -g_m(R_a \parallel R_L) \quad (10-3-8)$$

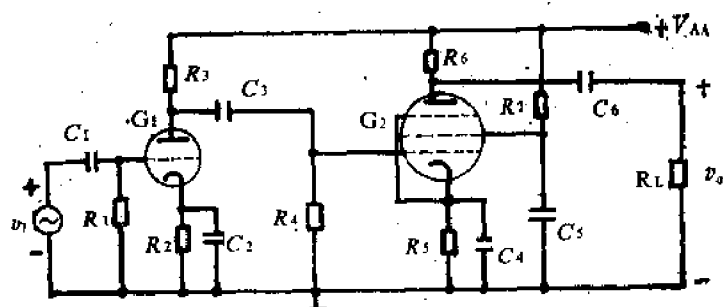
输入电阻:

$$R_i = R_j \quad (10-3-9)$$

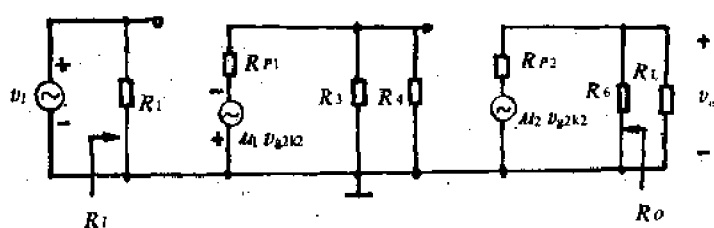
输出电阻:

$$R_o = R_p \parallel R_a \approx R_a \quad (10-3-10)$$

电子管两级放大器的指标计算也很简单,如图10-3-16(a)即为两级放大器,下面进行计算。首先画出小信号交流等效电路如图10-3-16(b)所示, R_{p1}, μ_1 和 R_{p2}, μ_2 分别为三极管 T_1 和五极管 T_2 的内阻和电压放大系数。



(a) 两级放大器电路



(b) 小信号等效电路

图10-3-16 电子管两级放大器电路

据等效电路可求得:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{g1k2}} \cdot \frac{v_{g1k2}}{v_i} = A_1 \cdot A_2 \quad (10-3-11)$$

$$A_1 = \frac{v_{g1k2}}{v_i} = - \frac{\mu_1 v_{g1k1} (R_3 // R_4)}{[R_{p1} + (R_3 // R_4)] v_g}$$

$$\approx - \frac{\mu_1 (R_3 // R_4)}{R_{p1}}$$

因为 $R_4 \gg R_3$ 所以

$$A_1 \approx - \frac{\mu_1 R_3}{R_{p1}}$$

$$= - g_{m1} R_3$$

同理可得:

$$A_2 = - \frac{\mu_2 (R_6 // R_L)}{R_{p2} + (R_6 // R_L)}$$

因为一般为 $R_{p2} \gg R_6 // R_L$, 所以

$$A_2 = - \frac{\mu_2 (R_6 // R_L)}{R_{p2}}$$

$$= - g_{m2} (R_6 // R_L)$$

$$A = A_1 \cdot A_2 = \frac{\mu_1 \cdot \mu_2 \cdot R_3 (R_6 // R_L)}{R_{p1} \cdot R_{p2}} \quad (10-3-12)$$

$$= g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot R_3 \cdot (R_6 // R_L) \quad (10-3-13)$$

$g_{m1} = \frac{\mu_1}{R_{p1}}$ 是三极管 G_1 的跨导; $g_{m2} = \frac{\mu_2}{R_{p2}}$ 是五极管 G_2 的跨导:

输入电阻: $R_i = R_1$

输出电阻: $R_o = R_{p2} // R_6 \approx R_6$

四、放大器的频率特性

在分析阻容耦合电子管放大器频率特性时, 必须考虑耦合电容等电容器的影响, 其交流电路如图10-3-17所示。 C_1 为放大器的输出电容, 它包括电子管的输出电容 C_{ak} 和板极回路的分布电容 C_{m1} ; C_2 为下级放大器的输入电容, 它包括下级放大器的输入电容 C_i 和栅板回路的分布电容 C_{m2} , $C_i = C_{gk} + (1 + A) C_{ag}$

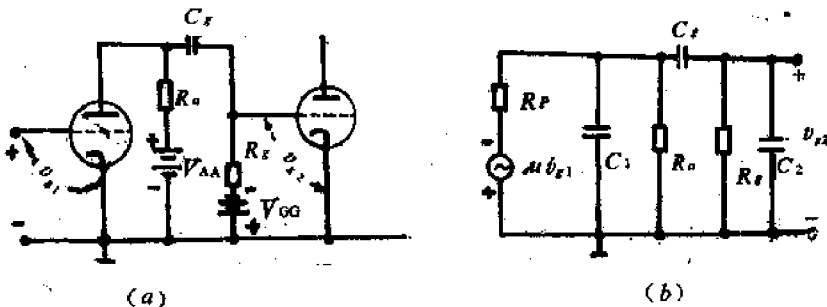
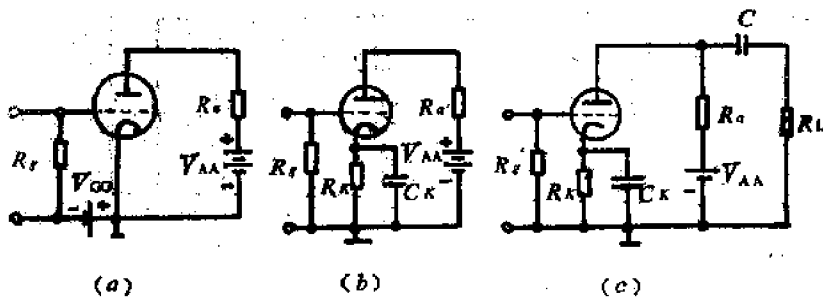


图10-3-17 三级放大器的高频等效电路

由上述等效电路可得出电子管放大器的上限频率、下限频率、高频段失真系数、低频段失真系数与电路参量的关系表达式,其分析法与半导体器件相似,这里不再重述。

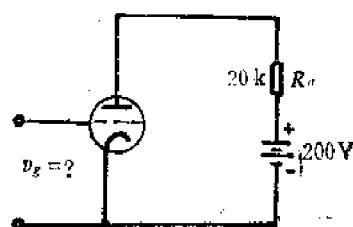
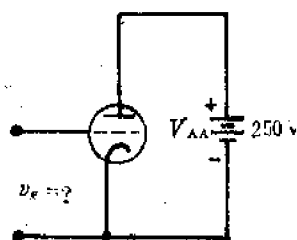
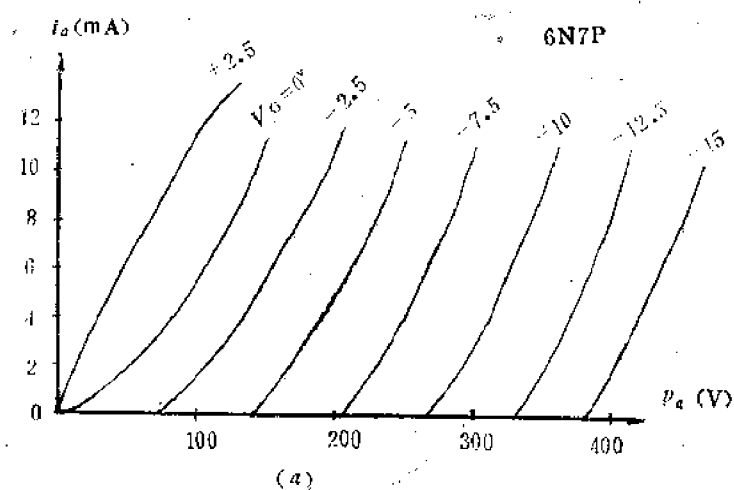
习 题

- 10-1 常温下,金属中的电子为什么可能发射出来? 什么叫逸出功?
- 10-2 直热式阴极与旁热式阴极的构造有什么区别? 它们各有什么优缺点?
- 10-3 什么是空间电荷? 它在管内起着什么作用? 什么叫饱和? 饱和时管内有无空间电荷? 若有,起什么作用?
- 10-4 画出完整的二极管的 $i_a \sim v_a$ 曲线。并加以解释?
- 10-5 二极管之所以能用作整流元件,是根据它的什么特性?
- 10-6 二极管有哪些额定参数? 使用时,为什么不能超过这些额定值?
- 10-7 有人说:“阴极电位大于零,二极管必然导通”。这种说法对不对? 为什么?
- 10-8 三极管的栅极有什么作用? 它是怎样控制阳流大小的? 它和板极相比,对阳流的控制作用哪个强? 为什么?
- 10-9 三极管的 $i_a \sim v_a$, $i_g \sim v_g$ 曲线是怎样测出来的? 它们有什么特点? 试详细解释之?
- 10-10 一个三极管放大电路若能起到放大信号作用,必须具备哪些条件?
- 10-11 什么叫三极管的截止偏压 V_{g0} ? 它在数值上等于什么?
- 10-12 三极管有什么缺点? 为什么不能在高频条件下运用?
- 10-13 五极管中有几个栅极? 它们各有什么作用? 在多极管放大电路中,为什么帘栅极电路中总是接一个大电容到地?
- 10-14 多极管的抑制栅是怎样抑制二次电子交换的?
- 10-15 五极管的放大系数 μ 为什么比三极管大?
- 10-16 束射四极管为什么也能消除阳帘之间的二次电子交换?
- 10-17 放大器为什么可以放大信号? 它的输出电压,输出电流与输入信号之间的相位关系如何? 试用波形表示之?
- 10-18 画出等效电路的原则是什么? 阳极等效电动势的大小及极性如何定?
- 10-19 试写出下列三种电路的交直流负载方程?



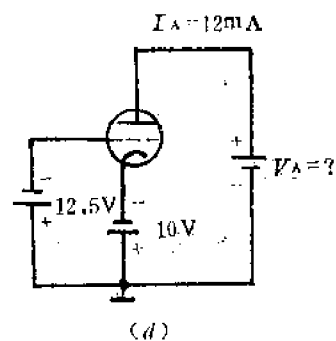
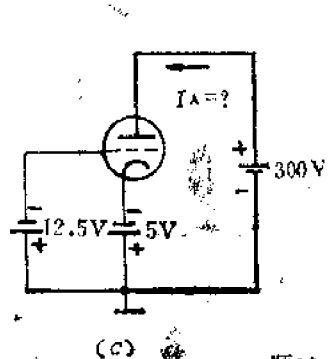
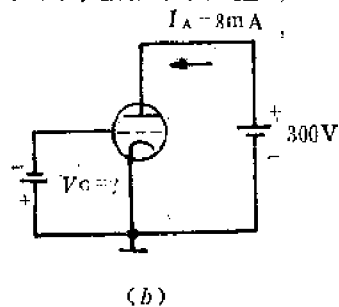
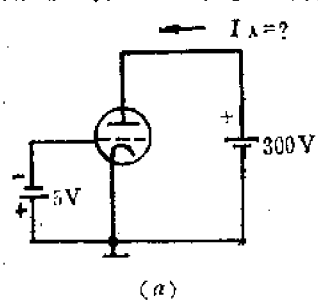
题10-19图

10-20 把电子管5N7P接成下图(b)所示电路,试从它的静特性曲线上求出 V_G 为多少伏时电子管刚好截止?图(a)为6N7P的特性曲线。



题10-20图

10-21 用电子管6N7P的 $i_a \sim v_a$ 特性曲线,求下列电路的未知量



题10-21图

10-22 从6N7P的 $i_a \sim v_a$ 曲线上画出 $V_a = 100V, 200V, 300V$ 的 $i_a \sim v_a$ 曲线?

10-23 从6N7P的 $i_a \sim v_a$ 曲线上求出下列各点的 g_m, R_p, μ 。(注意各参数要独立求,不要用电子的内部方程式求)。各座标点是 (V_{GK}, V_a)

(1) $A(0V, 200V)$

(2) $B(-2.5V, 200V)$

(3) $C(-5V, 200V)$

(4) $D(-2.5V, 100V)$

10-24 设三极管 $\mu = 20$,若 V_a 从200V升高到230V, V_c 从-2V下降到-5V,这时阴流是增加还是减少?

10-25 某三极管 $\mu = 20, R_i = 10k\Omega$,工作在直线范围内。当 $V_a = 200V, V_c = -6V$ 时, $I_a = 8mA$,问 $V_c = -5V, I_a = 9mA$ 时, v_a 等于多少?

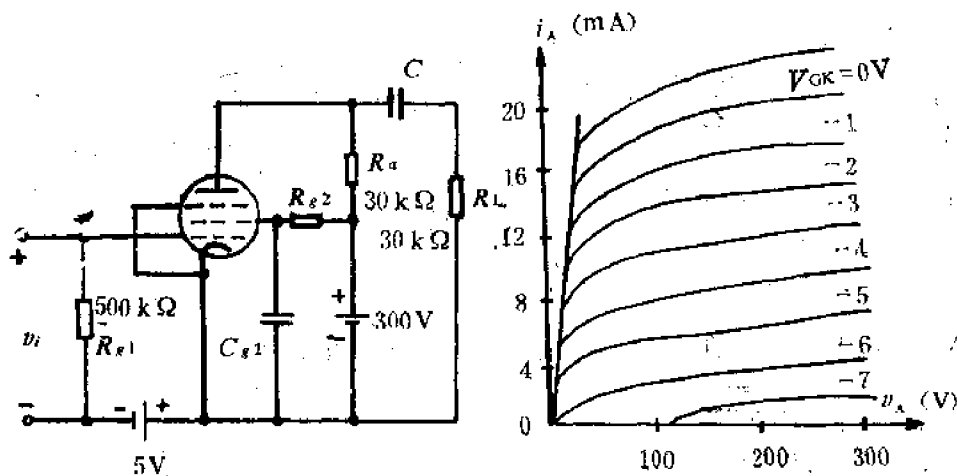
10-26 已知某放大路如下图所示,电子管曲线给定,当 $v_g = 2\sin\omega t$ (mV)时,试求:

(1) 写出交直流负载线方程?

(2) 标出 I_{AQ}, v_{AQ} 的位置

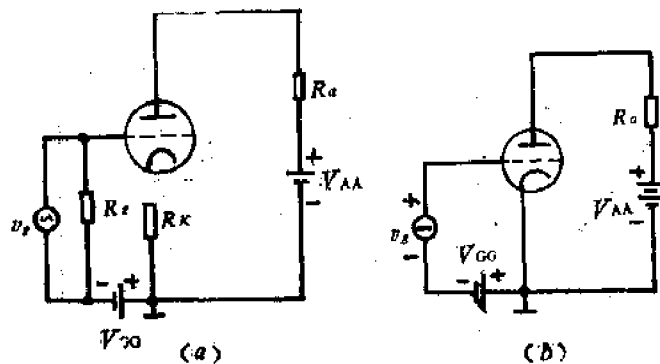
(3) 画出 i_a, v_a 的波形

(4) 求出 I_{am}, V_{am} 及 A_v 的大小?



题10-26图

10-27 画出下列各电路的等效电路,标出等效电动势的方向及大小?并写出 I_a, V_a, A_v 的表达式?



题1-27图

第十一章 整流电路与直流稳压电源

第一节 概 述

在工农业生产和科学实验中,经常使用直流电源。通常的办法是将交流电转变为直流电。

如图11-1-1所示,是由市电获得直流电源的原理方框图,图中各环节的功能作用如下:

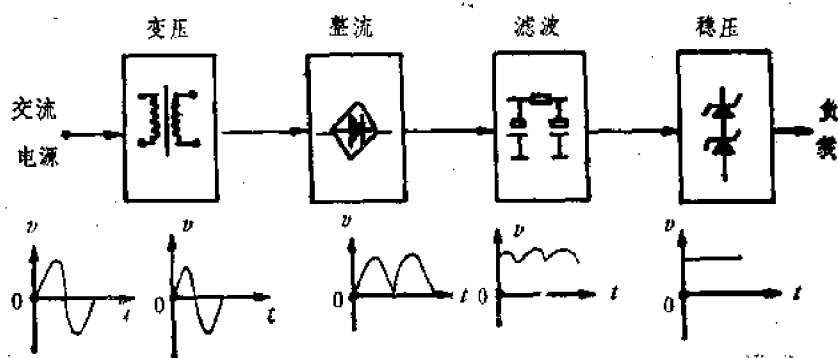


图11-1-1 半导体直流电源的原理方框图

- (1) 整流变压器：将交流电源电压变换为符合整流需要的交流电压。
- (2) 整流电路：将交流电压变换为单向脉动电压。其中的整流元件（晶体二极管、电子二极管或可控硅）所以能整流是因为它们都是具有单向导电的共同特性。
- (3) 滤波电路：减小整流电压的脉动程度,以适合负载的需要。
- (4) 稳压环节：在交流电源电压波动或负载变动时,使直流输出电压稳定。在对直流电压的稳定程度要求较高的电路中,稳压环节不可不要。

在这一章里,先讨论各种整流电路和滤波电路,然后再分析直流稳压电源。

第二节 单相半波整流电路

图11-2-1是单相半波整流电路。它是最简单的整流电路。由整流变压器B、整流元件D（晶体二极管）及负载 R_L 组成。设整流变压器副边的电压为： $v = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ 其波形如图11-2-2(a)所示。

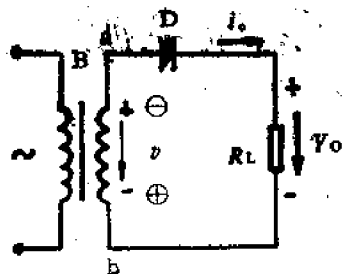


图11-2-1 单相半波整流电路

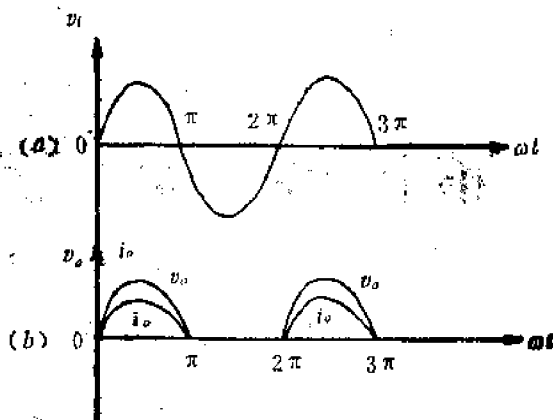


图11-2-2 单相半波整流电压与电流的波形

由于二极管 D 具有单向导电性,只有当它的正极电位高于负极电位时才能导通。在变压器副边电压 v 的正半周时,其极性为上正下负(图11-2-1)即 a 点的电位高于 b 点,二极管因承受正向电压而导通。这时负载电阻 R_L 上的电压为 V_o ,通过的电流为 i_o 。在电压 v 的负半周时, a 点的电位低于 b 点,二极管因承受反向电压而截止,负载电阻 R_L 上没有电流流过,故也没有电压产生。因此,在负载 R_L 上得到的是半波整流电压 v_o 。在导通时,二极管的正向压降很小,可以忽略不计。因此,可以认为 v_o 的这半个波和 v 的正半波是相同的,如图11-2-2(b)所示。

负载上得到的整流电压虽然是单方向的(极性一定),但其大小是变化的。这就是所谓单向脉动电压,常用一个周期的平均值来说明它的大小。单相半波整流电压的平均值为:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} V_i \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_i \\ &= 0.45 V_i \end{aligned} \quad (11-2-1)$$

式中 V_i 为输入交流电压的有效值。

从图11-2-2所示的波形上看,如果使半个正弦波与横轴所包围的面积等于一个矩形的面积,矩形的宽度为周期 2π ,则矩形的高度就是这半波的平均值,或者称为半波的直流分量。

式(11-2-1)表示整流电压平均值为交流电压有效值之间的关系。由此得出整流电流的平均值为:

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = 0.45 \frac{V_i}{R_L} \quad (11-2-2)$$

我们除根据负载所需要的直流电压(即整流电压 V_o 和直流电流(即 I_o)选择整流元件外,还要考虑整流元件截止时所承受的最高反向电压 V_{DRM} 。显然,在单相半波整流电路中,二极管不导通时承受的最高反向电压就是变压器副边交流电压 v 的最大值 V_m ,即:

$$V_{DRM} = V_m = \sqrt{2} V_i \quad (11-2-3)$$

这样根据 V_o 、 I_o 和 V_{DRM} 就可以选择合适的整流元件。

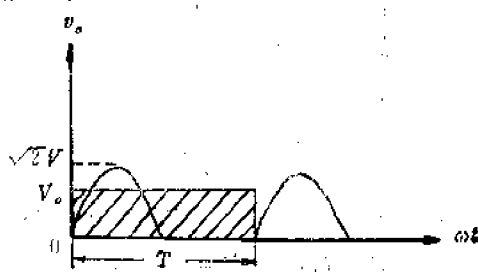


图11-2-3 半波电压 V_o 的平均值

例11-1 有一个单相半波整流电路,如图11-2-1所示。已知负载电阻 $R_L = 750\Omega$, 变压器副边电压 $V_s = 20$ 伏, 试求 V_o 、 I_o 及 V_{DRM} 并选用二极管。

解:

$$V_o = 0.45V_s = 0.45 \times 20 = 9 \text{ 伏}$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{9}{750} = 0.012 \text{ A} = 12 \text{ mA}$$

$$V_{DRM} = \sqrt{2}V_s = \sqrt{2} \times 20 = 28.2 \text{ V}$$

查晶体管手册,二极管选用2AP14 (16mA·50V)。

应当指出,输出波形 V_o (半个正弦波形), 经数学分析, 它是由基波 (即频率为电源频率的分量) 及各次谐波组成, 即流过负载的电流中, 包含有不少交流分量, 通常用纹波系数 γ 来衡量负载上电流或电压的平滑程度。其定义为:

$$\gamma = \frac{\text{负载上交流分量的总有效值 } V_o}{\text{直流分量 } V} = \frac{I_o}{I} \quad (11-2-4)$$

半波整流的 $\gamma = 1.21$ 。纹波系数 γ 的求解虽然不方便, 但用有效值电压表测量, 从容易计算方面考虑, 常用脉动系数这个参数。它的定义为:

$$S = \frac{\text{负载中最低次谐波分量幅值}}{\text{直流分量}} = \frac{V_{o,1m}}{V_o} = \frac{I_{o,1m}}{I_o} \quad (11-2-5)$$

经计算, 半波整流电路的 $S \approx 1.57$ 。可见, 这种电路虽然结构简单, 但脉动系数 S 太大。而另外半周不流经负载, 电路利用效率低, 故它只适用于负载电流小的场合。

第三节 单相全波整流电路

单相全波整流电路是由两个半波整流电路组成, 它包含一个是有中心抽头绕组的电源变压器B, 把副边电压分成大小相等而相位相反的两个电压 V_a 和 V_b , 两个整流元件 D_1 、 D_2 和负载 R_L , 如图11-3-1(a)所示。

$$V_a = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t + \pi)$$

$$V_b = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t + \pi)$$

在 $0 \sim \pi$ 区间内, v_a 为上正下负, D_1 导通, 由 a 经过 D_1 、 R_L 、变压器中心抽头构成通路, D_2 因加反向电压而截止, 电路工作情况与半波整流电路的工作情况一样。在 $\pi \sim 2\pi$ 区间内, 变压器副边电压的极性与前半周相反, 为上负下正, D_1 截止 D_2 导通。这半周的工作情况也和半波整流电路一样。

可见, 在交流电压的一周期中, 有两个半波电流同一个方向流过负载, 因此全波电路的电压平均值 V_o 比半波整流时大一倍。即:

$$V_o = 2 \times 0.45V_s = 0.9V_s \quad (11-3-1)$$

法中: $V_a = V_o = V_b$, V_o 和 V_b 为 v_a 和 v_b 的有效值。

负载电阻中的直流电流当然也增大一倍, 即:

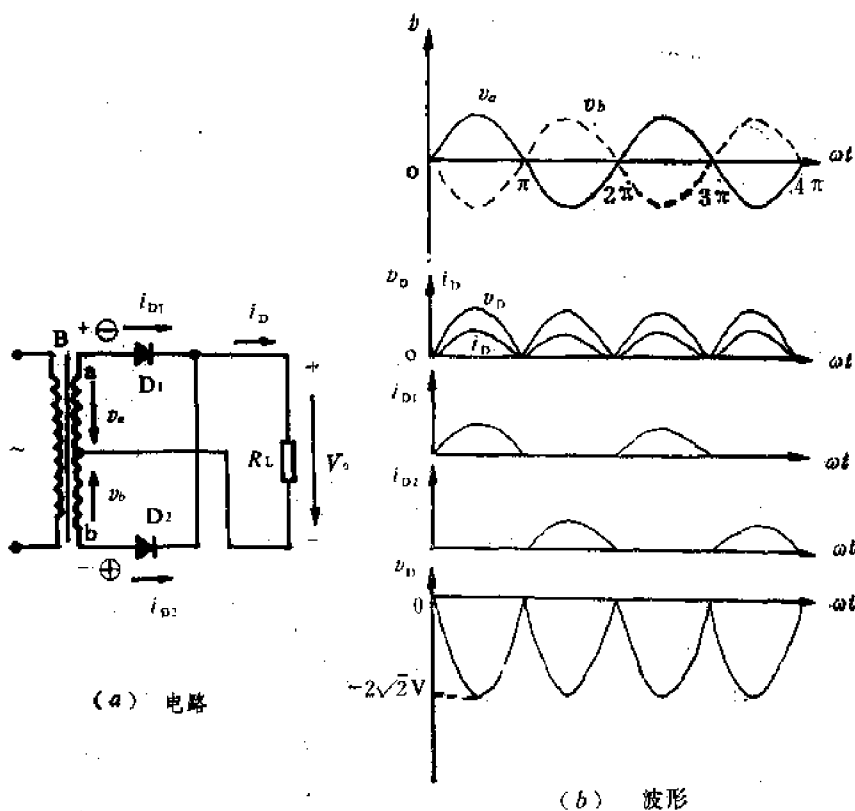


图11-3-1 单相全波整流电路及波形

$$I_b = \frac{V_o}{R_L} = 0.9 \frac{V_i}{R_L} \quad (11-3-2)$$

但是,由于两个二极管是轮流导通的,每个二极管的平均电流只有负载直流电流的一半,即:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_o = 0.45 \frac{V_i}{R_L} \quad (11-3-3)$$

由图11-3-1的全波整流电路中可见,每个整流元件所承受的最大反向电压比半波时增大,因为在 $0 \sim \pi$ 半周内,变压器a点为正,b点为负, D_1 导通, D_2 截止,故ab之间电压几乎全都加在 D_2 上。若忽略 D_1 的正向压降, D_2 承受的最高反向电压器副边总电压的最大值,即:

$$V_{CRM} = \sqrt{2} V_a + \sqrt{2} V_b = 2\sqrt{2} V_i \quad (11-3-4)$$

同理,在负半周内, D_1 承受的最高反压同上。

比较图11-2-2和图11-3-1的输出波形,不难看出,单相全波整流电路的纹波系数、脉动系数两个质量指标都大有改善,其值分别为 $\gamma = 0.48$, $S \approx 0.67$ 。

由上述分析可见,整流管的最高反压比半波增加一倍,且变压器具有中心抽头,两个绕组在半个周期内只有一组工作,其利用效率不高是它的主要缺点。为了克服上述缺点,常采用桥式整流电路。

第四节 单相桥式整流电路

图11-4-1(a)、(b)、(c)、(d)是单相桥式整流电路常用的四种画法,它的四只二极管接成电桥形式,故称桥式整流。

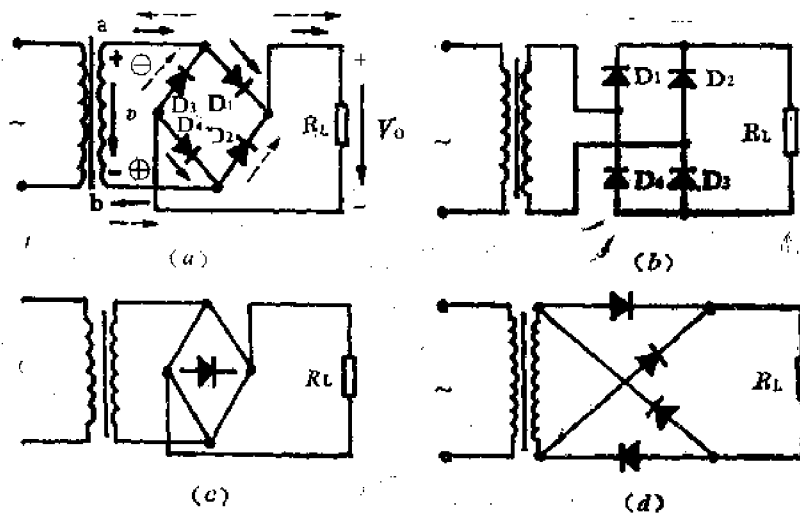


图11-4-1 单相桥式整流电路的四种画法

在变压器副边电压的正半周时,其极性为上正下负(图11-4-1),即a点的电位高于b点,二极管 D_1 和 D_3 导通 D_2 和 D_4 截止,电流 i_1 的通路是 $a \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_3 \rightarrow b$ 。这时,负载电阻 R 上得到一个半波电压,如图11-4-2(b)中的 $0 \sim \pi$ 段所示。

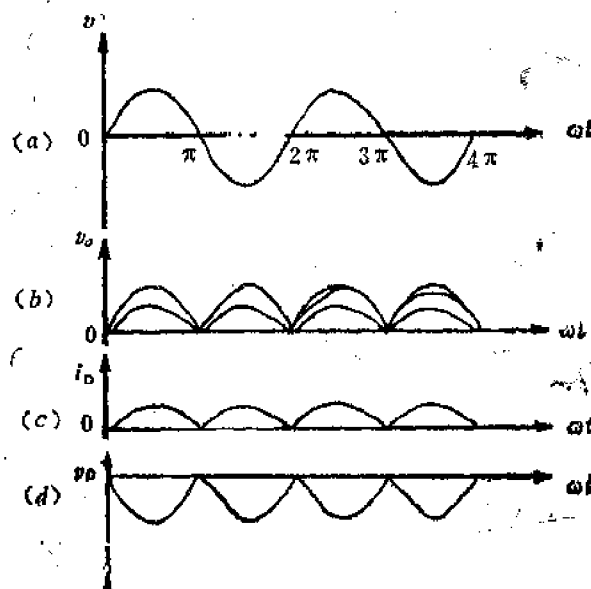


图11-4-2 单相桥式整流波形

在电压的负半周时, b点电位高于a点。因此, D_1 和 D_3 截止, D_2 和 D_4 导通, 电流 i_2 的电路是 $a \rightarrow D_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow a$ 。同样, 在负载 R_L 上得到一个半波电压, 如图11-4-2(b)中的 $\pi \sim 2\pi$ 段所示。

如此重复, 在负载上就能得到与单相全波一样的电压波形, 如图11-4-2(b)中所示。图中还画出了各个二极管的电流及电压波形。由于负载 R_L 上电压、电流波形与全波整流一样, 故计算也相同。即:

$$V_o = 0.9V \quad (11-4-1)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = 0.9 \frac{V}{R_L} \quad (11-4-2)$$

但是, 整流元件所承受的反向电压最大值与全波电路都不同。因为在图11-4-1中, 当 D_1 、 D_3 导通的半周, D_2 、 D_4 截止, 此时承受的反向电压相同, 都是变压器副边电压 v_2 。在交流电流另半周内, D_1 、 D_3 情况相同。因此每个整流元件上承受的最大反向电压为 v_2 的最大值。即:

$$V_{DRM} = \sqrt{2} V_i \quad (11-4-3)$$

和全波整流电路相比, 桥式整流电路中使用二极管的数量多一倍。但是变压器的副边不需要中心抽头, 利用率高。因此变压器制作工艺简单, 省料, 成本低。每个整流元件要求的耐压数值也低一半, 因此这种电路在半导体电路中得到了广泛的应用。

例11-4-1 有一单相全波整流电路, 要求输出直流电压为110V, 电流为3A, 应选择多大的整流元件? 如果改用桥式整流电路, 整流元件应如何选择?

解: 先求出变压器的副边电压, 由 $V_o = 0.9V$ 得到:

$$V_i = \frac{V_o}{0.9} = \frac{110}{0.9} = 122V$$

整流元件截止时所承受的最高反向电压:

$$V_{DRM} = 2\sqrt{2} V_i = 2 \times \sqrt{2} \times 122 = 344V$$

通过整流元件的平均电流:

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \times 3 = 1.5A$$

查晶体管手册可选用晶体二极管2CZ12F, 其最高反向工作电压为500伏。

若改用桥式整流电路, 则整流元件所承受的最高反向电压

$$V_{DRM} = \sqrt{2} V_i = \sqrt{2} \times 122 = 172V$$

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \times 3 = 1.5V$$

选用2CZ12D即可, 其最大整流电流为3A, 最高反向工作电压为300V。

例11-3 已知负载电阻 $R_L = 80\Omega$, 负载电压 $V_o = 110V$ 。今采用单相桥式整流电路, 交流电压为380V。(1) 如何选用晶体二极管? (2) 求整流变压器的变比和容量。

解: (1) 选用晶体二极管

$$\text{负载电流: } I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{110}{80} = 1.4V$$

每个二极管通过的平均电流:

$$I_D = \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \times 1.4 = 0.7 \text{ A}$$

变压器副边电压的有效值为:

$$V = \frac{V_o}{0.9} = \frac{110}{0.9} = 122 \text{ V}$$

考虑到变压器副绕组及管子上的压降,变压器的副边电压大约要高出20%,即

$$122 \times 1.2 = 146 \text{ V}$$

于是:

$$V_{DRM} = \sqrt{2} \times 16 = 207 \text{ V}$$

因此,可选用2CZ11C晶体二极管,其最大整流电流为1A,最高反向工作电压为300V。

(2) 变压器的变化比及容量

变压器的变比为:

$$n = \frac{380}{146} = 2.6$$

变压器副边电流的有效值为:

$$I = \frac{I_o}{0.9} = \frac{1.04}{0.9} = 1.055 \text{ A}$$

变压器的容量:

$$S = V \cdot I = 146 \times 1.055 = 226 \text{ VA}$$

可选用BK300 (300伏安), 380/146伏的变压器。

第五节 倍压整流电路

在电子设备中,除了主电源电压外,有时需要高压和小电流的直流电压(如示波器的阳极电压等)。当电源变压器的副边绕组匝数不多,即次级电压不高时,可采用倍压整流电路来获得较高的直流电压。

图11-5-1为二倍压整流电路原理图。在 v_1 的正半周,二极管 D_1 导通,电容 C_1 被充电到 v_1 的峰值 $\sqrt{2}V_1$,其极性如图11-5-1(b)所示。当 v_1 由正峰值下降时, D_1 因正极电压比负极电压

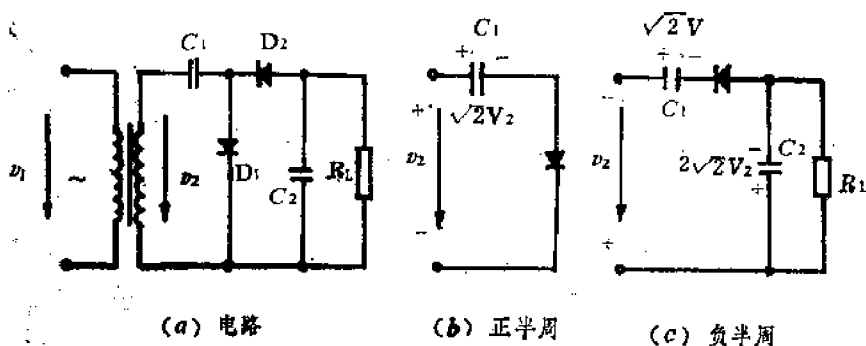


图11-5-1 二倍压整流电路原理图

低而截止,此时 C_1 将通过 D_1 的端电压下降很少,即 $V_{c1} \approx \sqrt{2}V_1$ 。

当 v_2 进入负半周时, D_2 导通, V_{c1} 与 v_1 相加后对 C_2 充电,即 $V_{c2} \approx 2\sqrt{2}V_1$,如图11-5-1(c)所示。在 v_1 由负的峰值上升时, C_2 通过 R_L 放电。由于 R_L 较大, C_2 的端电压下降不多,即 $V_{c2} \approx 2\sqrt{2}V_1$ 。这样在负载 R_L 上便得到二倍变压器次级峰值电压,故称此电路为二倍压整流电路。

应该指出,上述充电过程,由于时间常数的影响, C_2 的端电压在第一个周期内可能达不到 $2\sqrt{2}V_1$,而要经过几个周期后才趋于稳定,即 $V_{c2} \approx 2\sqrt{2}V_1$ 。

从图中看出,每个二极管和 C_2 的耐压应大于 $2\sqrt{2}V_2$, C_1 的耐压应大于 $\sqrt{2}V_1$ 。

按照同样道理,可得任意倍压的整流电路G或B、D、F、H的任意两点之间,便可得不同倍数的电压。

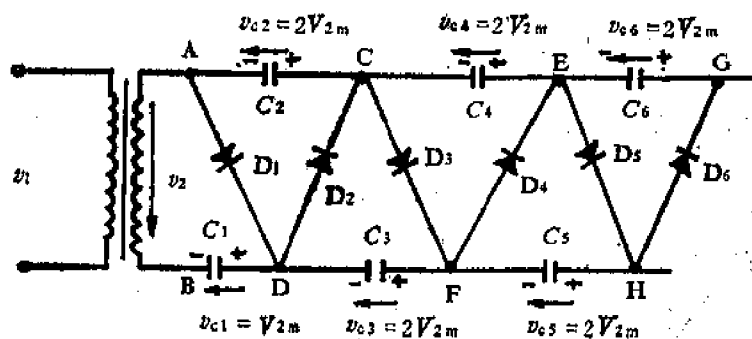


图11-5-2 多倍压整流电路

在 v_1 的正半周 D_1 导通时, C_1 被 v_1 通过 D_1 充电至 v_1 的峰值电压,即 $V_{c1} = \sqrt{2}V_1$ (忽略放电引起的压降)。到负半周, V_{c1} 与 v_1 同向串联后,通过 D_2 (此时 C_2 导通) 向 C_2 充电至 $2\sqrt{2}V_1$ 。

当 v_1 第二周期的前半周, $V_{c2} = 2\sqrt{2}V_1$ 与 v_1 (同向)、 $V_{c1} = \sqrt{2}V_1$ (反向串联后,通过导通的 D_3 向 C_3 充电至 $2\sqrt{2}V_1$; 在负半周,由 $V_{c3} = 2\sqrt{2}V_1$ 与同向的 $V_{c1} = \sqrt{2}V_1$ 、 v_2 和反向的 $V_{c2} = 2\sqrt{2}V_1$ 串联 ($V_{c3} + V_{c1} + v_1 - V_{c2} = 2\sqrt{2}V_1$) 后,通过导通的 D_4 向 C_4 充电至 $2\sqrt{2}V_1$ 。显然,在 v_1 的以后周期内,将同样会在 C_5 、 C_6 、 C_7 ……上充上 $2\sqrt{2}V_1$ 的电压,其方向如图11-5-2所示。

若要得到三倍压,可将负载 R_L 跨接于B、F,此时电路只需 D_1 、 D_2 、 D_3 和 C_1 、 C_2 、 C_3 ; 当 R_L 接于A、G时,可得到六倍压,电路由六个二极管和六个电容组成。如果需要得到 n 倍压,只需要 n 个二极管和 n 个电容,按图示连接,即可接成 n 倍压电路。

应该指出,由于电容总要放电,实际所得倍压值总低于计算值,且随着负载电流的增大 (即 R_L 不大),其误差越大。

前面讨论的单相整流电路,输出功率不大,一般仅适用于小功率电源。若仍用单相整流电路,将造成三相电网不平衡,从而影响供电质量,此时常用三相整流电路。

第六节 三相桥式整流电路

三相桥式整流电路如图11-6-1所示。电路经三相变压器接交流电网。变压器的副边为星形连接,其三相电压 v_A 、 v_B 、 v_C 的波形如图11-6-2(a)所示。

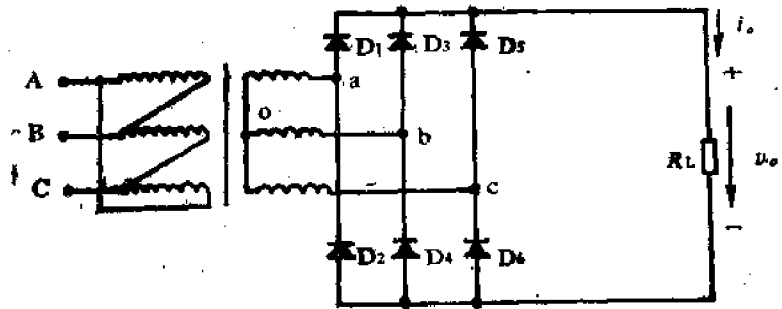


图11-6-1 三相桥式整流电路

图中： D_1 、 D_3 、 D_5 组成一组,各阴极连在一起； D_2 、 D_4 、 D_6 组成一组,各阳极联在一起。每一组中三管轮流导通。第一组中阳极电位最高者导通,第二组中阴极电位最低者导通。同一时间有两个管子导通。例如在 $0 \sim t_1$ 期间（图11-6-2(a)），C相电压为正，B相电压为负，A相电

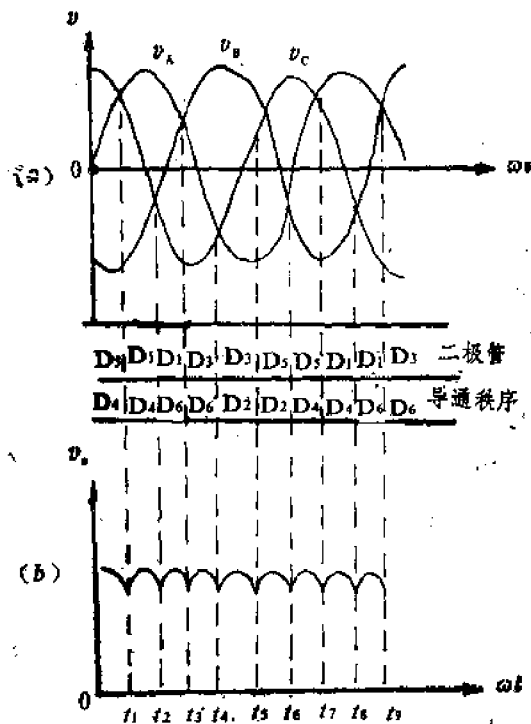


图11-6-2 三相桥式整流电压的波形

压虽然也为正,但低于C相电压,因此,在这段时间内,图11-6-1电路中的C点电位最高,B点电位最低。于是二极管 D_5 和 D_4 导通。如果忽略正向管压降,加在负载上的电压 V 就是线电压 V_{CB} 。由于 D_5 导通, D_1 和 D_3 的阴极电位基本上等于C点的电位,因此两管截止。而 D_5 导通,又使 D_2 和 D_6 的阳极接于B点的电位,故 D_2 和 D_6 也截止。在这段时间内的电流通路为: $C \rightarrow D_5 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow B$,在 $t_1 \sim t_2$ 期间,从图11-6-2(a)可以看出,A点电位最高,B点电位仍然最低,因此从图11-6-1的电路可见,电流通路为: $A \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow B$ 。即 D_1 和 D_4 导通,其余四只二极管 D_2, D_3, D_5, D_6 都截止。负载电压即为线电压 V_{AB} 。

同理,在 $t_2 \sim t_3$ 期间,A点电位最高,C点电位最低,电流通路为 $A \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_6 \rightarrow C$ 。依此类推,就可以列出图11-6-2中所示二极管导通次序。阴极联接在一起的三个管(D_1, D_3, D_5)在图11-6-2中的 t_1, t_3, t_5 等时刻轮流导通,阴极联接在一起的三个管(D_2, D_4, D_6) t_2, t_4, t_6 等时刻轮流导通。负载所得整流电压 V_o 的大小等于三相相电压的上下包络线间的垂直距离(也就是每个时刻最大一个线电压的值)如图11-6-2(b)所示。

由波形看出,它的输出直流分量更大,纹波系数和脉动系数更小。它们的数值为:

$$V_o = 2.34V_i \quad (11-6-1)$$

$$I_o = 2.34 \frac{V_i}{R_L} \quad (11-6-2)$$

$$V_{DRM} = 2.45V_i \quad (11-6-3)$$

$$\gamma = 0.042 \quad (11-6-4)$$

$$S = 0.057 \quad (11-6-5)$$

$$I_D = I_o / 3 = 0.78 \frac{V_i}{R_L}$$

为便于比较,现将各种整流电路(纯阻负载)的性能列于表11-6-1中。

前面所述各种整流电路都采用了二极管,在忽略二极管门限电压时,可认为是线性整流。但是由于二极管门限电压(硅管约0.6V,锗管约为0.2V)的存在,就会出现非线性误差。当被整流的信号电压低于此门限电压时,电路就失去整流作用。同时,即使被整流的电压值大于0.6V,也还存在非线性误差。利用集成运放可以有效地克服这两方面的缺点,图11-6-3(a)是实现线性整流的一种方案。图中 D_1, D_2 和 R_f 构成反馈网络(D_1 作整流用, D_2 用来缩短开关时间)。当外接输入信号电压 v_i 为负值时, v_o 为正值, D_2 将因反偏而截止, D_1 受正向电压作用而导通。由于集成运放的开环差模放大倍数很高,即使 v_o 的值(指绝对值)很小,也可产生较大的 v_{D1} ,使 D_1 导通。利用虚地的概念,不难得到输出与输入的关系 $v_o' = -R_f v_i' / R$,其传输特性是一条斜率为 $-R_f / R$,几乎通过原点的直线,如图11-6-3所示。输入、输出的波形如图(c)所示。由图11-6-3(b)、(c)可知,只在 v_o 的负半周得到线性整流,故称线性半波整流。

值得注意的是,这个整流电路对集成运放的转换速率有一定要求。当 v_o 过零时,运放输出 v_o 必须迅速地由+0.6V降到-0.6V,或者相反,以便较快地实现两个二极管轮流导通。如转换速率为1V/ μs ,则电路的开关时间为1.2 μs 。这样,要求输入信号 v_i 周期必须远大于1.2 μs 。

在线性半波整流器的基础上,再加一级加法器就可组成线性全波整流器。或称为取绝对值电路,如图11-6-4所示。

表11-6-1 各整流电路性能

性能	整流类型	单相	波	单相全波	单相桥式	三相半波	三相桥式
整流电压平均值		$0.45V_i$		$0.9V_i$	$0.9V_i$	$1.17V_i$	$2.34V_i$
流过每管的电流平均值		I_0		$\frac{1}{2}I_0$	$\frac{1}{2}I_0$	$\frac{1}{3}I_0$	$\frac{1}{3}I_0$
每管承受的最高反向电压 V_{DRM}		$\sqrt{2}V_i = 1.41V_i$	$2\sqrt{2}V_i = 2.83V_i$		$\sqrt{2}V_i = 1.41V_i$	$\sqrt{3}\sqrt{2}V_i = 2.45V_i$	$\sqrt{3}\sqrt{2}V_i = 2.45V_i$
变压器副边电流有效值		$1.57I_0$	$0.79I_0$		$1.11I_0$	$0.57I_0$	$0.82I_0$
每周输出波形脉动次数		1	2		2	3	6
纹波系数 γ		1.2	0.48		0.48	0.18	0.042
脉动系数S		1.57	0.667		0.667	0.25	0.057
适用范围	输出电流小, 要求稳定性不高的场合、如稳压电源中的辅助电源	输出电流较大, 稳定性要求较高的场合	与全波相同, 但此时电流变压器体积可小一些, 要求二极管的耐压可低一些	用于大功率的整流电路	用于功率大, 波纹系数小的场合		

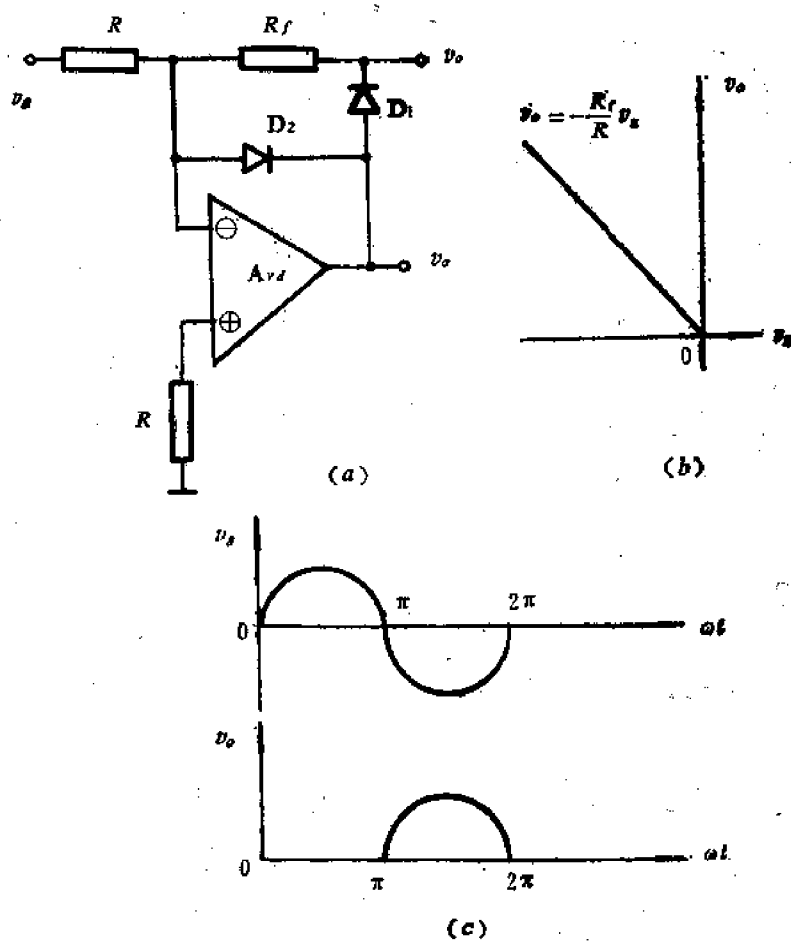


图11-6-3 线性半波整流

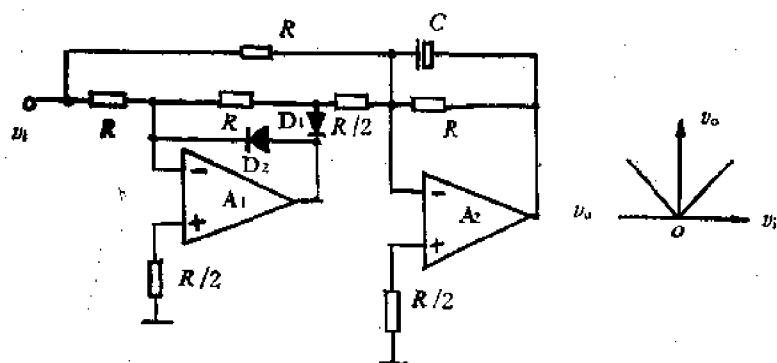


图11-6-4 线性全波整流电路

第七节 滤波电路

前面分析的几种整流电路,虽然能将交流变换成直流,但在负载上获得的电压并不平直,而有很大的波动。即使是对于电抗性负载,输出电压仍有较大的起伏,其纹波系数也不小。在某些设备中,如电动、蓄电池充电等,这种电压的脉动是允许的。但是在大多数电子设备中,脉动较大的直流电将会引起许多问题,例如,引起振荡、产生错误结果或者误动作、降低效率等等。因此常常在整流电路之后加接滤波电路,以改善输出电压的脉动程度,下面介绍几种滤波电路。

一、常用滤波电路

(一) 电容滤波器 (C滤波器)

图11-7-1中与负载并联的电容器就是一个最简单的滤波器。电容滤波器是根据电容器的端电压在电路状态改变时不能跃变的道理制成的。下面分析电容滤波器的工作情况

如果在单相电路中不接电容滤波器,输出电压的波形如图11-7-2(a)所示的状态。为什么呢?

从图11-7-1中可以看出,在二极管导通时,一方面供电给负载,同时对电容 C 充电。在忽

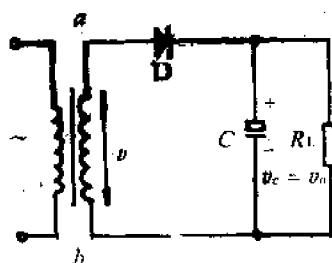


图11-7-1 接有电容滤波器的
单相半波整流电路

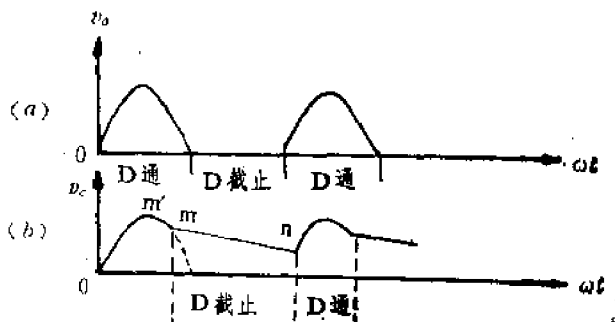


图11-7-2 电容滤波器的作用

略二极管正向压降的情况下,充电电压 V_c 与上升的正弦电压 v_i 一致,如图11-7-2(b)中 $0m$ 段波形所示。电源电压 v_i 在 m' 点达到最大值, v_c 也达到最大值。而后 v_i 和 V_c 都开始下降。当负载电阻 R_L 为适当数值时,稍过片刻,例如到 m 点后, v_i 下降较快,而 V_c 按放电曲线 mn 下降。这时, $V_c > v_i$,二极管承受反向电压而截止。由于电容器对负载放电的结果,负载中仍有电流通过。在 v_i 的下一个正半周内,当 $v_i > V_c$ 时,二极管再行导通,电容器再被充电,重复上述过程。

电容器两端电压 V_c 即为输出电压 V_o ,其波形如图11-7-2(b)所示。可见输出电压的脉动大为减小,在负载开路或 R_L 较大时,整流电压的平均值 V_o 也较高,接近交流电压 v_i 的最大值(单相半波、全波、桥式整流都这样)。但是随着 R_L 的减小,放电时间常数($\tau_{放} = R_L C$)也减小,放电加快, V_o 也就下降。就是说,输出电压随着负载电阻的变化有较大的变化,带负载能力较差(即外特性较差)。这是电容滤波器的主要缺点。此时,二极管导通时冲击电流较大,截

止时反向电压增高。因此,电容滤波器只用于负载电流较小的场合。

滤波电容的数值一般在几十微法到几千微法,视负载电流的大小而定,其耐压大于输出电压的最大值,通常都采用电解电容。

例11-7-1 有一单相桥式整流、电容滤波整流电路,如图11-7-3所示。交流电源频率 $f=50\text{Hz}$,负载电阻 $R_L=120\Omega$,要求直流输出电压 $V_o=30\text{V}$,试选择整流二极管的型号及滤波电容的大小?

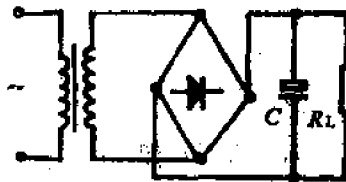


图11-7-3 例11-7-1的图

解: (1) 选择整流二极管

$$\begin{aligned} \text{流过二极管的电流: } I_D &= \frac{1}{2} I_o = \frac{1}{2} \times \frac{V_o}{R_L} \\ &= \frac{1}{2} \times \frac{30}{120} = 0.125\text{A} \end{aligned}$$

当有电容滤波时, $V_o=(1.0\sim 1.4)V_1$,取 $V_o=1.2V_1$,所以,变压器副边电压的有效值为:

$$V_1 = \frac{V_o}{1.2} = \frac{30}{1.2} = 25\text{V}$$

二极管所承受的最高反向电压为:

$$V_{DRM} = \sqrt{2} V_1 = \sqrt{2} \times 25 = 35\text{V}$$

因此可以选用二极管2CP21 (最大整流电流为300毫安,最高反向工作电压为100伏)。

(2) 选择滤波电容

采用电容滤波时,输出电压波形的平直程度和电容C的放电时间常数 $\tau=R_L C$ 有关系。一般取 $R_L C \gg (3\sim 5)T/2$ (T是交流电压的周期),就可以得到比较满意的结果。这里取

$$R_L C = 5 \times \frac{T}{2}, \text{ 所以}$$

$$R_L C = 5 \times \frac{T}{2} = 5 \times \frac{1/50}{2} = 0.05\text{S}$$

已知 $R_L=120\Omega$,所以

$$C = \frac{0.05}{R_L} = \frac{0.05}{120} = 417 \times 10^{-9}\text{F} = 417\mu\text{F}$$

选用 $C=500\mu\text{F}$,耐压为50V的电解电容器。

(二) 电感电容滤波器 (LC滤波器)

为了减小输出电压的脉动程度,在滤波电容之前串接一个铁心电感线圈L,这样就组成了电感电容滤波器,如图11-7-4所示。

具有铁芯的电感线圈对不同频率的交流电的阻抗值不等,频率越高,阻抗越大。因此,把

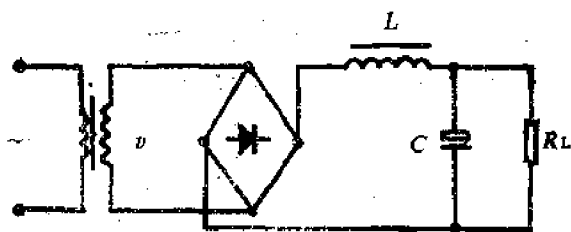


图11-7-4 电感电容滤波电路

铁心线圈串在整流电路的输出端就可以把整流电压中的交流分量，大部分降在上面；然后，又经过电容滤波器滤波，再一次滤掉交流分量。显然，在接有 LC 滤波器的整流电路中，可以得到甚为平直的直流输出电压。

与 C 滤波器比较， LC 滤波器的主要特点是：外特性比较好，输出电压受负载的影响小；由于电感元件有阻止电流变化的作用，因此，限制了电流的脉冲峰值，对整流元件无电流冲击。但是由于电感圈的电感较大（一般在几亨到几十亨范围内），其匝数较多，电阻也较大，因而，其上也有一定的直流压降，造成输出电压的下降。

因此，具有 LC 滤波器的整流电路适用于电流较大，要求输出电压脉动很小场合，用于高频整流时更为适合。在电流较大，负载变化较大，并对输出电压的脉动程度要求不太高的场合下（例如可控硅电源），也可将电容除去，而采用电感滤波器（ L 滤波器），如图11-7-5所示。

（三） π 型滤波器

如果要求输出电压的脉动更小，可以在 LC 滤波器的前面并联一个电容 C_1 ，如图11-7-6所示，这样便构成 π 型 LC 滤波器。它的滤波效果比 LC 滤波器更好，但是外特性要差些，而且整流二极管有冲击电流。

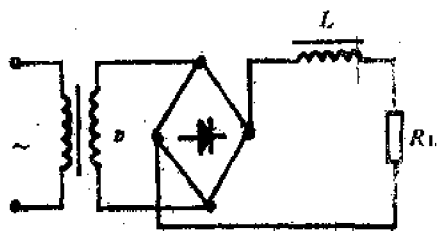


图11-7-6 电感滤波电路

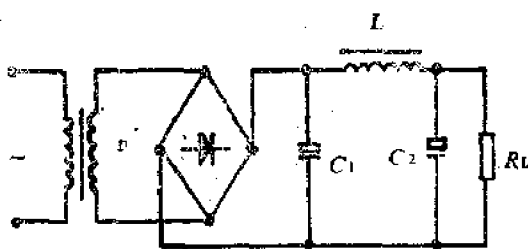


图11-7-8 π 型 LC 滤波电路

由于电感线圈的体积大而笨重，成本又高，所以有时候用电阻去代替 π 型滤波器中的电感线圈，这样便构成了 π 型 RC 滤波器，如图11-7-7所示。电阻对于交直流电流都具有同样的降压作用，但是当它和电容配合之后，就使脉动电压的交流分量较多地降落到电阻两端（因为电容 C_2 的交流阻抗甚小）而较少地降落在负载上，从而起到了滤波作用。 R 越大， C_2 越大，滤波效果愈好。但 R 太大，将使直流压降增加，所以这样滤波电路主要适用于负载电流较小而又要求输出电压脉动很小的场合。

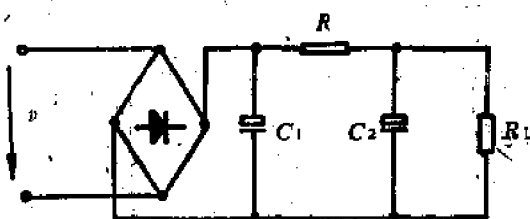


图11-7-7 π 型RC滤波器

为了便于比较,将各种滤波电路的特点及其适用范围列于表11-7-1中。

表11-7-1 各种滤波器性能比较

名称	优点	缺点	适用场合
电容滤波	1. 输出电压较高 2. 在小电流时滤波效能较高	1. 负载能力差 2. 源起动时的充电电流很大,二极管要求承受很大的正向浪涌电流	负载电流变化较小的场合,常在晶体管稳压电源中采用。
电感滤波	1. 负载能力较好 2. 对变动的负载滤波效能较好。 3. 整流器不会承受浪涌电流损害	1. 当负载电流大时, L 的体积大笨重、成本高。 2. 输出电压较低。 3. 当负载电流突然变动时,电感上产生的反电动势可能击穿整流管和调整管。	在晶体管稳压电源中不常采用,因为反电动势易击穿晶体管,但在不带调整管的整流电源中使用较广特别是对负载变动的场合,效果较好,尤其在可控硅电源中常采用
RC电容滤波	1. 结构简单经济 2. 能兼低降压限流作用 3. 滤波效能较好	1. 负载能力差 2. 有直流电压损失	适合负载电流较小的场合如稳压电路的辅助电源等
CL滤波	1. 滤波效能好。 2. 直流电压损失很小。	1. 体积大、笨重、成本高。 2. Π型结构时,仍有很大的浪涌电流	适用于输出电流较大,要求纹波系数很小的场合

二、有源滤波器

前面介绍的滤波电路中,为获得很好的滤波效果,将要求滤波元件的数值很大。而 C 的电容量增大,使其体积、重量、漏电、成本都相应增加,也会引起很大的浪涌电流; L 的电感量增

大,必然使体积大、笨重、成本高,同时还会影响输出电压的提高及形成很高的反电动势击穿整流管;当 R 过大时,其上的压降增大。因此,既要得到很好的滤波效果,又要电压损失小、重量轻、体积小,可采用图11-7-8所示的有源滤波器(也称晶体管滤波器),设电路有两方向的滤波作用。

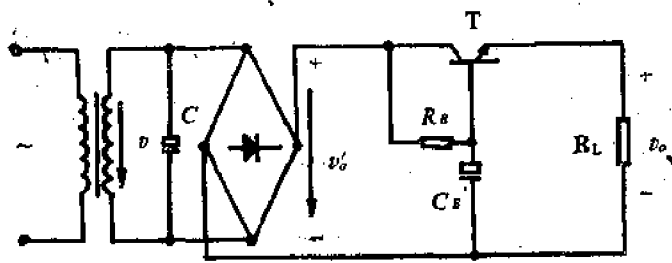


图11-7-8 晶体管滤波电路

(一) 由于晶体管输出特性比较平直,当基极电流 I_B 一定时, v_{ce} 变化很大,只会引起 I_c 很小的变化,即晶体管 $C-E$ 极间的交流输出电阻 $r_{ce} = \Delta V_{ce} / \Delta I_c$ 很大。相反,当晶体管的静态工作电流确定之后,它的直流输出电阻 $R_{ce} = V_{ce} / I_{CQ}$ 很小。因此,经整流所得 V'_o 中的交流分量经过晶体管 T 后,大部分被降在 r_{ce} 上,而直流电压,其交流分量较小,而直流分量较大。

当给定 V'_o 后,对有源滤波器的设计任务之一,就是选择晶体管和计算偏置电阻 R_B 。由图11-7-8看出:

$$I_E = I_o = \frac{V_o}{R_L} = (1 + g_{fe}) I_B$$

故

$$R_B = \frac{V'_o - V'_B}{I_B} = \frac{V'_o - (V_{ce} + V_{BE})}{\frac{I_o}{1 + h_{fe}}} \approx \frac{h_{fe}(V'_o - V_{ce})}{I_o}$$

(11-7-1)

显然,选择的晶体管最大集电极电流应大于输出电流 I_o 。

(二) 因为晶体管基、射极电流具有 $i_e = (1 + h_{fe}) i_b$ 的关系,当晶体管基极接有电容 C_B 时,这个电容对交流分量的滤波作用和发射极上接有 $(1 + h_{fe}) C_B$ 的电容一样。从等效电容变换原则来讲,基极回路的元件搬到射极回路时,为保持其上的电压相等,它的阻抗应减小 $(1 + h_{fe})$ 倍(此时电流增加了) $(1 + h_{fe})$ 倍,即电容量应增大 $(1 + h_{fe})$ 倍可见,基极接一个 C_B 所起的滤波效果与在发射极接一个 $(1 + h_{fe}) C_B$ 相当,利用这个特点可大大减小滤波电容的容量、体积和成本。

应该指出,上述两方面的滤波作用,其中 C_B 所起的滤波作用是主要的。

第八节 稳压管稳压电路

经整流和滤波后的电压往往会随交流电源电压的波动和负载的变化而变化。电压的不稳定会产生测量和计算的误差,引起控制装置工作的不稳定,甚至根本无法正常工作。特别是精密电子测量仪器、自动控制、计算机及可控硅的触发电路等都要求有很稳定的直流电源供电。最简单的直流稳压电源,是采用稳压管来稳定电压的。图11-8-1是一种稳压电路,经过桥

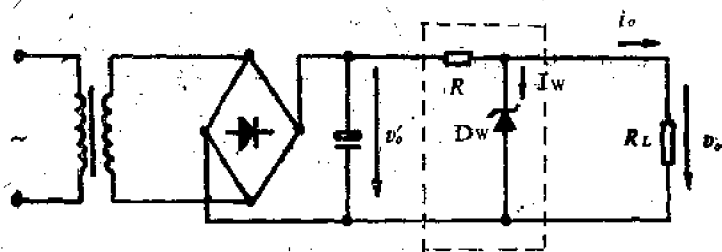


图11-8-1 稳压管稳压电路

式整流电路整流和电容滤波得到的直流电压 V_0 ,再经过电阻 R 和稳压管 D_w 组成的稳压电路,接到负载 R_L 上。这样,负载上得的就是一个比较稳定的电压。

引起电压不稳定的原因,是交流电源电压的波动和负载电流的变化。下面分析在这两种情况下,稳压电路的作用。例如,当交流电源电压增加而使整流输出电压 V_0 随着增加时,负载电压 V 也稍有增加时,稳压管的电流 I_w 就显著增加,因此电阻 R 上的压降增加,以抵偿 V_0 的增加,从而使负载电压 V 保持近似不变。相反,如果交流电源电压减低而使 V_0 减低时,负载电压 V 也要减小,因而稳压管电流 I_w 显著减小,电阻 R 上的压降也减小,仍然保持负载电压 V 近似不变。同理,如果当电源电压保持不变,而负载电流变化引起输出电压 V 改变时,上述稳压电路仍然能起到稳压作用。例如,当负载电流增大时,电阻 R 上的压降增大,负载电压 V 因而下降。只要 V 下降一点,稳压管电流就显著减小,通过电阻 R 的电流和电阻上的压降保持近似不变,因此负载电压 V 也就近似稳定不变,当负载电流减小时,稳压过程相反。

对上述稳压电路中的稳压管 D_w 和降压电阻 R 应按以下原则选用。

稳压管的稳定电压按负载电压选取,即 $V_w = V$ 。如果一个管子的稳压值不够,可以用两个或多个稳压管串联。

稳压管的最大稳定电流 I_{wmax} 大致上应该比最大负载电流 I_{omax} 大两倍以上,即:

$$I_{wmax} \geq 2I_{omax} \quad (11-8-1)$$

降压电阻 R 的大小应该满足两个条件(两种极端情况)。首先,当整流输出电压最低(V_{omin})而负载电流最大时,流过稳压管的电流应该大于稳压管稳压范围内的最小工作电流 I_{wmin} ,即:

由上式得出

$$\frac{V_{omin} - V_w}{R} - I_{omax} > I_{wmin}$$

$$\frac{V'_{omax} - V_o}{I_{Wmin} + I_{omax}} \quad (11-8-2)$$

其次,当输出电压最高 (V'_{omax}) 而负载电流最小 (I_{omin}) 时,流过稳压管的电流不应该超过稳压管的最大稳定电流,即:

$$\frac{V'_{omax} - V_o}{R} - I_{omin} < I_{Wmax}$$

由上式得出

$$R > \frac{V'_{omax} - V_o}{I_{Wmax} + I_{omin}} \quad (11-8-3)$$

由式 (11-8-2) 和式 (11-8-3) 得到的降压电阻应为:

$$\frac{V'_{omin} - V_o}{I_{Wmin} + I_{omax}} > R > \frac{V'_{omax} - V_o}{I_{Wmax} + I_{omin}} \quad (11-8-4)$$

降压电阻的额定功率按电阻阻上最大耗散功率的两倍到三倍选择,即:

$$P \geq (2 \sim 3) I \cdot R = (2 \sim 3) \cdot \frac{(V'_{omax} - V_o)^2}{R} \quad (11-8-5)$$

例11-7-3 有一稳压管稳压电路,如图11-8-2所示,交流电经整流滤波后得出 $V'_o = 54V$ 。今要求输出直流电压 $V_o = 12V$,试选择稳压管 D_W 和降压电阻 R ? ($R_L = 2k\Omega$)

解: 根据输出电压 $V_o = 12V$ 的要求,负载电流最大值:

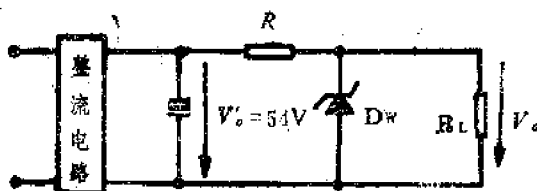


图11-8-2 例11-7-3图

$$I_{omax} = \frac{V_o}{R_L} = \frac{12}{2} = 6mA$$

查手册,选择稳压管2CW19,其稳定电压 V_{W1} 为 $(11.5 \sim 14)V$,稳压电流 I_W 为 $5mA$,最稳压电流 $I_{Wmax} = 18mA$ 。

假定 V_o 的变化范围是 $\pm 10\%$,那么 $V'_{omax} = 59.4V$, $V'_{omin} = 48.6V$

$$\frac{V'_{omin} - V_o}{I_{Wmin} + I_{omax}} = \frac{48.6 - 12}{1 + 6} = \frac{36.6}{7} = 5.23k\Omega$$

负载开路时,负载电流 $I_{omin} = 0$,根据式(11-8-3)

$$R > \frac{V'_{omax} - V_o}{I_{Wmax} + I_{omin}} = \frac{59.4 - 12}{18 + 0} = 2.64k\Omega$$

取 $R = 4k\Omega$,其耗散功率:

$$P \geq 2.5 \frac{(V'_{max} - V_o)^2}{R} = 2.5 \frac{(59.4 - 12)^2}{4} = 1.4W$$

可选择4kΩ、2W的电阻。

第九节 串联式晶体管稳压电路

上节讨论的稳压管稳压电路,实际上是通过并联于负载两端的稳压管中电流的变化,由降压电阻上的压降来补偿输出电压的变化,以达到稳压的目的。如果,我们在负载电路中,串联一个变电阻,如图11-9-1(a)所示。当输入电压 V'_i 升高时,增大可变电阻 R_1 ,使 R_1 上的压降增

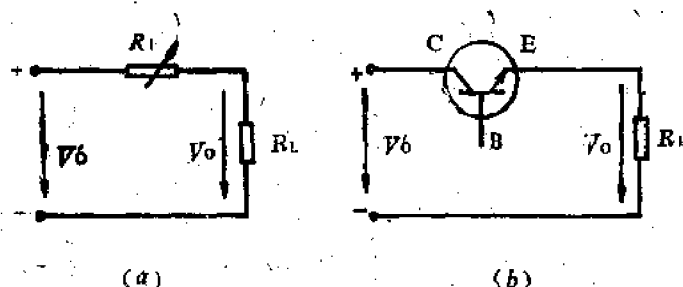


图11-9-1 串联式稳压原理图

加,以补偿 V'_i 的增加, V_o 因而可以近似保持不变;反之,当 V'_i 降低时,减小 R_1 ,使 R_1 上的压降减少,负载电压 V_o 仍保持近似不变,其原理可用式 $V_o = V'_i R_L / (R_1 + R_L)$ 很明显地看出。负载电流变化时,同样可以通过改变 R_1 的阻值,用 R_1 上的压降来补偿负载电压的变化。这就是串联式稳压的基本原理。

当然可变电阻值的改变,不能用手动调节的方法来实现,必须采用自动调节的办法。

一、单管串联式稳压电路

用晶体管代替图11-9-1(a)中的可变电阻 R_1 ,就得到图11-9-1(b)所示的串联式晶体管稳压电路。只要控制晶体管基极电流 I_B 的大小,就可以改变集电极电流 I_C 和集、射极间的压降 V_{CE} 。这就相当于接入一个可变电阻,也就是晶体管在串联式晶体管稳压电路中的作用。这个晶体管通常称为调整管。当然,调整管的基极电流也不是靠手动控制的,而是通过控制电路来进行调节的。图11-9-2即是一个最简单的晶体管串联式稳压电路。

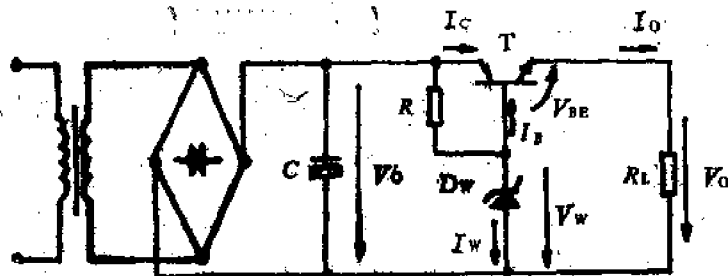


图11-9-2 单管串联式稳压电路

图中,晶体管T代替可变电阻 R_1 ,在基极电路内,接有 D_w 和 R 组成的参数稳压器, V'_i 是不稳定的直流输入电压,经过稳压后的直流输出电压 $V_o = V'_i - V_{ce}$ 。

该电路的稳压过程如下:

(1) 当负载不变、输入电压 V'_i 增加时,输出电压 V_o 有增高的趋势。由于T的基极电位被稳压管 D_w 固定,故 V_o 的增加将使T发射结上正向偏压降低,基极电流 I_B 减小,从而使T的集、射极间电阻增大,管压降 V_{ce} 增加,于是抵消了 V'_i 的增加,使 V_o 基本保持不变。上述过程简化为:

$$V'_i \uparrow \rightarrow V_o \uparrow \rightarrow V_{BE} \downarrow \rightarrow I_B, I_C \downarrow \rightarrow V_{CE} \uparrow \rightarrow V_o \downarrow$$

(2) 当输入电压 V'_i 不变,而负载电流变化时,其稳压过程如下:

$$R_L \downarrow \rightarrow I_o \uparrow \rightarrow V_{CE} \uparrow \rightarrow V_o \downarrow \rightarrow V_{BE} \uparrow \rightarrow I_B, I_C \uparrow \rightarrow V_{CE} \downarrow \rightarrow V_o \uparrow$$

调整的结果使T的管压降作相应变化,于是输出电压 V_o 基本保持不变。

应该指出,串联型稳压电路,只能做到输出电压基本不变,这是因为管子的调整作用(ΔV_{ce})是靠发射结电压变化(ΔV_{be})来达到。如果发射极电压(即 V_o)绝对不变, $\Delta V_{be} = 0$ (即基极电压不变),则 $\Delta V_{ce} = 0$,于是管子没有调整作用,那么输出电压也就谈不上自动调节了。

上述电路,虽然对输出电压有稳压作用,但是由于它是利用输出电压的全部变化,来控制调整管,故控制灵敏度不高,稳压性能不理想。如果在原电路上加一放大环节,就能使微小的输出电压变化量,产生很大的调整作用,从而更进一步提高稳压器的稳定度。

二、具有反馈放大器的串联式稳压器

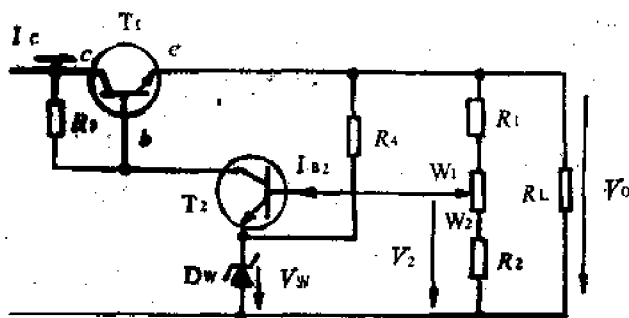


图11-9-3 串联型晶体管稳压电路

图11-9-3 是带有反馈放大器的稳压电源。图中 T_1 为调整管, R_1 、 R_w 、 R_2 组成分压器,起到“取样”输出电压变化的作用, T_2 为放大管, R_3 是 T_2 的集电极负载电阻, T_2 的作用是把输出电压的变化量同基准电压 V_w 比较,然后加以放大后再去控制调整管 T_1 ,以提高稳压电路的稳定性。限流电阻 R_4 和硅稳压管 D_w 组成参数稳压器,它除了使 T_2 得到合适的工作点外,更重要的是起参考(基准)电压的作用。为提高硅稳压管的稳定性,必须适当选择动态内阻小、

温度系数小的稳压管。

当某种原因（如输入 V_i 改变或负载电阻 R_L 改变）使输出电压 V_o 下降时，该电路自动调节过程如下：

$$\begin{array}{ccccccc} V_o \downarrow & \rightarrow & V_{b,2} \downarrow & \rightarrow & I_{c,2} \downarrow & \rightarrow & V_{c,2}, V_{b,1} \uparrow \\ & & & & & & \rightarrow V_{b,1} \uparrow \rightarrow I_{b,1} \uparrow \\ & \leftarrow & & & & & \leftarrow V_{CE} \leftarrow \\ & & & & & & \leftarrow V_o \uparrow \end{array}$$

这样，电路有维持电压 V_o 不变的能力，使 V_o 基本不变，反之亦然。

图中电位器 R_W ，用来调节输出电压的大小，当电位器中心向上（或向下）移动时，输出电压就会相应地下降（或上升），因此输出直流电压的大小，在一定范围内可以由 R_W 调节，其原理和稳压原理相同。由图11-9-3可见，电位中点的电压为：

$$V_z = V_o \frac{R_2 + W_2}{R_1 + R_W + R_2} \approx V_z$$

则

$$V_o \approx V_z \frac{R_1 + R_W + R_2}{R_2 + W_2} \quad (11-9-1)$$

因此，改变 W_2 引起分压比变化，就能改变输出电压 V_o 。上式还可以从物理意义（稳压原理）加以解释，当电位器中心向下滑动时， $R_W \downarrow$ （由公式算出 V_o 增加） $\rightarrow V_z \downarrow \rightarrow V_{b,2} \downarrow \rightarrow I_{c,2} \downarrow \rightarrow V_{c,2}, V_{b,1} \uparrow \rightarrow V_{b,1} \uparrow \rightarrow I_{b,1} \uparrow \rightarrow V_{CE} \downarrow \rightarrow V_o \uparrow$ 。

不难看出，上述稳压电路实际上是一个闭环的反馈控制系统，它利用负反馈原理实现输出电压的稳定。整个电路由四部分组成，即：调整部分（或称控制电路）、取样部分、比较放大器和参考电压，其方框图如11-9-4所示。

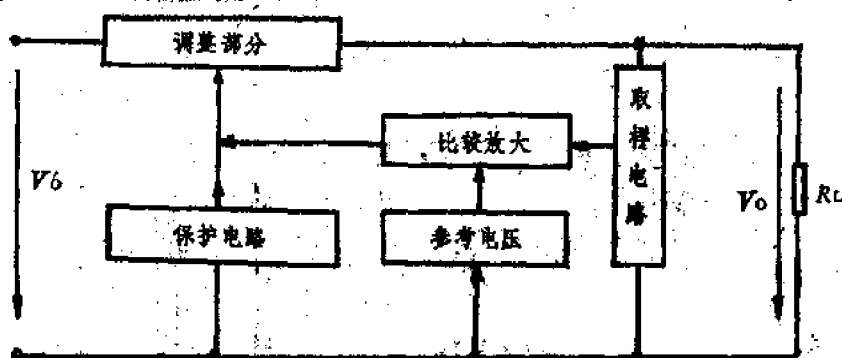


图11-9-4 串联型晶体管稳压器方框图

由于串联型稳压器，在电流过载或负载短路时，容易造成调整管的损坏，所以通用稳压源都没有保护电路。

三、集成稳压电路

由于集成电路具有体积小、通用性强、可靠性高、温度系数高等优点，广泛应用于稳压电源中。

目前，应用集成电路构成的稳压器形式较多。图11-9-5示出了BG601集成块构成的稳压

电源。图中,除BG601外, R_d 为保护电路的检测电阻, R_1 和 R_2 是取样集路,电容C是可防止BG601内部振荡(或称消振电容)。

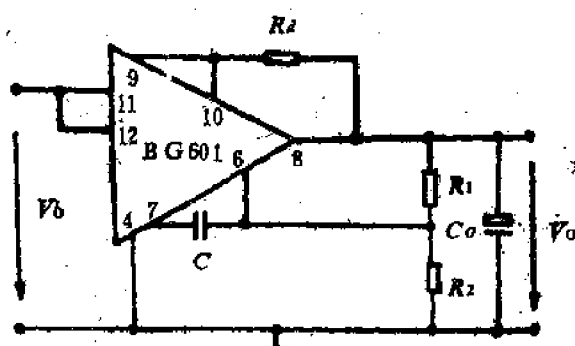


图11-9-5 采用BG601的稳压器原理图

BG601集成块的内部电路如图11-9-6所示。图中由 T_{10} 、 T_{11} 组成复合调整管, T_6 、 T_9 构成差分比较放大器,它的射极电流由 T_4 和 D_6 组成的恒流源供给,由 T_6 、 T_9 、 T_9 作恒流源负载,从而使差放的增益高、共模抑制比大。为了使 V_b 稳定,由 $T_1 \sim 3$ 、 D_1 、 $D_4 \sim 6$ 、 $R_1 \sim 3$ 和稳压管 D_{W2} 组成具有近于零温度补偿系数的参考电压电路。保护电路由 T_{12} 、 R_4 和外接检测电阻 R_d 构成。

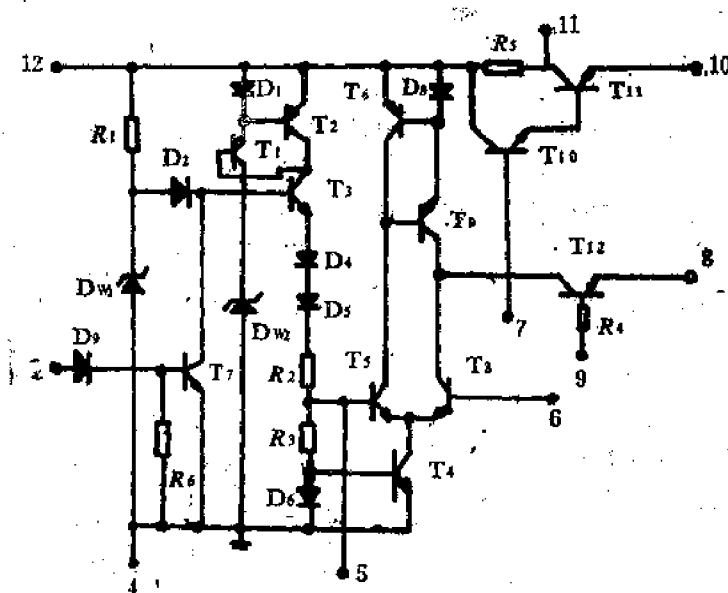


图11-9-6 BG601电路图

此外, R_1D_2 和 D_{W1} 为 D_{W2} 的启动电路。当接通电源,由于 T_1 和 D_{W2} 相串, V_b 若全降在 T_1 集电极之间, D_{W2} 不能工作在击穿稳压区,所以稳压电源无法正常工作。在引入启动电路后, V_b 将通过 R_1 、 D_2 使 D_{W2} 反向导通,为比较放大器提供参考电压。同时与 D_{W2} 有相同参数的 D_{W1} 也反向导通,于是 D_2 因二边电位相同而截止,从而使启动电路不影响参考电压电路。电路中的

D 、 T 、和 R ，还有过热和 V 过高的保护作用。

集成稳压电路应用较多的尚有三端CW系列稳压电路，它具有正压输出、负压稳压输出和正、负压可调的稳压输出，电路加上适当的部件，尚可组成多种用途的稳压电源。

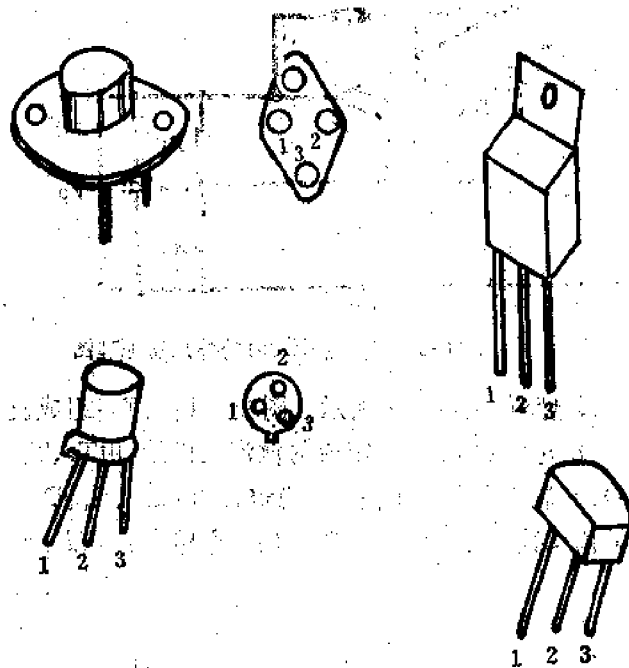


图11-9-7 CW系列稳压电路外形及管脚排列图

图11-9-7是CW系列稳压电路的外形及管脚排列图形，图11-9-8是三端CW稳压电路所组成的基本稳压电路，应用中除滤波电路必须接上以外， C_i 、 C_o 要接在管脚的根部， C_i 可以用来抑制稳压器的自激振荡， C_o 可以抑制高频噪声带宽，这两个电容值可以输出电压、应用方式不同适当增大些。

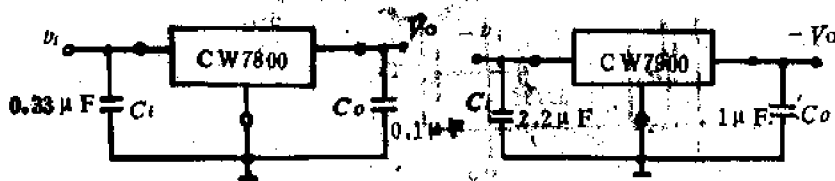
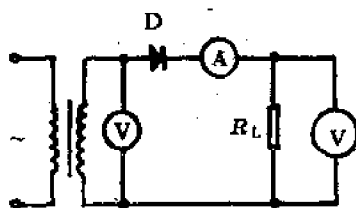


图11-9-8 CW稳压电路组成稳压电路

不同型号稳压电路的引脚、性能以及其不同用途的扩展电路，可查阅有关手册，这里不再详述。

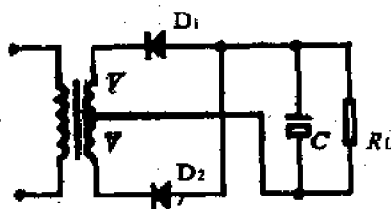
习 题

- 11-1 在整流、滤波电路后为何还要接入稳压电路？
- 11-2 为了缩小电源变压器的体积，节省铜线和矽钢片，应选用哪种整流电路？为什么？
- 11-3 为什么倍压整流电路输出电压总是小于理论值？试画出四倍压整流电路。
- 11-4 单相整流电路和三相整流电路各有何特点？
- 11-5 电容、电感能滤波的实质是什么？
- 11-6 图11-7-8所示电路为什么有滤波作用？与一般电路相比，它有何优点？
- 11-7 试述图11-9-3稳压电路的工作原理？
- 11-8 集成电路应用到稳压电源中有何优点？为什么？
- 11-9 在图中，已知 $R_L = 80$ 欧姆，直流伏特计V的读数为110伏，试求：（1）直流安培计A的读数；（2）整流电流的最大值；（3）交流伏特计V的读数；（4）变压器副边电流的有效值。（二极管的正向压降忽略不计）。



题11-9图

- 11-10 如果单相桥式整流电路中的一个二极管因过压被击穿短路，试问其后果如何？
- 11-11 整流电路如图。（1）标出负载电压 V_L 和滤波电容的极性。（2）如果整流二极管 D_2 虚焊， V_L 是否是正常情况下一半？如果变压器副边中心抽头虚焊，这时有输出电压吗？（3）如果把 D_2 的极性接反，是否能正常工作？会出现什么问题？（4）如果 D_2 因过载损坏造成短路，又将出现什么问题？



题11-11图

- 11-12 利用副边有中心抽头的变压器，是否可以同时得到一个对地为正和一个对地为负的直流电源？试画出电路并标出输出电压的极性？

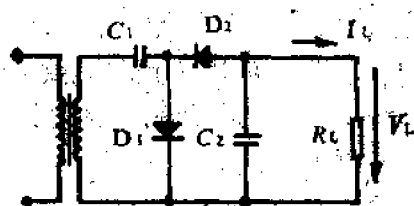
11-13 有一电压为110伏,电阻为55欧的直流负载,采用单相全波整流电路(不带滤波器)供电,试求:(1)变压器副边绕组(一半)电压和电流的有效值;(2)每个二极管中流过的平均电流和承受的最高反向电压是多少?

11-14 如果上题中的负载采用单相桥式整流电路(不带滤波器)供电,试求变压器副边电压和电流的有效值,并选用二极管。

11-15 今要求负载电压 $V_L = 30V$,负载电流 $I_L = 150mA$,采用单相桥式整流电路,带电容滤波器,已知交流频率为50赫,试选用管子型号和滤波电容?

11-16 在图11-7-7所示的具有 Π 型滤波器的整流电路中,已知交流电压 $V = 8V$,今要求负载电压 $V_L = 6V$ 负载电流 $I_L = 100mA$,试计算滤波电阻 R ?

11-17 如图为二倍压整流电路, $V_L = 2\sqrt{2}V$ 试分析之并计算出 V_L 的极性



题11-17图

11-18 在图11-8-2的稳压电路中,如果 $R = 0$,是否还有稳压作用? R 在电路中起什么作用?

11-19 在图11-8-2所示的稳压管稳压电路中,要求: $V_L = 10V$, $I_L = 0 \sim 10mA$,整流电压 V_s 的波动范围为 $\pm 10\%$,试选用稳压管及降压电阻 R 。

第十二章 可控硅及其应用

第一节 概 述

不控整流电路有一个很大的缺点,就是在额定电网电压下输出直流电压是一个固定值。然而有许多场合需要可以改变其值的直流电源。例如,电动机转速的调节,发电机激磁电流的调节,程序自动控制等。因此,必须采用可控硅整流器来实现生产实际所提出的要求。

可控整流元件可以用闸流管、栅控水银整流管等器件。然而,随着半导体技术的发展,一种新型的半导体器件——可控硅(或称晶闸管)元件(常用英文字母SCR表示)于二十世纪五十年代问世了。它在强电领域内成为重要的半导体器件和近代有发展前途的新技术。它与其特性相似的闸流管、水银整流管等相比具有如下优点:

- (1) 功率增益大;
- (2) 耐压高,正向压降小,效率高;
- (3) 开关时间短(几微秒),控制灵敏;
- (4) 体积小,重量轻,耐震,维护方便,寿命长。

目前存在的缺点是:

- (1) 过载能力差;
- (2) 控制复杂,需要相位或脉冲控制;
- (3) 抗干扰能力差。

随着工艺的改善,成本的下降,可控硅整流器件将在很大范围内代替闸流管、水银整流器、磁放大器、功率半导体管等。目前可控硅元件的水平已达1300伏(反峰电压)、500安(正向电流),在工业上的应用范围日益广泛。目前已用于同步发电机的励磁系统、无触点交直流开关、各种电机调速、电机放大器、变流器、磁放大器、脉冲技术等方面。本章将着重介绍可控硅整流器的工作原理、导通控制电路以及它在工业上的实际应用。

第二节 可控硅元件的结构、性能及参数

一、可控硅元件的构造

可控硅管的结构模型和代表符号如图12-2-1所示。它是P-N-P-N四层结构的硅半导体三端器件。三个电极分别为阴极A,阳极K和控制极G。由图可见,一个可控硅管有两个PN结 J_1 、 J_2 和一个NP结 J_3 。它可以看作是由两个面结合型半导体管组合而成,一个是PNP型,另一个是NPN型。PNP型的基极是NPN型的集电极,PNP型的集电极是NPN型的基极。

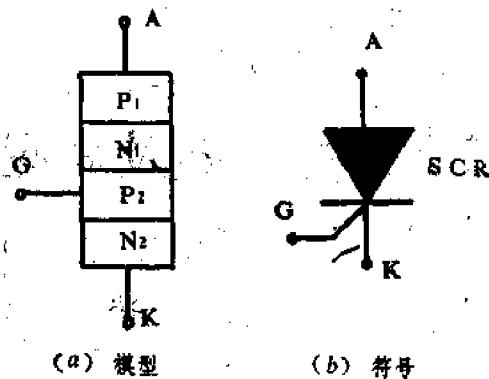


图12-2-1 可控硅元件的模型及符号

可控硅的外型和内部结构如图12-2-2所示。它的型号命名法为：3CT

其中：3表示元件有三个电极；

C表示N型硅原始材料；

T表示可控硅整流元件。

□□□□中的第一个数表示元件额定电流的第一位数字，第二个数字表示额定电流的位数，第三个数表示元件的峰值电压的第一位数字，第四个数表示峰值电压的位数。

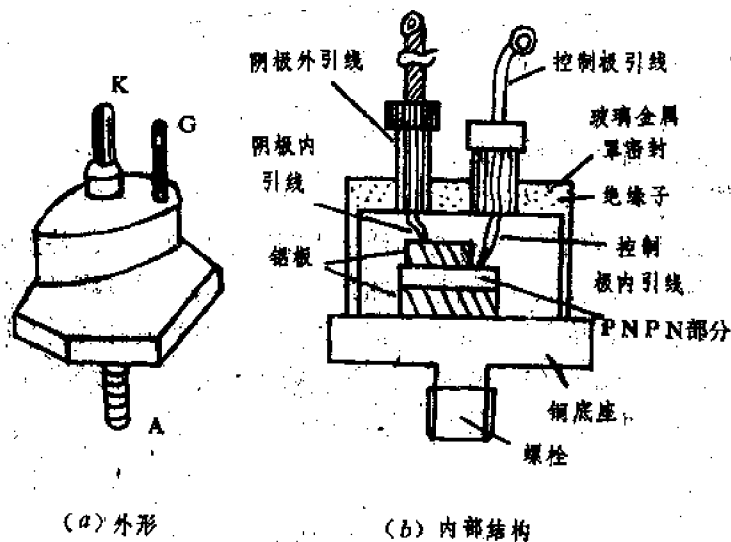


图12-2-2 外形和内部结构

如3CT5214表示的可控硅整流器，额定电流为50安，峰值电压为1000伏。

二、伏安特性及工作原理

(一) 二端情况

二端情况如图12-2-3(a)所示，图中 R 为限流电阻。

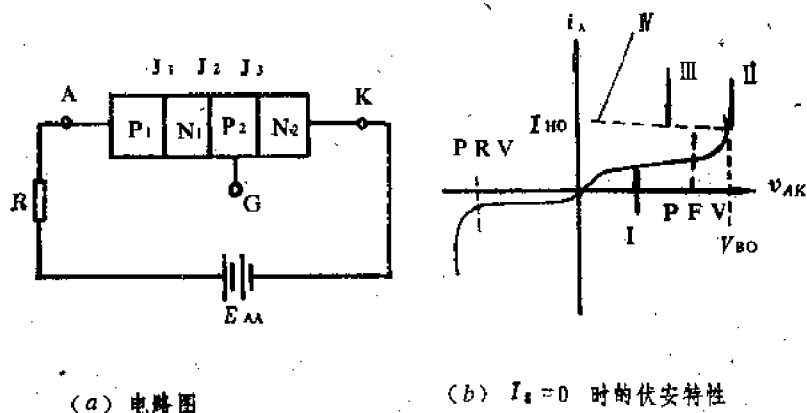


图12-2-3 SCR二端电路及伏安特性

若在A、K间加一不大的正向电压(A接正、K接负),则 J_1 、 J_3 处于正向偏压, J_2 处于反向偏压。当外加电压 v_{AK} 低于 J_2 结的击穿电压时,管中通过的电流基本上是 J_2 结的反向饱和电流,管子处于正向截止状态,在伏安特性曲线上为区I,称“高阻区”。当外加电压达到 V_{BO} 时,受反向电压作用的 J_2 结产生可逆性雪崩击穿,大量的载流子参与导电,于是电流开始增加,在转折点 $\partial v_{AK} / \partial i_A = 0$,对应的电压电流为 V_{BO} 和 I_{HO} ,在伏安特性曲线上为区II,称“穿越区”。随着雪崩式击穿现象的产生,大量的载流子参与导电,引起 N_1 和 P_2 区多数载流子积累参加,同时产生内建漂移电场来削弱加在 J_2 结的电压,这是一个不稳定的状态,在伏安特性曲线上为III区,称为“负阻区”。即电流增加而电压下降,当电流增加到维持电流 I_{HO} 时,这时 J_2 结的反向电压与内建漂移电场相抵消,开始变成正向偏压而使管子进入“通态”。在伏安特性曲线上为区IV,称“低阻区”。它和硅二极管正向伏安特性很相似。必须指出:可控硅管一旦导通,其导电状态会继续维持,直到外加电压 v_{AK} 降低到零或负值,使通过阳极的电流 i_A 低于维持电流 I_{HO} 时管子才又回到截止状态。

若在A、K间加一不大的负向电压(A接负、K接正),则 J_2 结处于正向偏压,而 J_1 、 J_3 结处于反向偏压,可控硅管呈截止状态,管中只流过很小的电流,它的反向特性和一般的硅二极管的反向特性很相似。

(二) 三端情况

三端情况如图12-2-4所示,即在二端情况的基础上再在控制极G引入一个电流 I_g ,方向如图所示。

由于 I_g 的加入,使可控硅管导电所需的 v_{BO} 值减小。足够大的 I_g 便可使 V_{BO} 值降低到接近零。加 I_g 后的伏安特性如图12-2-4(b)所示,其中 $I_{g3} > I_{g2} > I_{g1} > 0$ 。特别值得指出的是:加 I_g 使可控硅管导通后,只要 $i_A > I_{HO}$,此时即使把控制极电流 I_g 除去,管子仍处于导通状态。即管子导通后控制极便失去了控制作用。如果要使管子恢复到截止状态,必须使外加电压 v_{AK} 降低到零或负值,以致使 $i_A < I_{HO}$, J_2 结的击穿不足以维持,于是管子便由导通状态恢复到截止状态,控制极也就恢复了控制作用。由此可见,可控硅管的性能很象闸流管,它的控制极的作用只限于控制管子导通的时刻。因此,改变控制信号作用的时间便可改变管子导通的时刻,从而

达到可控整流的目的。

I_g 加入使管子导通的原理可作如下解释：因PNPN四层管相当于一个PNP型三极管和一个NPN型三极管的合成，如图12-2-5所示，而控制极电流 I_g 就是NPN型三极管的偏流 I_{B2} ，从而引起集电极电流 I_{C2} ，而 I_{C2} 又是PNP型三管的基极偏流 I_{B1} ，从而引起集电极电流 I_{C1} ，而 I_{C1} 又是NPN型三极管的基极偏流，从而又使之产生集电极电流。只要 $h_{fe1}, h_{fe2} > 1$ ，这样一个正反馈的链锁反应过程便会不断积累，使电流急剧增长，从而使可控硅迅速地由截止状态进入

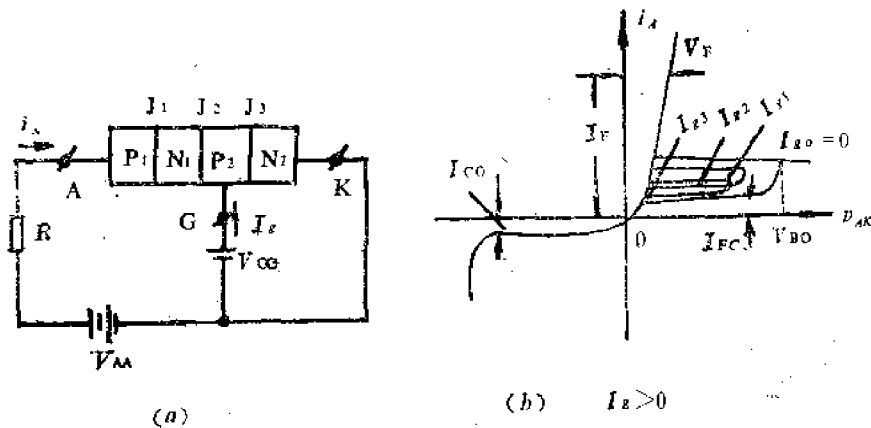


图12-2-4 SCR在三端情况下的伏安特性

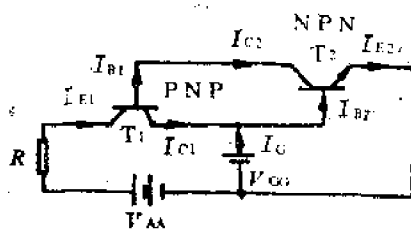


图12-2-5 引入 I_g 后工作原理示意图

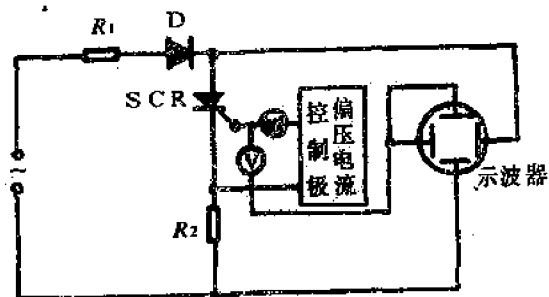


图12-2-6 观察SCR伏安曲线实验线路

导通状态。

按照图12-2-6所示线路进行实验，即可从示波器中观察出可控硅元件的伏安特性曲线。

三、主要参数

可控硅元件的主要参数如下：

(1) 额定正向平均电流 I_T (安培)——在规定环境温度、标准散热和元件导通条件下，阳极和阴极可连续通过的工频正弦半波电流平均值；

(2) 正向阻断峰值电压 PFV (伏)——在控制极开路、额定电压结温和正向闭锁条件下，可以重复加于元件的正向峰值电压；

(3) 反向峰值电压 PRV (伏)——在控制极开路 and 额定结温条件下，可以重复加于元件的反向峰值电压；

(4) 正向平均电压降 V_T (伏)——额定正向平均电流时的阳极与阴极的电压平均值；

(5) 控制极触发电压 V_G (伏)——加于阳极和阴极间正向电压为6伏(最大值)时，使元件

导通所需的最小控制极直流电压；

(6) 控制极触发电流 I_G (毫安)——加于阳极和阴极间正向电压为6伏(最大值)时,使元件导通所需的最小控制极直流电流；

(7) 维持电流 I_H (毫安)——在规定的环境、温度、控制极开路、元件处于导通状态条件下,要保持元件处于导通状态所必须的最小正向电流。

此外,还有正向平均漏电流、反向平均漏电流、工作结温、开关时间等参数。

表12-2-1列出了国产可控硅管一些型号和参数,使读者使用。

表12-2-1 几种国产可控硅元件的型号及参数

型号	3CT				
主要参数	51□□	22□□	52□□	13□□	23□□
额定电流(A)	5	20	50	100	200
正向阻断峰值电压(V)	50 600	100 700	200 800	300 900	400 500
反向峰值电压(V)	同上				
正向漏电流(mA)	<1	<3	<5	<8	<10
反向 电流(mA)	<1	<3	<5	<8	<10
控制极触发电压(V)	≤3	≤3.5	≤3.5	≤3.5	≤5
控制极触发电流(mA)	≤30	≤50	≤70	≤80	≤100
开启时间(μs)	<5	<10	10	10	10
关断时间(μs)	15	30	30	30	30
电压上升率(V/μs)	30~100	>25	>25	>25	>25
浪涌电流(A)	50	200	500	1000	2000
散热器面积(Cm ²)	>140	>850	>850	>1200	
冷却方式	自冷	自冷	强迫风冷	强迫风冷	

第三节 单相可控整流电路

有许多直流负载要求电压大小可调的直流电源,应用可控硅组成的整流电路就能满足这一要求。将单相交流电转换成可控直流的电路有以下几种:

一、单相半波可控整流电路

图12-3-1是单相半波可控硅整流电路。整流变压器副边电压 v_2 是正弦交变电压。如果在可控硅的控制极上不加触发电压,那么不管 v_2 是正半周还是负半周,可控硅均不导通。如果当 v_2 由负半周过零进入正半周时,立即给可控硅的控制极加上正向控制电压(即触发电压),则可控硅在 v_2 正半周一直导通,直到 v_2 进入负半周,流过可控硅的电流小于它的维持电流,可控硅就截止了。当 v_2 在负半周时,由于可控硅的阳极与阴极之间所加的是反向电压,因此,不论它的控制极有无触发电压,可控硅总是截止的。

如果触发电压 V_{GG} 在 v_2 的正半周中 $\omega t = \alpha$ 的时刻加到控制极上,则可控硅也在相应的时刻导通,波形如图12-3-2所示。这时在负载上所得到的直流电压平均值如:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \\ &= \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} V_{z1} \end{aligned} \quad (12-3-1)$$

式中 V_2 是变压器副边电压的有效值。 $V_{z1} = \sqrt{2} V_2 / \pi = 0.45 V_2$,是 $\alpha = 0$ 时的直流电压平均值。

可控硅在正向阳极电压下不导通的范围称为控制角。导通的范围称为导通角。由式(12-3-1)和图12-3-2都可以看出,控制角 α 愈大,输出直流电压就愈小。改变触发电压输入可控硅控制极的时刻(称为移相),即改变 α 的大小,就可改变输出直流电压的大小,达到可控整流的目的。单相半波可控整流电路中可控硅的最大控制角和最大导通角都是 180° ,触发电压的移相范围也是 180° 。

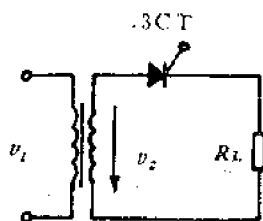


图12-3-1 单相半波可控整流电路

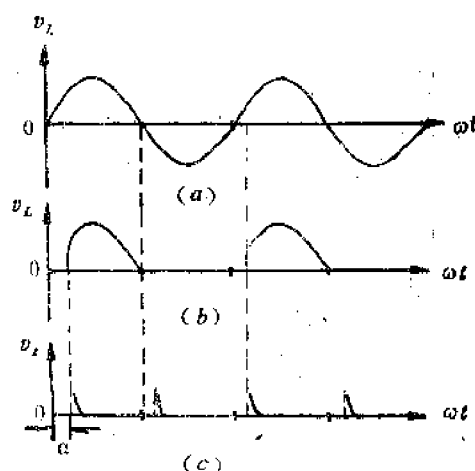


图12-3-2 单相半波可控整流波形图($\alpha \neq 0$)

单相半波可控整流电路,虽然电路简单,使用元件少,但整流后输出的直流电压小,而且波形很不平稳,是断续的。因此一般只用在小容量的系统中。

二、单相桥式可控整流电路

图12-3-3所示的电路就是常用的桥式可控整流电路。实际上它是用两个可控硅代替单相桥式整流电路的两个整流元件 D_3 、 D_4 ，而加在变压器副边电压 v_2 的正半周($0 \sim \pi$)时，A点电位高于B点电位，可控硅 $3CT_1$ 和二极管 D_2 承受正向电压，可控硅 $3CT_2$ 和二极管 D_1 承受反向电压，如在预定的时刻，即相应的控制角 α ，向控制极 G_1 输入触发电压 V_{G1} ，可控硅 $3CT_1$ 导通，电流由A经 $3CT_1$ 、 R_L 和 D_2 回到B。在 v 的负半周($\pi \sim 2\pi$)时，B点电位高于A点电位，可控硅 $3CT_2$ 和二极管 D_1 承受正向电压，而可控硅 $3CT_1$ 和二极管 D_2 则承受反向电压。若在相同的控制角 α 时，向控制极 G_2 输入触发电压 V_{G2} ，则可控硅 $3CT_2$ 导通，电流由B经 $3CT_2$ 、 R_L 和 D_1 回到A。这样，在相隔半个周期的时刻交替地给 $3CT_1$ 和 $3CT_2$ 以触发电压，使 $3CT_1$ 和 $3CT_2$ 轮流导通，流过负载 R_L 的电流方向是一致的，在负载上得到了全波整流电压。改变控制角 α 的大小，就可以达到可控整流的目的。

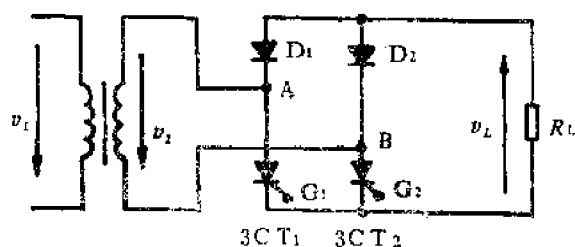


图12-3-3 单相桥式可控整流电路

单相桥式可控整流的波形如图12-3-4所示。

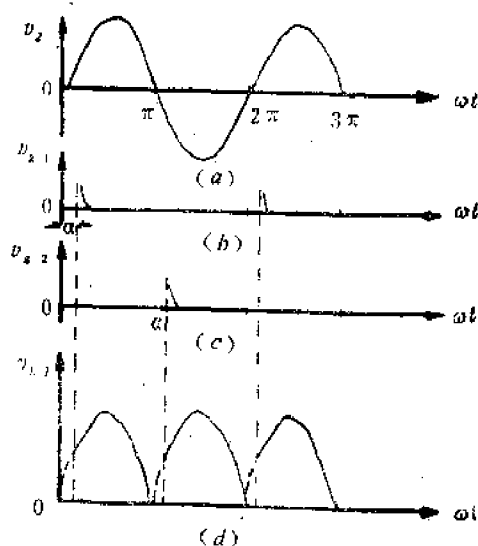


图12-3-4 单相桥式可控整流波形

单相桥式可控整流电路输出的直流电压平均值为：

$$V_L = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_2}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (12-3-2)$$

可见它比单相半波可控整流电路的输出直流电压增大了一倍。

单桥相式可控整流电路与单相半波可控整流电路比较,在相同的 V_2 和 α 时,桥式电路输出电压高,脉动小,但是使用元件较多并且需要两个可控硅。

三、只用一个可控硅的桥式整流电路

如果在可控硅元件较少的情况下,为了达到可控整流的目的,也可以用一个可控硅组成如图12-3-5所示的单相桥式整流电路。这个电路先用一般的桥式整流电路将交流整流成为全波脉动的直流,然后用一个与负载串联的可控硅进行控制。在这个电流中,可控硅始终处于正向电压作用下,因此它不承受反向电压。只要每隔半个周期向可控硅的控制极输入触发电压,就可以使可控硅在规定的时刻导通,改变控制角 α 的大小,即可达到可控整流的目的,并与单相桥式可控整流电路的效果相同。

只用一只可控硅的单相桥式整流的波形如图12-3-6所示。

上述可控整流电路所用的整流元件较多,正向压降大,因而体积大、效率低。但是,只用了一个可控硅,而且不承受反向电压,因而在成本上,在可控硅的整流利用率及元件选择上,都是比较合理的。

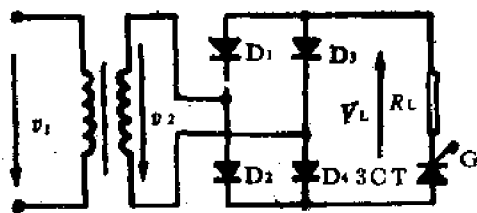


图12-3-5 只用一只可控硅的单相桥式整流电路

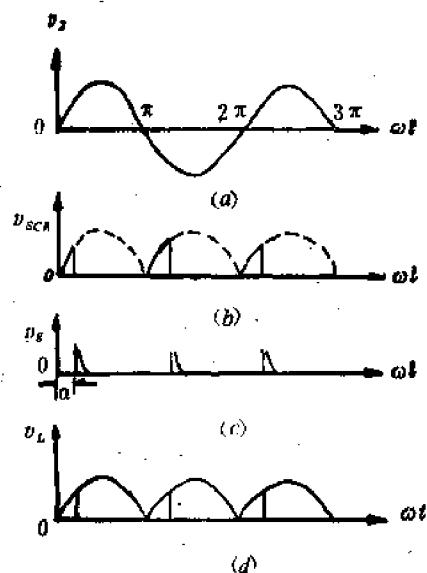


图12-3-6 整流波形

在可控整流电路需要较大的输出功率时,也象不可控整流电路一样,应采用三相整流。

第四节 单结晶体管触发电路

在前面的讨论中已经知道,可控硅的导通,除了具有正向阳极电压外,还必须在控制极上

加正向控制电压。在可控整流电路中,利用改变控制电压与阳极电压之间的相位差,就可以达到改变输出的直流电压的目的。控制信号的电路又叫触发电路。

实际使用的触发电路种类很多,有的用电阻、电容、电感、氖管等电气元件组成;有的用晶体管、单结晶体管等半导体元件组成;也有的用磁性元件组成。下面仅就应用比较普通、线路又比较简单的单结晶体管触发电路加以分析讨论。

图12-4-1所示是实用的单结晶体管触发电路。

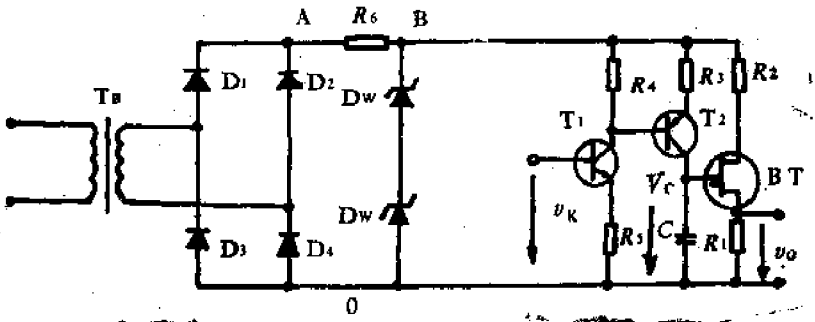


图12-4-1 单结晶体管触发电路

下面先来介绍组成这个电路的一些部件的作用,然后再讨论整个电路的工作情况。

一、单结晶体管自激振荡电路

单结晶体管有三个电极,即一个发射极和两个基极,所以又称为双基极二极管。

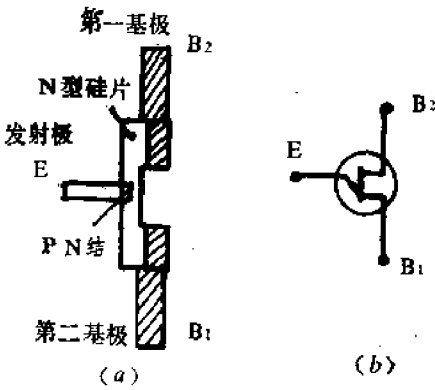


图12-4-2 单结晶体管结构与符号

单结晶体管的结构如图12-4-2(a)所示。在N型硅片的一侧引出的两个基极： B_1 为第一基极， B_2 为第二基极。在硅片的另一侧靠近第二基极 B_2 的一端有一个PN结，引出发射极 E 。由于它只有一个PN结，因而称为单结管。

单结晶体管的工作特性可以按照图12-4-3(a)所示的等效电路来分析。两个基极 B_1 与 B_2 之间呈纯电阻性,称为基极电阻 R_{B1B2} ,阻值在 $2k\Omega \sim 15k\Omega$ 的范围内。 R_{B2E} 为第二基极与发射极之间的电阻,数值保持不变。发射极因具有单向导电性,所以用二极管等效表示之。

如果在两基极间加有电压 V_{bb} (B_1 接负 B_2 接正), 则此电压按一定的比例 η 分配在 R_{b1} 上, η 称为分压系数(或分压比), 是单结晶体管很重要的参数, 其值与管子的结构有关, 约在0.3~0.9之间。

如果在发射极E上再外加一个可变的电压(极性如图12-4-3(a)所示), 当发射极E的电位 v_E 小于上述的分压值 ηV_{bb} 时, 由于PN结承受反向电压, 发射极只有很小的反向电流流过, R_{b1} 呈现很大的电阻。这时单结晶体管处于截止状态, 对应于图12-4-3(b)特性曲线的截止区。

当发射极E的电位比A点的电位高出一个二极管的管压降 V_D 时, 即

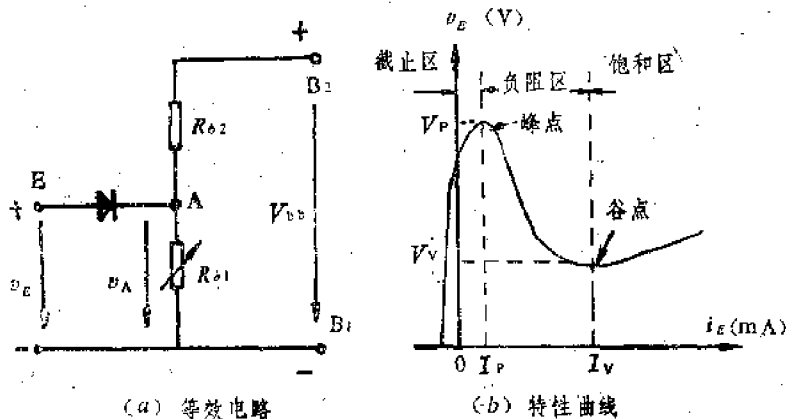


图12-4-3 单结晶体管的等效电路和特性曲线

$$v_E = \eta V_{bb} + V_D \quad (12-4-1)$$

发射极E对第一基极 B_1 开始导通, 这个电压值为峰点电压 V_P , 对应的电流称为峰点电流 I_P 。导通后, 随着发射极电流 i_E 的增加, 在N型硅片的下半部进入大量的空穴载流子, 因而使 R_{b1} 迅速减小, 发射极E对第一基极 B_1 之间变成低阻导通状态, 发射极的电位 v_E 也将不断下降, 直到各点电压 V_V 时为止。与各点电压对应的电流称为各点电流 I_V 。这种电流增大而电压下降的现象叫做负阻特性, 对应于特性曲线的负阻区。在各点电压以后再继续增加 V_E 时, I_E 将依线性规律增加而进入特性曲线的饱和区。

利用单结晶体管的负阻特性和电容的充放电特性可组成自激振荡电路, 产生频率可变的脉冲电压, 其基本电路如图12-4-4(a)所示。

当合上开关K时, 直流电源 E 一方面通过电阻 R_1 和 R_2 把电压加在单结晶体管两个基极 B_1 、 B_2 上, 同时又通过电阻 R 向电容 C 充电, 电容两端的电压也就是发射极的电压 v_E , 将按指数规律逐渐增大。当 v_E 小于单结晶体管的峰点电压 V_P 时, 单结晶体管处于截止状态。在 v_E 达到峰点电压时, 单结晶体管导通, 于是电容 C 通过 R_2 放电, 在 R_2 上输出一个尖峰脉冲电压。由于 R_2 的阻值很大, 当电容 C 的端电压降到各点电压时, 经由 R 供给的电流 i_E 小于各点电流, 不能满足导通的要求, 于是单结晶体管发射极与第一基极之间的电阻 R_{b1} 迅速增大, 单结晶体管恢复截止状态。此后, 电容 C 又通过 R 充电, 重复上述过程, 结果在电容 C 上形成锯齿状电压, 在 R_2 上得到一系列的尖峰脉冲电压, 如图12-4-4(b)所示。

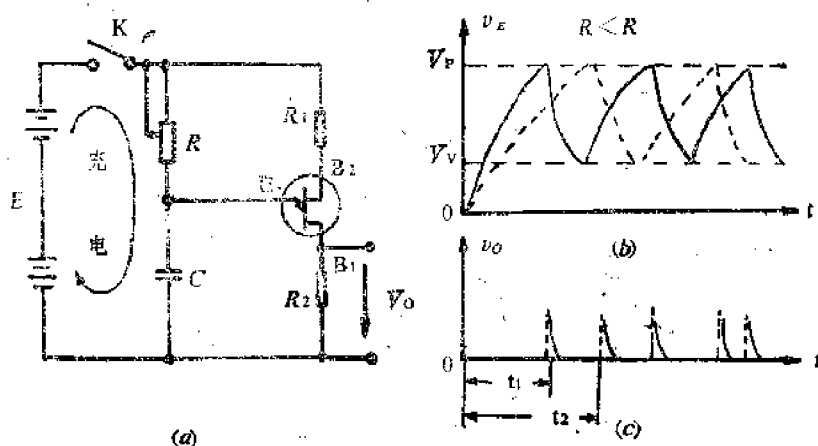


图12-4-4 单晶体管振荡电路

如果改变 R 的阻值,就会改变电容充电的时间常数,从而使输出的尖峰脉冲电压的相位前移或后退,如图12-4-4(b)所示。

若输出的尖峰脉冲与可控硅的阴极电压同步,这个尖峰脉冲电压就可作为可控硅的触发信号来达到可控整流的目的。

二、单晶体管触发电路的工作情况

现在我们来分析图12-1-1所示的单晶体管触发电路的工作情况。这个电路由于应用场合和所用元件不完全相同,具体参数可略有出入,但基本原理是一样的。

在电路中,三极管 T_1 起可变电阻的作用。当加于 T_1 的基极电压改变时,流过 C 的电流随着发生变化,从而改变了电容充电的快慢,实现输出脉冲电压移相的目的。

三极管 T_1 主要起放大控制信号 v_K 的作用。由于采用的是NPN型晶体管,它的温度稳定性好,使触发信号的移相不致因温度变化带来太大影响。

变压器 T_B 和整流电桥组成整流电路,作为触发电路的直流电源变压器 T_B 的原边绕组是和可控硅的主电路接在同一交流电源上的。这样,主电路的电压过零时,触发电路的电压也过零。使电容 C 在每个半周期内的第一次充电都在电压为零时开始。从而保证了触发信号与主电路电压之间的同相,所以变压器 T_B 称同步变压器。

稳压管 D_{V1} 和 D_{V2} 以及电阻 R_1 所组成的稳压电路起限幅作用,也就是削去整流后的电压波形的顶部。如果没有这个电路,由于整流后的脉动的幅值不允许超过晶体管的最大允许电压,因而电容 C 能达到单晶体管峰点电压 V_P 的范围要小。脉冲的移相范围也相应小了,如图12-4-5(a)所示。要增加移相范围,必须增大整流电压的幅值,但又要使晶体管不损坏。电路中接上稳压管 D_{V1} 和 D_{V2} 及电阻 R_1 ,便将脉动电压限制在稳定电压 V_P 的数值,削去了波形中超过晶体管最大允许电压的上半部而成为梯形波,移相范围也相应扩大(图12-4-6(b))。

整个触发电路的工作过程如下:

当控制电压 V_K 增大时, T_1 的电流增大,在集电极电阻 R_2 上的电压增加。此电压降直接加在 T_1 的基极和发射极之间,使 T_1 的电流增大(注意 T_1 为PNP管)。因而流过 T_1 的电流也加大(相当于发射极与集电极之间电阻变小),电容 C 充电速度加快,从而使电容 C 两端的电压达到

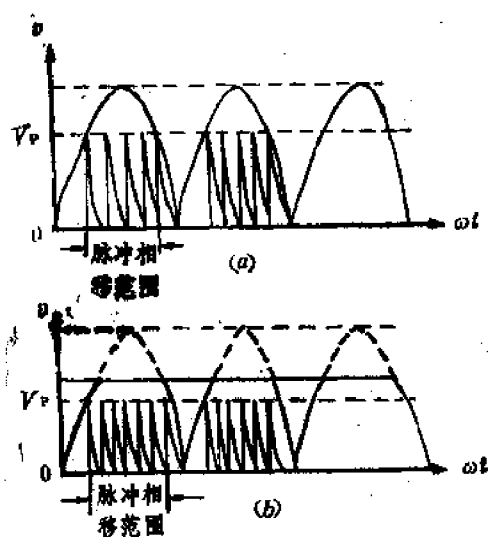


图12-4-5 稳压管电路的限幅作用

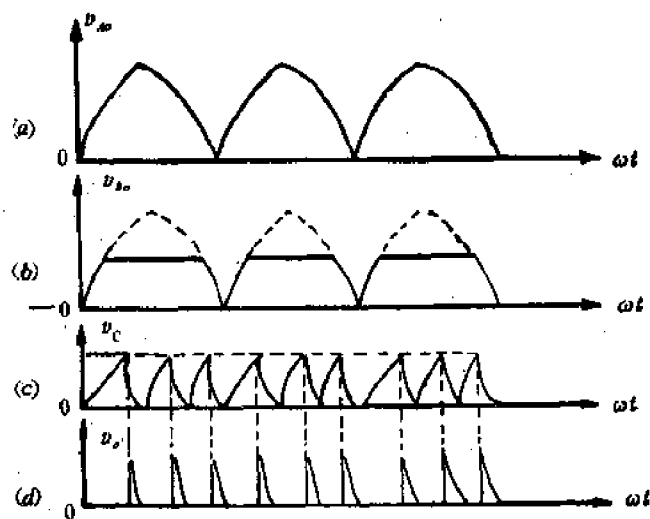


图12-4-6 单结晶体管触发电路上各点电压的波形

单结晶体管的峰点电压 V_p 的时间提前,输出脉冲也就前移。反之脉冲后移。这样,只要改变控制电压的大小,就达到了改变脉冲相位的目的。图12-4-6画出了单结晶体管触发电路各点电压的波形。

单结晶体管触发电路比较简单,调节方便,功率损耗小,温度补偿性好,但脉冲宽度窄,移相范围不能达到 180° 。目前多应用于60安培以下的控制系统中,例如T4163型座标镗床中的可控硅整流电路,就是利用单结晶体管触发的。

第五节 可控硅元件的选择和保护

可控硅元件的选择是指如何合理地选择可控硅的型号。选择可控硅元件的主要依据是它的额定参数,其中主要应该考虑的参数是额定平均正向电流,正向阻断峰值电压及反向峰值电压。

一、电流的选择

可控硅元件所标明的正向额定电流是按全导通时正弦半波电流的平均值规定的。但可控硅元件在实际应用时的允许电流,主要取决于可控硅元件的功率损耗和散热情况,使可控硅的结温不超过允许值,因此必须按有效值来考虑。所以在选择可控硅元件时,要把可控硅元件的额定正向电流的平均值 I_f 换算成额定正向电流的有效值 I 。正弦半波电流的有效值和平均值的关系为

$$I = 1.57 I_f \quad (12-5-1)$$

例如:额定正向电流为20安的可控硅元件,允许通过的电流有效值 $I = 1.57 \times 20 = 31.4$ 安。

我们知道,通过可控硅元件的电流波形在各种不同整流电路和不同导通角时有很大差别,这时又如何计算呢?按前面讲的方法,为保护可控硅的结温不超过允许值,我们从实际通过可控硅元件电流的有效值与可控硅元件的额定正弦半波电流有效值相等的角度出发,可以推导出下列公式

$$I_F = \frac{K I_d}{1.57m} \quad (12-5-2)$$

式中 I_d 表示最大负载电流的平均值; I_F 表示可按可控硅元件的额定正向电流计算; K 是通过可控硅元件的电流有效值与平均值的比值,叫波形系数; m 是可控硅元件的并联导通数。

由于可控硅元件的额定正向电流的规格只有有限的几级,根据式(12-5-2)计算的结果一般不可能恰好与规格中的数据相同。因此只要选择大于计算值的一种规格就可以了。

几种整流电路在可控硅元件全导通情况下的 K 值和 m 值见表12-3-1。

表12-3-1 可控整流电路全导通时的 K 值和 m 值

整流电路	单相半波 可控	单相桥式 可控	只用一只可控 硅的桥式	三相半波 可控	三相桥式 可控
K	1.57	1.57	1.11	1.73	1.73
m	1	2	1	3	3

二、电压的选择

为了保证可控硅在电源电压波动以及出现瞬时过电压不致损坏,在选择可控硅时,通常选

择正向峰值阻断电压 PFV 和反向峰值电压 PRV 为可控硅实际承受的最大正向电压 V_{zmax} 和最大反向电压 V_{fmax} 的1.5~2倍,即:

$$PFV \geq (1.5 \sim 2)V_{zmax} \quad (12-5-3)$$

$$PRV \geq (1.5 \sim 2)V_{fmax} \quad (12-5-4)$$

各种不同型式的整流电路,可控硅所承受的最大正向电压和最大反向电压是不同的,其值列在表12-3-2中。

表12-3-2 可控整流电路中可控硅的一些参数

整流电路	单相半波 可控	单相桥式 可控	只用一只可控 硅的桥式	三相半波 可控	三相桥式 可控
最大整流电压	$0.45V_2$	$0.9V_2$	$0.9V_2$	$1.17V_2$	$2.34V_2$
最大导通角	180°	180°	180°	120°	120°
最大正向电压	$1.41V_2$	$1.41V_2$	$1.41V_2$	$1.41V_2$	$2.45V_2$
最大反向电压	$1.41V_2$	$1.41V_2$	0	$2.45V_2$	$2.45V_2$

注:表中的 V_2 是整流变压器副边电压的有效值。

例12-1 如图12-3-3所示的单相桥式半控整流电路,如果负载的额定电流为30安,整流变压器副边电压的有效值为220伏,应选用什么型号的可控硅?

解:电路为单相桥式可控整流电路,由式(12-5-2)和表12-5-2得:

$$I_f = \frac{K}{1.57m} I_D$$

$$= \frac{1.57 \times 30}{1.57 \times 2} = 15 \text{ 安}$$

再由表12-3-2得:

$$V_{zmax} = V_{fmax}$$

$$= 1.41V_2$$

$$= 1.41 \times 220$$

$$= 310 \text{ 伏}$$

根据式(12-5-3)和式(12-5-4):

$$PFV \geq (1.5 \sim 2)V_{zmax}$$

$$= (1.5 \sim 2) \times 310$$

$$= 465 \sim 620 \text{ 伏}$$

$$PRV \geq (1.5 \sim 2)V_{fmax}$$

$$= (1.5 \sim 2) \times 310$$

≈ 165~600伏

按照计算结果查阅手册,可选用型号为3CT20E(反)向阻断峰值电压为600伏的可控硅元件。

三、可控硅的保护

可控硅由于承受过电流和过电压的能力低,因此,短时间的过电流或过电压可能造成损坏。为了使可控硅正常工作,除了合理选用元件外,还必须在电路上加上适当的保护措施。可采用的方法是多种多样的,这里介绍的只是一些比较常用的保护措施。

1. 可控硅的过流保护

可控硅出现过流的主要原因有:过负载、线路短路以及误触发。

由于可控硅在过流时,其温度急剧上升,可使PN结烧毁,所以需要加保护元件免遭过流的袭击,通常是采用能快速动作的保护电器。如快速熔断器、快速过流继电器、快速开关等等。

快速熔断器是过流保护的最简单的电器,专供保护元件之用。它在电路中的接法,大体有以下几种:接在交流输入端,如图12-5-1(a)所示;接在直流输出端,如图12-5-1(b)所示;与可控硅直接串联,如图12-5-1(c)所示。

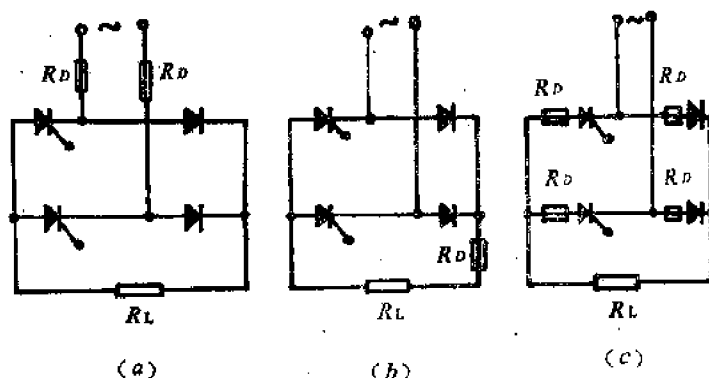


图12-5-1 快速熔断器接在电路中的位置

在选用快速熔断器时必须注意可控硅的电流容量是以平均值表示的,而快速熔断器却是以有效值表示的。因此,可控硅与快速熔断器串联使用时,应计算出阳极电流的有效值后再选用适当规格的熔断器。因而,一般在选用快速熔断器时,其容量常用可控硅的额定正向电流 I_T 的1.5倍计算。例如 I_T 为50安的可控硅可选用容量为 $I_{me} = 1.5I_T = 50 \times 1.5 = 75$ 安的快速熔断器。

国产的快速熔断器有RLS系列、RSC系列和RTR系列。

2. 可控硅的过压保护

可控硅的过电压,主要是由交流电源的通断、可控硅本身的动作、感性电路的开闭、电源电压的波动、快速熔断器的熔断以及电源侧侵入峰值电压等所造成的。根本原因是由于电路中积聚的电磁能量消散不掉。因此,我们采取的过电压保护装置必须针对这个问题作出相应措施,问题的实质是如何减小加在可控硅元件上的电磁能量。常用的方法是另设储存或消散这些能量的元件,如电容和电阻或硒堆等。保护方法有以下三种:

为了防止电源侧的过电压和变压器开闭时的过电压侵入,通常在变压器原、副绕组两侧装

有由硒整流片迭成的硒堆CP或电阻 R 和电容 C 所组成的吸能装置。如图12-5-2所示,电阻和电容组成的吸能装置主要利用电容端电压不能突变这一特性,而硒堆保护装置则利用过电压击穿硒堆(击穿的硒堆能自行恢复其单向导电性能)来抑制过电压对可控硅的冲击。

直流输出端一般用阻容吸能装置与负载并联,从而达到防止过电压由直流侧侵入的目的。

为了防止可控硅在承受过电压时遭到损坏,常在可控硅元件的阳极与阴极之间并联由电阻和电容所组成的保护装置。如图12-5-3所示。

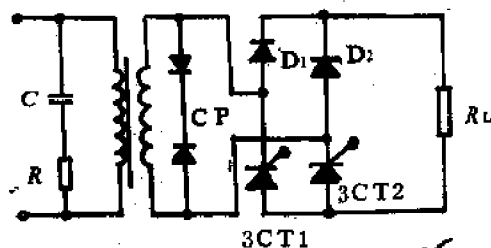


图12-5-2 可控硅的交流侧保护

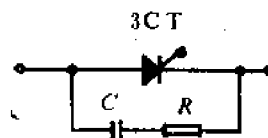


图12-5-3 可控硅元件的保护

第六节 可控硅的应用

随着生产的不断发展,可控硅制造工艺的日趋完善,可控硅的质量在不断的提高,应用也愈加广泛。目前可控硅的使用大致有以下几个方面:

一、可控硅无触点开关

所谓无触点开关,就是利用可控硅的导通和截止来实现电路的接通和开断。因而目前大量使用的有触点开关:如闸刀、按钮、继电器、接触器等等,都有触头极易磨损、烧毁和“咬死”,工作频率低,对无线电产生干扰等缺点。应用可控硅做无触点开关,能够很好克服有触点开关的这些缺点。

1. 单相交流开关

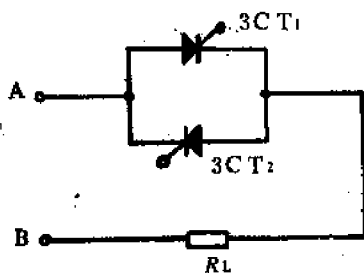


图12-6-1 单相交流开关电路

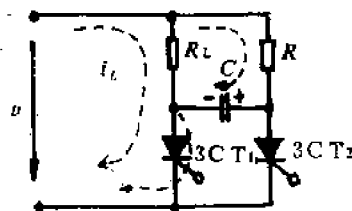


图12-6-2 直流开关电路

如图12-6-1所示,把两个可控硅反向并联,再与负载串联接于交流电源,这时的两个可控硅就能完成接通与开断的开关作用。因为在交流电源电压 V_{AB} 的正半周,3CT₁承受正向电压,

3CT₂承受反向电压。若对3CT₁加入触发电压,它就导通,将负载接入交流电源,在负载里有正半周电流通过。当 V_{AB} 下降过零点时,3CT₁自行关断。在 V_{AB} 的负半周,3CT₁承受反向电压,而3CT₂承受正向电压,对3CT₂加入触发电压,那么3CT₂导通,也把负载接入交流电源,负载里有负半周的电流通过。由此可见,在 V_{AB} 交变时,依次交替触发3CT₁和3CT₂,就会有正负交变的电流流过负载。只要不加触发信号于可控硅,那么可控硅截止,电路也就切断了。

2. 直流开关

用可控硅也可以接通和开断直流电路。如图12-6-2就是用可控硅组成的直流开关,在直流电路中,用可控硅作无触点开关时,接通电源是很简单的。因为它已满足了正向阳极电压的条件,只要在控制极上加触发信号,可控硅即可导通。但要关断就不那么容易了,因而它不象交流那样,阳极电压能自动过零点,所以必须另外采取措施。

图12-6-2中,3CT₁用作开关,电容C和3CT₂是用来关断3CT₁的,电阻R则用来使3CT₂能自行截止。

当给3CT₁的控制极加触发电压时,3CT₁导通,这时负载电流 I_L 流经 R_L 和3CT₁。与此同时,另一电流通过电阻R对电容C充电至电压 V ,为可控硅3CT₁的关断做好准备。

当给3CT₂加触发电压而使其导通时,电容C通过3CT₂将大小等于充电电压 V 的反电压加到3CT₁上,因而3CT₁截止,使负载与电源切断。

电阻R应选得足够大,务使 V/R 小于3CT₂的维持流,这样就保持了3CT₁关断后,3CT₂能自动截止。

二、直流电动机的调速

在前面叙述中,我们曾经谈到用改变直流电动机电枢端电压的方法来调节它的转速。图12-6-3就是利用可控硅进行直流电机调速的控制电路。

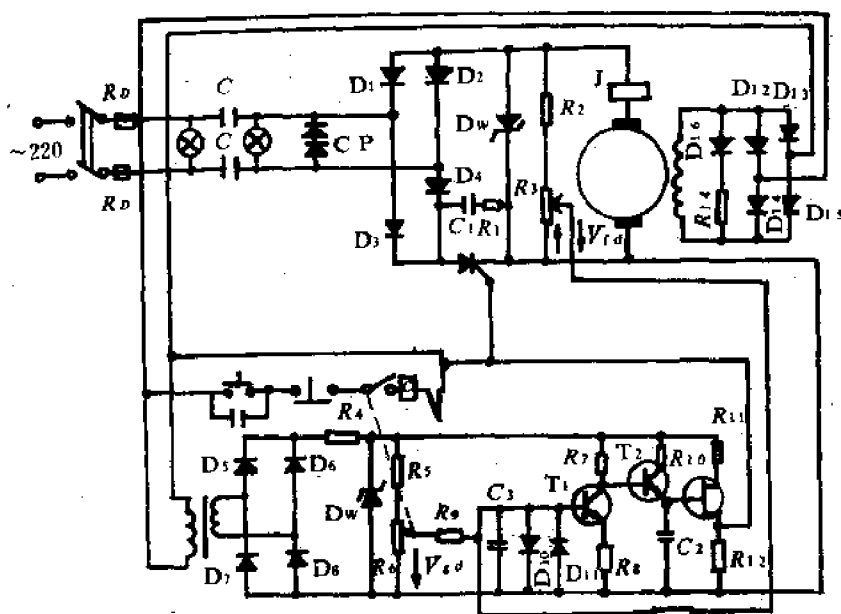


图12-6-3 直流电动机的调速

主电路是只用一个可控硅的单相桥式整流电路,电源直接取自220伏的交流电网。交流侧用熔断器作过压保护,快速熔断器 R_D 作短路保护,直流侧由电阻 R_1 和电容 C_1 作过压保护,继电器 J 作过流保护,二极管 D_1 为电动机的电枢提供放电回路,这种二极管称为续流二极管。在电阻 R_2 和电位器 R_3 上取出电枢电压的一部分,作为反馈信号加到触发电路。

触发电路是带有放大器的单结晶体管触发电路。控制电压是由电位器 R_3 取出的,给定电压 V_{gd} 与由主电路取出的并联负反馈电压 V_{fd} 经过 T_1 进行放大来共同完成。在给定电压 V 固定时,如果反馈电压 V_{fd} 增大,由于它所产生的电流方向与给定电压 V_{gd} 所产生的电流方向相反,因此 T_1 的基极电流就要减小。反之,如果反馈电压 V_{fd} 减小,则 T_1 的基极电流就要增大。

电容 C_3 的作用在于提高控制的稳定性。二极管 D_{10} 、 D_{11} 用以防止正、反向的电压过大,保证 T_1 的安全。

电动机的激磁电流,由220伏的交流电网整流后直接供给。二极管 D_1 和电阻 R_1 组成放电回路,防止整流器承受过高的反向电压。

整个系统的工作原理如下:

在反馈电压 V_{fd} 一定时,电动机的转速随给定电压的变化而变化,可以用调节电位器 R_3 来达到电动机的调速。在给定电压 V_{gd} 一定时,主电路输出的直流电压也一定,电动机就在某一转速下运行。当负载增大时,电枢电流增大,作用在电枢两端的电压就要下降,电动机的转速减缓。这时反馈电压减小, T_1 的基极电流增大,使 T_1 的集电极电流加大, T_2 的基极电位降低,内阻减小,脉冲前移,可控硅导通角增大,主电路输出的直流电压上升,使电动机转速回升到接近原转速。反之,负载减小而使电动机转速加快时,也能使电动机转速降低到接近于原转速。这样就达到自动稳速的目的。

由于直流电动机不能全压直接起动,这个系统又没有限制起动电流的环节,因而在调节电位器 R_3 上装有联锁触头,保证只有给定电压为零时才能使锁触头接通,电动机才能起动。

上述电路比较简单,调整容易,因而得到了较为广泛的应用。

三、逆变器

大家知道,交流电网的频率是固定不变的。但是,在工业生产中常常需要能变换频率的交流电源(如异步电动机的变频调速)或频率较高的中频电源(如热处理的表面淬火),在过去,前者实际上还没有得到解决,后者则由专门的中频发电机或离子变频设备供电。众所周知,中频发电机或离子变频设备的价格昂贵,体积庞大,因此,获得能变换频率的交流电源,确是生产上一项需要和重大的技术革新。

变频有两种方式:一种是直接变频。就是将频率为 f_1 的交流电经过变频装置直接换成频率为 f_2 的交流电。另一种是间接变频,先将频率为 f_1 的交流电经过整流而成直流,然后将直流变成频率为 f_2 的交流电。

目前,利用可控变变频大多属于间接变频,整流器完成变交流为直流的任务,逆变器则完成变直流为交流的任务。

下面我们来说明逆变器的工作原理。

图12-6-4 是单相逆变器的基本工作原理图。其中 E 是直流电源, K_1 、 K_2 是两个开关, B 为变压器, R_L 为负载。

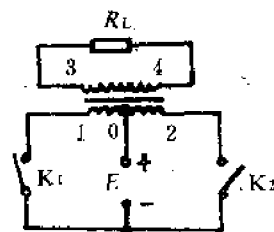


图12-6-4 最简单的逆变器

如将 K_1 接通, K_2 断开。在接通 K_1 这一瞬间,就有从零开始增大的电流从直流电源经变压器原绕组左半边0-1和 K_1 流动。在变压器原绕组0-1两端感应出电动势 E 。同样,在原绕组0-2两端也感应出电动势 E 。这两个电动势方向是一致的。所以变压器原绕组1-2两端的感应电动势为 $2E$ 。2端为“+”,1端为“-”。显然,变压器的副绕组也有感应电动势产生,4端为“+”3端为“-”,有电流从4端流向负载 R_L 而由3端流回。

然后,再将 K_1 断开, K_2 接通。这时电流流动方向是从直流电源正端经变压器原绕组右半边0-2和 K_2 回到负端。由于在变压器原绕组里的电流变了方向,原副绕组里的感应电动势也变了方向。这时在副绕组上,3端为“+”,4端为“-”,因此流往负载 R_L 的电流跟着变了方向。

由此可见,开关 K_1 、 K_2 的交替通断,可以把直流电变成交流电,改变开关通断的速度,就能改变交流电的频率。

实际的逆变器,开关 K_1 、 K_2 的通断是由两个可控硅来实现的。它的电路和工作过程如图12-6-5所示。

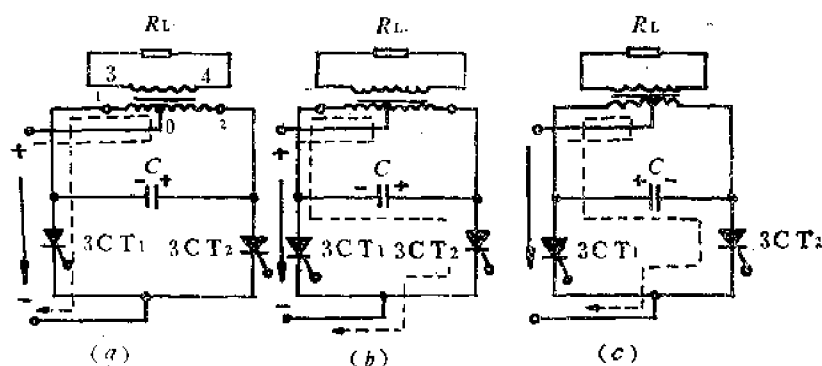


图12-6-5 可控硅逆变器的工作过程

(1) 将触发电压加在 $3CT_1$ 的控制极上使其导通,电流从直流电源的正端经变压器原绕组0-1部分,通过 $3CT_1$ 而回到负端。这时变压器原绕组感应出的电动势2端为“+”,1端为“-”。此时电动势同时使电容 C 充电(图12-6-5(a))。

(2) 再加触发电压于 $3CT_2$ 的控制极而使其导通。电容 C 上的电压就经 $3CT_2$ 反向加到 $3CT_1$ 上,使 $3CT_1$ 截止。它同时经 $3CT_2$ 、直流电源和变压器原绕组0-1部分所构成的回路而放电(图12-6-5(b))。

(3) $3CT_2$ 导通后,电流从直流正端经变压器原绕组0-2部分,通过 $3CT_2$ 回到负端,这时变压器原绕组的感应电动势也跟着改变方向,电容 C 同时在反方向充电(图12-6-5(c)),为 $3CT_1$ 再度导通时,开断 $3CT_2$ 作好准备。

若在可控硅 $3CT_1$ 和 $3CT_2$ 的控制极上交替地加触发脉冲,它们就轮换地导通和截止,这样在变压器副边便会产生一个交变电压。其频率随可控硅交替通断的速度而变化,达到逆变和变频的目的。

总之,可控硅的应用范围极为广泛,我们以上所列举的只是几个方面,有的说明其基本原理,有的介绍了实用电路,希望读者举一反三,在实践中进一步推广和创新。

习 题

12-1 在可控硅的控制极加几十毫安的小电流就能控制阳极几十、几百安的大电流的导通,它可否也和晶体管那样(以小的基极电流控制大的集电极电流)作为放大器使用?为什么?

12-2 100安的可控硅在导通角为 180° 与 90° 两种情况下工作,峰值电流的大小是否相同?

12-3 如何根据单结晶体管的基本结构,利用万用表的电阻挡来判断一个三端半导体元件是单结晶体管而不是普通的晶体管?

12-4 某一电阻性负载,要求直流电压60伏,电流30安,采用单相桥式可控整流电路,直接由220伏交流电网供电,试选出可控硅元件。

12-5 某一电阻性负载,要求直流电压0-80伏,电流0-10安,采用单相只有一只可控硅的桥式整流电路,直接由220伏交流电网供电,试选用可控硅元件。