



面向21世纪课程教材
Textbook Series for 21st Century

电子技术基础

模拟部分 (第四版)

华中理工大学电子学教研室编

康华光 主编

陈大钦 副主编



高等教育出版社
HIGHER EDUCATION PRESS

面向 21 世纪课程教材
Textbook Series for 21st Century

电子技术基础

模拟部分 (第四版)

华中理工大学电子学教研室编

主 编 康华光

副主编 陈大钦

获取更多资料



高等教育出版社
HIGHER EDUCATION PRESS

(京)112号

图书在版编目(CIP)数据

电子技术基础：模拟部分/康华光主编；华中理工大学电子学教研室编。—4版。—北京：高等教育出版社，1999.6
高等学校教材
ISBN 7-04-007241-6

I. 电… Ⅰ. ①康… ②华… Ⅱ. ①电子技术-基础理论-高等学校-教材②模拟电路-高等学校-教材 IV. TN01

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (98) 第 31519 号

电子技术基础：模拟部分（第四版）
康华光 主编

出版发行 高等教育出版社

社 址 北京市东城区沙滩后街 55 号 邮政编码 100009

电 话 010—64054588

传 真 010—64014048

网 址 <http://www.hep.edu.cn>

经 销 新华书店北京发行所

印 刷 中国科学院印刷厂

纸张供应 山东高唐纸业集团总公司

版 次 1991年5月第1版

开 本 787×960 1/16

1999年6月第4版

印 张 34.5

印 次 1999年6月第1次印刷

字 数 620 000

定 价 35.60 元

凡购买高等教育出版社图书，如有缺页、倒页、脱页等

质量问题，请在所购图书销售部门联系调换。

版权所有 侵权必究

7/17
11-0

404382

内 容 简 介

本书是“九五”国家级重点教材，前版获国家级优秀教材特等奖及国家科技进步二等奖，为适应电子信息时代的新形势和培养跨世纪电子技术人才的迫切需要，在第三版的基础上，经过教学改革与实践，对其内容作了较大的修改。精选了常规内容，增加了电子系统与信号的基本知识以及新器件、新技术方面的内容，其中包括应用 PSPICE 软件对电子电路进行分析与设计的新方法。改编了例题、复习思考题和习题，以便于教学。

本书分模拟和数字两部分出版。模拟部分包括：绪论（电子系统与信号）、半导体二极管及其基本电路、半导体三极管及放大电路基础、场效应管放大电路、功率放大电路、集成电路运算放大器、反馈放大电路、信号的运算与处理电路、信号产生电路、直流稳压电源和电子电路的计算机辅助分析与设计。数字部分包括：数字逻辑基础、集成逻辑门电路、组合逻辑电路的分析和设计、常用组合逻辑功能器件、触发器、时序逻辑电路的分析和设计、常用时序逻辑功能器件、存储器 and 可编程逻辑器件、脉冲的产生与整形、模数与数模转换器和数字系统的分析与设计。

本书经东南大学衣承斌教授主审。

本书可作为高等学校电气信息类（1998 年颁布的本科目录，包括原电气类、电子类等）专业“电子技术基础”课程的教材，亦可供从事电子技术工作的工程技术人员参考。

获取更多资料

微信搜一搜

第四版序

在电子技术日新月异的形势下，为了培养跨世纪的电子技术人才，本书在第三版的基础上，经过教学改革与实践，对其内容作了较大的修改和更新，使之更符合电子信息时代的要求。在修订过程中，依照1995年教育部（原国家教委）颁发的《高等工业学校电子技术基础课程教学基本要求》，提出了如下的总思路：精选内容，推陈出新；讲清基本概念、基本电路的工作原理和基本分析方法。对其主要的技术指标，采用工程近似方法进行计算。至于更全面的分析或设计，则可借助 PSPICE^① 软件来实现，这将有利于读者开拓思路。具体考虑如下：

1. 加强电子系统与信号的概念，为学习模拟电路和数字电路提供了引导性的背景知识。

2. 增加了部分新器件的内容，如砷化镓场效应管（MSFET）、VMOS 功率器件、BiCMOS 门电路、现场可编程门阵列（FPGA）器件等，以适应新技术发展的需要。

3. 将三端有源器件（BJT、FET）的六种电路组态（共射、共集、共基和共源、共漏、共栅）归结为三种通用的电路组态，即反相电压放大器、电压跟随器和电流跟随器，这就有利于电子电路的分析与综合，也为学习和使用 BiFET 和 BiCMOS 等一类新型集成电路器件奠定了基础。

4. 根据当前教学上的需要与设备条件的可能性，模拟部分增设了“电子电路的计算机辅助分析与设计”一章；数字部分增设了数字系统的分析与设计一章，为电子电路的仿真与设计自动化作了入门性的介绍。

5. 为便于读者深入理解教材内容，加强了例题，其中部分电路具有实用性。同时也改编了具有启发意义的复习思考题和习题，并附有少量的 PSPICE 例题及习题供各院校师生灵活选用。

参加本版模拟部分修订工作的有瞿安连（第1章）、康华光（第2、3、7

^① 见附录 A。

章)、陈大钦(第4、5、8、9章)、王岩(第6、8、10章)、张林(第11章及附录)等同志。参加数字部分修订工作的有康华光(第1章及附录A、B)、邹寿彬(第2、3、4、5章)、杨华(第6、7章)、李玲和张林(第8章)、彭容修(第9、10章)、秦臻和罗杰(第11章及附录C)。康华光同志为主编,负责全书的策划、组织和定稿。陈大钦和邹寿彬同志分别为模拟部分和数字部分的副主编,协助主编工作。此外,杨华同志负责改编模拟部分第2、3、7章的习题和第1章的校订工作;张林同志协助有关各章的编者,完成了PSPICE例题及习题的解答工作。

本书由东南大学衣承斌教授主审,参加审阅的,模拟部分为刘京南教授、李桂安副教授;数字部分为皇甫正贤教授、戴义宝副教授。第三版发行期间,承全国各兄弟院校师生给我们以鼓励,寄来了不少宝贵意见和建议,编者谨此一并致以衷心的感谢。

编者

1998年8月于武汉华中理工大学

获取更多资料

微信搜索

初 版 序

本书是根据高等学校工科基础课电工、无线电类教材编写会议（1977年11月合肥会议）所制订的“电子技术基础”（电力类）教材编写大纲编写的。在编写过程中，我们力图以马列主义、毛泽东思想为指导，运用辩证唯物主义观点和方法来阐明本学科的规律。

“电子技术基础”是电力工程类各专业的一门技术基础课，它是研究各种半导体器件的性能、电路及其应用的学科。从本学科内容大的方面来划分，本书上、中两册属模拟电子技术，下册属数字电子技术；前者主要是讨论线性电路，后者则着重讨论脉冲数字电路。

教材中注意总结我们近年来的教学实践经验，加强了基础理论，如加强了半导体的物理基础和电路的基本分析方法；同时也注意吸取国内外的先进技术，如加强了线性集成电路和数字集成电路（包括中、大规模集成电路）的原理和应用，新增了电子电路的计算机辅助分析等内容。

在内容的安排上，注意贯彻从实际出发，由浅入深、由特殊到一般、从感性上升到理性等原则。通过各种半导体器件及其电路来阐明电子技术中的基本概念、基本原理和基本分析方法。对于基本的和常用的半导体电路（包括脉冲数字电路），除了作定性的分析外，还介绍了工程计算或设计方法。为了加深对课堂知识的理解，列举了若干电路实例，并配有一定数量的例题、思考题和习题。

在使用本教材时，请注意下列几点：

(1) 本课程是在学完普通物理学和电工原理的大部分内容之后开设的，课程之间的相互配合和衔接非常重要。例如，在第一章用能带理论来解释半导体内两种载流子——电子和空穴的导电规律时，应以普通物理学中讲的固体能带理论为基础；又如在分析放大器时，既讨论了稳态分析（频域），也介绍了瞬态分析（时域），在“运算放大器”一章中，又有积分、微分电路以及其他应用，这些内容应以电工原理中的无源线性电路的瞬态分析为基础，只有配合得好，才能取得满意的效果。

(2) 本教材是按课程总学时数约 200 (包括实验课等环节) 而编写的, 除了基本内容之外, 还编入了部分较深入的内容, 这些内容均在标题前注有星号 (*) 或用小字排印, 自成体系。不同专业可按学时多少, 由教师灵活选择, 也可供读者自学参考。

(3) 课程中各个教学环节的配合十分重要, 除了课堂讲授外, 还必须通过习题课和实验课等环节加以补充, 有些内容可以把这几个环节有机地结合起来。对于实验课, 必须予以高度重视, 通过实验课, 不仅可以验证理论, 加深对理论知识的理解, 更重要的是, 可以学会电子测试技术, 使理论紧密结合实践。

参加本书编写工作的有汤之璋 (第一章)、陈婉儿 (第一、二、九章)、陈大钦 (第三、五、十章)、康华光 (第四、十一章)、王岩 (第六、七、十三章)、林家瑞 (第六章)、邹寿彬 (第八、十二章)、周劲青 (第十一章) 和江庚和 (第十三章) 等同志, 最后由康华光同志定稿。在编写过程中, 张瑾、朱立群、赵月怀、肖锡湘、杨华、石友惠、汪菊华、罗玉兰以及其他同志参加了许多工作, 给予很大支持。

本书由南京工学院李士雄副教授主审, 参加主审工作的还有江正战、张志明、衣承斌、陈黎明和丁康源等同志。

在武汉和南京举行的审稿会上, 承西安交通大学沈尚贤教授、清华大学童诗白教授、浙江大学邓汉馨副教授、上海交通大学徐俊荣副教授以及重庆大学、山东工学院、沈阳机电学院、合肥工业大学、大连工学院、湖南大学、华南工学院、同济大学、哈尔滨工业大学、天津大学、太原工学院和昆明工学院等兄弟院校的教师代表对初稿进行了认真的审阅, 并提出了许多宝贵的意见。

在编写本书第八章 (电子电路的计算机辅助分析) 的过程中, 承中国科学院湖北岩体土力学研究所计算机室协助解题。

对所有为本教材进行审阅并提出宝贵意见以及在编写出版过程中给予热情帮助和支持的同志们, 我们在此一并表示衷心的感谢。

由于我们的水平有限, 加之时间比较仓促, 书中错误和不妥之处, 在所难免, 殷切希望使用本教材的师生及其他读者, 给予批评指正。

编 者

1979 年 3 月

第二版序

本书是在第一版的试用基础上，并按照高等工业学校《电子技术基础教学大纲》(草案)(四年制自动化类和电力类专业试用)，总结提高、修改增删而成的。主要做了下列几方面的工作：(1) 从本课程的目的和任务出发，在保证打好基础的前提下，精选了内容，例如删去了“电子电路的计算机辅助分析”一章，适当精简了器件内部的物理过程、放大器的频率特性分析、分立元件电路以及设计方面的内容等，在篇幅上有较大的缩减；(2) 删繁就简改写了第二、四、六章的大部分内容。同时，将第一版的第九、十章各分为两章，以利于教学；(3) 增加了部分新内容，如集成运算放大器的应用电路，中规模数字集成电路等；(4) 加强了电路分析方法，如用“虚短”的概念分析集成运算放大器的线性应用电路；在数字电路中，突出了组合逻辑与时序逻辑电路的分析方法；(5) 近几年来，由于大规模集成电路的飞速发展，出现了微处理机对各个科学技术领域的渗透，为此，我们充实了“MOS 数字集成电路”一章的内容；(6) 重新整理并增删了各章所附的思考题和习题。此外，在编排上，把基本内容排大字，选讲内容排小字，自学参考内容既排小字，又带*号。

本版各章基本上由原编者修订，参加的人员有汤之璋、康华光、陈婉儿、王岩、陈大钦、邹寿彬、朱立群等同志，全书由康华光同志定稿。在修订过程中，得到了汤之璋教授的帮助与指导，陈婉儿同志协助校阅了第一至第六章的书稿，肖锡湘、陈晓天、丘小云、石友惠、罗玉兰以及其他同志参加了许多工作。

本书由南京工学院李士雄教授主审，参加审阅工作的还有陈天授、陈黎明、皇甫正贤、郑虎申等同志；在本书第一版的试用期间，承全国有关兄弟院校的师生寄来不少宝贵意见和建议，编者在此深表谢忱。

本版内容虽有所改进，但离教学要求尚有差距，恳请使用本教材的师生和其他读者予以批评指正，以便不断提高。

编 者

1982年10月于武汉

第三版序

自本书第一版问世以来，已经历了近十年。在这期间，电子技术领域发生了迅猛而巨大的变化。新技术革命和教学改革的不深入，促使本教材不断改进完善，第三版现在与读者见面了。

新版是在第二版的基础上，经过改革试验、总结提高、修改增删而成的。在修订工作中，依照 1987 年经国家教委批准的《高等工业学校电子技术课程教学基本要求》，在保证基本教学内容的前提下，为适应电子技术不断发展的新形势和教学上的灵活性以及因材施教的需要，本版适当增加了部分加宽加深的选讲内容，具体考虑如下：

1. 新版在体系上作了较大的调整。在模拟部分中，将“模拟集成电路”一章的位置提前，以致有可能在“反馈放大器”以及后续各章中，均以模拟集成电路为对象进行讨论，这就形成了以模拟集成电路为主干的体系。数字部分则直接以小规模数字集成电路引路，逐步向中大规模集成电路深入，几乎大部分内容都纳入“组合逻辑”和“时序逻辑”两大类电路之中。

2. 在保证基本理论完整性的原则下，删去或精简了一些分立元件电路内容，增强了集成电路的应用，并引入模拟乘法器、开关电容滤波器、压控振荡器、锁相环、直流变换器、门阵列、算术逻辑单元、动态存储器、集成 A/D 与 D/A 转换器等新技术内容。

3. 为了开拓学生的知识广度，新增了“调制与解调”一章。

4. 本书数字部分的内容安排与讲述方法，注意到了与“微处理器基础”的密切联系，以利于压缩学时，提高教学效果。

5. 为了贯彻理论联系实际的原则，书中以不同的方式，安排了一定数量的电路实例，并注意阅读电子电路图和查阅电子器件手册的训练。

6. 教材正文与例题、习题紧密配合。例题是正文的补充。某些内容则有意地让读者通过习题来掌握，以调节教学节律，利于理解深化。

7. 在编排上，对于加宽加深的內容，均注有 * 号，以便于教师选讲和读者自学参考。

本版仍沿用从模拟到数字的体系，若有需要，亦可按数字到模拟的体系讲授，只需将模拟部分的“半导体二极管和三极管”一章移到数字部分之前讲授即可。

参加新版模拟部分修订工作的有汤之璋（第1章）、康华光（第1、2、6、7章）、王岩（第5、8、11章）和陈大钦（第3、4、8、9、10章及附录A）等同志。参加数字部分修订工作的有康华光（第1、2章）、邹寿彬（第3、4、7章）和赵德宝（第5、6章及附录A）等同志。康华光同志为主编，负责全书的组织和定稿。陈大钦和邹寿彬同志分别为模拟和数字部分的副主编，协助主编工作。在修订过程中，得到了汤之璋教授的支持与帮助。赵德宝、瞿安连、肖锡湘同志协助校订了模拟部分的原稿。陈大钦、瞿安连同志协助校订了数字部分的原稿。丁素芳、罗杰、杨晓安和汪菊华等同志绘制了全书的插图。教研室的其他同志也参加了部分工作。

本书由南京工学院李士雄教授主审，负责组织审稿工作的为衣承斌副教授，参加审阅的，模拟部分为衣承斌、陈黎明、陈天授副教授，李桂安讲师；数字部分为丁康源副教授，郑虎申、严振祥、皇甫正贤讲师。在第二版发行期间，承全国许多师生给我们以鼓励，寄来了不少宝贵意见和建议，编者谨此一并致以谢忱。

本版虽有所改进提高，但离教学改革的要求尚远。敬希读者予以批评指正。

编 者

1987年8月于武昌华工园

本书常用符号表

| | |
|-------------------|--|
| A 增益 | D 扩散系数 |
| a 整流元件的阳极 (正极) | D 二极管 |
| A_f 反馈放大电路的闭环增益 | d 场效应管的漏极 |
| A_v 电压增益 | E 能量 |
| A_i 电流增益 | e 电子的电荷量 |
| A_{vc} 共模电压增益 | e BJT 的发射极, 自然对数的底 |
| A_{vd} 差模电压增益 | \mathcal{E} 电场强度 |
| A_{vo} 开环电压增益 | F 反馈系数 |
| A_{vf} 闭环电压增益 | F_v 电压反馈系数 |
| B 势垒 | f 频率 |
| b BJT 的基极 | f_L 放大器的下限频率 |
| BW 频谱宽度, 带宽 | f_H 放大器的上限频率 |
| C 电容 | f_T 特征频率 |
| C_b 隔直电容 (耦合电容) | f_α BJT 共基极截止频率 |
| C_c 发射极旁路电容 | G 电导 |
| C_{bc} 基极-集电极电容 | g 微变电导 |
| C_{be} 基极-发射极电容 | g_m 双口有源器件的互导 (跨导) |
| C_b 势垒电容 | g 场效应管的栅极 |
| C_D 扩散电容 | H 双口网络的混合参数 |
| C_j 结电容 | $h_{ic}, h_{re}, h_{fe}, h_{oc}$ BJT 共射接法的 |
| C_F 反馈电容 | h 参数 |
| C_i 输入电容 | I, i 电流 |
| C_o 输出电容 | I_s 信号源电流 |
| C_L 负载电容 | I_i 输入电流 |
| c BJT 的集电极 | I_o 输出电流 |
| | I_{cc} 空载正电源电流 |

| | |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| I_{DD} 空载漏电源电流 | r 电阻 (交流电阻或动态电阻) |
| $I_{L.F.}$ 空载负电源电流 | r_{bc} BJT 的输入电阻 |
| I_L 负载电流 | r_{ce} BJT 的输出电阻 |
| I_{in} 输入偏置电流 | R_i 直流输入电阻 |
| I_{IO} 输入失调电流 | R_i 放大电路交流输入电阻 |
| I_{OM} 最大输出电流 | R_o 放大电路交流输出电阻 |
| I_{OO} 输出失调电流 | R_F 反馈电阻 |
| I_{OS} 输出短路电流 | S 面积 |
| I_{RFF} 参考电流 (基准电流) | S 开关 |
| J 电流密度 | s 复频率变量 |
| K 热力学温度的单位 (开尔文) | s FET 的源极 |
| k 玻耳兹曼常数 | S/N 信噪比 |
| k 整流元件的阴极 (负极) | S_k 转换速率 |
| K_{CMR} 共模抑制比 | T 温度 (热力学温度以 K 为单位, 摄氏温度用 C 表示) |
| L 自感系数, 电感 | T 双口有源器件 ^① |
| L 负载 | Tr 变压器 |
| l 长度 | t 时间 |
| M 互感系数 | V, v 电压 |
| N 电子型半导体 | V_s 信号源电压 |
| N 绕组匝数 | V_i 输入电压 |
| N_F 噪声系数 | V_{th} 二极管、BJT 的门坎电压 |
| P 功率 | V_i 场效应管的开启电压 |
| P 空穴型半导体 | V_T 温度的电压当量 |
| Q, q 电荷, 品质因数 | V_P 场效应管的夹断电压 |
| Q 静态工作点 | V_{CC}, V_- 正电源电压 |
| R 电阻 (直流电阻或静态电阻) | V_{DD} 正电源电压 |
| R_b, R_c, R_e BJT 的基极、集电极、发射极电阻 | V_{EE}, V_- 负电源电压 |
| R_g, R_d FET 的栅极、漏极电阻 | V_{OO} 输出失调电压 |
| R_s 信号源内阻 | V_{REF} 参考电压 (基准电压) |
| R_L 负载电阻 | $V_{(BR)CBO}$ 发射极开路, 集电极-基极反向击穿电压 |
| R_p 电位器 (可变电阻) | |

① 双口有源器件指半导体三极管、场效应管等。

| | |
|--|----------------------|
| $V_{(BR)EBO}$ 集电极开路, 发射极-基极反向击穿电压 | 系数 |
| $V_{(BR)CFO}$ 基极开路, 集电极-发射极反向击穿电压 | γ 稳压系数 |
| $V_{(BR)DS}, V_{(BR)GD}, V_{(BR)GS}$ 分别为漏源击穿电压、栅漏击穿电压和栅源击穿电压 | η 效率 |
| X, x 电抗, 反馈电路中的信号量 | θ 整流元件的导电角 |
| Y, y 导纳 | μ BJT 的内部电压反馈系数 |
| Z, z 阻抗 | ρ 电阻率 |
| α BJT 共基极接法的电流放大系数 | σ 电导率 |
| β BJT 共射极接法的电流放大系数 | φ 相角 |
| | ϕ 时钟脉冲 |
| | τ 时间常数 |
| | Ω 电阻的单位 (欧姆) |
| | Ω, ω 角频率 |

在电路原理图中, 以 BJT 为例, 各电压和电流的符号规定如下表所示。

| 项 目 | 电源 | 静态值 | 交流或随时间变化的分量 | | | 总量 (直流+交流) |
|-------|----------|-------|-------------|-------|-------------|-------------------|
| | | | 瞬时值 | 有效值 | 相量 | 瞬时值 |
| 集电极电压 | V_{CC} | V_C | v_c | V_c | \hat{V}_c | $v_C = V_C + v_c$ |
| 集电极电流 | I_{CC} | I_C | i_c | I_c | \hat{I}_c | $i_C = I_C + i_c$ |
| 基极电压 | V_{BB} | V_B | v_b | V_b | \hat{V}_b | $v_B = V_B + v_b$ |
| 基极电流 | I_{BB} | I_B | i_b | I_b | \hat{I}_b | $i_B = I_B + i_b$ |
| 发射极电压 | V_{EE} | V_E | v_e | V_e | \hat{V}_e | $v_E = V_E + v_e$ |
| 发射极电流 | I_{EE} | I_E | i_e | I_e | \hat{I}_e | $i_E = I_E + i_e$ |

注: 在电子电路的交流通路和小信号等效电路中, 各元器件的电流、电压均标交流分量; 对于输入信号为正弦波的, 标为 \hat{V}_i 、 \hat{I}_i 等; 对于输入信号为非正弦波的, 而且电路在零输入时为零输出, 则标为 v_i 、 i_i 等; 对于输入为非正弦波信号, 而且在电路为零输入时非零输出, 则标为 Δv_i 、 Δi_i 等。

目 录

| | |
|-------------------------------|----|
| 1 绪论 | 1 |
| 引言 | 1 |
| 1.1 电子系统与信号 | 1 |
| 1.1.1 电子系统 | 1 |
| 1.1.2 信号及其频谱 | 4 |
| 1.1.3 模拟信号和数字信号 | 7 |
| 1.2 放大电路的基本知识 | 10 |
| 1.2.1 模拟信号放大 | 11 |
| 1.2.2 放大电路模型 | 12 |
| 1.2.3 放大电路的主要性能指标 | 15 |
| 小结 | 23 |
| 习题 | 23 |
| 2 半导体二极管及其基本电路 | 26 |
| 引言 | 26 |
| 2.1 半导体的基本知识 | 26 |
| 2.1.1 半导体材料 | 26 |
| 2.1.2 半导体的共价键结构 | 27 |
| 2.1.3 本征半导体、空穴及其导电作用 | 27 |
| 2.1.4 杂质半导体 | 29 |
| 2.2 PN 结的形成及特性 | 31 |
| 2.3 半导体二极管 | 39 |
| 2.3.1 半导体二极管的结构 | 39 |
| 2.3.2 二极管的 $V-I$ 特性 | 40 |
| 2.3.3 二极管的参数 | 41 |
| 2.4 二极管基本电路及其分析方法 | 45 |
| 2.4.1 二极管正向 $V-I$ 特性的建模 | 45 |
| 2.4.2 模型分析法应用举例 | 47 |
| 2.5 特殊二极管 | 53 |

| | |
|------------------------------------|-----------|
| 2.5.1 齐纳二极管 | 53 |
| *2.5.2 变容二极管 | 55 |
| *2.5.3 光电子器件 | 56 |
| 2.5.3.1 光电二极管 | 56 |
| 2.5.3.2 发光二极管 | 57 |
| 2.5.3.3 激光二极管 | 58 |
| 小结 | 59 |
| 习题 | 60 |
| *PSPICE 例题及习题 | 64 |
| 3 半导体三极管及放大电路基础 | 67 |
| 引言 | 67 |
| 3.1 半导体 BJT | 67 |
| 3.1.1 BJT 的结构简介 | 67 |
| 3.1.2 BJT 的电流分配与放大作用 | 69 |
| 3.1.3 BJT 的特性曲线 | 74 |
| 3.1.4 BJT 的主要参数 | 76 |
| 3.2 共射极放大电路 | 82 |
| 3.3 图解分析法 | 85 |
| 3.3.1 静态工作情况分析 | 85 |
| 3.3.2 动态工作情况分析 | 87 |
| 3.4 小信号模型分析法 | 92 |
| 3.4.1 BJT 的小信号建模 | 92 |
| 3.4.2 用 H 参数小信号模型分析共射极基本放大电路 | 97 |
| 3.5 放大电路的工作点稳定问题 | 101 |
| 3.5.1 温度对工作点的影响 | 102 |
| 3.5.2 射极偏置电路 | 102 |
| 3.6 共集电极电路和共基极电路 | 106 |
| 3.6.1 共集电极电路 | 106 |
| 3.6.2 共基极电路 | 111 |
| 3.7 放大电路的频率响应 | 116 |
| 3.7.1 单时间常数 RC 电路的频率响应 | 116 |
| 3.7.2 单级放大电路的高频响应 | 119 |
| 3.7.3 单级放大电路的低频响应 | 131 |
| 3.7.4 多级放大电路的频率响应 | 133 |
| *3.8 单级放大电路的瞬态响应 | 135 |
| 小结 | 140 |
| 习题 | 140 |
| *PSPICE 例题及习题 | 152 |

| | |
|---------------------------------|-----|
| 4 场效应管放大电路 | 155 |
| 引言 | 155 |
| 4.1 结型场效应管 | 155 |
| 4.1.1 JFET 的结构和工作原理 | 155 |
| 4.1.2 JFET 的特性曲线及参数 | 160 |
| *4.2 砷化镓金属-半导体场效应管 | 165 |
| 4.3 金属-氧化物-半导体场效应管 | 168 |
| 4.3.1 N 沟道增强型 MOSFET | 168 |
| 4.3.2 N 沟道耗尽型 MOSFET | 171 |
| 4.3.3 各种 FET 的特性比较及使用注意事项 | 172 |
| 4.4 场效应管放大电路 | 176 |
| 4.4.1 FET 的直流偏置电路及静态分析 | 176 |
| 4.4.2 FET 放大电路的小信号模型分析法 | 178 |
| 4.5 各种放大器件电路性能比较 | 184 |
| 小结 | 189 |
| 习题 | 190 |
| *PSPICE 例题及习题 | 195 |
| 5 功率放大电路 | 197 |
| 引言 | 197 |
| 5.1 功率放大电路的一般问题 | 197 |
| 5.2 乙类双电源互补对称功率放大电路 | 200 |
| 5.2.1 电路组成 | 200 |
| 5.2.2 分析计算 | 201 |
| 5.2.3 功率 BJT 的选择 | 203 |
| 5.3 甲乙类互补对称功率放大电路 | 205 |
| 5.3.1 甲乙类双电源互补对称电路 | 206 |
| 5.3.2 甲乙类单电源互补对称电路 | 207 |
| *5.4 集成功率放大器 | 210 |
| 5.5 功率器件 | 212 |
| 5.5.1 功率 BJT | 212 |
| *5.5.2 功率 MOSFET | 216 |
| *5.5.3 功率模块 | 218 |
| 小结 | 219 |
| 习题 | 220 |
| *PSPICE 例题及习题 | 224 |
| 6 集成电路运算放大器 | 227 |
| 引言 | 227 |
| 6.1 集成电路运算放大器中的电流源 | 228 |

| | |
|--------------------------------|------------|
| 6.2 差分式放大电路 | 231 |
| 6.2.1 基本差分式放大电路 | 232 |
| 6.2.2 FET 差分式放大电路 | 237 |
| 6.2.3 差分式放大电路的传输特性 | 241 |
| 6.3 集成电路运算放大器 | 242 |
| 6.3.1 简单的集成电路运算放大器 | 242 |
| 6.3.2 通用型集成电路运算放大器 | 246 |
| 6.4 集成电路运算放大器的主要参数 | 249 |
| *6.5 专用型集成电路运算放大器 | 253 |
| *6.6 放大电路中的噪声与干扰 | 259 |
| 6.6.1 放大电路中的噪声 | 259 |
| 6.6.2 放大电路中的干扰 | 262 |
| 6.6.3 低噪声放大电路举例 | 266 |
| 小结 | 268 |
| 习题 | 268 |
| *PSPICE 例题及习题 | 275 |
| 7 反馈放大电路 | 277 |
| 引言 | 277 |
| 7.1 反馈的基本概念与分类 | 277 |
| 7.1.1 反馈的基本概念 | 277 |
| 7.1.2 四种类型的反馈组态 | 278 |
| 7.2 负反馈放大电路的方框图及增益的一般表达式 | 286 |
| 7.2.1 负反馈放大电路的方框图 | 286 |
| 7.2.2 负反馈放大电路增益的一般表达式 | 287 |
| 7.3 负反馈对放大电路性能的改善 | 289 |
| 7.3.1 提高增益的恒定性 | 289 |
| 7.3.2 减少非线性失真 | 291 |
| 7.3.3 抑制反馈环内噪声 | 292 |
| 7.3.4 扩展频带 | 293 |
| 7.3.5 对输入电阻和输出电阻的影响 | 294 |
| 7.4 负反馈放大电路的分析方法 | 296 |
| 7.4.1 深度负反馈条件下的近似计算 | 296 |
| *7.4.2 小信号模型分析法 | 301 |
| 7.5 负反馈放大电路的稳定问题 | 306 |
| 7.5.1 负反馈放大电路的自激及稳定工作的条件 | 306 |
| *7.5.2 频率补偿技术 | 310 |
| 小结 | 314 |
| 习题 | 314 |

| | |
|--------------------------------|------------|
| ·PSPICE 例题及习题 | 324 |
| 8 信号的运算与处理电路 | 329 |
| 引言 | 329 |
| 8.1 基本运算电路 | 329 |
| 8.1.1 加法电路 | 330 |
| 8.1.2 减法电路 | 330 |
| 8.1.3 积分电路 | 333 |
| 8.1.4 微分电路 | 334 |
| 8.2 实际运算放大器运算电路的误差分析 | 337 |
| 8.3 对数和反对数运算电路 | 341 |
| 8.3.1 对数运算电路 | 341 |
| 8.3.2 反对数运算电路 | 342 |
| *8.4 模拟乘法器 | 343 |
| 8.4.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理 | 343 |
| 8.4.2 模拟乘法器的应用 | 346 |
| 8.5 有源滤波电路 | 350 |
| 8.5.1 基本概念及初步定义 | 350 |
| 8.5.2 一阶有源滤波电路 | 352 |
| 8.5.3 二阶有源滤波电路 | 355 |
| *8.5.4 巴特沃思有源滤波电路 | 365 |
| *8.6 开关电容滤波器 | 369 |
| 8.6.1 基本原理 | 370 |
| 8.6.2 电路转换示例及单片集成开关电容滤波器 | 371 |
| 小结 | 374 |
| 习题 | 375 |
| ·PSPICE 例题及习题 | 390 |
| 9 信号产生电路 | 394 |
| 引言 | 394 |
| 9.1 正弦波振荡电路的振荡条件 | 394 |
| 9.2 RC 正弦波振荡电路 | 396 |
| 9.3 LC 正弦波振荡电路 | 402 |
| 9.3.1 LC 选频放大电路 | 403 |
| 9.3.2 变压器反馈式 LC 振荡电路 | 405 |
| 9.3.3 三点式 LC 振荡电路 | 408 |
| 9.3.4 石英晶体振荡电路 | 411 |
| *9.4 非正弦信号产生电路 | 415 |
| 9.4.1 比较器 | 415 |
| 9.4.2 方波产生电路 | 421 |

| | |
|-----------------------------------|------------|
| 9.4.3 锯齿波产生电路 | 424 |
| *9.5 集成函数发生器 8038 简介 | 426 |
| 小结 | 429 |
| 习题 | 429 |
| *PSPICE 例题及习题 | 441 |
| 10 直流稳压电源 | 443 |
| 引言 | 443 |
| 10.1 小功率整流滤波电路 | 444 |
| 10.1.1 单相桥式整流电路 | 444 |
| 10.1.2 滤波电路 | 446 |
| 10.2 串联反馈式稳压电路 | 451 |
| 10.2.1 稳压电源的质量指标 | 451 |
| 10.2.2 串联反馈式稳压电路的工作原理 | 452 |
| 10.2.3 三端集成稳压器 | 455 |
| 10.2.4 三端集成稳压器的应用 | 459 |
| *10.3 串联开关式稳压电路 | 463 |
| *10.4 直流变换型电源 | 467 |
| 小结 | 470 |
| 习题 | 471 |
| *PSPICE 例题及习题 | 476 |
| * 11 电子电路的计算机辅助分析与设计 | 479 |
| 11.1 电子电路 PSPICE 程序辅助分析 | 479 |
| 11.2 电子电路 PSPICE 程序辅助设计 | 485 |
| 附录 PSPICE 程序简介 | 495 |
| 参考文献 | 506 |
| 索引 (汉英对照) | 508 |
| 部分习题答案 | 515 |
| 主编简介 | 525 |

1 绪 论

引言 由于物理学的重大突破, 电子技术在 20 世纪取得了惊人的进步, 特别是近 40 年来, 微电子技术和其他高技术的飞速发展, 致使工业、农业、科技和国防等领域以及人们的社会生活发生了令人瞩目的变革。随着 21 世纪的到来, 世界将进入信息时代, 作为其发展基础之一的电子技术必将以更快的速度前进。

本书作为电子技术基础课程的教材(含模拟和数字两部分), 将对目前一些最常用的基本电子电路的分析与设计方法进行讨论, 包括应用 PSPICE^①程序对电子电路进行分析和设计。本书所涉及的基本电子电路包括分立元件电路和集成电路。当今世界上集成电路产品日益更新, 层出不穷。读者在掌握基本电子电路的工作原理、主要特性以及电路之间的互联匹配等基本知识之后, 通过阅读器件产品手册, 就有可能以最少量的集成电路芯片设计出满足技术要求、性能可靠、成本低廉的应用电子电路, 乃至构成某种功能完善的电子系统。

1.1 电子系统与信号

1.1.1 电子系统

所谓电子系统, 通常是指由若干相互联接、相互作用的基本电路组成的具有特定功能的电路整体。由于大规模集成电路和模拟-数字混合集成电路的大量出现, 在单个芯片上可能集成许多种不同类型的电路, 从而自成一个系统。例如, 目前有多种单个芯片构成的数据采集系统产品, 芯片内部往往包

^① 一种电子电路的分析程序, 见附录。

括多路模拟开关、可编程放大电路、取样-保持电路、模数转换电路、数字信号传输与控制电路等多种功能电路^①，并且已互相联接成为一个单片电子系统。对于电子系统设计者来说，可以从生产厂家给出的产品手册中粗略了解这些单片系统的内部功能与结构，但更关心的是这类芯片各引脚的功能和输入或输出特性，即芯片的外特性，以实现各芯片电路之间的互联，而把芯片内部结构当作一个黑盒子（即不必细究其内部结构）来处理。这样的单片系统是功能更为完善的电子系统中的一个组成部分。一个比较复杂而完善的电子系统，往往是由许多个子系统所构成。从结构上来看，它可能是两级或是多级的。前述黑盒子是基层的集成电路系统。

在许多情况下，电子系统必须与其他物理系统相结合，才能构成完整的实用系统。例如，常见的VCD系统，在光盘上记录的声音和图像信号，是通过激光传感系统转化为电信号的，而光盘的同步旋转和激光探头的移动则是通过电子系统控制的精密机械系统实现的。

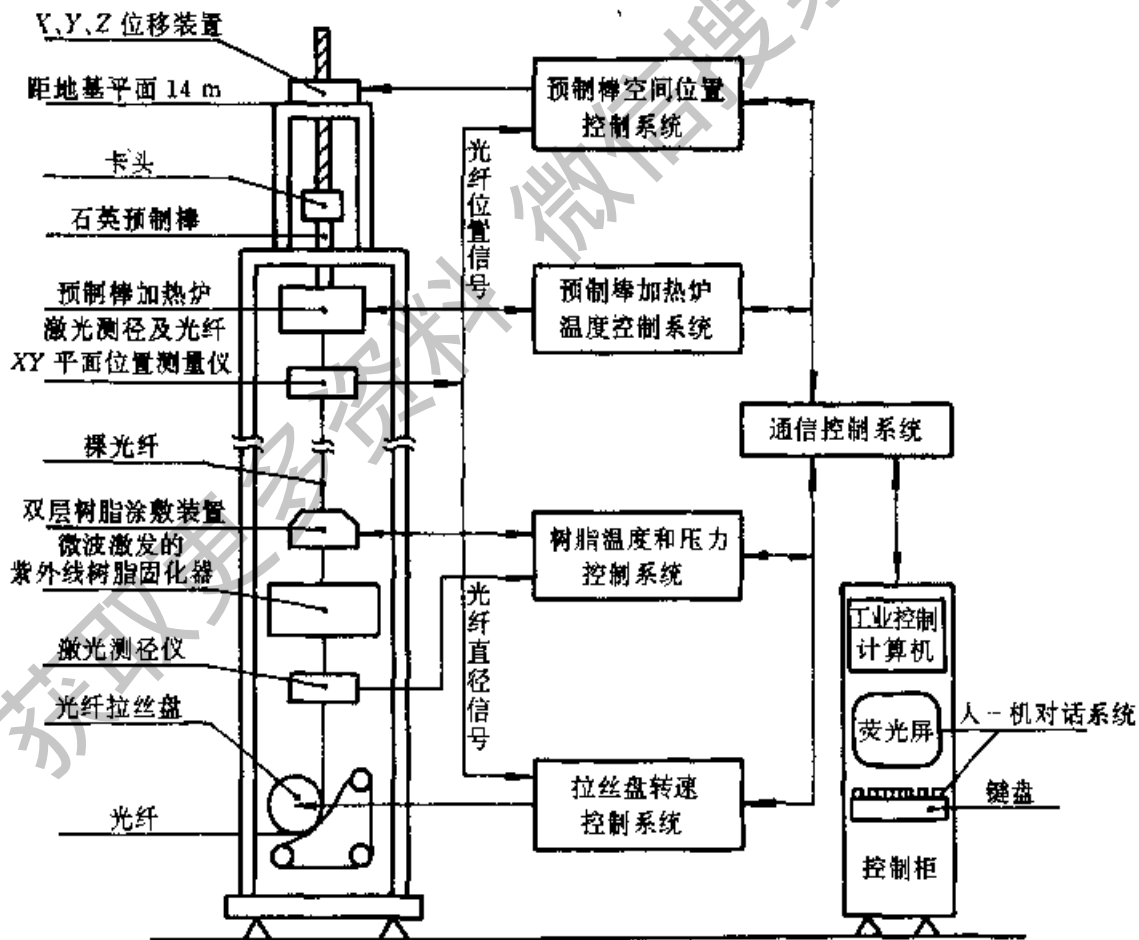


图 1.1.1 光导纤维拉制塔控制系统示意图

^① 这些电路将在本书的有关章节中陆续讨论。

为了给读者一个概貌的了解, 现以图 1.1.1 所示的光导纤维拉制塔作为典型实例, 简要地说明电子系统在现代工业生产设备中的作用和地位。光导纤维目前已广泛应用于现代有线通信网。由于它具有信息传输容量大、传输损失小、抗干扰性能强等优点, 因而在 21 世纪将要实现的所谓信息高速公路, 将依赖于光纤作为主要通信媒介。光纤拉制塔是光纤生产的主要设备之一, 它可以 $600\sim 1000\text{m}/\text{min}$ 的高速, 将直径 $40\sim 60\text{mm}$ 、长约 1m 的石英预制棒连续拉制成直径为 $125\mu\text{m}$ 、长约 $100\sim 200\text{km}$ 的光纤, 是一种高效率、低成本、高度自动化的光纤生产设备。图 1.1.1 中以方框标出的都是电子系统。由图可以看出, 整个拉丝塔是由各个电子系统与机械、动力、热工、激光等多种物理系统组合而成的。各个电子系统通过通信控制系统与一台工业控制计算机相联, 生产者通过计算机键盘与荧光屏实现人-机对话, 完成对生产过程的监视与调控。图中各个非电子的物理系统或者作为物理量的测量与传感, 或者作为被控制的伺服机构而动作。电子系统则在整个控制系统中完成复杂的信号处理和驱动机构的任务。这是因为信号在电子系统中比在其他物理系统中更易于实现检测、处理、分析与变换, 控制也更为灵活。

为了进一步了解电子系统的一般组成结构, 图 1.1.2 以拉丝塔中石英预制棒加热炉温度控制系统为例, 画出它的电子系统组成框图。图中虚线框内是一台可编程逻辑控制器 PLC^①, 它是一种可根据不同要求配备相应组合部件和控制程序的典型电子系统

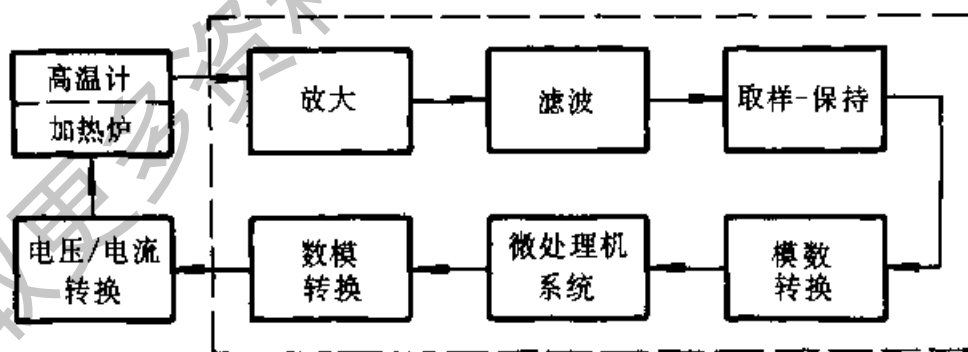


图 1.1.2 石英预制棒加热炉温度控制系统方框图

加热炉的功能是把石英预制棒下部尖端加热至 $2200\text{ }^{\circ}\text{C}$ 左右的某一固定温度 (具体取决于光纤拉制速度), 使棒的尖端处于熔融状态, 在光纤重力和拉丝塔下部拉丝盘的作用下拉制成光纤。显然, 保持加热炉内温度的稳定对保证光纤直径的准确性至关重要。当外界因素, 如气温、炉外的冷却水温、电

① PLC 是 Programmable Logic Controller 的缩写。

源电压等发生微小波动时,都会使炉内温度偏离预置值而波动,其变化曲线可能如图 1.1.3 所示。图 1.1.2 中的高温计把温度的变化转换为微弱的电压变化。该电压信号经放大、滤波,送入取样-保持电路,经模数转换器把信号转换为与温度变化相应的数字编码信号。然后,微处理机系统可根据加热炉的热力学模型和适当的控制模型进行计算,得到相应的控制输出数字编码信号。该信号经数模转换器转换为相应的模拟电压信号,以驱动电压/电流转换器,适当改变加热电流,使偏离的炉温得到不断修正。很明显,这是一个热力学系统与电子系统相结合的控制系统,而驱动系统工作的是温度信号,在电子系统中贯穿始终的也是对信号的各种处理与变换,因此,需要对信号的表达与特性作简要的介绍。

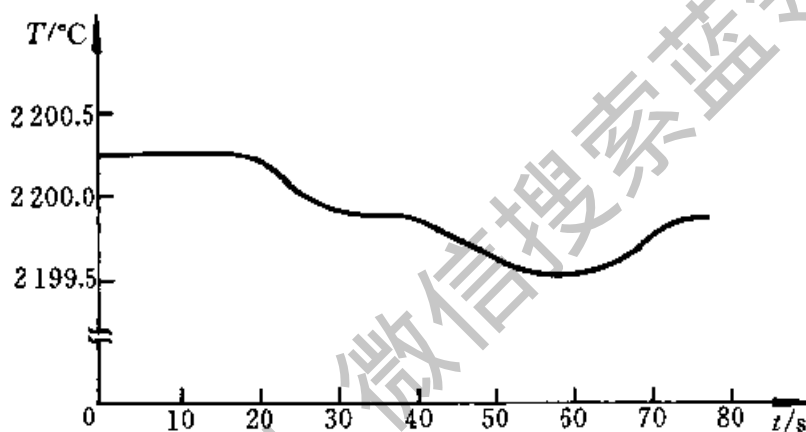


图 1.1.3 预制棒加热炉温度波动曲线

1.1.2 信号及其频谱

一般地说,信号是信息的载体。例如,声音信号可以传达语言、音乐或其他信息,图像信号可以传达人类视觉系统能够接受的图像信息,图 1.1.3 表示的是拉丝塔上加热炉内温度随时间而变化的信号,它是以信号波形表达信息的。温度信号无法直接传递给电子系统,需要先用温度传感器把它转换为电信号,然后送到电子系统中去进一步处理。其他物理量也同样需要用适当的传感器转换为电信号,再输入到电子系统。为一般化起见,常把传感器作为信号源处理,如图 1.1.4 所示,其中图 a 以理想电压源和源内阻 R_s 串联等效信号源,而图 b 则以理想电流源和源内阻 R_s 并联等效信号源。虽然二者是等效的(戴维宁-诺顿等效),并可相互转换,但是在信号源电阻 R_s 远小于电子系统输入电阻 R_i 时,使用电压源形式更为有利,反之则使用电流源形式较方便。类似地,在多级电子电路中对其中某一级进行分析时,前一级电路的输出信号就是本级的输入信号,也可以用这两种信号源之一来简化表达前级输出。

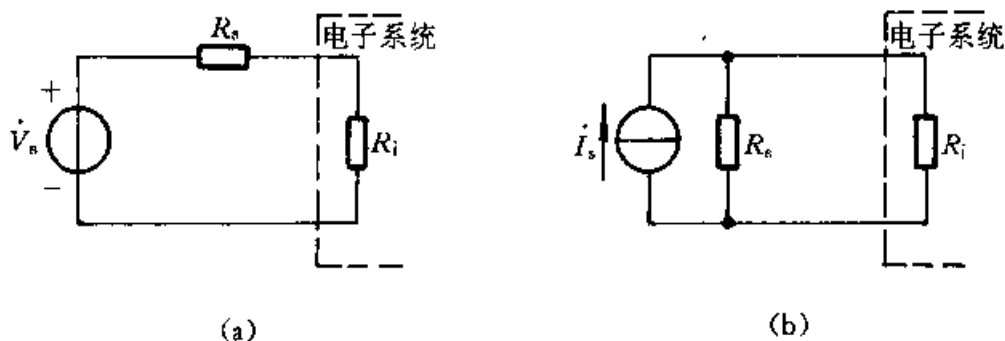


图 1.1.4 信号源的等效电路

(a) 电压源等效电路 (b) 电流源等效电路

以下首先以正弦波电压信号为例说明信号的表达方式及其基本特性。图 1.1.5 以最直观的方式描述了正弦波电压幅值与时间的函数关系，其数学表达式为

$$v(t) = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad (1.1.1)$$

式中， V_m 是正弦波的幅值， ω 为角频率， θ 为初始相角。当 $\omega=0$ 时，则为直流电压信号。当 V_m 、 ω 、 θ 均为已知常数时，信号中就不再含有任何未知信息，是最简单的信号。正因为如此，正弦波信号经常作为标准信号用来对模拟电子电路进行测试。

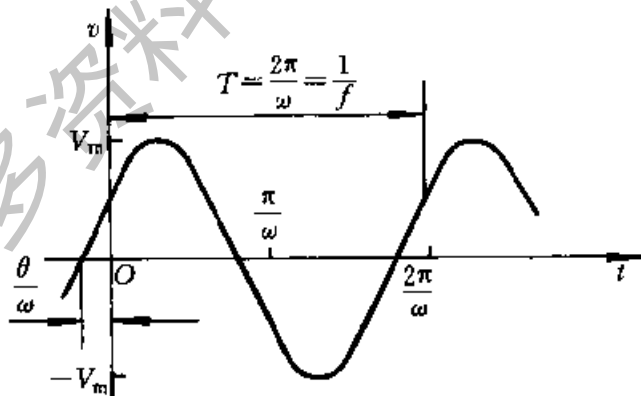


图 1.1.5 正弦波形

图 1.1.6a 是周期性方波信号，它的时间函数表达式为

$$v(t) = \begin{cases} V_s & \text{当 } nT \leq t < (2n+1)\frac{T}{2} \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } (2n+1)\frac{T}{2} \leq t < (n+1)T \text{ 时} \end{cases} \quad (1.1.2)$$

其中， V_s 为方波幅值， T 为周期， n 为从 $-\infty$ 到 $+\infty$ 的整数。图 1.1.6a 和式 (1.1.2) 中的电压 v 是时间 t 的函数，所以称为方波信号的时域表达方式。

任意周期函数只要满足狄利克雷条件都可以展开成傅里叶级数。方波信号亦可展开为傅里叶级数表达式：

$$v(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{2V_s}{\pi} \left(\sin\omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right) \quad (1.1.3)$$

式中, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, $\frac{V_s}{2}$ 是方波信号的直流分量, $\frac{2V_s}{\pi} \sin\omega_0 t$ 称为该方波信号的基波, 它的周期 $\frac{2\pi}{\omega_0}$ 与方波本身的周期相同。式 (1.1.3) 中其余各项都是高次谐波分量, 它们的角频率是基波角频率的整数倍。由于正弦函数的单纯性, 在作信号分析时, 可以只考虑其幅值电压与角频率的函数关系, 于是式 (1.1.3) 的正弦级数可以表达为图 1.1.6b 所示的图解形式, 其中包括直流项 ($\omega=0$) 和每一正弦分量在相应角频率处的幅值。像这样把一个信号分解为正弦信号的集合, 得到其正弦信号幅值随角频率变化的分布, 称为该信号的频谱, 图 1.1.6b 称为方波信号的频谱图, 是其频域表达方式。

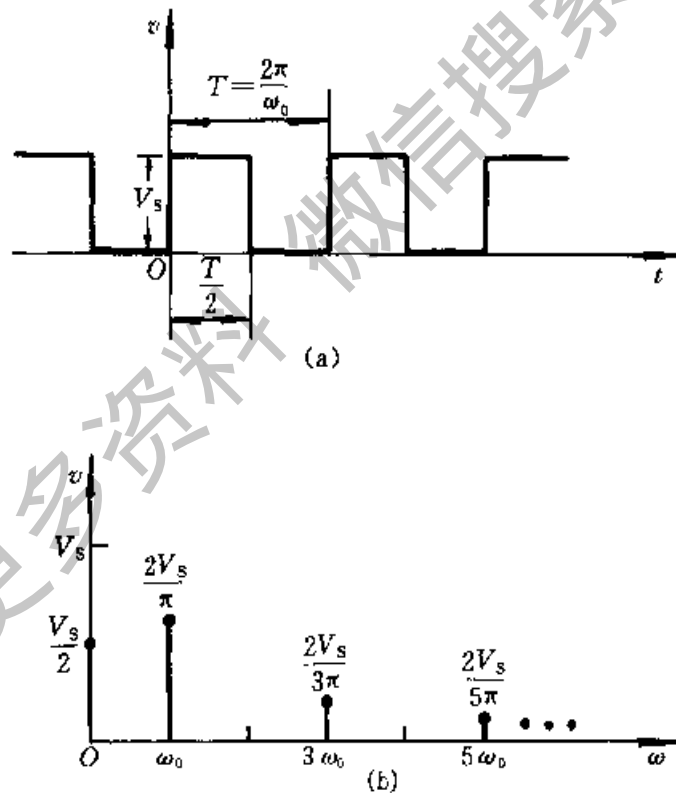


图 1.1.6

(a) 方波的波形 (b) 方波的频谱

从傅里叶级数特性可知, 许多周期信号的频谱都由直流分量、基波分量以及无穷多项高次谐波分量所组成, 频谱表现为一系列离散频率上的幅值, 且随着谐波次数的递增, 幅值 $v(\omega)$ 的总趋势是逐渐减小的。如果只截取 $N\omega_0$ (N 为有限正值) 以下的信号组合, 则可以得到原周期信号的近似波形, N 愈大, 波形的误差愈小。

上述正弦信号和方波信号都是周期信号，在一个周期内已包含了信号的全部信息，任何重复周期都没有新的信息出现。客观物理世界的信号远没有这样简单，如果从时间函数来看，往往很难直接用一个简单的表达式来描述，如图 1.1.3 所示炉温变化曲线就是一非周期性时间函数波形。运用傅里叶变换可将非周期信号表达为一连续频率函数形式的频谱，它包含了所有可能的频率 ($0 \leq \omega < \infty$) 成分。图 1.1.7 示意出图 1.1.3 的频谱函数。实际物理世界的各种非周期信号，随角频率上升到一定程度，其频谱函数总趋势是衰减的。当选择适当的 ω_c (截止角频率) 点把频率高端截断时，并不过多地影响信号的特性。通常把保留的部分称为信号的带宽。

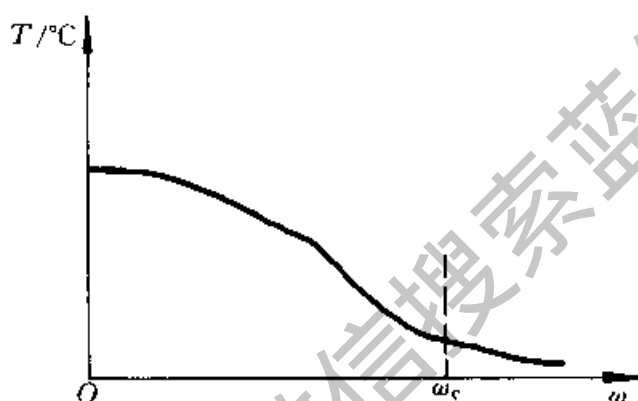


图 1.1.7 图 1.1.3 波形的频谱函数 (示意图)

由上分析可知，信号的频域表达方式可以得到某些比时域表达方式更有意义的参数。信号的频谱特性是电子系统有关频率特性的主要设计依据。

确定一个任意非周期信号的频谱在计算机普及应用之前并非易事。自从快速傅里叶变换 (FFT)^① 算法出现以后，人们可以用计算机将非周期时间函数信号的频谱函数迅速求出。在 PSPICE 程序中就包含有 FFT 软件，供读者分析信号和电路的频率特性。在某些现代电子设备中，甚至把 FFT 软件装入其中，可在程序控制下向实际电路输入端注入已知波形的非周期信号，如矩形单脉冲，然后通过比较电路输出端和输入端的频谱函数，直接计算出电路的频率响应特性。这种快速测试电路频率响应的方法经常用于电子装置的自动生产线上，也可以安装在所谓智能仪器中，用于对仪器本身的自校正和故障自诊断。

1.1.3 模拟信号和数字信号

图 1.1.2 中高温计输出电压波形和放大电路输出电压波形示于图

^① FFT 是 Fast Fourier Transform 的缩写。

1.1.8, 前者直接模拟图 1.1.3 所示的温度变化曲线, 而后者则模拟高温计输出波形, 只不过电压幅值放大了 1 000 倍。两者都称为模拟信号。模拟信号的特点是, 在时间上和幅值上均是连续的, 在一定动态范围内可能取任意值。从宏观上看, 我们周围的世界大多数物理量都是时间连续、数值连续的变量, 如图 1.1.1 中所示的炉温、光纤直径、外涂敷树脂压力及温度、拉丝盘转速等等, 这些变量通过相应的传感器都可转换为模拟电信号输入到电子系统中去。处理模拟信号电子电路称为模拟电路, 如图 1.1.2 中的放大电路、滤波电路、电压/电流变换电路等。本书模拟部分主要讨论各种模拟电子电路的基本概念、基本原理、基本分析方法及基本应用。

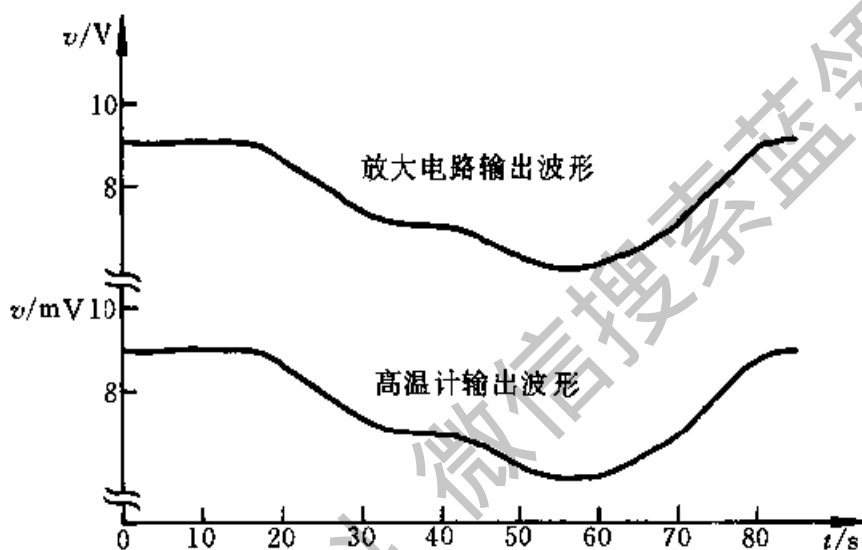


图 1.1.8 高温计输出波形和放大电路输出波形

在信号分析中, 按时间和幅值的连续性和离散性把信号分为 4 类: (1) 时间连续、数值连续信号; (2) 时间离散、数值连续信号; (3) 时间离散、数值离散信号; (4) 时间连续、数值离散信号。其中第 (1) 类即前面所述的模拟信号; 本书数字部分涉及上述 (2)、(3)、(4) 三类信号的处理电路。下面以图 1.1.2 的电子系统为例说明各种信号在电路中的存在形式。由于图中的微处理机系统是数字电路系统, 无法直接处理温度的模拟信号, 所以需要对其进行数字化转换, 即离散化或量化处理。转换的第一步是对模拟信号取样, 图 1.1.9a 是取样信号示意图。在 t_0 、 t_1 、 t_2 ... 各时间点, 取样电路捕捉模拟信号的幅值, 于是得到时间离散而数值仍与模拟信号相应点一致的取样信号, 即时间离散、数值连续信号。第二步是对取样信号的数字化转换, 这由图 1.1.2 中模数转换器实现, 它输出的二进制编码值与相应的取样信号幅值呈一定最接近的比例关系, 数值上全部为整数, 于是得到图 1.1.9b 所示的时间离散、数值离散信号。根据预定的控制过程的要求, 微处理机系统对这种信号进行一定处理后, 输出的控制信号需要再转换为模拟形式, 这是由图 1.1.2 中数

模转换器实现的，它的输出实际是图 1.1.9c 所显示的时间连续、数值离散信号。图中信号幅值上的台阶对模拟信号来说是一种高频噪声，在某些应用中需要用模拟滤波器将其滤除，形成真正的时间连续、数值连续的模拟信号。上述取样/保持电路、模数转换器、数模转换器都是模拟-数字混合电路。

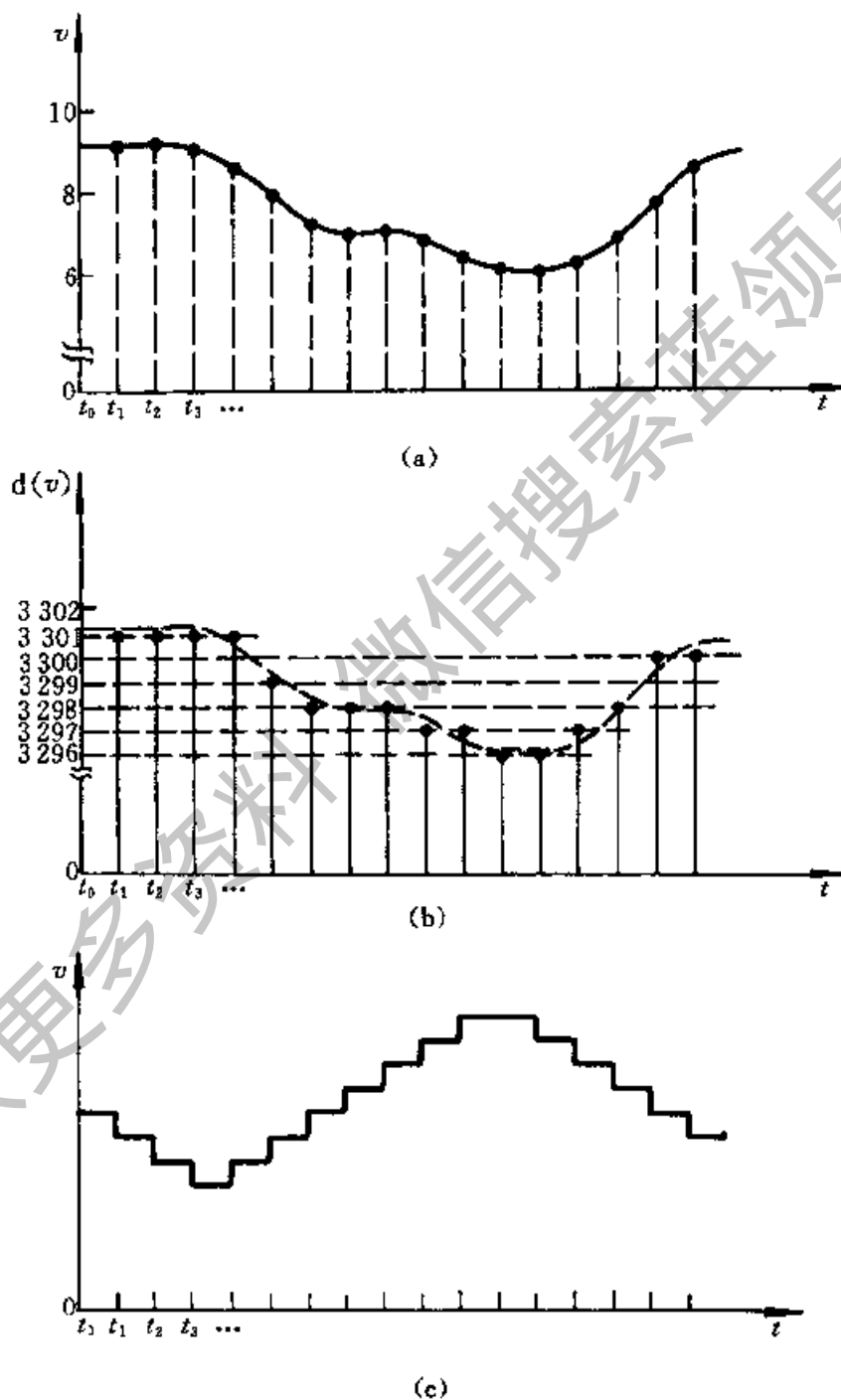


图 1.1.9

- (a) 时间离散、数值连续信号 (取样信号)
- (b) 时间离散、数值离散信号 (模数转换器输出信号)
- (c) 时间连续、数值离散信号 (数模转换器输出信号)

数字系统中运行的信号都是数字信号。从时间函数波形看，它们只存在高、低两种电平的相互转换，这两种电平分别代表了二元编码中的 1 和 0。图 1.1.10 是一组数字信号的实例。

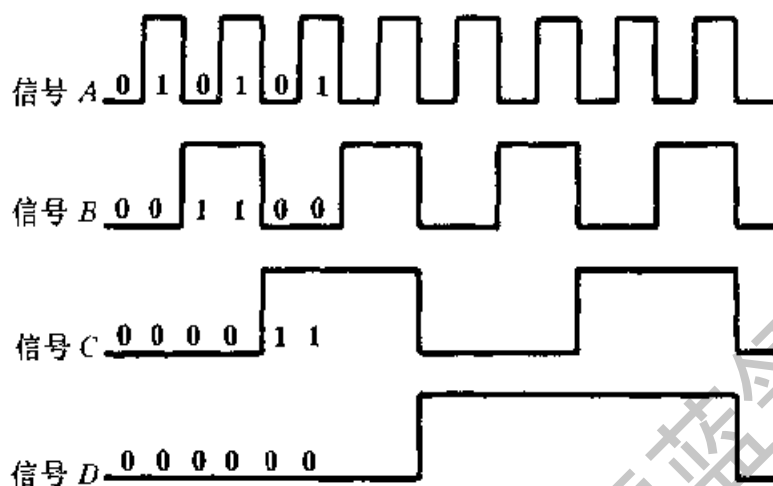


图 1.1.10 数字信号波形举例

复习思考题

- 1.1.1 试介绍一种你所了解的电子系统，并画出它的方框图。
- 1.1.2 按式 (1.1.3) 粗略画出图 1.1.6a 所示方波信号的基波和三次谐波波形，以及将二者叠加后的波形。
- 1.1.3 根据信号的连续性和离散性，汽车上的速度表指针指示的数值属四类信号中的哪一类？驾驶员在驾车时需要经常注视速度表指示的速度数值，这属于哪一类信号？而驾驶员头脑中反映的又是哪一类信号？假若旁边还有一位乘客眼睛一直注视着速度表，那么他的头脑中反映的又是哪一类信号？（提示：人们读表时头脑中反映的数值实际是离散值。）
- 1.1.4 有些场合用模拟方式显示更为安全、方便（如汽车的速度表），而另有一些场合直接显示数字更为方便（如汽车的里程表），为什么？这给电子系统的显示装置以及电路系统设计有些什么启示？

1.2 放大电路的基本知识

放大是最基本的模拟信号处理功能，它是通过放大电路实现的，大多数模拟电子系统中都应用了不同类型的放大电路。放大电路也是构成其他模拟电路，如滤波、振荡、稳压等功能电路的基本单元电路。

1.2.1 模拟信号放大

检测外部物理信号的传感器所输出的电信号通常是很微弱的，如图 1.1.2 中高温计输出电压仅有毫伏量级，而细胞电生理实验中所检测到的细胞膜离子单通道电流甚至只有皮安 (pA, 10^{-12} A) 量级。对这些能量过于微弱的信号，既无法直接显示，一般也很难作进一步分析处理。通常必须把它们放大到数百毫伏量级，才能用数字式仪表或传统的指针式仪表显示出来。若对信号进行数字化处理，则须把信号放大到数伏量级才能被一般的模数转换器所接受。某些电子系统需要输出较大的功率，如家用音响系统往往需要把声频信号功率提高到数瓦或数十瓦。针对不同的应用，需要设计不同的放大电路，其细节将在本书后续各章中讨论，这里作为引导，只对有关放大电路的基本概念作简要的介绍。

放大电路的一般符号如图 1.2.1 所示， \dot{V}_s 为信号源电压， R_s 为信号源内阻， \dot{V}_i 和 \dot{I}_i 分别为输入电压和输入电流， R_L 为负载电阻， \dot{V}_o 和 \dot{I}_o 分别为输出电压和输出电流。

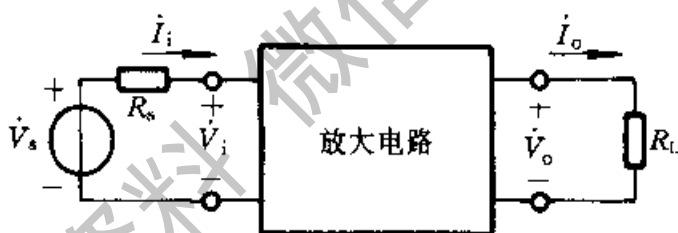


图 1.2.1 放大电路的表示方法

在实际应用中，根据放大电路输入信号的条件和对输出信号的要求，如果只需考虑电路的输出电压 \dot{V}_o 和输入电压 \dot{V}_i 的关系，则可表达为

$$\dot{V}_o = \dot{A}_v \dot{V}_i \quad (1.2.1)$$

式中 \dot{A}_v 为电路的电压增益。这种只考虑电压增益的电路称为**电压放大电路**。图 1.1.2 中对高温计输出电压信号的放大，就是使用了这种放大电路。

同样，若只考虑图 1.2.1 中放大电路的输出电流 \dot{I}_o 和输入电流 \dot{I}_i 的关系，则可表达为

$$\dot{I}_o = \dot{A}_i \dot{I}_i \quad (1.2.2)$$

式中 \dot{A}_i 为电流增益，这种电路称为**电流放大电路**。

当需要把电流信号转换为电压信号，如前述细胞电生理技术中，需要检测细胞膜离子通道的微弱电流时，则可利用所谓**互阻放大电路**，其表达式为

$$\dot{V}_o = \dot{A}_R \dot{I}_i \quad (1.2.3)$$

式中 \dot{I}_i 为放大电路的输入电流, \dot{V}_o 为输出电压, $\dot{A}_R = \dot{V}_o / \dot{I}_i$ 为互阻增益, 其量纲为 Ω 。这里把信号放大的概念延伸了, 与前述无量纲的电压增益和电流增益不同。

与前述相反, 有时要求把电压信号转换为与之相应变化的电流输出。例如图 1.1.2 中数模转换所输出的石英预制棒加热炉温度控制信号是电压信号, 必须使用电压/电流转换电路将此电压信号转换为随之变化的强大电流, 才能驱动炉中一个电阻值仅有 $1\text{m}\Omega$ 左右的石墨加热电极, 转换电路输出电流达数千安, 输出功率达数十千瓦之巨。该转换电路中输入信号取 \dot{V}_i , 输出信号取 \dot{I}_o , 输出对输入信号的关系可表达为

$$\dot{I}_o = \dot{A}_C \dot{V}_i \quad (1.2.4)$$

式中 $\dot{A}_C = \dot{I}_o / \dot{V}_i$ 称为放大电路的互导增益, 它具有导纳量纲 S。相应地, 这种放大电路得名为互导放大电路。

1.2.2 放大电路模型

如上所述, 根据实际的输入信号和所需的输出信号是电压或者电流, 放大电路可分为四种类型, 即: 电压放大、电流放大、互阻放大和互导放大。为了进一步讨论这四类放大电路的性能指标, 可以建立起四种不同的双口网络作为相应类型放大电路模型, 如图 1.2.2 所示。这些模型采用一些基本的元件来构成电路, 只是为了等效放大电路的输入和输出特性, 而忽略各种实际放大电路的内部结构。若将模型与实际电路相联系, 其中各元件参数值可以通过对电路和元器件在工作状态下的分析来确定, 也可以通过对实际电路的测量而得到。

图 1.2.2a 虚线框内的电路是一般化的电压放大电路模型, 它由输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 和受控电压源 $\dot{A}_{vo}\dot{V}_i$ 三个基本元件构成, 其中 \dot{V}_i 为输入电压, \dot{A}_{vo} 为输出开路 ($R_L = \infty$) 时的电压增益。所谓受控电压源是一种非独立的电压信号源, 它的输出受另一信号控制, 在本例中则受 \dot{V}_i 信号的控制, 并随 \dot{V}_i 线性变化如 $\dot{A}_{vo}\dot{V}_i$ 。图中放大电路模型与电压信号源 \dot{V}_s 、信号源内阻 R_s 以及负载电阻 R_L 的组合, 可在 R_L 两端得到对应于 \dot{V}_i 的输出信号 \dot{V}_o 。

从图 1.2.2a 可以看出, 由于 R_o 与 R_L 的分压作用, 使负载电阻 R_L 上的电压信号 \dot{V}_o 小于受控电压源的信号幅值, 即

$$\dot{V}_o = \dot{A}_{vo}\dot{V}_i \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (1.2.5)$$

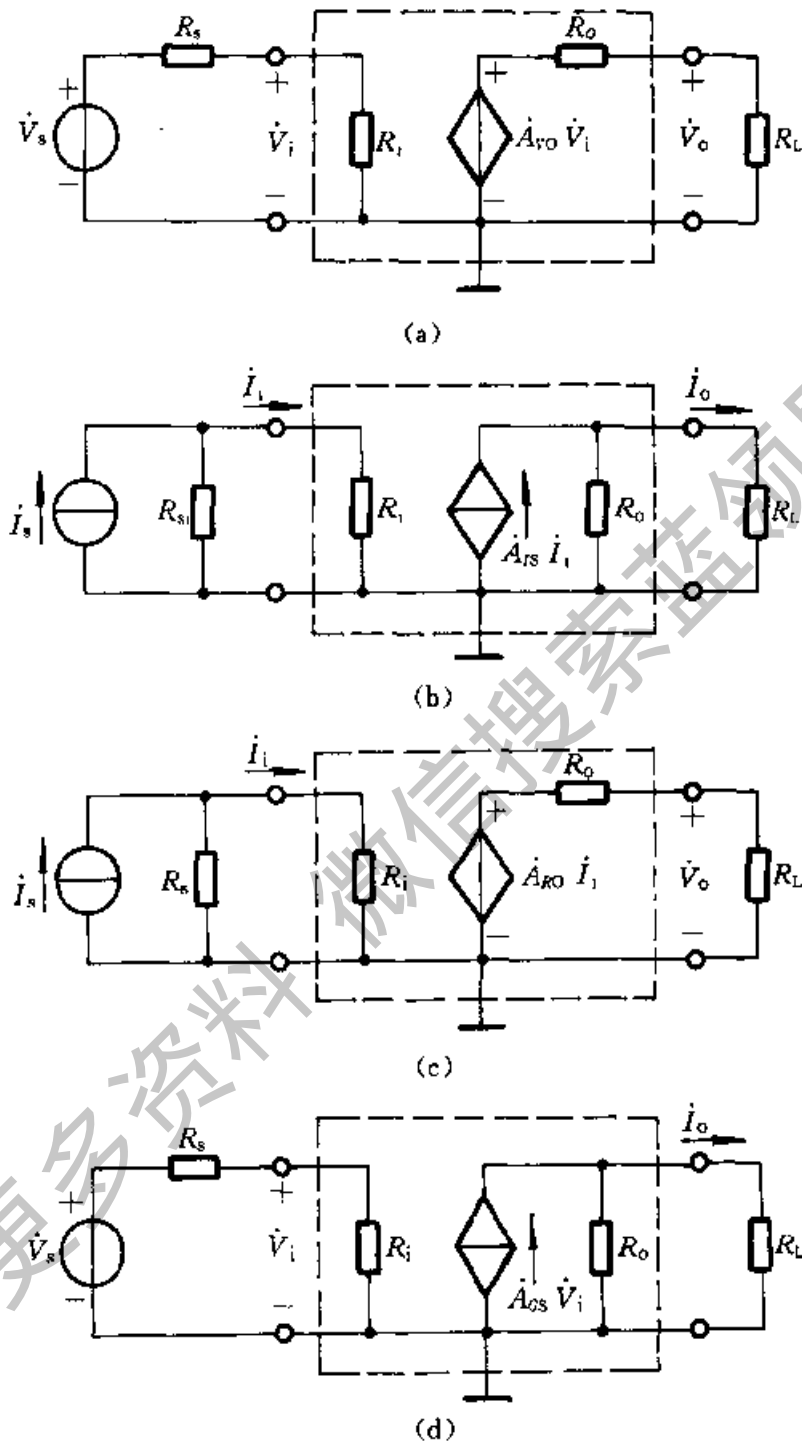


图 1.2.2 四种类型的放大电路模型

(a) 电压放大 (b) 电流放大 (c) 互阻放大 (d) 互导放大

可见，其电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{A}_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (1.2.6)$$

\dot{A}_v 的恒定性受到 R_L 变化的影响，随 R_L 的减小而降低。这就要求在电路设计

时努力使 $R_o \ll R_L$ ，以尽量减小信号的衰减。理想电压放大电路的输出电阻应为 $R_o = 0$ 。

信号衰减的另一个环节在输入电路。信号源内阻 R_s 和放大电路输入电阻 R_i 的分压作用，致使到达放大电路输入端的实际电压只有

$$\dot{V}_i = \dot{V}_s \frac{R_i}{R_s + R_i} \quad (1.2.7)$$

显然，只有当 $R_i \gg R_s$ 时，才能使 R_s 对信号的衰减作用大为减小。这就要求设计电路时，应尽量设法提高电压放大电路的输入电阻 R_i 。理想电压放大电路的输入电阻应为 $R_i = \infty$ ，此时， $\dot{V}_i = \dot{V}_s$ ，信号免受衰减。

从上述分析可知，电压放大电路适用于信号源内阻 R_s 较小且负载电阻 R_L 较大的场合。

图 1.2.2b 的虚线框内是电流放大电路模型。与电压放大电路模型在形式上不同之处在输出回路，它是由受控电流源 $\dot{A}_{is} \dot{i}_i$ 和输出电阻 R_o 并联而成，其中 \dot{i}_i 为输入电流， \dot{A}_{is} 为输出短路 ($R_L = 0$) 时的电流增益。受控电流源是另一种受控信号源，本例中控制信号是输入电流 \dot{i}_i 。电流放大电路与外电路相连同样存在信号衰减问题。与电压放大电路相对应，衰减发生是由于放大电路输出电阻 R_o 和信号源内阻 R_s 分别在电路输出和输入端对信号电流的分流。由图 1.2.2b 可知，在输出端， R_L 和 R_o 有如下的分流关系

$$\dot{I}_o = \dot{A}_{is} \dot{i}_i \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (1.2.8)$$

带负载 R_L 时的电流增益为

$$\dot{A}_I = \frac{\dot{I}_o}{\dot{i}_i} = \dot{A}_{is} \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (1.2.9)$$

在电路输入端， R_s 和 R_i 有如下的分流关系

$$\dot{i}_i = \dot{i}_s \frac{R_s}{R_s + R_i} \quad (1.2.10)$$

由此可见，只有当 $R_o \gg R_L$ 和 $R_i \ll R_s$ 时，才可使电路具有较理想的电流放大效果。

从电路特性可知，电流放大电路一般适用于信号源内阻 R_s 较大而负载电阻 R_L 较小的场合。

图 1.2.2c 和图 1.2.2d 的虚线框内分别为互阻放大和互导放大电路模型。两电路的输出信号分别由受控电压源 $\dot{A}_{RO} \dot{i}_i$ 和受控电流源 $\dot{A}_{CS} \dot{V}_i$ 产生。在理想状态下，互阻放大电路要求输入电阻 $R_i = 0$ 且输出电阻 $R_o = 0$ ，而互导放大电路则要求输入电阻 $R_i = \infty$ ，输出电阻 $R_o = \infty$ 。电路中的 \dot{A}_{RO} 称为输出开

路时的互阻增益， \dot{A}_{CS} 称为输出短路时的互导增益。两模型的详细情况读者可自行分析。

根据信号源的戴维宁-诺顿等效变换原理，上述四种电路模型相互之间可以实现任意转换。例如图 1.2.2a 电压放大电路模型的开路输出电压为 $\dot{A}_{VO}\dot{V}_i$ ，而根据电流放大电路模型可得开路输出电压为 $\dot{A}_{IS}\dot{I}_iR_o$ 。且 $\dot{I}_i=\dot{V}_i/R_i$ ，令两电路等效，于是有

$$\dot{A}_{VO}\dot{V}_i=\dot{A}_{IS}\frac{\dot{V}_i}{R_i}R_o$$

即可得 $\dot{A}_{VO}=\dot{A}_{IS}R_o/R_i$ 。同理可得 $\dot{A}_{VO}=\dot{A}_{RO}/R_i$ 和 $\dot{A}_{VO}=\dot{A}_{CS}R_o$ 两式。这样其他三种电路模型都可转换为电压放大电路模型。同理可实现其他放大电路模型之间的转换。换言之，一个实际的放大电路原则上可以取四类电路模型中任意一种作为它的电路模型，但是根据信号源的性质和负载的要求，一般只有其中一种模型在电路设计或分析中概念最明确，运用最方便。例如，信号源为低内阻的电压源，要求输出为电压信号时，以选用电压放大电路模型为宜。而某种场合需要将来自高阻抗传感器的电流信号变换为电压信号时，则以采用互阻放大电路模型较合适，如此等等。

图 1.2.2 中所有电路模型的下部，输入回路和输出回路之间都有一根连线，并标以“⊥”符号，这是作为电路输入与输出信号的共同端点或参考电位点。这个参考点对于分析电子电路是必要的，而且是很方便的。

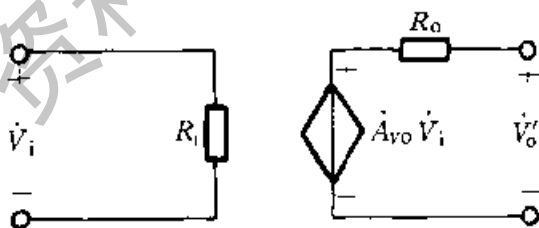


图 1.2.3 隔离型放大电路模型

然而，当前有许多工业控制设备及医疗设备，为了提高安全性和抗干扰能力，在前级信号预放大中，普遍采用所谓的隔离放大，即放大电路的输入与输出电路（包括供电电源）相互绝缘，输入与输出信号之间不存在任何公共参考点。这种类型的电压放大电路模型如图 1.2.3 所示。输入和输出之间有无公共参考点对本章所有内容的讨论没有影响。

1.2.3 放大电路的主要性能指标

放大电路的性能指标是衡量它的品质优劣的标准，并决定其适用范围。这

里主要讨论放大电路的输入电阻、输出电阻、增益、频率响应和非线性失真等几项主要性能指标。

1. 输入电阻

前述四种放大电路,不论使用哪种模型,其输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 均可用图 1.2.4 来表示,如图所示,输入电阻等于输入电压 \dot{V}_i 与输入电流 \dot{I}_i 的比值,即 $R_i = \dot{V}_i / \dot{I}_i$ 。输入电阻 R_i 的大小决定了放大电路从信号源吸取信号幅值的大小。对输入为电压信号的放大电路,即电压放大和互导放大, R_i 愈大,则放大电路输入端的 \dot{V}_i 值愈大。反之,输入为电流信号的放大电路,即电流放大和互阻放大, R_i 愈小,注入放大电路的输入电流 \dot{I}_i 愈大。

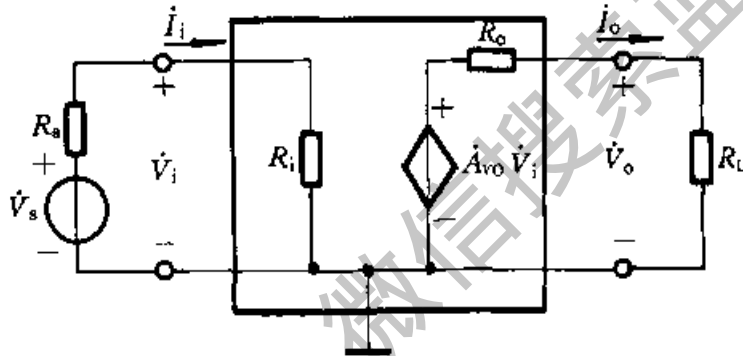


图 1.2.4 放大电路的输入电阻和输出电阻

当定量分析放大电路的输入电阻 R_i 时,一般可假定在输入端外加一测试电压 \dot{V}_T ,如图 1.2.5 所示,根据放大电路内的各元件参数计算出相应的测试电流 \dot{I}_T ,则

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T}$$

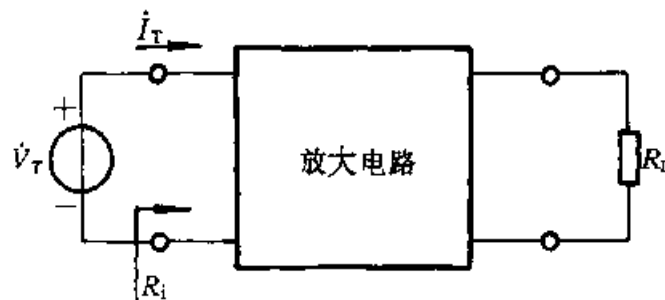


图 1.2.5 求放大电路的输入电阻

2. 输出电阻

放大电路输出电阻 R_o 的大小决定它带负载的能力。对输出为电压信号的放大电路, 即电压放大和互阻放大, R_o 愈小, 负载电阻 R_L 的变化对输出电压 \dot{V}_L 的影响愈小。这两种放大电路只要负载电阻 R_L 足够大, 信号输出功率 $P_o = V_o^2/R_L$ 一般较低, 对供电电源的能耗也较低, 多用于信号的前置放大和中间级放大。对输出为电流信号的放大电路, 即电流放大和互导放大, 与受控电流源并联的 R_o 愈大, 负载电阻 R_L 的变化对输出电流 \dot{I}_o 的影响愈小。与前两种放大电路相比, 在供电电源电压相同的条件下, 这两种放大电路可输出较大的电流信号, 从而输出功率 $P_o = I_o^2 R_L$ 可能达到较大的值, 同时电源供给的功率也较大, 通常用于电子系统的输出级, 可作为各种输出物理变量变换器 (如音响系统的扬声器、动力系统的电动机等等) 的驱动电路。

当定量分析放大电路的输出电阻 R_o 时, 可采用图1.2.6所示的方法。在信号源短路 ($\dot{V}_s = 0$, 但保留 R_s) 和负载开路 ($R_L = \infty$) 的条件下, 在放大电路的输出端加一测试电压 \dot{V}_T , 相应地产生一测试电流 \dot{I}_T , 于是可得输出电阻为

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{V}_s = 0} \quad (1.2.11)$$

根据这个关系, 即可算出各种放大电路的输出电阻^①。

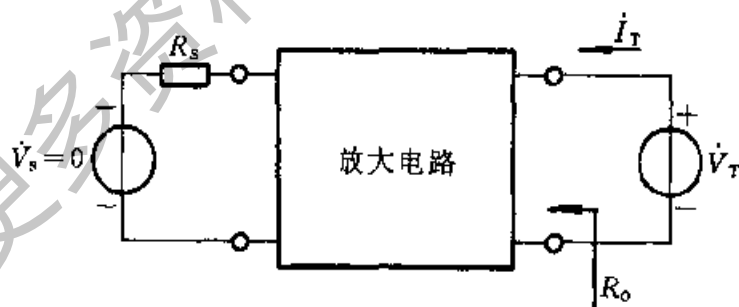


图 1.2.6 求放大电路的输出电阻

必须注意, 以上所讨论的放大电路的输入电阻和输出电阻不是直流电阻, 而是在线性运用情况下的交流电阻, 用符号 R 带有小写字母下标 i 和 o 来表示。有关这方面的详细情况, 将在后续各章中讨论。

^① 若信号源内阻 R_s 为未知数时, 则可按公式 $R_o = (\dot{V}_L/\dot{V}_o - 1) R_L$ 来计算, 其中 \dot{V}_o 为负载开路时的输出电压, \dot{V}_L 为已知负载 R_L 时的输出电压。

3. 增益

如前所述, 四种放大电路分别具有不同的增益, 如电压增益 \dot{A}_v 、电流增益 \dot{A}_i 、互阻增益 \dot{A}_R 及互导增益 \dot{A}_G 。它们实际反映了放大电路在输入信号控制下, 将供电电源能量转换为信号能量的能力。其中 \dot{A}_v 和 \dot{A}_i 两种无量纲增益在工程上常用以 10 为底的对数增益表达, 其基本单位为 B (贝尔, Bel), 平时用它的十分之一单位 dB (分贝)^①。

这样用分贝表示的电压增益和电流增益分别如下式所示:

$$\text{电压增益} = 20 \lg |\dot{A}_v|^{②} \quad \text{dB} \quad (1.2.12)$$

$$\text{电流增益} = 20 \lg |\dot{A}_i| \quad \text{dB} \quad (1.2.13)$$

由于功率与电压 (或电流) 的平方成比例, 因而功率增益表示为

$$\text{功率增益} = 10 \lg A_P \quad \text{dB} \quad (1.2.14)$$

上述电压增益 \dot{A}_v 和电流增益 \dot{A}_i 用其幅值。在某些情况下, \dot{A}_v 或 \dot{A}_i 也许为负数, 这意味着输出与输入之间的相位关系为 180° , 这与对数增益为负值时的意义不能混淆。在某种情况下, 放大电路的增益为 -20dB , 这表示信号电压衰减到 $1/10$, 即 $|\dot{A}_v| = 0.1$ 。

用对数方式表达放大电路的增益之所以在工程上得到广泛的应用是由于: (1) 当用对数坐标表达增益随频率变化的曲线时, 可大大扩大增益变化的视野 (见本书有关频率响应的讨论); (2) 计算多级放大电路的总增益时, 可将乘法化为加法进行运算。上述二点有助于简化电路的分析和设计过程。

4. 频率响应及带宽

1.2.2 节中所述的放大电路模型是极为简单的模型, 实际的放大电路中总是存在一些电抗性元件, 如电容、电感、电子器件的极间电容以及接线电容与接线电感等。因此, 放大电路的输出和输入之间的关系必然和信号频率有关。放大电路的频率响应所指的是, 在输入正弦信号情况下, 输出随频率连续变化的稳态响应。

若考虑电抗性元件的作用和信号角频率变量, 则放大电路的电压增益可表达为

$$\dot{A}_v(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \quad (1.2.15)$$

① dB 为 decibel 的缩写。

② 电压增益的表达式是从功率的角度来考虑的, 即 $10 \lg \frac{V_o^2}{V_i^2} = 20 \lg \frac{V_o}{V_i}$, 此时设想放大电路的输入电阻 R_i 与输出电阻 R_o 相等, 实际上并非如此, 只是利用这一概念而已。

或 $\dot{A}_v = A_v(\omega) \angle \varphi(\omega)$ (1.2.16)

式中 ω 为信号的角频率, $A_v(\omega)$ 表示电压增益的模与角频率之间的关系, 称为幅频响应; 而 $\varphi(\omega)$ 表示放大电路输出与输入正弦电压信号的相位差与角频率之间的关系, 称为相频响应, 二者综合起来可全面表征放大电路的频率响应。

图 1.2.7 是一个普通音响系统放大电路的幅频响应。为了符合通常习惯, 横坐标采用频率单位 $f = \omega / (2\pi)$, 与角频率 ω 只存在标尺倍率之差。值得注意的是, 图中的坐标均采用对数刻度, 称为波特 (Bode) 图, 这样处理不仅把频率和增益变化范围展得很宽, 而且在绘制近似频率响应曲线时也十分简便 (详见 3.7 节)。

图 1.2.7 所示幅频响应的中间一段是平坦的, 即增益保持常数 60dB, 称为中频区。在 20Hz 和 20kHz 两点增益分别下降 3dB, 而在低于 20Hz 和高于 20kHz 的两个区域, 增益随频率远离这两点而下降。在输入信号幅值保持不变条件下, 增益下降 3dB 的频率点, 其输出功率约等于中频区输出功率的一半, 通常称为半功率点。一般把幅频响应的高、低两个半功率点间的频率差定义为放大电路的带宽, 即

$$BW = f_H - f_L \quad (1.2.17)$$

式中, f_H 是频率响应的高端半功率点, 也称为上限频率, 而 f_L 则称为下限频率。由于通常有 $f_L \ll f_H$ 的关系, 故有 $BW \approx f_H$ 。

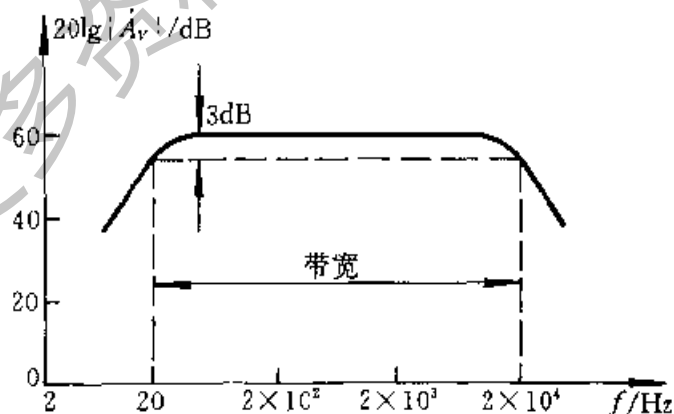


图 1.2.7 某音响系统放大电路的幅频响应

有些放大电路的频率响应, 中频区平坦部分一直延伸到直流, 如图 1.2.8 所示。可以认为它是图 1.2.7 的一种特殊情况, 即下限频率为零。这种放大电路称为直流 (直接耦合) 放大电路。现代模拟集成电路大多采用直接耦合进行放大。

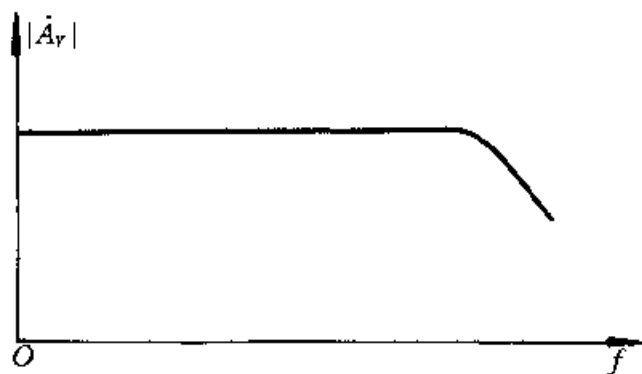
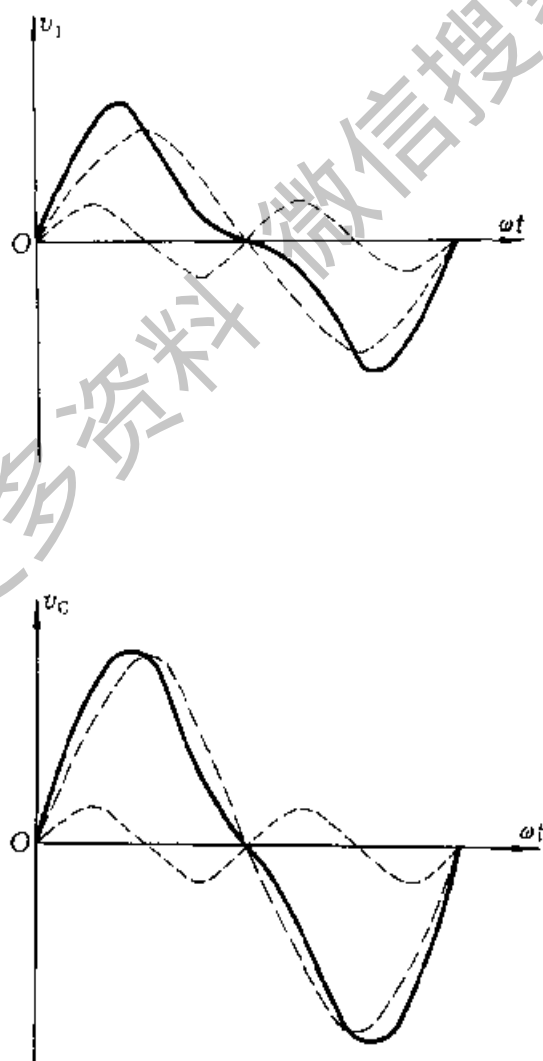
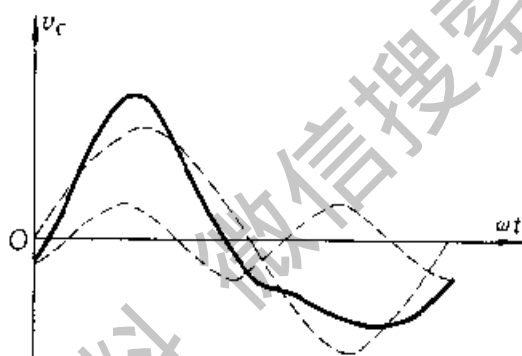
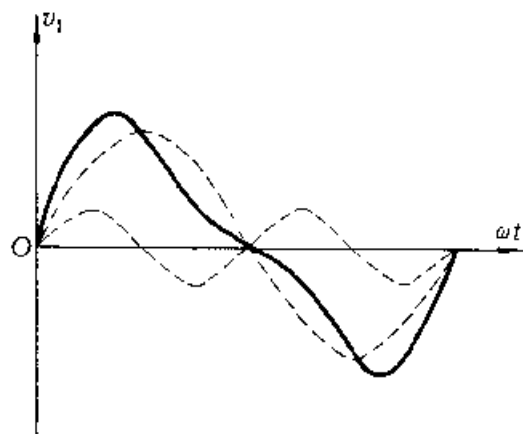


图 1.2.8 直流放大电路的频率响应

从 1.1.2 节的讨论可知，理论上许多非正弦信号的频谱范围都延伸到无穷大，而放大电路的带宽却是有限的，并且相频响应也不能保持常数。例如图 1.2.9a 中输入信号由基波和二次谐波组成，如果受放大电路带宽所限制，



(a)



(b)

图 1.2.9 频率失真和相位失真

(a) 幅度失真 (b) 相位失真

基波增益较大，而二次谐波增益较小，于是输出电压波形产生了失真，这叫作**幅度失真**。同样，当放大电路对不同频率的信号产生的相移不同时也要产生失真，称为**相位失真**，在图 1.2.9b 中，如果放大后的二次谐波滞后了一个相角，输出电压也会变形。由傅里叶级数或傅里叶反变换也可反映出，无论频谱函数还是相位谱函数发生变化，相应的时间函数波形都会由此而失真。幅度失真和相位失真总称为**频率失真**，它们都是由于线性电抗元件所引起的，所以又称为**线性失真**，以区别于因为元器件特性的非线性造成的非线性失真。

为使信号的频率失真限制在容许的程度之内，则要求设计放大电路时正确估计信号的有效带宽（即包含信号主要能量或信息的频谱宽度），以使放大

电路带宽与信号带宽相匹配。放大电路带宽过宽，往往造成噪声电平升高或生产成本增加。

上述音响系统放大电路带宽定在 20Hz~20kHz，这与人类听觉的生理功能相匹配。由于人耳对声频信号的相位变化不敏感，所以不过多考虑放大电路的相频响应特性。但在有些情况下，特别是对信号的波形形状有严格要求的场合，确定放大电路的带宽还须兼顾其相频响应特性。

5. 非线性失真

信号的另一种失真是由放大器件的非线性特性所引起的。放大器件包括分立器件（如半导体三极管等）和集成电路器件（如集成运算放大器等）。对于分立器件放大电路来说，电子电路设计工作者应设法使它工作在线性放大区。当要求信号的幅值较大，如多级放大电路的末级，特别是功率放大电路，非线性失真难以避免。

对于集成运算放大器，通常是由正、负双电源供电，当输出信号的幅值接近双电源值时，其输出将产生非线性失真，称为饱和失真。有关上述非线性失真的细节，将在后续各章中讨论。

向放大电路输入标准的正弦波信号，可以测定输出信号的非线性失真，并用下面定义的非线性失真系数来衡量。

$$\gamma = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{\alpha k}^2}}{V_{o1}} \times 100\% \quad (1.2.18)$$

式中， V_{o1} 是输出电压信号基波分量的有效值， $V_{\alpha k}$ 是高次谐波分量的有效值， k 为正整数。非线性失真对某些放大电路的性能指标，显得比较重要，例如，高保真度的音响系统和广播电视系统即是常见的例子。随着电子技术的进步，目前即使增益较高、输出功率较大的放大电路，非线性失真系数也可做到不超过 0.01%^①。

放大电路除上述五种主要性能指标外，针对不同用途的电路，还常会提出一些其他指标，诸如最大输出功率、效率、信号噪声比、抗干扰能力等等，甚至在某些特殊使用场合还会提出体积、重量、工作温度、环境湿度等要求。其中有些在通常条件下很容易达到的技术指标，但在特殊条件下往往就变得很难达到，如强背景噪声、高温等恶劣环境下运行，即属这种情况。要想全面达到应用中所要求的性能指标，除合理设计电路外，还要靠选择高质量的元器件及高水平的制造工艺来保证，尤其是后者经常被初学者所忽视。上述问题有些在后续各章中进行讨论，有些则不属于本课程的范围，有兴趣的读

① 关于非线性失真系数，可以利用 PSPICE 程序进行分析。

者可参考有关资料及在以后工作实践中学习。

复习思考题

1.2.1 某放大电路输入信号为 10pA 时, 输出为 500mV , 它的增益是多少? 属于哪一类放大电路?

1.2.2 某电唱机拾音头内阻为 $1\text{M}\Omega$, 输出电压为 1V (有效值), 如果直接将它与 10Ω 扬声器相接, 扬声器上的电压和功率各为多少? 如果在拾音头和扬声器之间接入一个放大电路, 它的输入电阻 $R_i=1\text{M}\Omega$, 输出电阻 $R_o=10\Omega$, 电压增益为 1, 试求这时扬声器上的电压和功率。该放大电路使用哪一类电路模型最方便?

1.2.3 某放大电路开路输出电压为 \dot{V}_o , 短路输出电流为 \dot{i}_{sc} , 试求其输出电阻 R_o 。

1.2.4 试说明为什么常选用频率可连续变化的正弦波信号发生器作为放大电路的实验、测试信号源? 用它可以测量放大电路的哪些性能指标?

小 结

● 本章首先通过具体实例简要介绍了电子系统与信号的概念, 以及信号的频谱特性, 讨论了本书所涉及的各种信号的特点。模拟电路处理的是模拟信号, 数字电路中运行的是数字信号。

● 信号放大电路是最基本的模拟信号处理电路。根据实际应用所要求的输入信号 (\dot{V}_i 或 \dot{I}_i) 和输出信号 (\dot{V}_o 或 \dot{I}_o) 之间的关系, 放大电路可分为四种类型: 电压放大、电流放大、互阻放大和互导放大。用输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 和受控电压源或受控电流源等基本元件, 可建立起四种放大电路的简化模型, 用于对放大电路基本特性的分析。根据电路分析的要求, 这四种放大电路模型之间可实现相互转换。

● 输入电阻、输出电阻、增益、频率响应和非线性失真等主要性能指标是衡量放大电路品质优劣的标准, 也是设计放大电路的依据。它们可以通过对电路的分析、计算或对实际电路的测量来确定。

习 题

1.1.1 仿照图 1.1.2 石英预制棒加热炉温度控制系统方框图, 画出图 1.1.1 中光纤拉丝盘转速控制的电子系统方框图, 并加以说明。

1.1.2 司机驾驶汽车时, 眼睛不时地注视路况和速度表, 脚踏油门或刹车踏板以控制车速, 试画一电子系统方框图仿真对车速的控制过程, 并加以说明。

1.1.3 写出下列正弦波电压信号的表达式；

- (1) 峰-峰值 10V, 频率 10kHz;
- (2) 均方根值 220V, 频率 50Hz;
- (3) 峰-峰值 100mV, 周期 1ms;
- (4) 峰-峰值 0.25V, 角频率 1000rad/s。

1.1.4 图 1.1.6 中的方波电压信号加在一个电阻 R 两端, 试用公式 $P = \frac{1}{T} \int_0^T (v^2/R) dt$ 计算信号在电阻上耗散的功率; 然后根据式 (1.1.3) 分别计算方波信号的傅里叶展开式中直流分量、基波分量、三次谐波分量在电阻上耗散的功率, 并根据此计算这三者之和占电阻上总耗散功率的百分比。

1.2.1 在某放大电路输入端测量到输入正弦信号电流和电压的峰-峰值分别为 $5\mu\text{A}$ 和 5mV , 输出端接 $2\text{k}\Omega$ 电阻负载, 测量到正弦电压信号峰-峰值为 1V 。试计算该放大电路的电压增益 \dot{A}_v 、电流增益 \dot{A}_i 、功率增益 \dot{A}_p , 并分别换算成 dB 数。

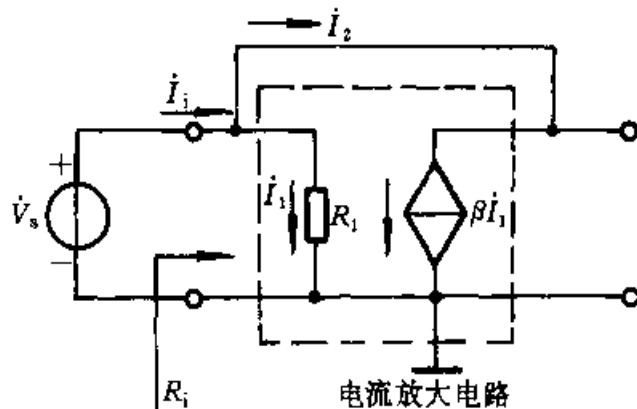
1.2.2 当负载电阻 $R_L = 1\text{k}\Omega$ 时, 电压放大电路输出电压比负载开路 ($R_L = \infty$) 时输出电压减少 20%, 求该放大电路的输出电阻 R_o 。

1.2.3 一电压放大电路输出端接 $1\text{k}\Omega$ 负载电阻时, 输出电压为 1V (rms), 负载电阻断开时, 输出电压上升到 1.1V (rms), 求该放大电路的输出电阻 R_o 。

1.2.4 某放大电路输入电阻 $R_i = 10\text{k}\Omega$, 如果用 $4\mu\text{A}$ 电流源驱动, 放大电路短路输出电流为 10mA , 开路输出电压为 10V 。求放大电路接 $4\text{k}\Omega$ 负载电阻时的电压增益 \dot{A}_v 、电流增益 \dot{A}_i 、功率增益 \dot{A}_p , 并分别转换成 dB 数表示。

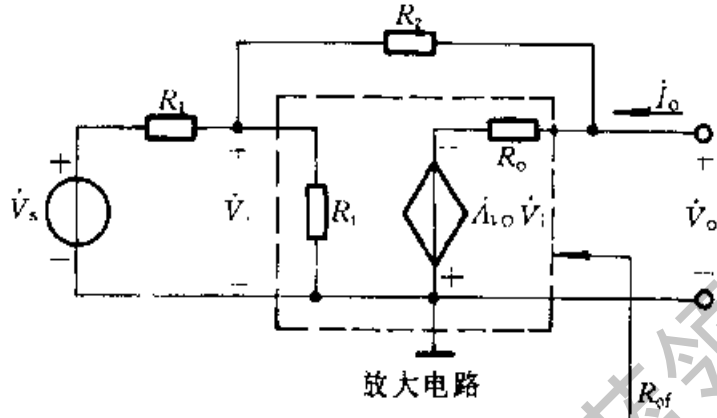
1.2.5 有以下三种放大电路备用: (1) 高输入电阻型: $R_{i1} = 1\text{M}\Omega$, $\dot{A}_{vO1} = 10$, $R_{o1} = 10\text{k}\Omega$; (2) 高增益型: $R_{i2} = 10\text{k}\Omega$, $\dot{A}_{vO2} = 100$, $R_{o2} = 1\text{k}\Omega$; (3) 低输出电阻型: $R_{i3} = 10\text{k}\Omega$, $\dot{A}_{vO3} = 1$, $R_{o3} = 20\Omega$ 。用这三种放大电路组合, 设计一个能在 100Ω 负载电阻上提供至少 0.5W 功率的放大器。已知信号源开路电压为 30mV (rms), 内阻为 $R_s = 0.5\text{M}\Omega$ 。

1.2.6 图题 1.2.6 所示电流放大电路的输出端直接与输入端相连, 求输入电阻 R_i 。



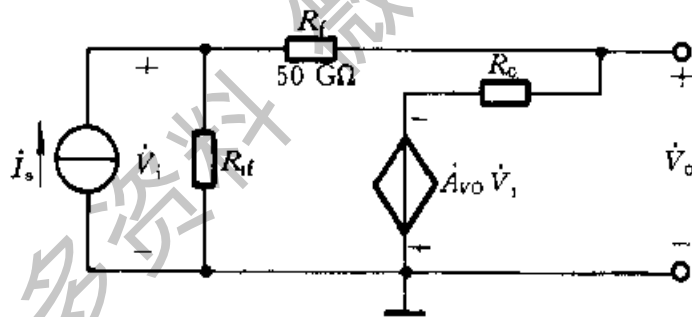
图题 1.2.6

1.2.7 如图题 1.2.7 所示放大电路, 当输出开路电压增益 \dot{A}_{vo} 趋近于无穷大时, 证明: (1) 放大电路增益 $\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} \approx -\frac{R_2}{R_1}$; (2) $\dot{V}_i \approx 0$; (3) 输出电阻 $R_{of} \approx 0$ 。



图题 1.2.7

1.2.8 某放大电路如图题 1.2.8 所示, 如果 R_{if} 趋近于无穷大, 电压增益 \dot{A}_{vo} 趋近于无穷大, $R_o \approx 0$ 。试用图 1.2.2c 的互阻放大电路模型等效该电路, 求出 R_i 和 \dot{A}_{ro} 值。



图题 1.2.8

1.2.9 在电压放大电路的高频截止频率点, 电压增益比中频区增益下降 3dB, 这时在相同输入电压条件下, 与中频区比较, 输出电压下降到多少?

2 半导体二极管及其基本电路

引言 半导体器件是现代电子技术的重要组成部分,由于它具有体积小、重量轻、使用寿命长、输入功率小和功率转换效率高等优点而得到广泛的应用。集成电路特别是大规模和超大规模集成电路不断更新换代,致使电子设备在微型化、可靠性和电子系统设计的灵活性等方面有了重大的进步,因而电子技术成为当代高新技术的龙头。

本章首先简要地介绍半导体的基本知识,接着讨论半导体器件的核心环节——PN结,并重点地讨论半导体二极管的物理结构、工作原理、特性曲线和主要参数以及二极管基本电路及其分析方法与应用;在此基础上,对肖特基二极管、变容二极管和光电子器件的特性与应用也给予了简要的介绍。

2.1 半导体的基本知识

2.1.1 半导体材料

多数现代电子器件是由性能介于半导体与绝缘体之间的半导体材料制造而成的。为了从电路的观点理解这些器件的性能,首先必须从物理的角度了解它们是如何工作的。这里着重从半导体材料的特殊物理性质以及这些性质对形成电子器件的 $V-I$ 特性的原理来讨论。在电子器件中,常用的半导体材料有:元素半导体,如硅(Si)、锗(Ge)等;化合物半导体,如砷化镓(GaAs)等;以及掺杂或制成其他化合物半导体的材料,如硼(B)、磷(P)、铟(In)和锑(Sb)等[2]。其中硅是目前最常用的一种半导体材料。半导体除了在导电能力方面与导体和绝缘体不同外,它还具有不同于其他物质的特点,例如,当半导体受到外界光和热的刺激时,其导电能力将发生显著的变化。又如在纯净的半导体中加入微量的杂质,其导电能力也会有显著的增加。这些特点说明,半导体的导电机构必然不同于其他物质。为了理解这些特点,

必须了解半导体的结构。

2.1.2 半导体的共价键结构

在电子器件中，用得最多的材料是硅和锗，它们的简化原子模型如图 2.1.1 所示。这是因为硅和锗都是四价元素，最外层原子轨道上具有四个电子，称为价电子。由于原子呈中性，故原子核用带圆圈的+4 符号表示。物质的化学性质是由价电子决定的，半导体的导电性质也与价电子有关，因此，价电子是我们研究的对象。

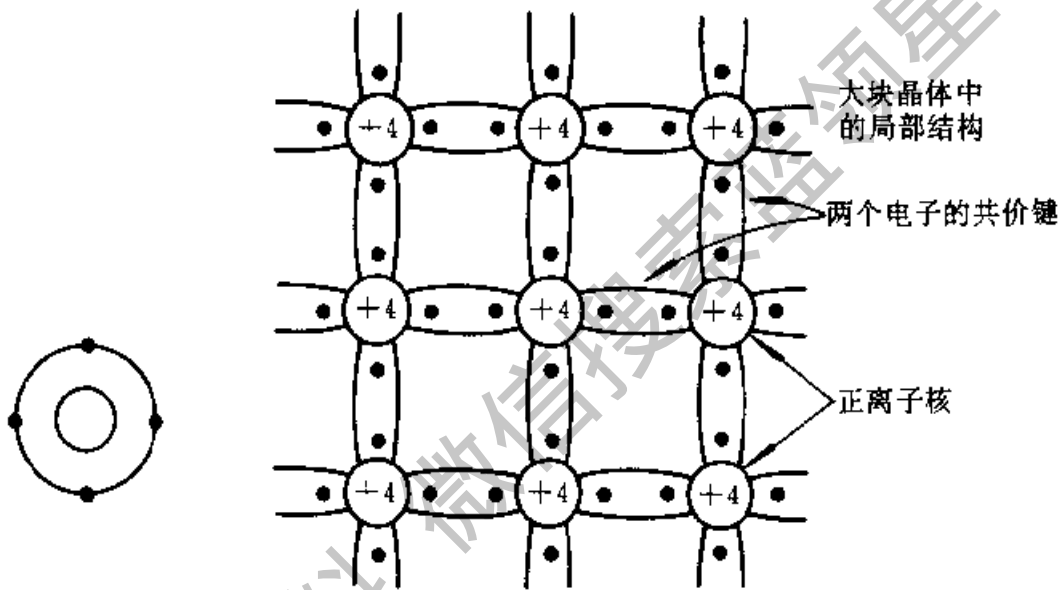


图 2.1.1 硅和锗的原子结构简化模型

图 2.1.2 硅和锗的二维晶格结构图，正离子核通过共价键与邻近的核相联接

半导体与金属和许多绝缘体一样，均具有晶体结构，它们的原子形成有序的排列，邻近原子之间由共价键联结，如图 2.1.2 所示。图中表示的是二维结构，实际上半导体晶体结构是三维的。

2.1.3 本征半导体、空穴及其导电作用

本征半导体

本征半导体是一种完全纯净的、结构完整的半导体晶体。半导体的重要物理特性是它的电导率，电导率与材料内单位体积中所含的电荷载流子的数目有关。电荷载流子的浓度愈高，其电导率愈高。半导体内载流子的浓度取决于许多因素，包括材料的基本性质、温度值以及杂质的存在。在 $T=0\text{K}$ 和没有外界激发时，由于每一原子的外围电子被共价键所束缚，这些束缚电子对半导体内的传导电流没有贡献。但是，半导体共价键中的价电子并不像绝

绝缘体中束缚得那样紧。例如在室温下，价电子就会获得足够的随机热振动能量而挣脱共价键的束缚，成为自由电子，如图 2.1.3 所示，这种现象称为本征激发。

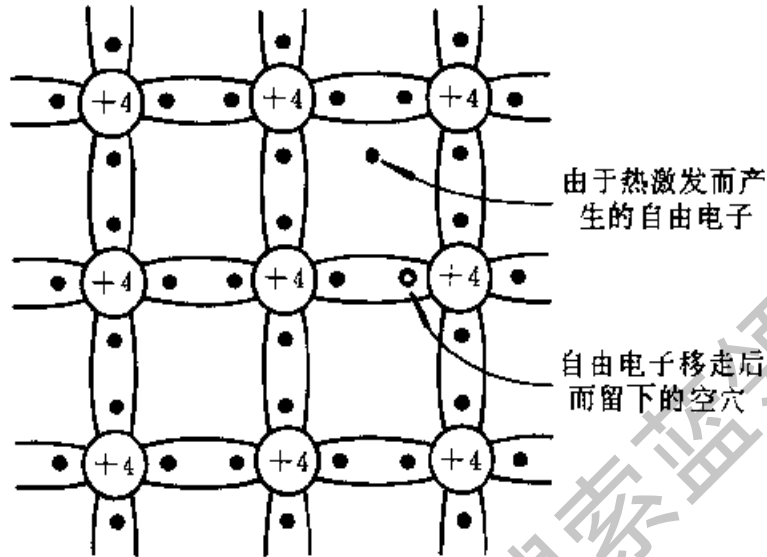


图 2.1.3 由于随机热振动致使共价键被打破而产生空穴-电子对

空穴

当电子挣脱共价键的束缚成为自由电子后，共价键中就留下一个空位，这个空位叫做空穴。空穴的出现是半导体区别于导体的一个重要特点。

由于共价键中出现了空穴，在外加电场或其他能源的作用下，邻近价电子就可填补到这个空位上，而在这个电子原来的位置上又留下新的空位，以后其他电子又可转移到这个新的空位。这样就使共价键中出现一定的电荷迁移。

在外电场 E 的作用下，我们还可以从共价键结构图上具体地看到空穴和电子的移动，如图 2.1.4 所示，图中用圆圈表示空穴。在图 2.1.4 中，如果在 x_1 处出现一个电子的空位， x_2 处的电子便可以填补到这个空位，从而使空位由 x_1 移到 x_2 。如果接着 x_3 处的电子又填补到 x_2 处的空位，这样空位又由 x_2 移到了 x_3 。在这个过程中，电子由 $x_3 \rightarrow x_2 \rightarrow x_1$ ，但仍处于束缚状态，而空位由 $x_1 \rightarrow x_2 \rightarrow x_3$ ，就是说空穴的移动方向和电子移动的方向是相反的，因而可用空穴移动产生的电流来代表束缚电子移动产生的电流。

由上可见，共价键中空穴或束缚电子移动产生电流的根本原因是由于共价键中出现空穴引起的。只有当共价键中出现了空穴以后，它才开始导电。而且空穴又是失去电子以后留下的空位，因此在分析时，用空穴的运动来代替共价键中电子的运动就更加方便。在这里可把空穴看成是一个带正电的粒子，它所带的电量与电子相等，符号相反，在外加电场作用下，可以自由地在晶

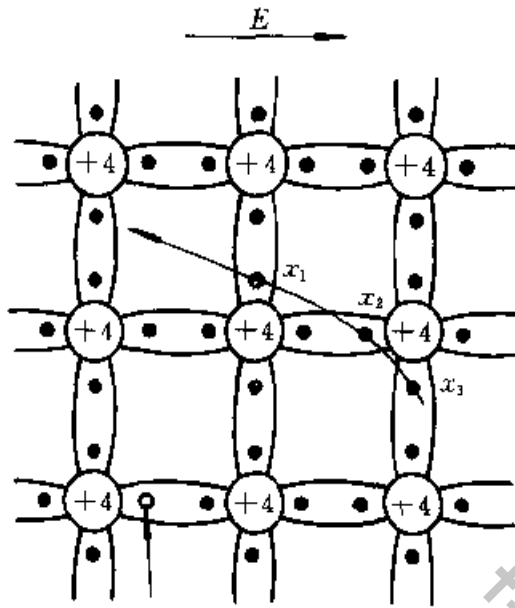


图 2.1.4 电子与空穴的移动

体中运动,从而和自由电子一样可以参加导电。因此空穴也是一种载流子,不过这种载流子的运动,是人们根据共价键中出现空位的移动而虚拟出来的,它实际上是共价键中束缚电子移动形成的。空穴越多,半导体中的载流子数目就越多,因此形成的电流就愈大。

在本征半导体内,自由电子和空穴总是成对出现的。也就是说,有一个自由电子就必定有一个空穴,因此在任何时候,本征半导体中的自由电子和空穴数总是相等的。

2.1.4 杂质半导体

在本征半导体中掺入微量的杂质,就会使半导体的导电性能发生显著的改变。因掺入杂质性质不同,杂质半导体可分为空穴(P)型半导体和电子(N)型半导体两大类。

1. P型半导体

在硅(或锗)的晶体内掺入少量三价元素杂质,如硼(或镓)等,因硼原子只有三个价电子,它与周围硅原子组成共价键时,因缺少一个电子,在晶体中便产生一个空位,当相邻共价键上的电子受到热振动或在其他激发条件下获得能量时,就有可能填补这个空位,使硼原子成为不能移动的负离子,而原来硅原子的共价键则因缺少一个电子,形成了空穴,半导体呈中性,如图 2.1.5 所示。

因为硼原子在硅晶体中能接受电子,故称硼为受主杂质或P型杂质。加

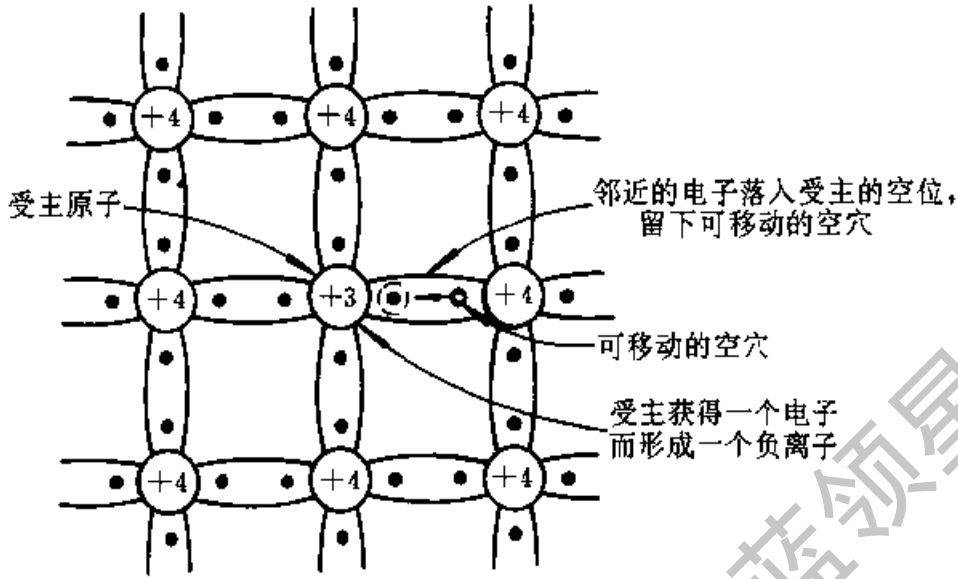


图 2.1.5 P 型半导体的共价键结构

入硅或锗的受主杂质除硼外尚有镉和铝。而加入砷化镓的受主原子包括元素周期表中的Ⅲ族元素（作为镓原子的受主）或Ⅳ族元素（作为砷原子的受主）。

值得注意的是，在产生空穴的同时，并不产生新的自由电子，只是原来的晶体本身仍会产生少量的电子-空穴对。控制掺入杂质的多少，便可控制空穴数量。在P型半导体中，空穴数远大于自由电子数，在这种半导体中，以空穴导电为主，因而空穴为多数载流子，自由电子为少数载流子。

2. N 型半导体

仿效P型半导体，为在半导体内产生多余的电子，可以将一种叫做施主杂质或N型杂质掺入硅（或锗）的晶体内。施主原子在掺杂半导体的共价键结构中多余一个电子。在硅工艺中，典型的施主原子有磷、砷和锑。在砷化镓工艺中，所用的施主原子包括元素周期表中的Ⅵ族元素（这些元素作为砷原子的施主）或Ⅴ族元素（用作镓原子的施主）。当一个施主原子加入半导体后，其多余的电子易于受热激发而挣脱共价键的束缚而成为自由电子，如图2.1.6所示。自由电子参与传导电流，但它移动后，在施主原子的位置上留下一个固定的、不能移动的正离子，致使半导体仍保持中性。值得指出的是，在产生自由电子的同时，并不产生相应的空穴。正因为掺入施主原子的半导体而会有多余的自由电子，故称之为电子型半导体或N型半导体。在N型半导体中，电子为多数载流子，空穴为少数载流子。

综上所述，在掺入杂质后，载流子的数目都有相当程度的增加。若每个

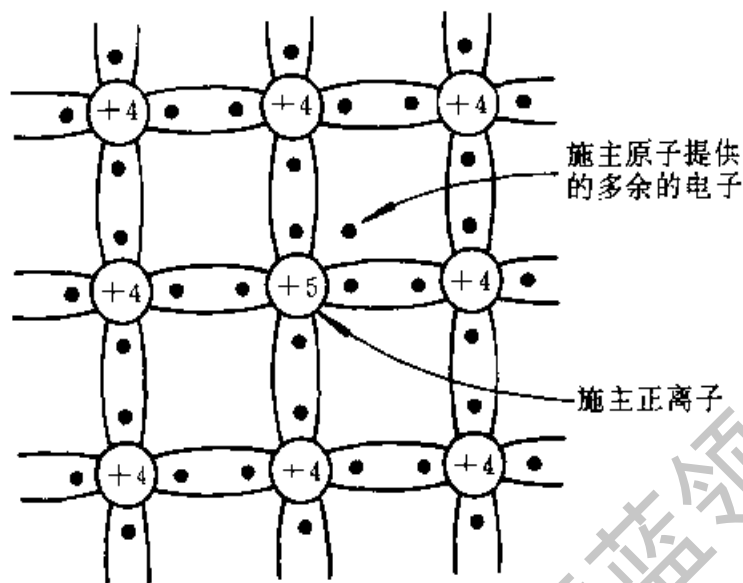


图 2.1.6 N 型半导体的共价键结构

受主杂质都能产生一个空穴，或者每个施主杂质都能产生一个自由电子，则尽管杂质含量很微，但它们对半导体的导电能力却有很大的影响。因而对半导体掺杂是提高半导体导电能力的最有效的方法。

还应当注意的是，在 $T > 0 \text{ K}$ 的情况下，任何半导体内的空穴和电子浓度受产生和复合的双重过程所影响。此外，一种叫做质量作用^①的热力学效应以及电荷中和的物理原理决定着剩余载流子的浓度。有关这方面的详细讨论请参阅有关文献 [2] [3]。

2.2 PN 结的形成及特性

1. PN 结的形成

如前节所述，P 型半导体中含有受主杂质，在室温下，受主杂质电离为带正电的空穴和带负电的受主离子。N 型半导体中含有施主杂质，在室温下，施主杂质电离为带负电的电子和带正电的施主离子。此外，P 型和 N 型半导体中还有少数受本征激发产生的电子和空穴，通常本征激发产生的载流子要比掺杂产生的少得多。应该注意到，半导体中的正负电荷数是相等的，它们的作用互相抵消，因此保持电中性。

在 P 型半导体和 N 型半导体结合后，在它们的交界处就出现了电子和空

^① 质量作用的英文为 mass action。

穴的浓度差别，N型区内电子很多而空穴很少，P型区内则相反，空穴很多而电子很少。这样，电子和空穴都要从浓度高的地方向浓度低的地方扩散。因此，有一些电子要从N型区向P型区扩散，也有一些空穴要从P型区向N型区扩散，如图2.2.1所示。但是，电子和空穴都是带电的，它们扩散的结果就使P区和N区中原来保持的电中性被破坏了。P区一边失去空穴，留下了带负电的杂质离子（图2.2.1中用 \ominus 表示）；N区一边失去电子，留下了带正电的杂质离子（图中用 \oplus 表示）。半导体中的离子虽然也带电，但由于物质结构的关系，它们不能任意移动，因此并不参与导电。这些不能移动的带电粒子通常称为空间电荷，它们集中在P区和N区界面附近，形成了一个很薄的空间电荷区，这就是所谓的PN结。在这个区域内，多数载流子已扩散到对方并复合掉了，或者说消耗尽了，因此空间电荷区有时又称为耗尽区。它的电阻率很高。扩散越强，空间电荷区越宽。

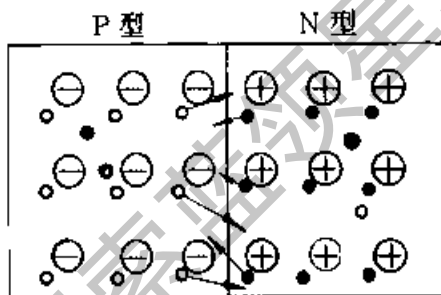


图 2.2.1 载流子的扩散

在出现了空间电荷区以后，由于正负电荷之间的相互作用，在空间电荷区中就形成了一个电场，其方向是从带正电的N区指向带负电的P区。由于这个电场是由载流子扩散运动即由内部形成的，而不是外加电压形成的，故称为内电场。显然，这个内电场的方向是阻止扩散的，因为这个电场的方向与载流子扩散运动的方向相反。

另一方面，根据电场的方向和电子、空穴的带电极性还可以看出，这个电场将使N区的少数载流子空穴向P区漂移，使P区的少数载流子电子向N区漂移，漂移运动的方向正好与扩散运动的方向相反。从N区漂移到P区的空穴补充了原来交界面上P区失去的空穴，而从P区漂移到N区的电子补充了原来交界面上N区所失去的电子，这就使空间电荷减少。因此，漂移运动的结果是使空间电荷区变窄，其作用正好与扩散运动相反。

由此可见，扩散运动和漂移运动是互相联系又互相矛盾的，扩散使空间电荷区加宽，电场增强，对多数载流子扩散的阻力增大，但使少数载流子的漂移增强；而漂移使空间电荷区变窄，电场减弱，又使扩散容易进行。当漂移运动达到和扩散运动相等时，便处于动态平衡状态。

PN结的空间电荷区存在电场，电场的方向是从N区指向P区的，这说明N区的电位要比P区高，高出的数值用 V_0 表示，这个电位差称为接触电位差。 V_0 的值一般为零点几伏，如图2.2.2所示。

PN结的电位分布如图2.2.2b所示。N区的电位比P区高 V_0 ，而在PN

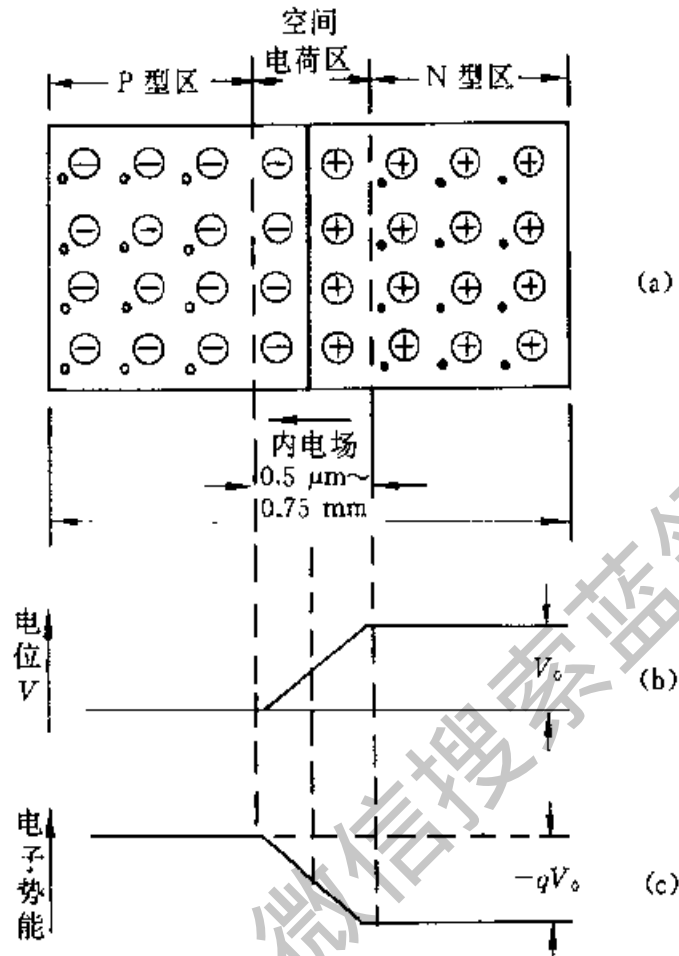


图 2.2.2 PN 结的形成

(a) 空间电荷区 (b) 电位分布 (c) 电子势能

结以外的区域要保持电中性，所以是等电位的。

在 PN 结空间电荷区内，电子势能 ($= -qV_0$) 发生了变化，如图 2.2.2c 所示。电子要从 N 区到 P 区必须越过一个能量高坡，一般称为**势垒**，因此又把空间电荷区称为**势垒区**。

2. PN 结的单向导电性

上面所讨论的 PN 结处于平衡状态，称为平衡 PN 结。PN 结的基本特性——**单向导电性**只有在外加电压时才显示出来。

(1) 外加正向电压

在图 2.2.3a 中，当 PN 结加上外加电压 V_F ，而且 V_F 的正端接 P 区，负端接 N 区时，外加电场与 PN 结内电场方向相反。在这个外加电场作用下，PN 结的平衡状态被打破，P 区中的多数载流子空穴和 N 区中的多数载流子电子都要向 PN 结移动，当 P 区空穴进入 PN 结后，就要和原来的一部分负离子中和，使 P 区的空间电荷量减少。同样，当 N 区电子进入 PN 结时，中和了部

分正离子,使N区的空间电荷量减少,结果使PN结变窄。即耗尽区厚度变薄(从原来未加电压时的11'线变到22'线),这时耗尽区中载流子增加;因而电阻减小,所以这个方向的外加电压称为正向电压或正向偏置电压。半导体本身的体电阻和PN结上的电阻相比是很小的,所以加上外加电压后,这个电压将集中降落在PN结上。因此,外加电压将使PN结的电场由 \mathcal{E}_0 减小到 $\mathcal{E}_0 - \mathcal{E}_F$,电子的电势能将由 $-qV_0$ 减为 $-q(V_0 - V_F)$,如图2.2.3b所示,也就是势垒降低了,这样P区和N区中能越过这个势垒的多数载流子大大增加,形成扩散电流。这时扩散运动将大于漂移运动,N区电子不断扩散到P区,P区空穴不断扩散到N区。PN结内的电流便由起支配地位的扩散电流所决定,在外电路上形成一个流入P区的电流,称为正向电流 I_F 。当外加电压 V_F 升高,PN结电场便进一步减弱,扩散电流随之增加,在正常工作范围内,PN结上外加电压只要稍有变化(如0.1V),便能引起电流的显著变化,因此电流 I_F 是随外加电压急速上升的。这样,正向的PN结表现为一个很小的电阻。

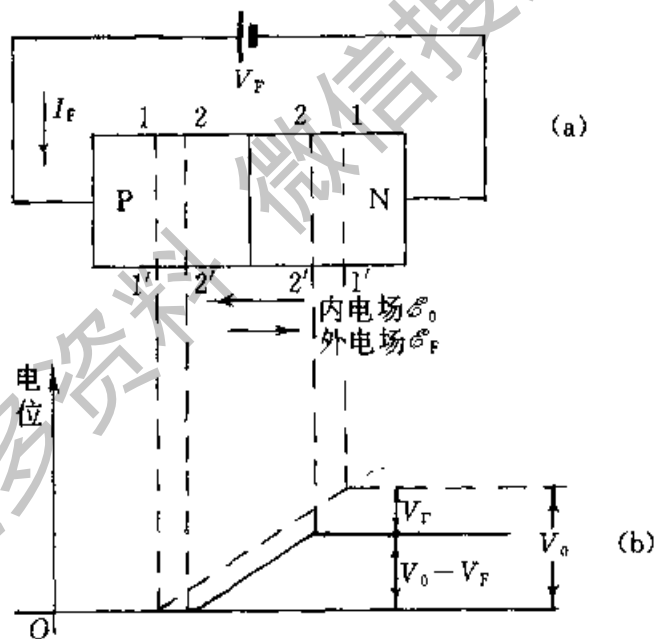


图 2.2.3 外加正向电压时的PN结

(a) 电路接法 (b) 电位分布

在这种情况下,由少数载流子形成的漂移电流,其方向与扩散电流相反,和正向电流比较,其数值很小,可忽略不计。

(2) 外加反向电压

在图2.2.4a中,外加电压 V_R 的正端接N区,负端接P区,外加电场方

向与PN结内电场方向相同。在这种外电场作用下，P区中的空穴和N区中的电子都将进一步离开PN结，使耗尽区厚度加宽（从11'线变为22'线），这时PN结处于反向偏置。外加电压将使PN结电场由 \mathcal{E}_0 增加到 $\mathcal{E}_0 + \mathcal{E}_R$ ，电子的电势能将由 $-qV_0$ 增至 $-q(V_0 + V_R)$ ，如图2.2.4b所示，这样P区和N区中的多数载流子就很难越过势垒，因此扩散电流趋近于零。但是，由于结电场的增加，使N区和P区中的少数载流子更容易产生漂移运动，因此在这种情况下，PN结内的电流由起支配地位的漂移电流所决定。漂移电流的方向与扩散电流相反，表现在外电路上有一个流入N区的反向电流 I_R ，它是由少数载流子的漂移运动形成的。由于少数载流子的浓度很小，所以 I_R 是很微弱的，一般为微安数量级。同时，少数载流子是由本征激发产生的，当管子制成后，其数值决定于温度，而几乎与外加电压 V_R 无关。在一定温度 T 下，由于热激发而产生的少数载流子的数量是一定的，电流的值趋于恒定，如图2.2.5所示。这时的反向电流 I_R 就是反向饱和电流，用 I_S 表示。

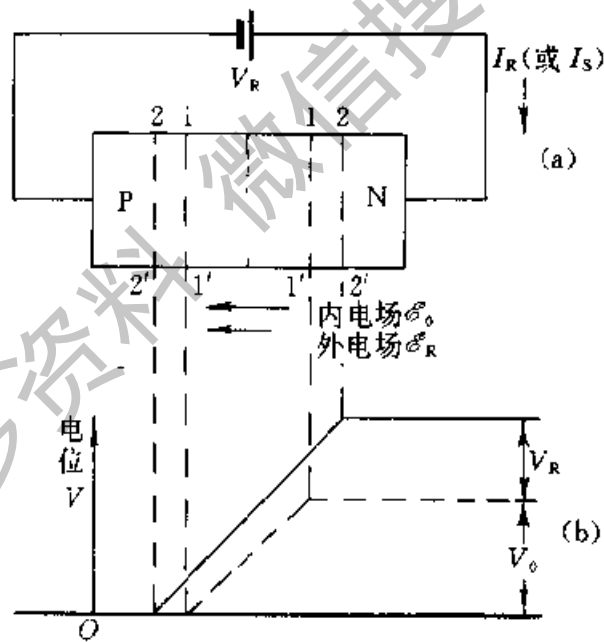
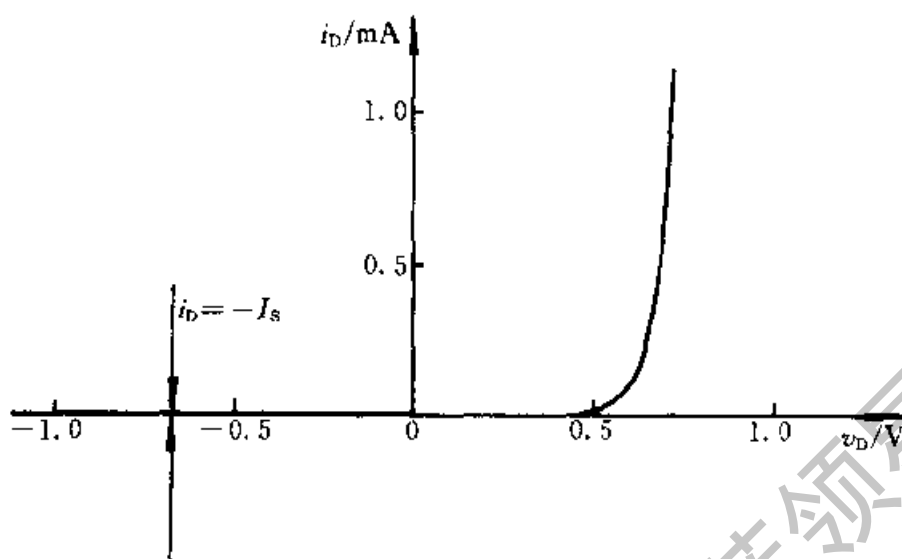


图 2.2.4 外加反向电压时的 PN 结

(a) 电路接法 (b) 电位分布

由于 I_S 很小，所以PN结在反向偏置时，呈现出一个很大的电阻，此时可认为它基本还是不导电的。但因 I_S 受温度的影响较大，在某些实际应用中，还必须予以考虑。

由此看来，PN结的正向电阻很小，反向电阻很大，这就是它的单向导电性。PN结的单向导电性关键在于它的耗尽区的存在，且其宽度随外加电压而

图 2.2.5 硅二极管 PN 结的 V - I 特性^①

变化。

(3) PN 结 V - I 特性的表达式

现以硅二极管的 PN 结为例, 来说明它的 V - I 特性表达式。在硅二极管 PN 结的两端, 施加正、反向电压时, 通过管子的电流如图 2.2.5 所示。根据理论分析, PN 结的 V - I 特性可表达为

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1) \quad (2.2.1)$$

式中 i_D 为通过 PN 结的电流, v_D 为 PN 结两端的外加电压; V_T 为温度的电压当量 $= kT/q = T/11\,600 = 0.026\text{V}$, 其中 k 为玻耳兹曼常数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$), T 为热力学温度, 即绝对温度 (300 K), q 为电子电荷 ($1.6 \times 10^{-19} \text{C}$); e 为自然对数的底; I_S 为反向饱和电流。对于分立器件, 其典型值约在 $10^{-8} \sim 10^{-14} \text{A}$ 的范围内。集成电路中的二极管 PN 结, 其 I_S 值则更小。

关于式 (2.2.1), 可解释如下:

(1) 当二极管的 PN 结两端加正向电压时, 电压 v_D 为正值, 当 v_D 比 V_T 大几倍时, 式 (2.2.1) 中的 e^{v_D/V_T} 远大于 1, 其中的 1 可以忽略。这样, 二极管的电流 i_D 与电压 v_D 成指数关系, 如图 2.2.5 中的正向电压部分所示。

^① 这里的 V - I 特性是根据式 (2.2.1) 用 PSPICE 程序仿真得出的。其中的 $I_S = 10^{-8} \text{A}$, $V_T \approx 26 \text{mV}$ ($T = 300 \text{K}$), $n = 2$ 。

^② 在参考文献 [1~2] 中, 对式 (2.2.1) 作了修正, 在指数项增加一发射系数 n , 如 $i_D = I_S (e^{v_D/nV_T} - 1)$, n 是一个经验常数, 其值在 1~2 之间, 它与 PN 结二极管的尺寸大小、半导体材料以及通过二极管的电流值有关, 如分立的硅二极管, 电流为 10mA 或较小时, 取上限。

(2) 当二极管加反向电压时, v_D 为负值。若 $|v_D|$ 比 V_T 大几倍时, 指数项趋近于零, 因此 $i_D = -I_S$, 如图 2.2.5 中的反向电压部分所示。可见反向饱和电流是个常数 I_S , 不随外加反向电压的大小而变动。

3. PN 结的反向击穿

在测量 PN 结的 $V-I$ 特性时, 如果加到 PN 结两端的反向电压增大到一定数值时, 反向电流突然增加, 如图 2.2.6 所示。这个现象就称为 PN 结的反向击穿(电击穿)。发生击穿所需的反向电压 V_{BR} 称为反向击穿电压。PN 结电击穿后电流很大, 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, 结温升高使反向电流更加增大, 而电流增大又使结温进一步升高, 从而很快就会把 PN 结烧毁。

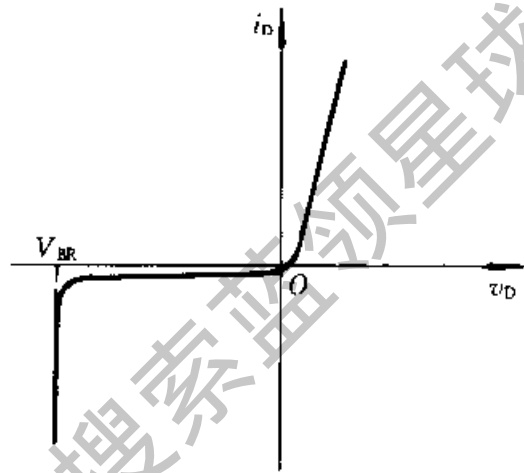


图 2.2.6 PN 结的击穿

产生 PN 结电击穿的原因是, 在强电场作用下, 大大地增加了自由电子和空穴的数目, 引起反向电流的急剧增加, 这种现象的产生分雪崩击穿和齐纳击穿两种类型。

雪崩击穿的物理过程可以这样来解释: 当 PN 结反向电压增加时, 空间电荷区中的电场随着增强。通过空间电荷区的电子和空穴, 在电场作用下获得的能量增大, 在晶体中运动的电子和空穴, 将不断地与晶体原子发生碰撞, 当电子和空穴的能量足够大时, 通过这样的碰撞, 可使共价键中的电子激发形成自由电子-空穴对, 这种现象称为碰撞电离。新产生的电子和空穴与原有的电子和空穴一样, 在电场作用下, 也向相反的方向运动, 重新获得能量, 又可通过碰撞, 再产生电子-空穴对, 这就是载流子的倍增效应, 如图 2.2.7 所示。当反向电压增大到某一数值后, 载流子的倍增情况就像在陡峻的积雪山坡上发生雪崩一样, 载流子增加得多而快, 使反向电流急剧增大, 于是 PN 结就发生雪崩击穿。

齐纳击穿的物理过程和雪崩击穿完全不同。在加有较高的反向电压下, PN 结空间电荷区中存在一个强电场, 它能够破坏共价键将束缚电子分离出来造成电子-空穴对^①, 形成较大的反向电流。发生齐纳击穿需要的电场强度

^① 在某些参考文献中, 用隧道效应来解释齐纳击穿的物理过程。

约为 $2 \times 10^5 \text{ V/cm}$ ，这只有在杂质浓度特别大的PN结中才能达到，因为杂质浓度大，空间电荷区内电荷密度（即杂质离子）也大，因而空间电荷区很窄，电场强度就可能很高。

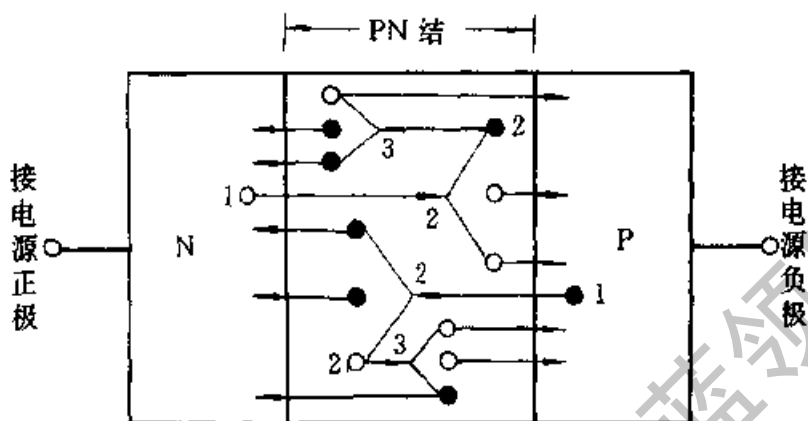


图 2.2.7 PN 结的雪崩击穿符号

“●”表示电子，“○”表示空穴，数字 1, 2, 3 表示碰撞作用过程

一般整流二极管掺杂浓度没有这么高，它在电击穿中多数是雪崩击穿造成的。齐纳击穿多数出现在特殊的二极管中，如稳压管（齐纳二极管）。

必须指出，上述两种电击穿过程是可逆的，当加在稳压管两端的反向电压降低后，管子仍可以恢复原来的状态。但它有一个前提条件，就是反向电流和反向电压的乘积不超过 PN 结容许的耗散功率，超过了就会因为热量散不出去而使 PN 结温度上升，直到过热而烧毁，这种现象就是热击穿。所以热击穿和电击穿的概念是不同的。电击穿往往可为人们所利用（如稳压管），而热击穿则是必须尽量避免的。

复习思考题

- 2.2.1 空间电荷区是由电子、空穴还是由施主离子、受主离子构成的？空间电荷区又称为耗尽区，为什么？
- 2.2.2 如需将 PN 结处于正向偏置，外接电压的极性如何确定？
- 2.2.3 PN 结二极管处于反向偏置时，问：(a) 耗尽区的宽度是增加还是减少，为什么？(b) 结电位发生什么变化？
- 2.2.4 PN 结的单向导电性是在什么外部条件下才能显示出来？

2.3 半导体二极管

2.3.1 半导体二极管的结构

半导体二极管按其结构的不同可分为点接触型和面接触型两类。

点接触型二极管是由一根很细的金属触丝（如三价元素铝）和一块半导体（如锗）的表面接触，然后在正方向通过很大的瞬时电流，使触丝和半导体牢固地熔接在一起，三价金属与锗结合构成PN结，并做出相应的电极引线，外加管壳密封而成，如图2.3.1a所示。由于点接触型二极管金属丝很细，形成的PN结面积很小，所以极间电容很小，同时，也不能承受高的反向电压和大的电流。这种类型的管子适于做高频检波和脉冲数字电路里的开关元件，也可用来作小电流整流。如2AP1是点接触型锗二极管，最大整流电流为16 mA，最高工作频率为150 MHz。

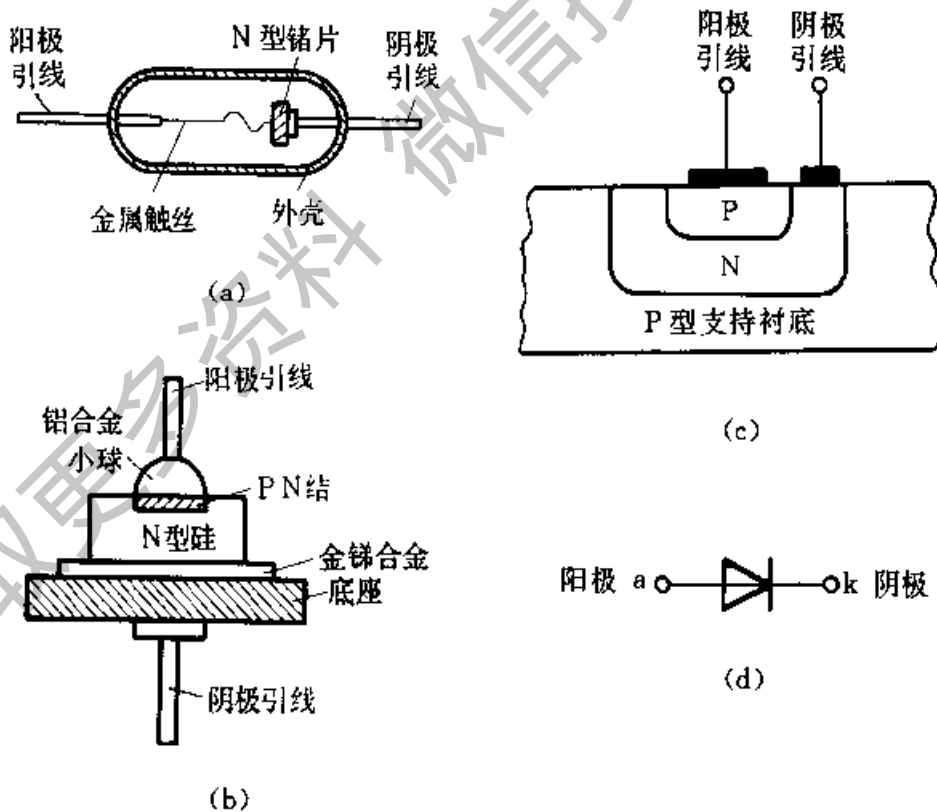


图 2.3.1 半导体二极管的结构及符号

(a) 点接触型 (b) 面接触型 (c) 集成电路中的平面型 (d) 代表符号

面接触型或称面结型二极管的PN结是用合金法或扩散法做成的，其结

构如图 2.3.1b 所示。由于这种二极管的 PN 结面积大,可承受较大的电流,但极间电容也大。这类器件适用于整流,而不宜用于高频电路中。如 2CP1 为面接触型硅二极管,最大整流电流为 400 mA,最高工作频率只有 3 kHz。

图 2.3.1c 是硅工艺平面型二极管的结构图,是集成电路中常见的一种形式。二极管的代表符号如图 2.3.1d 所示。

2.3.2 二极管的 $V-I$ 特性

实际的二极管的 $V-I$ 特性如图 2.3.2 和图 2.3.3 所示。由图可以看出,二极管的 $V-I$ 特性和 PN 结的 $V-I$ 特性(图 2.2.5)基本上是相同的。下面对二极管 $V-I$ 特性分三部分加以说明:

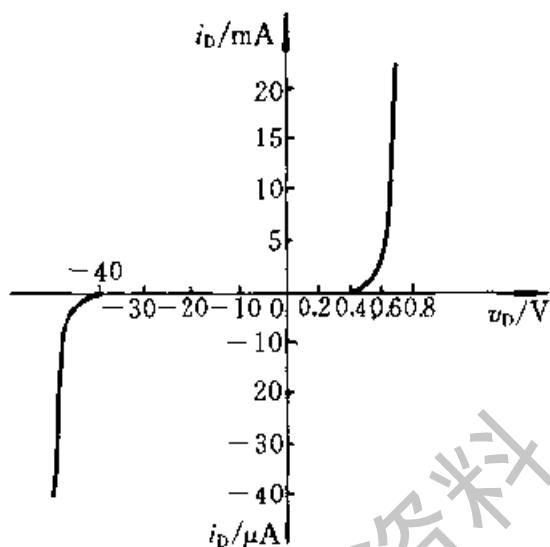


图 2.3.2 硅二极管 2CP10 的 $V-I$ 特性

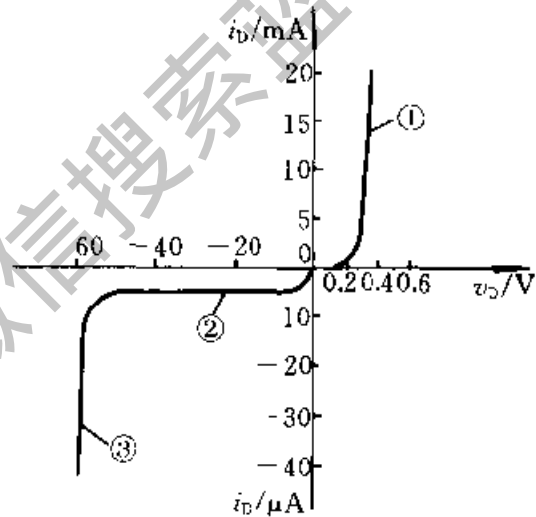


图 2.3.3 锗二极管 2AP15 的 $V-I$ 特性

1. 正向特性

对应于图 2.3.3 的第①段为正向特性,此时加于二极管的正向电压只有零点几伏,但相对来说流过管子的电流却很大,因此管子呈现的正向电阻很小。

但是,在正向特性的起始部分,由于正向电压较小,外电场还不足以克服 PN 结的内电场,因而这时的正向电流几乎为零,二极管呈现出一个大电阻,好像有一个门坎。硅管的门坎电压 V_{th} (又称死区电压)约为 0.5 V,锗管的 V_{th} 约为 0.1 V,当正向电压大于 V_{th} 时,内电场大为削弱,电流因而迅速增长。

2. 反向特性

P 型半导体中的少数载流子——电子和 N 型半导体中的少数载流子——空穴,在反向电压作用下很容易通过 PN 结,形成反向饱和电流。但由

于少数载流子的数目很少，所以反向电流是很小的，如图 2.3.3 的第②段所示，一般硅管的反向电流比锗管小得多。

温度升高时，由于少数载流子增加，反向电流将随之急剧增加。

3. 反向击穿特性

当增加反向电压时，因在一定温度条件下，少数载流子数目有限，故起始一段反向电流没有多大变化，当反向电压增加到一定大小时，反向电流剧增，这叫做二极管的反向击穿，对应于图 2.3.3 的第③段，其原因和 PN 结击穿相同。

2.3.3 二极管的参数

1. 最大整流电流 I_F 是指管子长期运行时，允许通过的最大正向平均电流。因为电流通过 PN 结要引起管子发热，电流太大，发热量超过限度，就会使 PN 结烧坏。例如 2AP1 最大整流电流为 16 mA。

2. 反向击穿电压 V_{BR} 指管子反向击穿时的电压值。击穿时，反向电流剧增，二极管的单向导电性被破坏，甚至因过热而烧坏。一般手册上给出的最高反向工作电压约为击穿电压的一半，以确保管子安全运行。例如 2AP1 最高反向工作电压规定为 20 V，而反向击穿电压实际上大于 40 V。

3. 反向电流 I_R 指管子未击穿时的反向电流，其值愈小，则管子的单向导电性愈好。由于温度增加，反向电流会急剧增加，所以在使用二极管时要注意温度的影响。

4. 极间电容

(1) 势垒电容 C_B

在讨论 PN 结时已知，PN 结交界处形成的势垒区，是积累空间电荷的区域，当 PN 结两端电压改变时，就会引起积累在 PN 结的空间电荷的改变，从而显示出 PN 结的电容效应。因此，PN 结的势垒电容是用来描述势垒区的空间电荷随电压变化而产生的电容效应的。

PN 结的空间电荷是随外加电压的变化而变化的，例如当外加正向电压升高时，N 区的电子和 P 区的空穴便进入耗尽区而中和一部分带正电荷的施主离子和带负电荷的受主离子，这就好像有一部分电子和空穴“存入”PN 结，相当于电子和空穴分别向势垒电容“充电”。而当外加电压降低一些，又有一部分电子和空穴离开耗尽区，好像电子和空穴从 PN 结中“取出”，相当于电子和空穴分别从势垒电容“放电”，如图 2.3.4 所示。这种充放电效应与普通电容在外加电压作用下进行充放电的过程相似，所不同的只是这个势垒电容是随外加电压改变的。当外加电压保持不变时，耗尽区中空间电荷数目保持不变，势垒电容充放电也就停止了。因此，势垒电容只在外加电压改变时才

起作用。当外加电压频率越高时，每秒钟充放电次数越多，势垒电容的作用越显著。经过分析证明，势垒电容 C_B 的大小与 PN 结面积 S 成正比，与耗尽区厚度 δ 成反比，因此它与一个极板面积为 S 、间距为 δ 的平行板电容器相似。但势垒电容的 δ 是随外加电压而变的。反向偏置电压的增加，会使 δ 增大而使 C_B 减小。正向偏置时， δ 减小会使 C_B 增大。从电路上来看，势垒电容是和结电阻并联的。因此，由于反向偏置时结电阻很大，尽管势垒电容很小，它的作用还是不能忽视的，特别在高频时影响更大。而正向偏置时结电阻很小，尽管势垒电容较大，其作用相对来说反而比较小。所以势垒电容在反向偏置时显得更加重要。

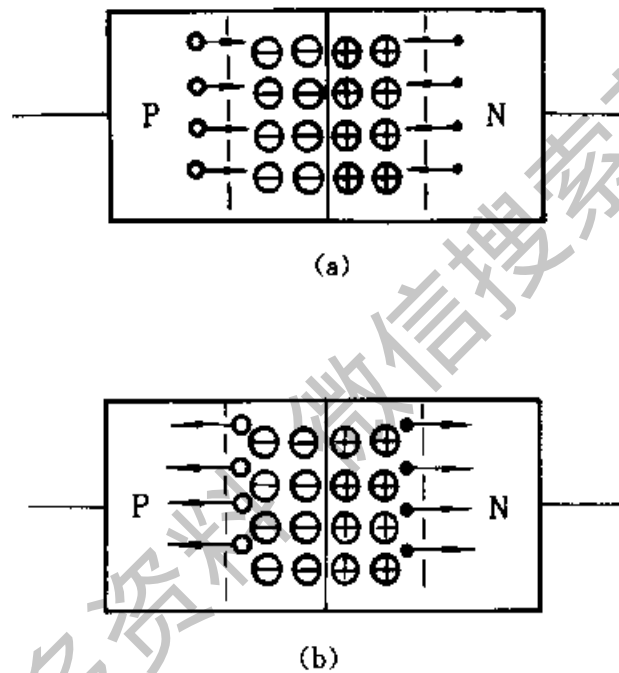


图 2.3.4 二极管的极间电容

(a) 势垒电容充电 (b) 势垒电容放电

(2) 扩散电容 C_D

PN 结的正向电流是由 P 区空穴和 N 区电子的相互扩散造成的，为了使 P 区形成扩散电流，注入的少数载流子电子沿 P 区必须有浓度差，在结的边缘处浓度大，离结远的地方浓度小，也就是说在 P 区有电子的积累。同理，在 N 区也有空穴的积累。当 PN 结正向电压加大时，正向电流随着加大，就要有更多的载流子积累起来以满足电流加大的要求；而当正向电压减小时，正向电流减小，积累在 P 区的电子或 N 区的空穴就要相对减小，这样就相应地要有载流子的“充入”和“放出”。因此，积累在 P 区的电子或 N 区的空穴随外加电压的变化就构成了 PN 结的扩散电容 C_D ，它反映了在外加电压作用下

载流子在扩散过程中积累的情况。

PN 结在正向偏置时，积累在 P 区的电子和 N 区的空穴随正向电压的增加而很快增加，扩散电容较大。而反向偏置时，载流子数目很少，因此反向时扩散电容数值很小，一般可以忽略。

由上可见，在高频运用时，对于二极管的 PN 结，必须考虑结电容的影响。这样可得图 2.3.5 所示的 PN 结高频等效电路，其中 r 表示结电阻， C 表示结电容，包括势垒电容和扩散电容的总效果，它的大小除了与本身结构和工艺有关外，还与外加电压有关。当 PN 结处于正向偏置时， r 为正向电阻，其数值很小，结电容较大（主要决定于扩散电容 C_D ）。当 PN 结处于反向偏置时， r 为反向电阻，其数值较大，结电容较小（主要决定于势垒电容 C_B ）。

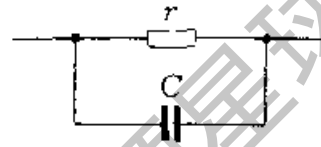


图 2.3.5 PN 结的高频等效电路

二极管的参数是正确使用二极管的依据，一般半导体器件手册中都给出不同型号管子的参数。在使用时，应特别注意不要超过最大整流电流和最高反向工作电压，否则管子容易损坏。

表 2.3.1 中列出一些国产二极管参数，以供参考。

表 2.3.1 国产半导体二极管参数

(1) 2AP1~7 检波二极管（点接触型锗管，在电子设备中作检波和小电流整流用）

| 参 数 型 号 | 最大整 流电流 | 最高反向 工作电压 (峰值) | 反向击穿电压 (反向电流为 400 μ A) | 正向电流 (正向电压 为 1 V) | 反向电流 (反向电压分别为 10, 100 V) | 最高工 作频率 | 极间 电容 |
|------------------|------------|----------------------|----------------------------------|-------------------------|--------------------------------|------------|----------|
| | mA | V | V | mA | μ A | MHz | pF |
| 2AP1 | 16 | 20 | ≥ 40 | ≥ 2.5 | ≤ 250 | 150 | ≤ 1 |
| 2AP7 | 12 | 100 | ≥ 150 | ≥ 5.0 | ≤ 250 | 150 | ≤ 1 |

(2) 2CZ52~57 系列整流二极管，用于电子设备的整流电路中。

| 系 数 型 号 | 最大整 流电流 | 最高反向工 作电压(峰值) | 最高反向工作电压下的 反向电流(125 $^{\circ}$ C) | 正向压降 (平均值)(25 $^{\circ}$ C) | 最高工 作频率 |
|------------------|------------|--|--------------------------------------|--------------------------------|------------|
| | A | V | μ A | V | kHz |
| 2CZ52 | 0.1 | 25, 50, 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, | 1000 | ≤ 0.8 | 3 |
| 2CZ54 | 0.5 | 900, 1000, 1200, 1400, 1600, 1800, 2000, 2200, | 1000 | ≤ 0.8 | 3 |
| 2CZ57 | 5 | 2400, 2600, 2800, 3000 | 1000 | ≤ 0.8 | 3 |

附：半导体器件型号命名方法

(根据国家标准 GB249-74)

1. 半导体器件的型号由五个部分组成

| 第一部分 | 第二部分 | 第三部分 | 第四部分 | 第五部分 |
|------|------|------|------|-------------------|
| | | | | 用汉语拼音字母表示规格号 |
| | | | | 用阿拉伯数字表示序号 |
| | | | | 用汉语拼音字母表示器件的类型 |
| | | | | 用汉语拼音字母表示器件的材料和极性 |
| | | | | 用阿拉伯数字表示器件的电极数目 |

2. 型号组成部分的符号及其意义

| 第一部分 | | 第二部分 | | 第三部分 | | | | 第四部分 | 第五部分 |
|--------------|-----|-------------------|-----------|----------------|---|-----|--|-----------|--------------|
| 用数字表示器件的电极数目 | | 用汉语拼音字母表示器件的材料和极性 | | 用汉语拼音字母表示器件的类型 | | | | 用数字表示器件序号 | 用汉语拼音字母表示规格号 |
| 符号 | 意义 | 符号 | 意义 | 符号 | 意义 | 符号 | 意义 | | |
| 2 | 二极管 | A | N型, 锗材料 | P | 普通管 | D | 低频大功率管 ($f_c < 3 \text{ MHz}$, $P_c \geq 1 \text{ W}$) | | |
| | | B | P型, 锗材料 | V | 微波管 | A | 高频大功率管 ($f_c \geq 3 \text{ MHz}$, $P_c \geq 1 \text{ W}$) | | |
| | | C | N型, 硅材料 | W | 稳压管 | T | 半导体整流管 (可控整流器) | | |
| | | D | P型, 硅材料 | C | 参量管 | Y | 体效应器件 | | |
| 3 | 三极管 | A | PNP型, 锗材料 | Z | 整流管 | B | 雪崩管 | | |
| | | B | NPN型, 锗材料 | L | 整流堆 | J | 阶跃恢复管 | | |
| | | C | PNP型, 硅材料 | S | 隧道管 | CS | 场效应器件 | | |
| | | D | NPN型, 硅材料 | N | 阻尼管 | BT | 半导体特殊 器件 | | |
| | | E | 化合物材料 | U | 光电器件 | FH | 复合管 | | |
| | | | | K | 开关管 | PIN | PIN型管 | | |
| | | | | X | 低频小功率管 ($f_c < 3 \text{ MHz}$, $P_c < 1 \text{ W}$) | JG | 激光器件 | | |
| | | | | G | 高频小功率管 ($f_c \geq 3 \text{ MHz}$, $P_c < 1 \text{ W}$) | | | | |

复习思考题

2.3.1 为什么说在使用二极管时,应特别注意不要超过最大整流电流和最高反向工作电压?

2.3.2 如何用万用表的“ Ω ”挡来辨别一只二极管的阳、阴两极?(提示:模拟型万用表的黑笔接表内直流电源的正端,而红笔接负端)

2.3.3 比较硅、锗两种二极管的性能。在工程实践中,为什么硅二极管应用得较普遍?

2.4 二极管基本电路及其分析方法

在电子技术中,二极管电路得到广泛的应用。本节只介绍几种基本的电路,如限幅电路、开关电路、低电压稳压电路等,其他电路将在后续有关章节中讨论。

二极管是一种非线性器件,因而二极管电路一般要采用非线性电路的分析方法。这里主要介绍模型分析法。有的模型较简单,便于近似估算。较复杂的模型为利用 PSPICE 程序借助计算机解题提供基础。

2.4.1 二极管正向 $V-I$ 特性的建模

1. 理想模型

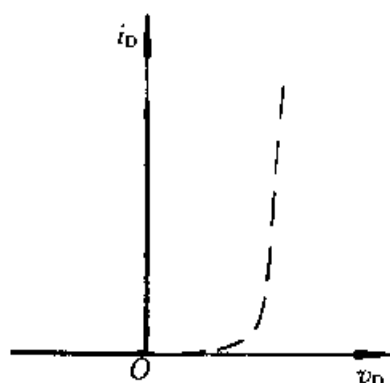
图 2.4.1 表示理想二极管的 $V-I$ 特性,其中的虚线表示实际二极管的 $V-I$ 特性。图 2.4.1b 为它的代表符号。由图 a 可见,在正向偏置时,其管压降为 0 V,而当二极管处于反向偏置时,认为它的电阻为无穷大,电流为零。在实际的电路中,当电源电压远比二极管的管压降大时,利用此法来近似分析是可行的。

2. 恒压降模型

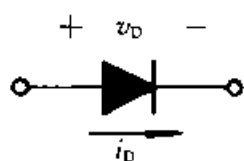
这个模型如图 2.4.2 所示,其基本思想是当二极管导通后,其管压降认为是恒定的,且不随电流而变,典型值为 0.7 V。不过,这只有当二极管的电流 i_D 近似等于或大于 1 mA 时才是正确的。该模型提供了合理的近似,因此应用也较广。

3. 折线模型

为了较真实地描述二极管 $V-I$ 特性,在恒压降模型的基础上,作一定的修正,即认为二极管的管压降不是恒定的,而是随着通过二极管电流的增加而增加,所以在模型中用一个电池和一个电阻 r_D 来作进一步的近似。这个电



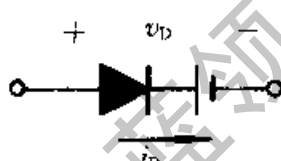
(a)



(b)



(a)



(b)

图 2.4.1 理想模型

(a) V - I 特性 (b) 代表符号

图 2.4.2 恒压降模型

(a) V - I 特性 (b) 代表符号

池的电压选定为二极管的门坎电压 V_{th} , 约为 0.5 V 。至于 r_D 的值, 可以这样来确定, 即当二极管的导通电流为 1 mA 时, 管压降为 0.7 V , 于是 r_D 的值可计算如下:

$$r_D = \frac{0.7\text{ V} - 0.5\text{ V}}{1\text{ mA}} = 200\ \Omega$$

由于二极管特性的分散性, V_{th} 和 r_D 的值不是固定不变的。

4. 小信号模型

如果二极管在它的 V - I 特性的某一小范围内工作, 例如在静态工作点 Q (即 V - I 特性上的一个点, 此时 $v_D = V_D$, $i_D = I_D$) 附近工作, 则可将 V - I 特性看成为一条直线, 其斜率的倒数就是所要求的小信号模型的微变电阻 r_d 。

参看图 2.4.4a, 微变电阻 r_d 可直接从 V - I 特性上求得。通过 Q 点作一条 V - I 特性的切线, 并形成一直角三角形, 从而得到 Δv_D 和 Δi_D , 则

$$r_d = \Delta v_D / \Delta i_D$$

r_d 的数值还可从二极管的 V - I 特性表达式 (式 2.2.1) 导出。

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$

取 i_D 对 v_D 的微分, 可得微变电导

$$g_d = \frac{di_D}{dv_D} = \frac{d}{dv_D} [I_S (e^{v_D/V_T} - 1)]$$

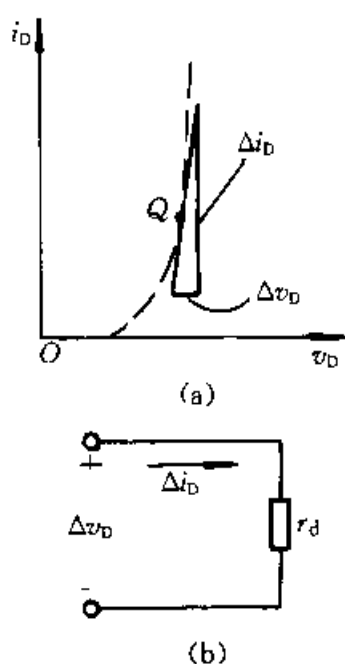


图 2.4.3 折线模型
(a) $V-I$ 特性 (b) 代表符号

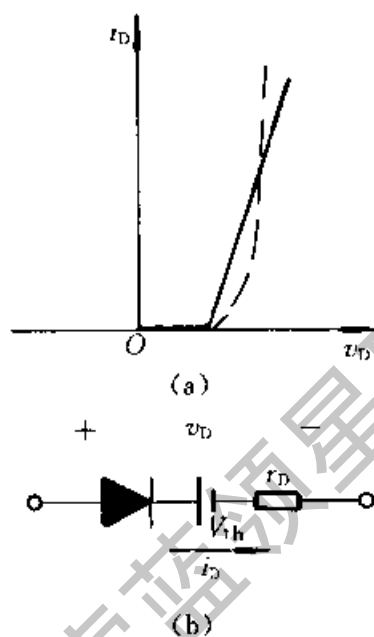


图 2.4.4 小信号模型
(a) $V-I$ 特性 (b) 代表符号

$$= \frac{I_S}{V_T} e^{v_D/V_T} \approx \frac{i_D}{V_T} = \frac{I_D}{V_T} \quad (\text{在 } Q \text{ 点上})$$

$$\text{由此可得} \quad r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})} \quad (\text{当 } T=300 \text{ K 时}) \quad (2.4.1)$$

例如, 当 Q 点上的 $I_D = 2 \text{ mA}$ 时, $r_d = 26 \text{ mV}/2 \text{ mA} = 13 \Omega$ 。

值得注意的是, 式 (2.2.1) 是二极管正向 $V-I$ 特性一个很好的模型, 称之为指数模型。利用它并根据数学迭代原理, 可以较准确地分析二极管电路。如借助 PSPICE 程序, 指数模型更便于使用。

2.4.2 模型分析法应用举例

应用二极管模型可以分析常见的二极管电路, 如电路的 Q 点, 限幅电路的输出波形, 开关电路的逻辑关系, 低电压稳压电路的电压调整率等。现分别讨论如下。

1. 二极管电路的静态工作情况分析

利用二极管模型来分析电路的静态工作情况是较方便的, 现举例说明。

例 2.4.1 设简单二极管基本电路如图 2.4.5a 所示, $R=10 \text{ k}\Omega$, 图 b 是它的习惯画法。对于下列两种情况, 求电路的 I_D 和 V_D 的值: (1) $V_{DD}=10 \text{ V}$; (2) $V_{DD}=1 \text{ V}$ 。在每种情况下, 应用理想模型、恒压降模型和折线模型求解。

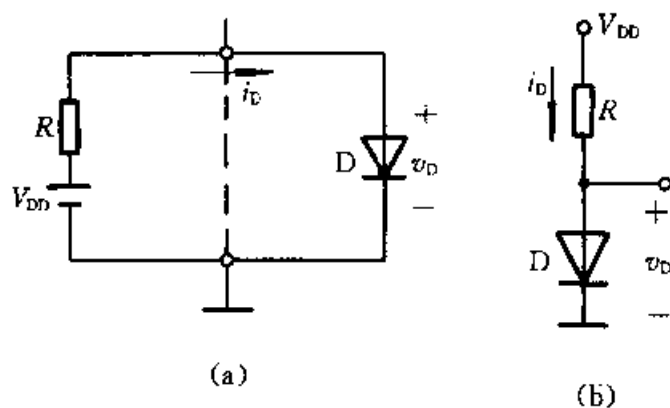


图 2.4.5 例 2.4.1 的电路
(a) 简单二极管电路 (b) 习惯画法

解：图 2.4.5a 的电路中，虚线左边为线性部分，右边为非线性部分，符号“ \ominus ”为参考电位点，或叫“地”，即电路的共同端点。电路中任一点的电位，都是对此共同端而言的，这在第 1 章中已介绍过。为了简单起见，图 a 所示的电路常采用图 b 所示的习惯画法，今后经常用到。现按题意，分别求解如下：

(1) $V_{DD}=10\text{V}$

① 使用理想模型得

$$V_D=0\text{V}, I_D=V_{DD}/R=10\text{V}/10\text{k}\Omega=1\text{mA}$$

② 使用恒压降模型得

$$V_D=0.7\text{V}, I_D=\frac{V_{DD}-V_D}{R}=\frac{10\text{V}-0.7\text{V}}{10\text{k}\Omega}=0.93\text{mA}$$

③ 使用折线模型得

$$I_D=\frac{V_{DD}-V_{th}}{R+r_D}=\frac{10\text{V}-0.5\text{V}}{10\text{k}\Omega+0.2\text{k}\Omega}=0.931\text{mA}$$

$$V_D=0.5\text{V}+I_D r_D=0.5\text{V}+0.931\text{mA}\times 0.2\text{k}\Omega=0.69\text{V}$$

(2) $V_{DD}=1\text{V}$

① 使用理想模型得

$$V_D=0\text{V}, I_D=\frac{V_{DD}}{R}=\frac{1\text{V}}{10\text{k}\Omega}=0.1\text{mA}$$

② 使用恒压降模型得

$$V_D=0.7\text{V}, I_D=\frac{V_{DD}-0.7\text{V}}{R}=\frac{1\text{V}-0.7\text{V}}{10\text{k}\Omega}=0.03\text{mA}$$

③ 使用折线模型得

$$I_D=0.049\text{mA}, V_D=0.51\text{V}$$

上例表明, 在电源电压远大于二极管管压降的情况下, 恒压降模型能得出较合理的结果, 但当电源电压较低时, 折线模型能提供较合理的结果。正确选择器件的模型, 是电子电路工作者必须掌握的基本技能。

2. 限幅电路

在电子技术中, 常用限幅电路对各种信号进行处理。它是用来让信号在预置的电平范围内, 有选择地传输一部分。现举例说明。

例 2.4.2 一限幅电路如图 2.4.6a 所示, $R=1\text{ k}\Omega$, $V_{\text{REF}}=3\text{ V}$ 。(1) $v_i=0\text{ V}$ 、 4 V 、 6 V 时, 求相应的输出电压 v_o 的值; (2) 当 $v_i=6\sin\omega t\text{ V}$ 时, 绘出相应的输出电压 v_o 的波形。

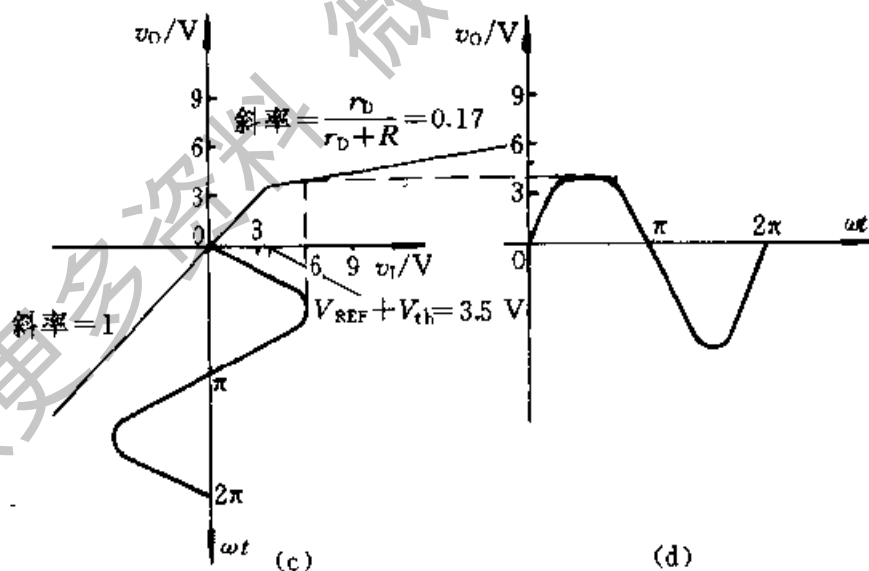
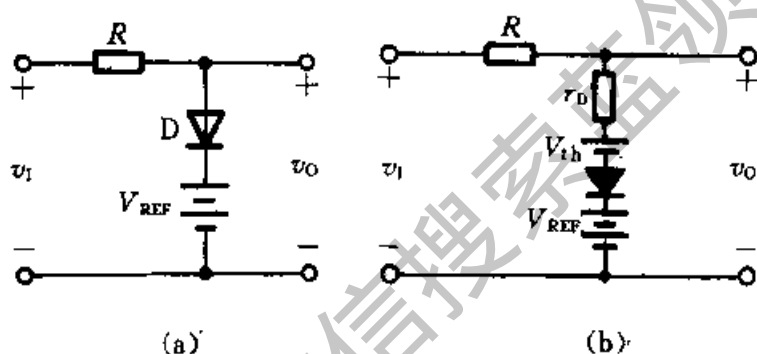


图 2.4.6 例 2.4.2 的电路

(a) 限幅电路 (b) 限幅电路的折线模型 (c) 传输特性 (d) v_o 波形图

解: (1) 考虑输入电压不高, 且有参考电压 $V_{\text{REF}}=3\text{ V}$, 因此作用于二极管两端的电压不高, 选用折线模型来分析是合适的, 其等效电路如图 2.4.6b 所示, 设 $V_{\text{th}}=0.5\text{ V}$, $r_D=200\ \Omega$ 。

当 $v_1=0\text{ V}$ 时, 二极管截止, 所以 $v_0=v_1$ 。

当 $v_1=4\text{ V}$ 时, $v_0=V_{\text{REF}}+V_{\text{th}}+(v_1-V_{\text{REF}}-V_{\text{th}})r_{\text{D}}/(r_{\text{D}}+R)=$
 $3.5\text{ V}+(4\text{ V}-3.5\text{ V})\times 0.2/1.2=3.5\text{ V}+0.083\text{ V}=3.583\text{ V}$

当 $v_1=6\text{ V}$ 时, $v_0=V_{\text{REF}}+V_{\text{th}}+(v_1-V_{\text{REF}}-V_{\text{th}})r_{\text{D}}/(r_{\text{D}}+R)=$
 $3.5\text{ V}+(6\text{ V}-3.5\text{ V})\times 0.2/1.2=3.5\text{ V}+0.417\text{ V}=3.917\text{ V}$

(2) 由于所加输入电压为幅值等于 6 V 的正弦电压, 所以 (1) 中所得的结果可以用来绘制输出电压的波形。

首先绘出电路的 v_1-v_0 传输特性。在二极管没有导通之前, 即 $v_1 < (V_{\text{REF}}+V_{\text{th}})$ 之前, 传输特性是一条通过 0 点且斜率为 1 的直线; 一旦当 $v_1 > (V_{\text{REF}}+V_{\text{th}})$, 传输特性发生转折并以斜率为 $r_{\text{D}}/(r_{\text{D}}+R)$ 上升, 如图 2.4.6c 所示。输出电压 v_0 的波形可以按照输入电压的波形通过传输特性绘出, 如图 2.4.6d 所示。

3. 开关电路

在开关电路中, 利用二极管的单向导电性以接通或断开电路, 这在数字电路中得到广泛的应用。在分析这种电路时, 应当掌握一条基本原则, 即判断电路中的二极管处于导通状态还是截止状态, 可以先将二极管断开, 然后观察 (或经过计算) 阳、阴两极间是正向电压还是反向电压, 若是前者则二极管导通, 否则二极管截止, 现举例说明。

例 2.4.3 一二极管开关电路如图 2.4.7 所示。当 v_{11} 和 v_{12} 为 0 V 或 5 V 时, 求 v_1 和 v_{12} 的值不同组合情况下, 输出电压 v_0 的值。设二极管是理想的。

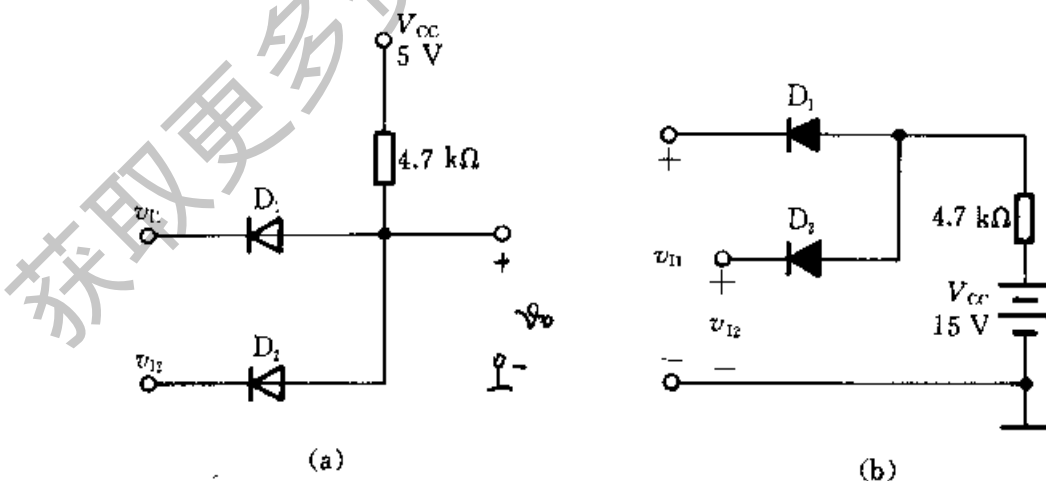


图 2.4.7 开关电路

(a) 习惯画法 (b) 开关电路的理想模型

解: (1) 当 $v_{11}=0\text{ V}$ 、 $v_{12}=5\text{ V}$ 时, D_1 为正向偏置, $v_0=0\text{ V}$ (因二极管

是理想的), 此时 D_2 的阴极电位为 5 V, 阳极为 0 V, 处于反向偏置, 故 D_2 截止。

(2) 依此类推, 将 v_{i1} 和 v_{i2} 的其余三种组合及输出电压列于表 2.4.1 中。

表 2.4.1

| v_{i1} | v_{i2} | 二极管工作状态 | | v_o |
|----------|----------|---------|-------|-------|
| | | D_1 | D_2 | |
| 0 V | 0 V | 导通 | 导通 | 0 V |
| 0 V | 5 V | 导通 | 截止 | 0 V |
| 5 V | 0 V | 截止 | 导通 | 0 V |
| 5 V | 5 V | 截止 | 截止 | 5 V |

由上表可见, 在输入电压 v_{i1} 和 v_{i2} 中, 只要有一个为 0 V, 则输出为 0 V; 只有当两输入电压均为 5 V 时, 输出才为 5 V, 这种关系在数字电路中称为与逻辑。

4. 低电压稳压电路

稳压电源是电子电路中常见的组成部分。这里所讨论的是一种低电压的稳压电路。利用二极管的正向压降特性, 可以获得较好的稳压性能。

设低电压稳压电路如图 2.4.8a 所示。合理选取电路参数, 对于硅二极管, 可以获得输出电压 $v_o (=V_D)$ 近似等于 0.7 V, 若采用几只二极管串联, 则可获得 3~4 V 的输出电压。

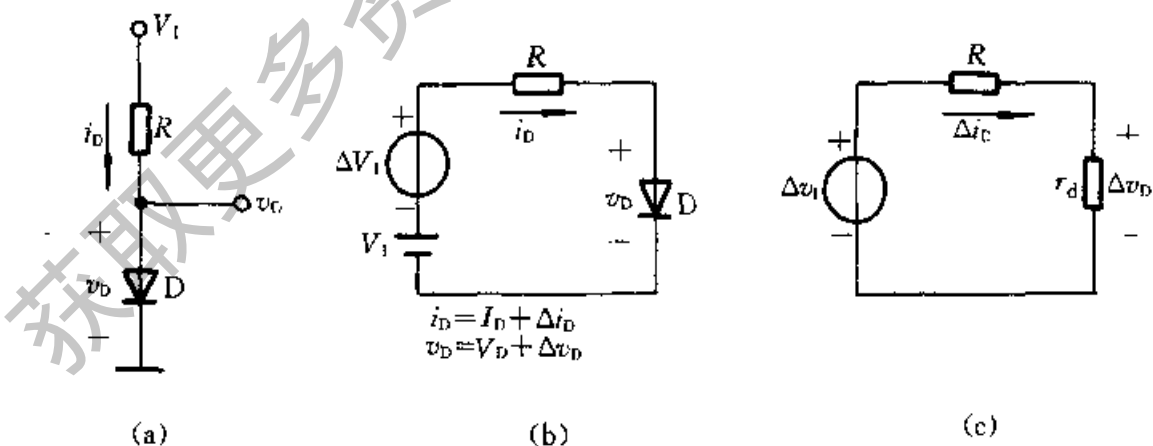


图 2.4.8 低电压稳压电路

(a) 电路图 (b) V_1 产生波动后的电路 (c) 小信号等效电路

由于某种原因, 如电网电压波动引起直流电源电压 V_1 产生波动, 这个波动分量用 ΔV_1 表示, 其波形是任意的, 它与 V_1 串联共同作用于 R (限流电

阻)和二极管D相串联的支路(图2.4.8b)。电路中 V_1 、 R 和二极管D共同确定电路的静态工作点。当波动电压增量 ΔV_1 出现之后,电路中的电流和二极管电压亦产生相应的增量,即 $i_D = I_D + \Delta i_D$, $v_D = V_D + \Delta v_D$ 。如去掉电路中直流分量,则可得到稳压电路的小信号等效电路,如图2.4.8c所示。图中 r_d 就是前面分析的二极管的微变电阻。

利用图2.4.8c所示的小信号等效电路,可以分析电源电压 V_1 波动所引起的输出电压的变动情况,下面举例来说明。

例 2.4.4 在图2.4.8a所示的低电压稳压电路中,直流电源电压 V_1 的正常值为10V, $R=10\text{ k}\Omega$,若 V_1 变化 $\pm 1\text{ V}$ 时,问相应的硅二极管电压(输出电压)的变动如何?

解: (1) 当 V_1 的正常值为10V时,利用二极管恒压降模型有

$$V_D \approx 0.7\text{ V}$$

由此可得二极管Q点上的电流为

$$I_D = \frac{10\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 0.93\text{ mA}$$

此电流值可证实二极管的管压降为0.7V的假设。

(2) 在此Q点上,按式(2.4.1)计算二极管的微变电阻 r_d 为

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26\text{ mV}}{0.93\text{ mA}} \approx 28\ \Omega$$

(3) 按题意, V_1 有 $\pm 1\text{ V}$ 的波动,它可视为一峰-峰值为2V的交流信号,该信号作用于由 R 和 r_d 组成的分压器上。显然,相应的二极管的信号电压,可按分压比来计算,即

$$\begin{aligned} v_d(\text{峰-峰值}) &= 2\text{ V} \times \frac{r_d}{R+r_d} \\ &= 2\text{ V} \times \frac{28}{10 \times 10^3 + 28} \\ &= 5.58\text{ mV} \end{aligned}$$

由此可知,二极管电压 v_d 的变化为 $\pm 2.79\text{ mV}$ 。此数值是很小的,应用小信号模型来分析是合适的。

讨论 上例表明,利用二极管正向压降基本恒定的特点,可以构成低电压稳压电路,若将三只二极管串接起来,等效于一只约2V的齐纳二极管(见下节)。由于低电压的齐纳二极管的反向击穿特性不够急剧,稳压性能不够理想,所以在3~4V以下,采用多只二极管串接,可以获得较好的稳压特性。在这类应用中,二极管的小信号模型用来计算输出电压的变动是合适的。

以上列举了应用二极管的各种模型来分析二极管电路的典型例子。其余应用将通过习题和后续章节的内容来掌握。还应当指明,以上介绍的是二极

管正向特性的模型。二极管较完整且较精确的模型是前面讨论过的由式(2.2.1)所表达的指数模型。不过,利用指数模型借助数学迭代法分析二极管电路是比较烦琐的;若利用 PSpice 程序进行分析,倒是比较方便的,请见本章末有关这方面的例题和习题。

此外,二极管的直流恒压降特性和小信号模型的概念,在第 5 章讨论互补对称功率放大电路的偏置电路中 will 得到应用。

2.5 特殊二极管

除前面所讨论的普通二极管外,还有若干种特殊二极管,如齐纳二极管、变容二极管、光电子器件(包括光电二极管、发光二极管和激光二极管)等,现分别介绍如下。

2.5.1 齐纳二极管

齐纳二极管又称稳压管,是一种用特殊工艺制造的面结型硅半导体二极管,其代表符号如图 2.5.1a 所示。前已提及,这种管子的杂质浓度比较大,空间电荷区内的电荷密度也大,因而该区域很窄,容易形成强电场。当反向电压加到某一定值时,反向电流急增,产生反向击穿,如图 2.5.1b 的特性所示。图中的 V_Z 表示反向击穿电压,即稳压管的稳定电压。稳压管的稳压作用在于,电流增量 ΔI_Z 很大,只引起很小的电压变化 ΔV_Z 。曲线愈陡,动态电阻

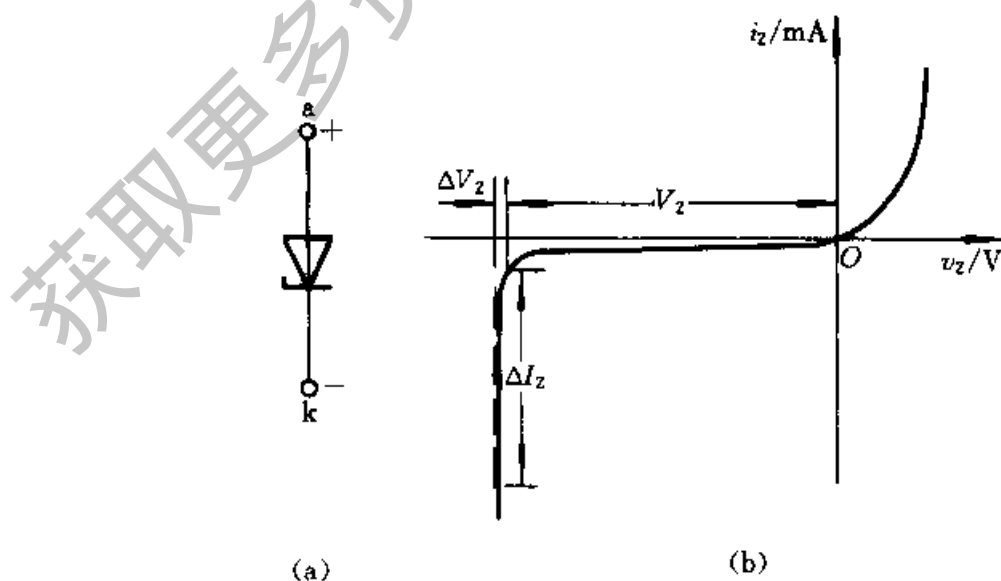


图 2.5.1 稳压管的代表符号与 V - I 特性

(a) 代表符号 (b) V - I 特性

$r_z = \Delta V_z / \Delta I_z$ 愈小, 稳压管的稳压性能愈好。一般地说, V_z 为 8 V 左右的稳压管的动态电阻较小, 低于这个电压的, r_z 随齐纳电压的下降迅速增加, 因而低压稳压管的稳压性能较差。稳压管的稳定电压 V_z , 低的为 3 V, 高的可达 300 V, 它的正向压降约为 0.6 V。

当 $V_z < 5.7$ V 时, 齐纳效应占优势, 温度系数为负值; 反之, 雪崩效应占优势, 温度系数为正值。温度系数一般不超过每度 ($^{\circ}\text{C}$) $\pm 0.1\%$ 的范围。

稳压管用 2CW、2DW 命名。表 2.5.1 列出了几种典型的稳压管的主要参数。

表 2.5.1 几种典型的稳压管的主要参数

| 型号 | 稳定电压 V_z/V | 稳定电流 I_z/mA | 最大稳定电流 I_{zM}/mA | 耗散功率 P_M/W | 动态电阻 r_z/Ω | 温度系数 ($\text{k}\%/\text{C}$) |
|--------|------------------------|-------------------------|------------------------------|------------------------|----------------------|-----------------------------------|
| 2CW11 | 3.2~4.5 | 10 | 55 | 0.25 | ≤ 70 | -0.05~+0.03 |
| 2CW15 | 7~8.5 | 5 | | 0.25 | ≤ 10 | +0.01~+0.08 |
| 2DW7A* | 5.8~6.6 | 10 | 30 | 0.20 | ≤ 25 | 0.05 |

* 2DW7 为具有温度补偿的稳压管。

稳压管在直流稳压电源中获得广泛的应用。图 2.5.2 表示稳压电路, V_1 为待稳定的直流电源电压, 一般是由整流滤波电路提供 (见第 10 章)。 D_z 为稳压管, R 为限流电阻, 它的作用是使电路有一个合适的工作状态, 并限定电路的工作电流。负载 R_L 与稳压管两端并联, 因而称为并联式稳压电路。

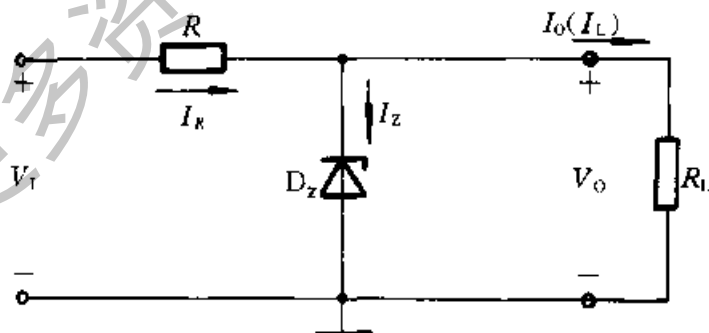


图 2.5.2 简单的稳压电路

这种稳压电路之所以能够稳定输出电压, 在于当稳定电流 I_z 有较大幅度的变化 ΔI_z 时, 而稳定电压的变化 ΔV_z 却很小。这样, 当 V_1 或 R_L 变化时, 电路能自动地调整 I_z 的大小, 以改变 R 上的压降 $I_R R$, 达到维持输出电压 V_o (V_z) 基本恒定的目的。例如, 当 V_1 恒定而 R_L 减小时, 将产生如下的自动调整过程:

$$R_L \downarrow \rightarrow I_O \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow V_O \downarrow \rightarrow I_Z \downarrow \rightarrow I_R \downarrow$$

可见 V_O 能基本维持恒定。同理,亦可分析当 R_L 增大时,亦可得出 V_O 基本维持恒定的结论。

下面通过一例题来分析并联式稳压电路,为设计这种稳压电路打好基础。

例 2.5.1 一稳压电路如图 2.5.3 所示,其中的直流输入电压 V_1 系由汽车上铅酸电池供电,电压在 12~13.6 V 之间波动。负载为一移动式 9 V 半导体收音机,当它的音量最大时,需供给的功率为 0.5 W。稳压管的主要参数为:稳定电压 $V_Z=9$ V,稳定电流的范围为 $I_Z=5$ mA 至 $I_{ZM}=56$ mA,耗散功率为 1 W^①。限流电阻 R 的值为 51 Ω 。试分析此稳压电路能否正常工作。

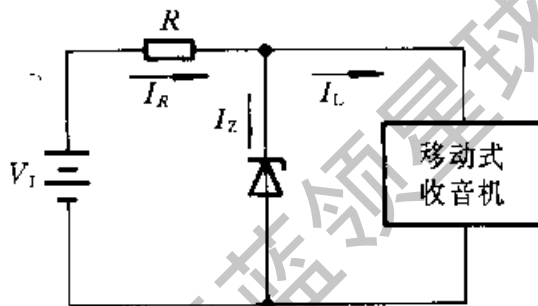


图 2.5.3 例 2.5.1 的电路

解: (1) 负载所消耗的功率 $=V_L I_L$

$$\text{负载电流的最大值 } I_{LM} = \frac{P_{LM}}{V_L} = \frac{0.5 \text{ W}}{9 \text{ V}} \approx 56 \text{ mA}$$

(2) 检验稳压管的耗散功率

当空载 ($I_L=0$) 时,稳压管的最大耗散功率为

$$P_Z = I_R V_Z = \frac{V_{1M} - V_Z}{R} V_Z = \frac{13.6 \text{ V} - 9 \text{ V}}{51 \Omega} \times 9 \text{ V} = 0.81 \text{ W}$$

此功率未超过稳压管的额定耗散功率值。

(3) 检验限流电阻 R 的功率定额

当 $V_1=V_{1M}$ 且为满负载的情况下, R 上所消耗的功率为

$$P_R = V_R I_R = (V_{1M} - V_Z) \frac{V_{1M} - V_Z}{R} = \frac{(V_{1M} - V_Z)^2}{R} \\ = \frac{(13.6 \text{ V} - 9 \text{ V})^2}{51 \Omega} = 0.41 \text{ W}$$

为安全和可靠起见,限流电阻 R 以选用 51 Ω 、1 W 的电阻为宜。

* 2.5.2^② 变容二极管

前已讨论,二极管结电容的大小除了与本身结构和工艺有关外,还与外

^① 例如选用 1N4728 系列中的稳压管,见参考文献 [5]。

^② 本书凡加“*”者均为提高性内容。

加电压有关。结电容随反向电压的增加而减小，这种效应显著的二极管称为变容二极管。图 2.5.4a 为它的代表符号，图 b 是某种变容二极管的特性曲线。不同型号的管子，其电容最大值可能是 5~300 pF。最大电容与最小电容之比约为 5:1。变容二极管在高频技术中应用较多。

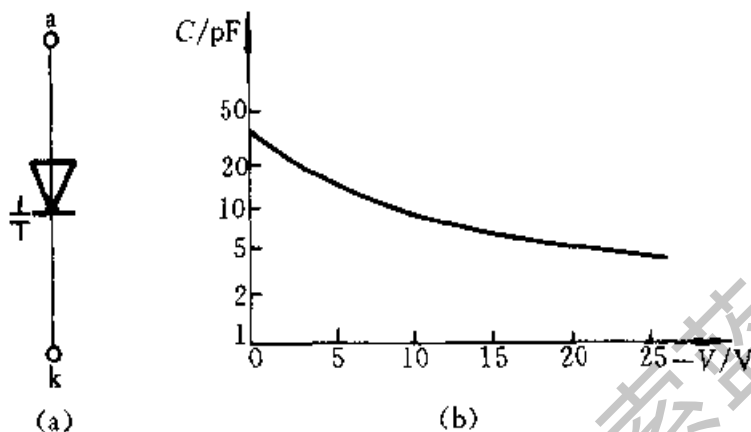


图 2.5.4 变容二极管

(a) 代表符号

(b) 结电容与电压的关系 (纵坐标为对数刻度)

2.5.3 光电子器件

虽然模拟和数字电子技术中，广泛地应用半导体二极管和三极管电路来作信号处理，但是当前一种新的趋势是，在信号传输和存储等环节中，可有效地应用光信号。例如在电话、计算机网络，声像演唱机用的 CD 或 VCD，计算机光盘 CD-ROM，甚至于在船舶和飞机的导航装置中均采用现代化的光电子系统。光电子系统的突出优点是，抗干扰能力较强，可大量地传送信息，而且传输损耗小，工作可靠。它的主要缺点在于，光路比较复杂，光信号的操作与调制需要精心地设计。

光信号和电信号的接口需要一些特殊的光电子器件，下面分别予以介绍。

2.5.3.1 光电二极管

光电二极管的结构与 PN 结二极管类似，但在它的 PN 结处，通过管壳上的一个玻璃窗口能接收外部的光照。这种器件的 PN 结在反向偏置状态下运行，它的反向电流随光照强度的增加而上升。图 2.5.5a 是光电二极管的代表符号，图 b 是它的等效电路，而图 c 则是它的特性曲线。其主要特点是，它的反向电流与照度成正比，灵敏度的典型值为 $0.1 \mu A/lx$ ^① 数量级。

光电二极管可用来作为光的测量，是将光信号转换为电信号的常用器件。

① lx (勒克斯) 为照度 (E) 的单位。

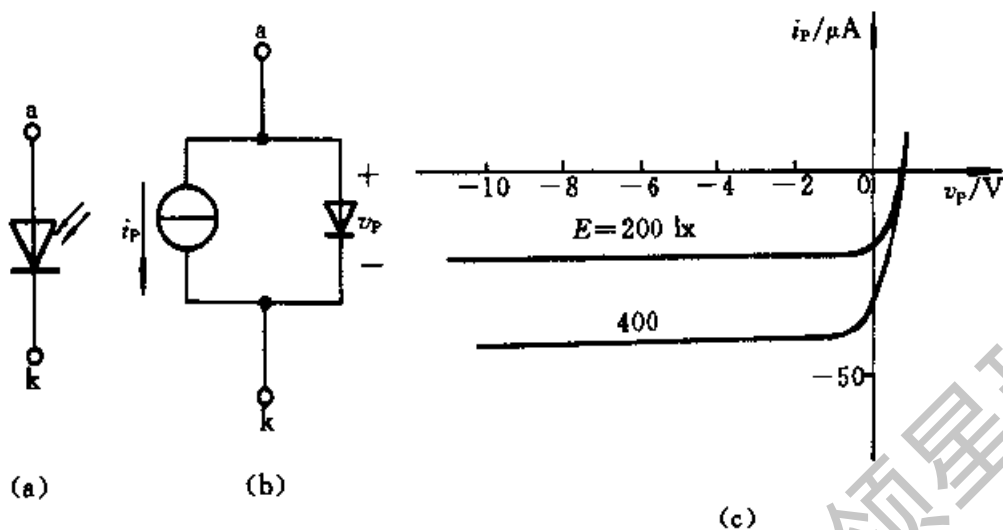


图 2.5.5 光电二极管

(a) 代表符号 (b) 等效电路 (c) 特性曲线

2.5.3.2 发光二极管

发光二极管通常用元素周期表中 II、V 族元素的化合物，如砷化镓、磷化镓等所制成的。当这种管子通以电流时将发出光来，这是由于电子与空穴直接复合而放出能量的结果。光谱范围是比较窄的，其波长由所使用的基本材料而定。图 2.5.6 表示发光二极管的代表符号。几种常见发光材料的主要参数如表 2.5.2 所示。发光二极管常用来作为显示器件，除单个使用外，也常作成七段式或矩阵式器件，工作电流一般为几个毫安至十几毫安之间。

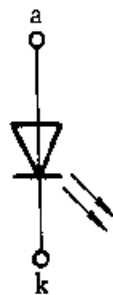


图 2.5.6 发光二极管的代表符号

表 2.5.2 发光二极管的主要特性

| 颜色 | 波长 (nm) | 基本材料 | 正向电压 (10 mA 时) V | 光强 (10 mA 时, 张角 $\pm 45^\circ$) (mcd*) | 光功率 (μW) |
|----|---------|------|------------------|---|-----------------|
| 红外 | 900 | 砷化镓 | 1.3~1.5 | | 100~500 |
| 红 | 655 | 磷砷化镓 | 1.6~1.8 | 0.4~1 | 1~2 |
| 鲜红 | 635 | 磷砷化镓 | 2.0~2.2 | 2~4 | 5~10 |
| 黄 | 583 | 磷砷化镓 | 2.0~2.2 | 1~3 | 3~8 |
| 绿 | 565 | 磷化镓 | 2.2~2.4 | 0.5~3 | 1.5~8 |

* cd(坎德拉)发光强度的单位。

发光二极管的另一种重要用途是将电信号变为光信号，通过光缆传输，然后再用光电二极管接收，再现电信号。图 2.5.7 表示一发光二极管发射电路通过光缆驱动一光电二极管电路。在发射端，一个 $0\sim 5V$ 的脉冲信号通过

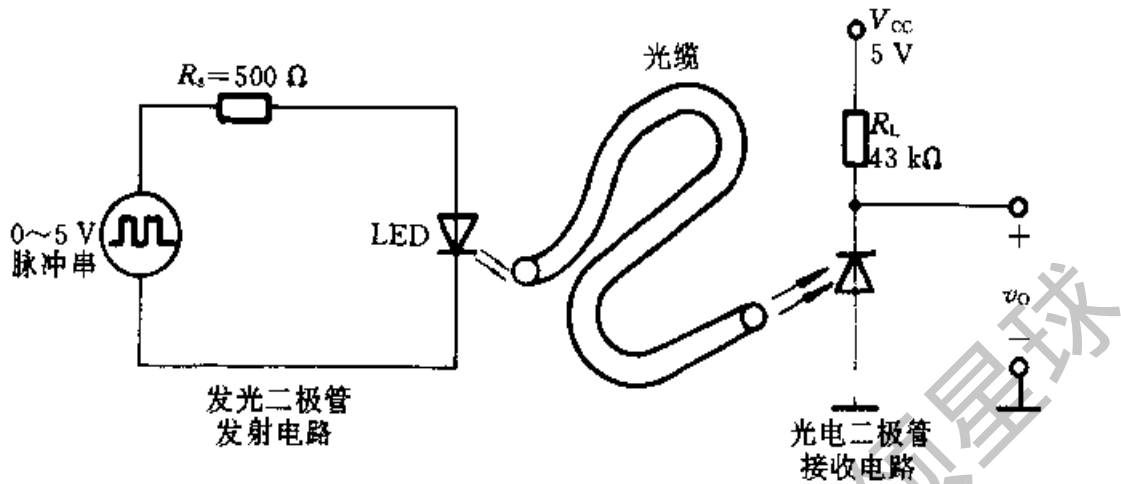


图 2.5.7 光电传输系统

500 Ω 的电阻作用于发光二极管 (LED)，这个驱动电路可使 LED 产生一数字光信号，并作用于光缆。由 LED 发出的光约有 20% 耦合到光缆。在接收端，传送的光中，约有 80% 耦合到光电二极管，以致在接收电路的输出端复原为 0~5 V 电平的数字信号。

2.5.3.3 激光二极管

光电二极管通常用于接收由光缆传来的光信号，此时光缆用作光传输线，它是由玻璃或塑料制成的。若传输的光限于单色的相干性的波长，则光缆更有效地用来传输。相干性的光是一种电磁辐射，其中所有的光子具有相同的频率且同相位。相干的单色光信号可以用激光二极管来产生。如图 2.5.8a 所示，激光二极管的物理结构是在发光二极管的结间安置一层具有光活性的半

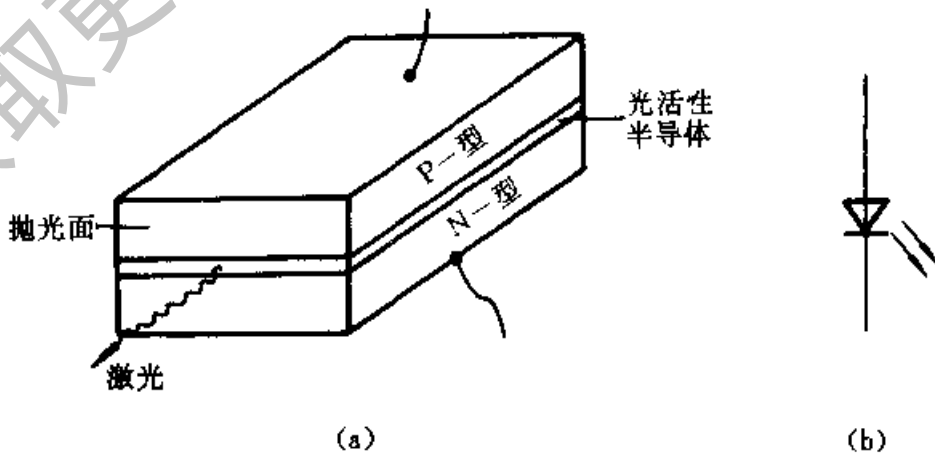


图 2.5.8 半导体激光二极管

(a) 物理结构 (b) 代表符号

导体，其端面经过抛光后具有部分反射功能，因而形成一光谱谐振腔。在正向偏置的情况下，LED 结发射出光来并与光谱谐振腔相互作用，从而进一步激励从结上发射出单波长的光，这种光的物理性质与材料有关。

半导体激光二极管的工作原理，理论上与气体激光器相同。但气体激光器所发射的是可见光，而激光二极管发射的则主要是红外线。这与所用的半导体材料（如砷化镓等）的物理性质有关，图 2.5.8b 是激光二极管的代表符号。激光二极管在小功率光电设备中得到广泛的应用，如计算机上的光盘驱动器，激光打印机中的打印头等。

复习思考题

2.5.1(a) 将待稳定的直流电源直接与稳压管相联，即电源正端与稳压管的阴极联接，负端与阳极联接，问从稳压管的两端能否获得稳定的电压？为什么？

(b) 若在直流电源与稳压管之间串联一限流电阻，其效果如何？

(c) 当直流电源电压波动或外接负载电阻 R_L 变动时，稳压管稳压电路的输出电压能否保持稳定？若能稳定，这种稳定是否是绝对的？

2.5.2 图 2.4.8a 和图 2.5.2 所示的两种稳压电路，试从电路结构、稳压原理和技术参数等方面比较它们的异同。它们各用于何种场合？

2.5.3 变容二极管的工作原理如何？它应用于什么场合？

2.5.4 光电子器件为什么在电子技术中得到越来越广泛的应用？试列举一二例。

小 结

● PN 结是半导体二极管和其他有源器件的重要环节，它是由 P 型半导体和 N 型半导体相结合而成。对纯净的半导体（例如硅材料）掺入受主杂质或施主杂质，便可制成 P 型和 N 型半导体。空穴导电是半导体不同于金属导电的重要特点。

● PN 结中的 P 型半导体与 N 型半导体的交界处形成一个空间电荷区或耗尽区。当 PN 结外加正向电压（正向偏置）时，耗尽区变窄，有电流流过；而当外加反向电压（反向偏置）时，耗尽区变宽，没有电流流过或电流极小，这就是半导体二极管的单向导电性。

● 常用 $V-I$ 特性来描述 PN 结二极管的性能， $V-I$ 特性的理论表达式为 $i_D = I_S(e^{v_D/V_T} - 1)$ 。

● 二极管的主要参数有最大整流电流、最高反向工作电压和反向击穿电压。在高频电路中，还要注意它的最高工作频率。

● 齐纳二极管是一种特殊二极管，利用它在反向击穿状态下的恒压特

性，常用它来构成简单的稳压电路。它的正向压降与普通二极管相近。

● 其他非线性二端器件，如变容二极管，光电、发光和激光二极管等均具有非线性的特点，其中光电子器件在信号处理、存储和传输中获得了广泛的应用。

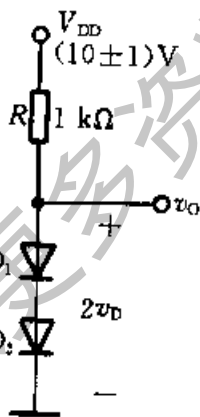
● 二极管电路的分析，主要采用模型分析法。在分析电路的静态情况时，根据输入信号的大小，选用不同的模型；只有当信号很微小时，才采用小信号模型。

习 题

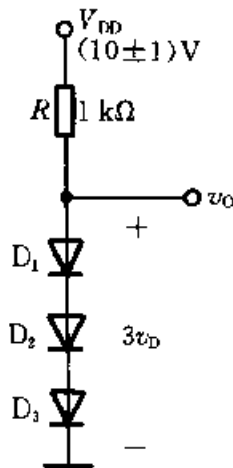
2.1.1 在室温 (300 K) 情况下，若二极管的反向饱和电流为 1 nA，问它的正向电流为 0.5 mA 时应加多大的电压。设二极管的指数模型为 $i_D = I_S(e^{v_D/nV_T} - 1)$ ，其中 $n=1$ ， $V_T=26$ mV。

2.4.1 电路如图题 2.4.1 所示。(1) 利用硅二极管恒压降模型求电路的 I_D 和 $v_O = V_O = ?$ ；(2) 在室温 (300 K) 的情况下，利用二极管的小信号模型求 v_O 的变化范围。

2.4.2 电路如图题 2.4.2 所示，在图题 2.4.1 的基础上，增加一只二极管 D_3 以提高输出电压。(1) 重复题 2.4.1 的 (1)、(2) 两问；(2) 在输出端外接一负载 $R_L = 1$ k Ω 时，问输出电压的变化范围如何？



图题 2.4.1



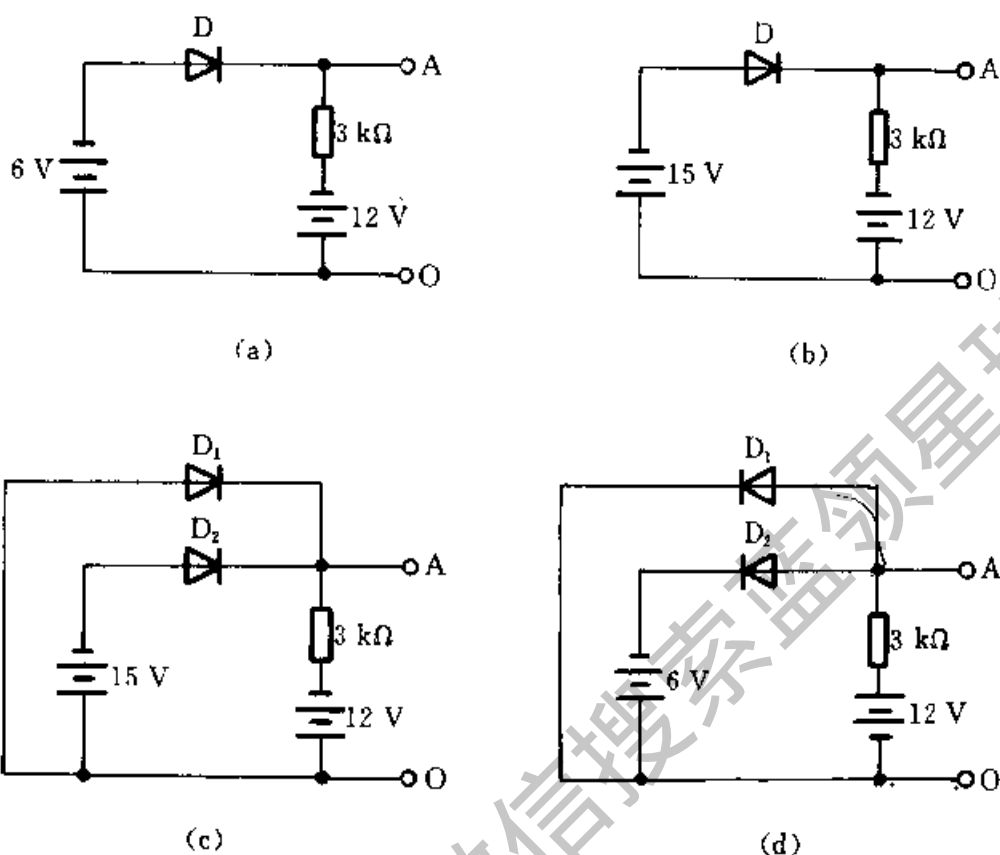
图题 2.4.2

2.4.3 二极管电路如图题 2.4.3 所示，试判断图中的二极管是导通还是截止，并求出 AO 两端电压 V_{AO} 。设二极管是理想的。

2.4.4 试判断图题 2.4.4 中二极管导通还是截止，为什么？

2.4.5 电路如图题 2.4.5 所示，电源 v_i 为正弦波电压，试绘出负载 R_L 两端的电压波形，设二极管是理想的。

2.4.6 电路如图题 2.4.6 所示，设 $v_i = 6\sin\omega t$ V，试绘出输出电压 v_o 的波形。设 D 为



图题 2.4.3

硅二极管，使用恒压降（ 0.7 V ）模型和折线模型（ $V_{th}=0.6\text{ V}$ ， $r_D=40\ \Omega$ ）进行分析。

2.4.7 电路如图题 2.4.7 所示， D_1 、 D_2 为硅二极管，当 $v_i=6\sin\omega t\text{ V}$ 时，试用恒压降模型和折线模型（ $V_{th}=0.5\text{ V}$ ， $r_D=200\ \Omega$ ）分析输出电压 v_o 的波形。

2.4.8 二极管电路如图题 2.4.8a 所示，设输入电压 $v_i(t)$ 波形如图 b 所示，在 $0 < t < 5\text{ ms}$ 的时间间隔内，试绘出 $v_o(t)$ 的波形，设二极管是理想的。

2.4.9 重复题 2.4.8，使用恒压降模型。

2.4.10 在 $0 \leq t \leq 10\text{ ms}$ 时间内，绘出图题 2.4.10 所示电路的输出电压 $v_o(t)$ 的波形。(1) 设二极管是理想的；(2) 使用恒压降模型。

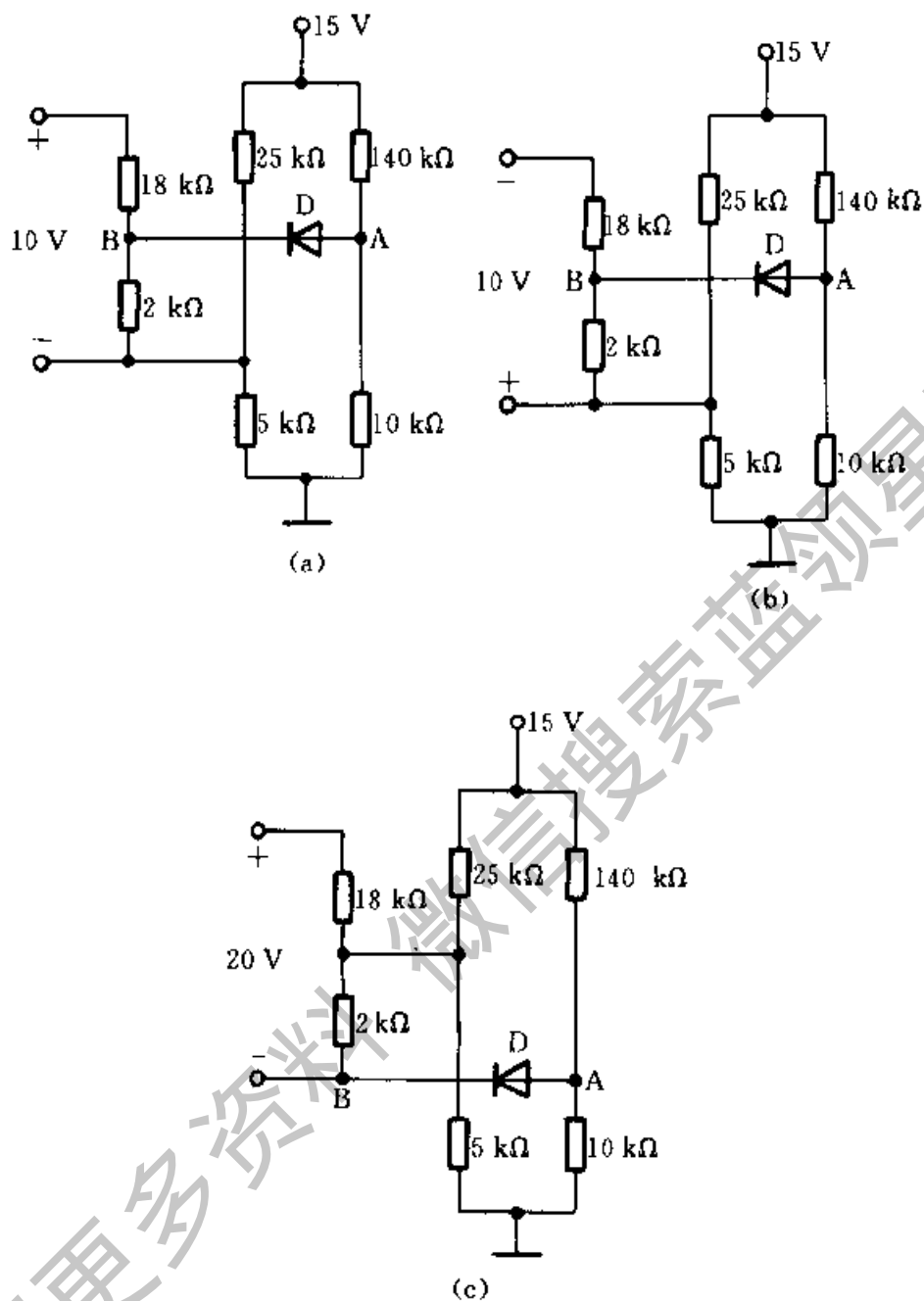
2.4.11 试描绘图题 2.4.8 所示电路的传输特性 $v_o=f(v_i)$ ，使用折线模型， $V_{th}=0.6\text{ V}$ ， $r_D=25\ \Omega$ 。

2.4.12 一限幅电平可人为地设置的电路如图题 2.4.12 所示， D 为硅二极管， $V_{REF}=5\text{ V}$ 。(1) 使用恒压降模型求电路的传输特性 $v_o=f(v_i)$ ；(2) 根据传输特性画出当 $v_i=v_i=10\sin\omega t\text{ V}$ 时，输出电压 v_o 的波形。

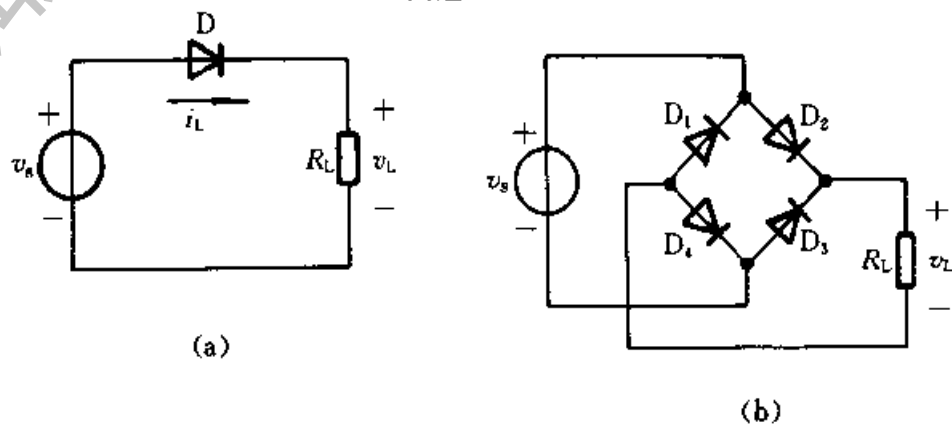
2.4.13 电路如图题 2.4.13 所示，设二极管是理想的。(1) 画出它的传输特性；(2) 若输入电压 $v_i=v_i=20\sin\omega t\text{ V}$ ，试根据传输特性绘出一周期的输出电压 v_o 的波形。

2.5.1 电路如图题 2.5.1 所示，稳压管 D_Z 的稳定电压 $V_Z=8\text{ V}$ ，限流电阻 $R=3\text{ k}\Omega$ ，设 $v_i=15\sin\omega t\text{ V}$ ，试画出 v_o 的波形。

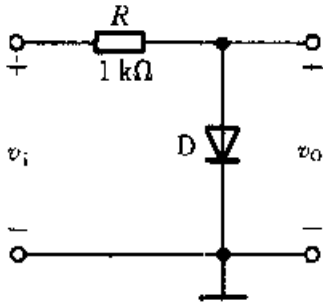
2.5.2 两只全同的稳压管电路如图题 2.5.2 所示，假设它们的参数 V_Z 和正向特性



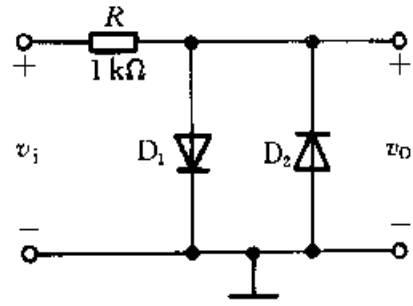
图题 2.4.4



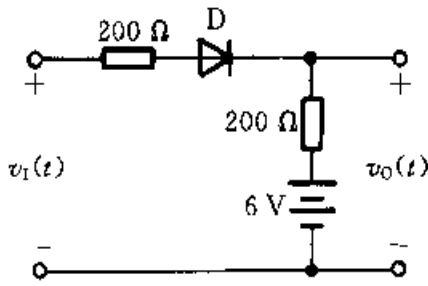
图题 2.4.5



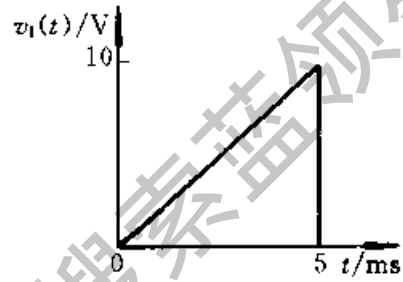
图题 2.4.6



图题 2.4.7

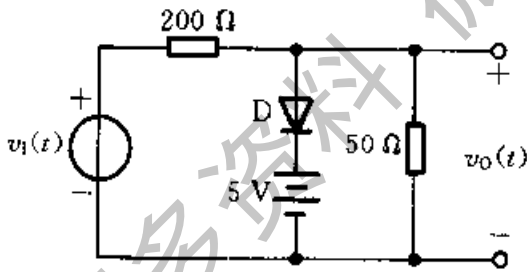


(a)

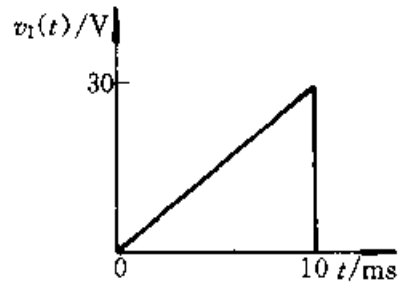


(b)

图题 2.4.8

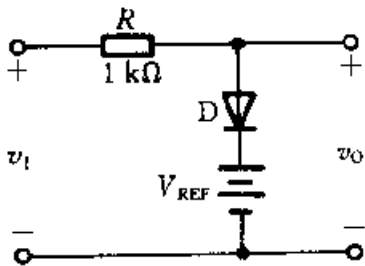


(a)

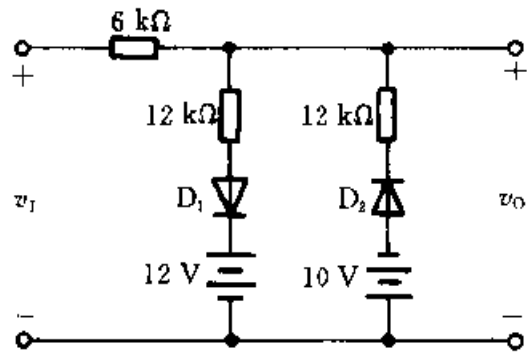


(b)

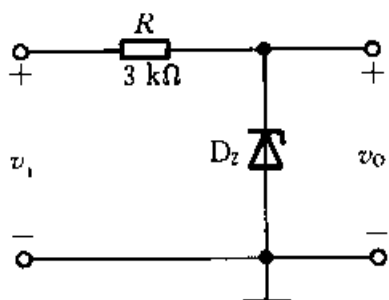
图题 2.4.10



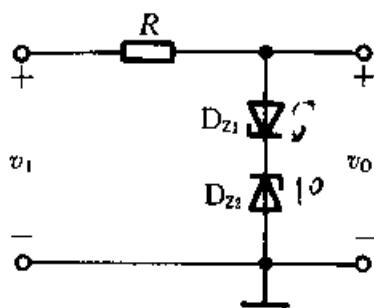
图题 2.4.12



图题 2.4.13



图题 2.5.1

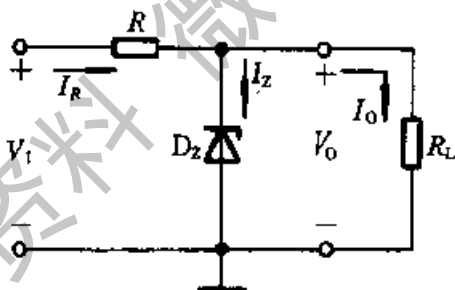


图题 2.5.2

的 V_{th} 、 r_D 为已知。试绘出它的传输特性。

2.5.3 设 $V_{z1}=5\text{ V}$, $V_{z2}=10\text{ V}$, $V_{th}=0.6\text{ V}$, $r_D=20\ \Omega$, $I_S \approx 0$, $R=510\ \Omega$, 重复题 2.5.2 的要求。

2.5.4 稳压电路如图题 2.5.4 所示。(1) 试近似计算稳压管的耗散功率 P_Z , 并说明在何种情况下, P_Z 达到最大值或最小值; (2) 计算负载所吸收的功率; (3) 限流电阻 R 所消耗的功率为多少?



图题 2.5.4

2.5.5 设计一稳压管稳压电路, 要求输出电压 $V_O=6\text{ V}$, 输出电流 $I_O=20\text{ mA}$, 若输入直流电压 $V_i=9\text{ V}$, 试选用稳压管型号和合适的限流电阻值, 并检验它们的功率定额。

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE2.1 电路如图 2.4.5a 所示, 图中 $R=10\text{ k}\Omega$, 二极管选用 1N4148, 且 $I_S=10\text{ nA}$, $n=2$ 。对于 $V_{DD}=10\text{ V}$ 和 $V_{DD}=1\text{ V}$ 两种情况下, 求 I_D 和 V_D 的值, 并与使用理想模型、恒压降模型和折线模型的手算结果进行比较。

解：设置直流工作点分析，得到如下结果：

当 $V_{DD}=10\text{ V}$ 时， $I_D=0.941\text{ mA}$ ， $V_D=0.589\text{ V}$ ；

当 $V_{DD}=1\text{ V}$ 时， $I_D=55.8\text{ }\mu\text{A}$ ， $V_D=0.442\text{ V}$ 。

所得结果与例 2.4.1 的计算接近。

例 PSE2.2 一限幅电路如图 2.4.6a 所示， $R=1\text{ k}\Omega$ ， $V_{REF}=3\text{ V}$ ，二极管及参数仍与例 PSE2.1 相同。(1) 试绘出电路的电压传输特性 $v_O=f(v_I)$ ；(2) 当 $v_I=6\sin\omega t\text{ V}$ 时，试绘出 v_O 的波形，并与使用折线模型(图 2.4.6b)分析的结果进行比较。

解：设置直流工作点分析和瞬态分析(设输入信号频率 $f=1\text{ kHz}$)，得到如图 PSE2.2 的结果。

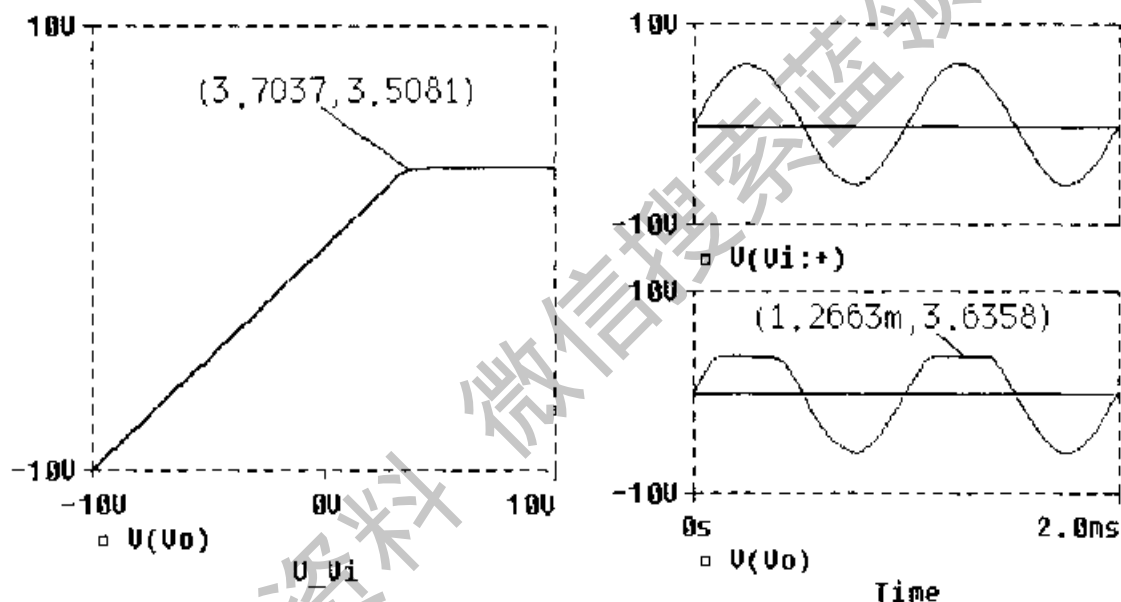


图 PSE2.2 例 PSE2.2 的分析结果

(a) 电压传输特性 (b) v_I 和 v_O 的波形

分析结果与例 2.4.2 的计算结果很接近。

2. SPICE 习题

PS2.1 在室温 (300 K) 情况下，若二极管的反向饱和电流为 1 nA ，问它的正向电流为 0.5 mA 时应加多大的电压。二极管采用指数模型 $i_D=I_S(e^{v_D/nV_T}-1)$ ，其中 $I_S=10^{-9}\text{ A}$ ， $n=1$ ， $V_T=26\text{ mV}$ 。

PS2.2 假设一硅二极管在 0.7 V 的恒压降下运行，当温度在 $-30\text{ }^\circ\text{C}$ 到 $50\text{ }^\circ\text{C}$ 之间变动时，求二极管的最大电流与最小电流之比。使用指数模型 $i_D=I_S(e^{v_D/nkT}-1)$ ，其中 $I_S=10^{-8}\text{ A}$ ， $n=2$ ， $k=1.38\times 10^{-23}\text{ J/K}$ ， $q=1.6\times 10^{-19}\text{ C}$ 。

PS2.3 电路如图 2.4.6a 所示， $R=1\text{ k}\Omega$ ， $V_{REF}=5\text{ V}$ ，二极管反接，其参数与例 PSE2.1 相同。试用 PSPICE 分析电路的电压传输特性 $v_O=f(v_I)$ ；若输入电压 $v_I=v_i=10\sin\omega t\text{ (V)}$ ，求 v_O 的波形。(D 为 1N4148)

PS2.4 试用 PSPICE 程序对一稳压电路进行仿真，电路如图题 2.5.4 所示。要求 $V_O=6\text{ V}$, $I_O=20\text{ mA}$ ，若输入直流电压 $V_I=9\text{ V}$ ，试选用稳压管的型号和合适的限流电阻值，并验算它们的功率定额 (P_{ZM} 、 P_R)。

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

3 半导体三极管及放大电路基础

引言 本章首先讨论半导体三极管 (BJT^①) 的结构、工作原理、特性曲线和主要参数。随后着重讨论 BJT 放大电路的三种组态, 即共发射极、共集电极和共基极三种基本放大电路。从共发射极电路入手, 推及其他两种电路, 并将图解法和小信号模型法, 作为分析放大电路的基本方法。分析的步骤, 首先是电路的静态工作点 (Q 点^②), 然后分析其动态技术指标。对于电压放大电路来说, 主要的技术指标有电压增益、输入阻抗、输出阻抗和频响带宽, 这在第一章已作过简要的介绍。

单极型器件 (场效应管) 及其放大电路将在第 4 章讨论。由于集成电路制造工艺的迅速发展, 从使用的角度来考虑, 电子设计主要是选用集成电路构件来作系统设计, 但是分立元件电路是基础, 这里仍然予以足够的重视。

3.1 半导体 BJT

BJT 是通过一定的工艺, 将两个 PN 结结合在一起的器件。由于 PN 结之间的相互影响, 使 BJT 表现出不同于单个 PN 结的特性而具有电流放大, 从而使 PN 结的应用发生了质的飞跃。本节将围绕 BJT 为什么具有电流放大作用这个核心问题, 讨论 BJT 的结构、内部载流子的运动过程以及它的特性曲线和参数。

3.1.1 BJT 的结构简介

BJT 又常称为晶体管, 它的种类很多。按照频率分, 有高频管、低频管; 按照功率分, 有小、中、大功率管; 按照半导体材料分, 有硅管、锗管等等。

① 这里指的是双极结型晶体管 (Bipolar Junction Transistor, BJT)。

② Q 是 Quiescent Point 一词的字头。

但是从它的外形来看, BJT 都有三个电极, 常见的 BJT 外形如图 3.1.1 所示。

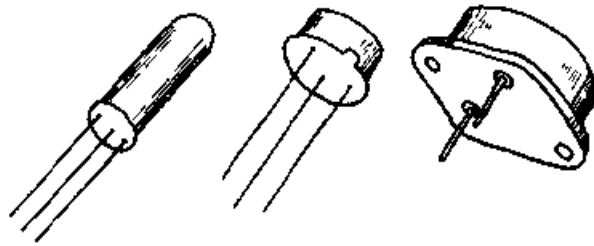


图 3.1.1 几种 BJT 的外形

根据结构不同, BJT 一般可分成两种类型: NPN 型和 PNP 型。

图 3.1.2a 是 NPN 型 BJT 的示意图。它是由两个 PN 结的三层半导体制成的。中间是一块很薄的 P 型半导体(几微米~几十微米), 两边各为一块 N 型半导体。从三块半导体上各自接出的一根引线就是 BJT 的三个电极, 它们分别叫做发射极 e、基极 b 和集电极 c, 对应的每块半导体称为发射区、基区和集电区。虽然发射区和集电区都是 N 型半导体, 但是发射区比集电区掺的杂质多。在几何尺寸上, 集电区的面积比发射区的大, 这从图 3.1.2b 也可看到, 因此它们并不是对称的。

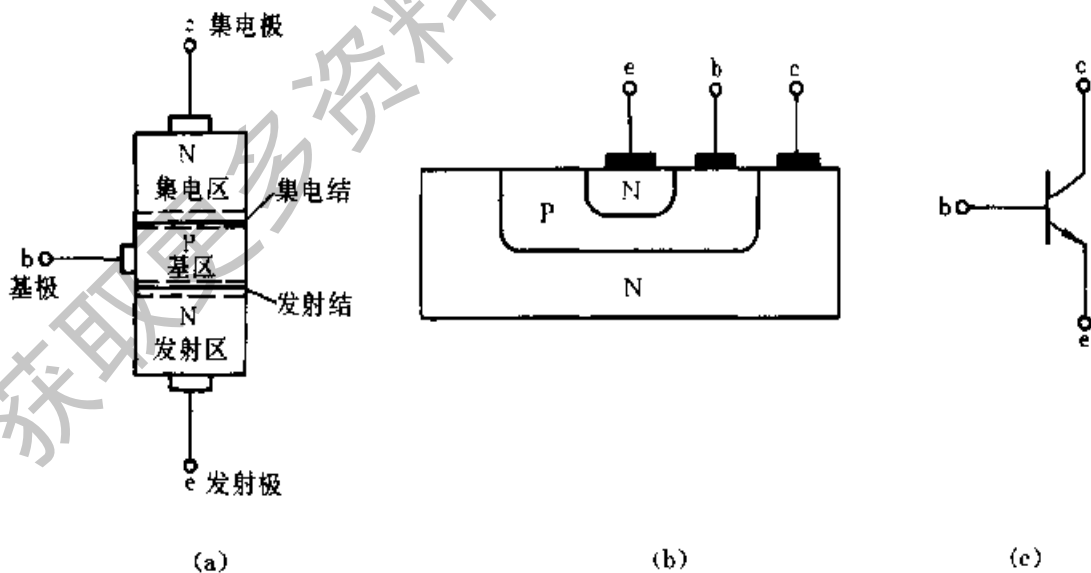


图 3.1.2 NPN 型 BJT

(a) 结构示意图 (b) 管芯结构剖面图 (c) 表示符号

当两块不同类型的半导体结合在一起时, 它们的交界处就会形成 PN 结, 这在前面已经讨论过, 因此 BJT 有两个 PN 结: 发射区与基区交界处的 PN 结

称为发射结，集电区与基区交界处的 PN 结称为集电结，两个 PN 结通过很薄的基区联系着。图 3.1.2b 是硅平面管的管芯结构图，它是在 N 型硅片氧化膜上光刻一个窗口，进行硼杂质扩散，获得 P 型基区，经氧化膜掩护后再在 P 型半导体上光刻一窗口，进行高浓度的磷扩散，获得 N 型发射区，表面是一层二氧化硅保护层，N 型衬底则用作集电极。一般，NPN 型硅 BJT 都属于这种结构。

同样，PNP 型 BJT 也是由两个 PN 结的三层半导体制成的，不过此时中间是 N 型半导体，两边是 P 型半导体（参看图 3.1.3）。NPN 和 PNP 型 BJT 具有几乎等特的特性，只不过各电极端的电压极性和电流流向不同而已。

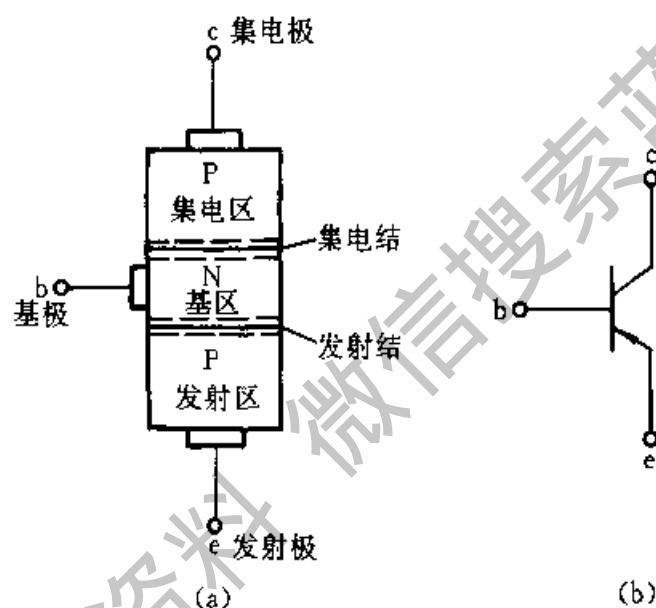


图 3.1.3 PNP 型 BJT

(a) 结构示意图 (b) 表示符号

3.1.2 BJT 的电流分配与放大作用

1. BJT 内部载流子的传输过程

为使发射区发射电子，集电区收集电子，必须具备的条件是：发射结加正向电压（正向偏置），集电结加反向电压（反向偏置），在这些外加电压的条件下，管内载流子的传输将发生下列过程：

(1) 发射区向基区注入电子

由于发射结外加正向电压，因此发射结势垒由 V_0 减小到 $V_0 - V_{BE}$ ，如图 3.1.4b 所示。这时发射区的多数载流子电子不断通过发射结扩散到基区，形成发射极电流 I_E ，其方向与电子流动方向相反，如图 3.1.4a 所示。与此同时，

基区空穴也扩散到发射区，但由于发射区杂质浓度比基区高得多（一般高几百倍），与电子流相比，这部分空穴流可忽略不计（图中未画出）。

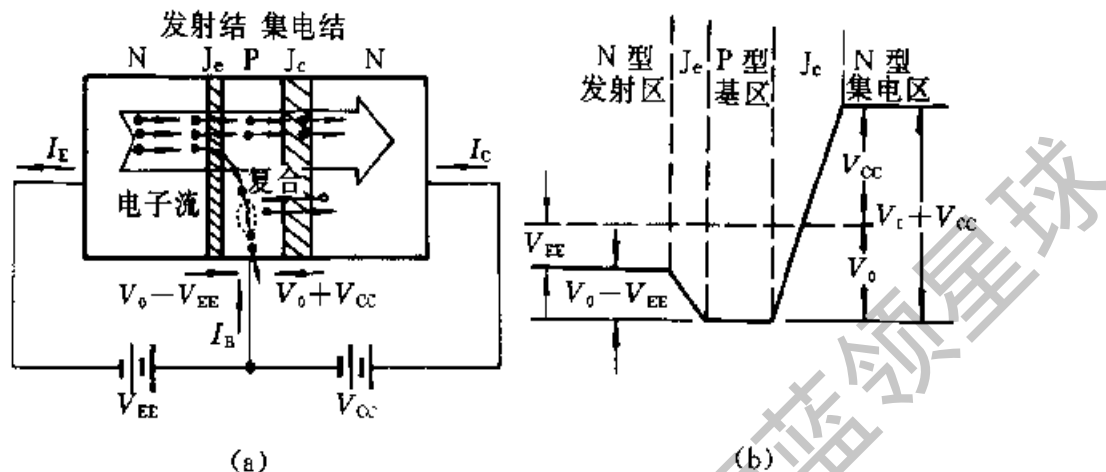


图 3-1.4 载流子的传输过程

(a) 示意图 (b) 势垒图

(图中假设 J_e 和 J_c 结的 V_0 相等)

(2) 电子在基区中的扩散与复合

由发射区来的电子注入基区后，就在基区靠近发射结的边界积累起来，在基区中形成了一定的浓度梯度，靠近发射结附近浓度最高，离发射结越远浓度越小。因此，电子就要向集电结的方向扩散，在扩散过程中又会与基区中的空穴复合，同时接在基区的电源 V_{EE} 的正端则不断从基区拉走电子，好像不断供给基区空穴。电子复合的数目与电源从基区拉走的电子数目相等，使基区的空穴浓度基本维持不变。这样就形成了基极电流 I_B ，所以基极电流就是电子在基区与空穴复合的电流。也就是说，注入基区的电子有一部分未到达集电结，如复合越多，则到达集电结的电子越少，对放大是不利的。所以为了减小复合，常把基区做得很薄（几微米），并使基区掺入杂质的浓度很低，因而电子在扩散过程中实际上与空穴复合的数量很少，大部分都能到达集电结。

(3) 集电区收集扩散过来的电子

集电结所加的是反向电压，集电结势垒由 V_0 增加到 $V_0 + V_{CC}$ ，如图 3.1.4b 所示。这样集电结势垒很高，使集电区的电子和基区的空穴很难通过集电结，但这个势垒对基区扩散到集电结边缘的电子却有很强的吸引力，可使电子很快地漂移过集电结为集电区所收集，形成集电极电流 I_C 。

另一方面，根据反向 PN 结的特性，当集电结加反向电压时，基区中少数

载流子电子和集电区中少数载流子空穴在结电场作用下形成反向漂移电流，如图 3.1.4a 所示。这部分电流决定于少数载流子浓度，称为反向饱和电流 I_{CBO} ，它的数值是很小的，这个电流对放大没有贡献，而且受温度影响很大，容易使管子工作不稳定，所以在制造过程中要尽量设法减小 I_{CBO} 。

由上分析可知，BJT 内有两种载流子参与导电，故称为双极型晶体管。

2. 电流分配关系

与正向偏置的二极管电流方程式(式 2.2.1)相似，发射极的总电流与发射结的电压 v_{BE} 成指数关系

$$i_E = I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) \quad (3.1.1)$$

式中 V_T 为温度的等效电压 kT/q ，已在第 2 章进行过解释， I_{ES} 为发射结的反向饱和电流，它与发射区和基区的掺杂浓度、温度等因素有关，也与发射结的面积成比例。应当注意，此时的发射结处于正向偏置，因而 i_E 是从发射极流出的。

集电结收集的电子流是发射结发射的总电子流的一部分，常用一系数 α 来表示，即

$$i_C = \alpha i_E \quad (3.1.2)$$

根据 KCL^②， $i_E = i_C + i_B$ ，因此，基极电流可表示为发射极电流的其余部分，即

$$i_B = (1 - \alpha)i_E \quad (3.1.3)$$

由此可导出集电极与基极电流的关系

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha i_E}{(1 - \alpha)i_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \quad (3.1.4)$$

α 和 β 是两种电流放大系数，它们的值主要取决于基区、集电区和发射区的杂质浓度以及器件的几何结构。由上分析可知，基极电流是电子在基区与空穴复合的电流，复合过程对 α 和 β 的值有影响。有关这方面的详细讨论可参阅有关文献 [2]。

3. 放大作用

BJT 最基本的一种应用，是把微弱的电信号加以放大。一简单的放大电路如图 3.1.5 所示，在发射极和基极之间的回路（输入回路）上加入一待放大的输入信号 Δv_1 （例如 $\Delta v_1 = 20 \text{ mV}$ ），这样发射结的外加电压 v_{EB} 将等于 $V_{EB} + \Delta v_1$ ，由于外加电压的变化，将使发射极电流 I_E 相应地变化 Δi_E （如

① 式(3.1.1)是BJT的Ebers Moll模型的组成部分，适用于发射结处于正向偏置，且工作在线性放大区，更完整的模型请参阅文献[2]；PP.1056-1058，该模型的原著请见 J. J. Ebers and J. L. Moll, Large Signal Behavior of Junction Transistor, Proc. IRE, Vol. 42(12):1761-1772, 1954

② 此系 Kirchhoff's Current Law 的缩写。

$\Delta i_E = 1 \text{ mA}$), 因此信号电压 Δv_I 的作用是控制 I_E 使它随 Δv_I 而变。由于 PN 结的正向电压对电流的控制作用是很灵敏的, 因此 Δv_I 的微小变化就可以引起 I_E 的很大变化, 而 $I_C = \alpha I_E$, 所以又相应引起 I_C 的变化 (当 $\alpha = 0.98$ 时, $\Delta i_C = 0.98 \text{ mA}$), Δi_C 通过接在集电极上的负载电阻 R_L ($1 \text{ k}\Omega$) 上产生一个变化的电压 Δv_O ($\Delta v_O = \Delta i_C \times R_L = 0.98 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 0.98 \text{ V}$), 则从 R_L 取出来的变化电压 Δv_O 随时间的变化规律和 Δv_I 相同, 但幅度却大了许多倍。所增大的倍数称为电压增益, 即

$$A_v = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{0.98 \text{ V}}{20 \text{ mV}} = 49$$

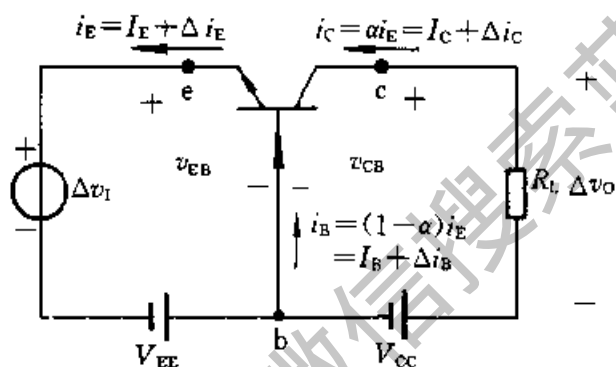


图 3.1.5 简单的放大电路

综上所述, 我们可以归纳以下两点:

(1) BJT 的放大作用, 主要是依靠它的发射极电流能够通过基区传输, 然后到达集电极而实现的。为了保证这一个传输过程, 一方面要满足内部条件, 即要求发射区杂质浓度要远大于基区杂质浓度, 同时基区厚度要很小; 另一方面要满足外部条件, 即发射结要正向偏置、集电结要反向偏置。

(2) BJT 内各个电流之间有确定的分配关系, 所以只要输入电流 (如图 3.1.5 中的 I_E) 给定了, 输出电流 (图 3.1.5 中的 I_C) 和输出电压便基本确定了。输入信号 Δv_I 是首先通过发射结的电压变化改变输入电流 I_E 的, 再利用 I_E 的变化去控制 I_C , 而表征 BJT 电流控制作用的参数就是电流放大系数 α 。

4. 共射极连接方式

利用 BJT 组成的放大电路, 其中一个电极作为信号输入端, 一个电极作为输出端, 另一个电极作为输入、输出回路的公共端。根据公共端的不同, BJT 可有三种连接方式 (三种组态): 共基极、共发射极和共集电极接法。图 3.1.5 的电路中发射极作为输入端, 集电极作为输出端, 基极作为输入、输出回路

的共同端，所以称为共基极电路。本节介绍共发射极（简称共射极）电路，共集电极电路将在 3.6.1 节讨论。

共发射极电路以发射极作为共同端，以基极为输入端，集电极为输出端，如图 3.1.6 所示。

如在基极输入端加入一个待放大的信号 $\Delta v_1 = 20 \text{ mV}$ ，这样，发射结电压 v_{BE} 就在原来 V_{BE} 的基础上叠加了一个 Δv_1 ，于是发射极电流 Δi_E 也按 Δv_1 的规律变化，因为 BJT 内电流分配是一定的，所以相应的 Δi_B 和 Δi_C 也将按 Δv_1 的规律变化。也就是说，当

Δi_E 按 Δv_1 的规律改变时， Δi_C 也将随之而变。设 $\alpha = 0.98$ ，当 Δv_1 变化 20 mV 时，能引起基极电流的变化 $\Delta i_B = 20 \mu\text{A}$ ，根据式 (3.1.3)，则发射极电流变量为

$$\Delta i_E = \frac{\Delta i_B}{1 - \alpha} = \frac{20 \mu\text{A}}{1 - 0.98} = 1 \text{ mA}$$

相应的集电极电流变量 $\Delta i_C = \alpha \Delta i_E = 0.98 \times 1 \text{ mA} = 0.98 \text{ mA}$ 。则 $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 上所得的电压变化 $\Delta v_O = -\Delta i_C R_L = -0.98 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = -0.98 \text{ V}$ 。可见 Δv_O 比 Δv_1 增大了许多倍，其电压增益为

$$A_v = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_1} = -\frac{0.98 \text{ V}}{20 \text{ mV}} = -49$$

由此可见，共射极电路与共基极电路放大信号的物理本质是相同的，但共射极电路也有它自身的特点：

(1) 从 BJT 的输入电流控制输出电流这一点看来，这两种电路的基本区别是：共射极电路以基极电流 i_B 作为输入控制电流，而共基极电路则是以发射极电流 i_E 作为输入控制电流。用 i_B 作为输入控制电流的好处是信号源消耗的功率很小。

(2) 对于共射极电路，研究其放大过程主要是分析集电极电流（输出电流）与基极电流（输入电流）之间的关系。

(3) 由式 (3.1.2) 和式 (3.1.4) 可知，共基极电路的电流放大系数为 α ，而共射极电路的电流放大系数为 β 。 α 的值小于 1 但接近于 1，而 β 的值则远大于 1（通常在几十到几百的范围内），所以 $i_C \geq i_B$ 。由于这个缘故，共射极电路不但能得到电压放大，而且还可得到电流放大，致使共射极电路是目前应用最广泛的一种组态。

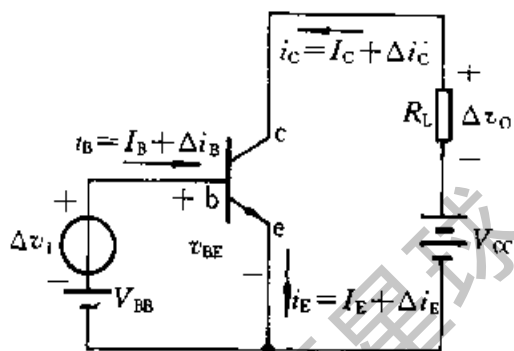


图 3.1.6 共射极放大电路

3.1.3 BJT 的特性曲线

BJT 的特性曲线是指各电极电压与电流之间的关系曲线,它是 BJT 内部载流子运动的外部表现。由于 BJT 和二极管一样也是非线性元件,所以通常用它的特性曲线进行描述。从使用 BJT 的角度来说,了解它的特性就比了解它的内部载流子的运动显得更为重要。

由于 BJT 有三个电极,它的 $V-I$ 特性就不像二极管那样简单,工程上最常用到的是它的输入特性和输出特性曲线。

在半导体器件手册中,有时画出某些 BJT 的典型特性曲线,但由于 BJT 本身特性的分散性,即使是同型号的器件,它们的特性也不完全一致。所以手册中给出的这些特性曲线只能作为使用时的参考。在实际应用中,通常是利用专用的图示仪对输入、输出特性进行显示,或通过实验进行测量。

1. 共射极电路的特性曲线

(1) 输入特性

输入特性是指当集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 为某一常数时,输入回路中加在 BJT 基极与发射极之间的电压 v_{BE} 与基极电流 i_B 之间的关系曲线,用函数关系表示为

$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE} = \text{常数}}$$

图 3.1.7a 是 NPN 型硅 BJT 的输入特性。图中比较 $v_{CE}=1\text{ V}$ 和 $v_{CE}=0\text{ V}$ 的两条输入特性可见, $v_{CE}=1\text{ V}$ 的一条特性向右移动了一段距离,这是由于当 $v_{CE}=1\text{ V}$ 时,集电结加了反向电压,集电结吸引电子的能力加强,使得从

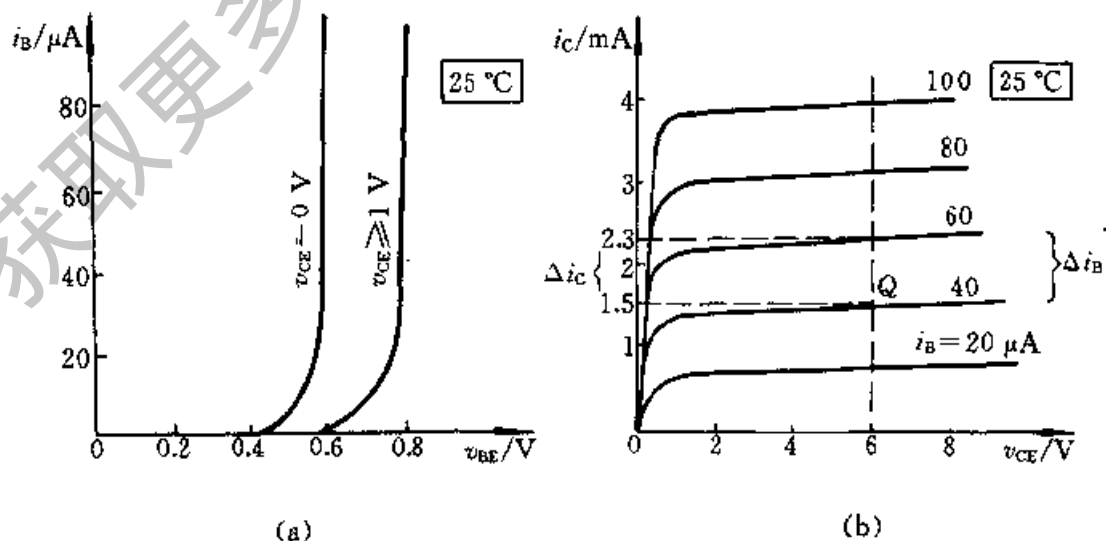


图 3.1.7 NPN 型硅 BJT 的共射极接法特性曲线

(a) 输入特性 (b) 输出特性

发射区进入基区的电子更多地流向集电区, 因此对应于相同的 v_{BE} , 流向基极的电流 i_B 比原来 $v_{CE}=0$ 时减小了, 特性曲线也就相应地向右移动了。

$v_{CE}>1\text{ V}$ 以后的输入特性可按上面方法求得。严格地说, v_{CE} 不同, 所得的输入特性应有所不同, 但实际上 $v_{CE}>1\text{ V}$ 以后的输入特性与 $v_{CE}=1\text{ V}$ 的特性曲线非常接近。因为当 $v_{CE}>1\text{ V}$ 以后, 只要 v_{BE} 保持不变, 则从发射区发射到基区的电子一定, 而集电结所加的反向电压大到 1 V 以后已能把这些电子中的绝大部分拉到集电结来, 以至 v_{CE} 再增加, i_B 也不再明显减小, 故 $v_{CE}>1\text{ V}$ 后的输入特性基本重合, 所以通常只要画出 $v_{CE}>1\text{ V}$ 以后的任何一条输入特性就可代表 $v_{CE}>1\text{ V}$ 以后的各种情况了。由于实际使用时, v_{CE} 总是大于 1 V , 所以有用的还是 $v_{CE}>1\text{ V}$ 的那条特性曲线。

(2) 输出特性

输出特性是在基极电流 i_B 一定的情况下, BJT 的输出回路中 (此处指集电极回路), 集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 与集电极电流 i_C 之间的关系曲线, 用函数表示为

$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = \text{常数}}$$

图 3.1.7b 是 NPN 型硅 BJT 的输出特性。由图可见, 各条特性曲线的形状基本上是相同的, 现取其中一条 (例如 $i_B=40\mu\text{A}$) 加以说明。

输出特性的起始部分很陡, v_{CE} 略有增加时, i_C 增加很快, 这是由于在 v_{CE} 很小时 (约 1 V 以下), 集电结的反向电压很小, 对到达基区的电子吸引力不够, 这时 i_C 受 v_{CE} 的影响很大。 v_{CE} 稍有增加, 从基区到集电区的电子也增加。故 i_C 随 v_{CE} 的增加而增加。

当 v_{CE} 超过某一数值 (约 1 V) 后, 特性曲线变得比较平坦。这是由于 v_{CE} 大于 1 V 以后, 集电结的电场已足够强, 能使发射区扩散到基区的电子绝大部分都到达集电区, 故 v_{CE} 再增加, i_C 就增加不多了。改变 i_B 的值, 即可得到一组输出特性曲线。由式 (3.1.4) 可知, $i_C = \beta i_B$, 在 v_{CE} 大于零点几伏以后, 输出特性是一组间隔基本均匀, 比较平坦的平行直线, 如图 3.1.7b 所示。

实际上, 从共射极输出特性可以看出, 特性比较平坦的部分随着 v_{CE} 的增加略向上倾斜。这可解释如下:

由共射极电路可知, $v_{CE} = v_{CB} - v_{BE}$, 当 v_{CE} 增加时, 由于 v_{BE} 变化较少 (例如硅管的 v_{BE} 一般为 0.7 V 左右), 故 v_{CB} (集电结反向偏压) 随之增加。 v_{CB} 的增加使集电结的空间电荷区的宽度增加, 致使基区有效宽度减小, 这样在基区内载流子的复合机会减少, 使电流放大系数 β 增大, 在 i_B 不变的情况下, i_C 将随 v_{CE} 增大, 特性曲线向上倾斜, 这种现象称为基区宽度调制效应。

对于锗 BJT, 其输入特性与硅管相比, 在较小的 $|v_{BE}|$ 值下, 就可达到较

大的 i_B 值。 $|v_{BE}|$ 值一般为 0.2 V 左右；其输出特性，初始上升部分较陡，集电极-发射极间反向饱和电流 I_{CEO} 值较大 (I_{CEO} 在 3.1.4 节解释)。

2. 共基极电路的特性曲线

NPN 型 BJT 共基极接法的输入特性

$$i_E = f(v_{EB}) \Big|_{v_{CB}=\text{常数}}$$

和输出特性

$$i_C = f(v_{CB}) \Big|_{i_E=\text{常数}}$$

如图 3.1.8 所示。仿照前述类似的方法，可对它们进行解释。

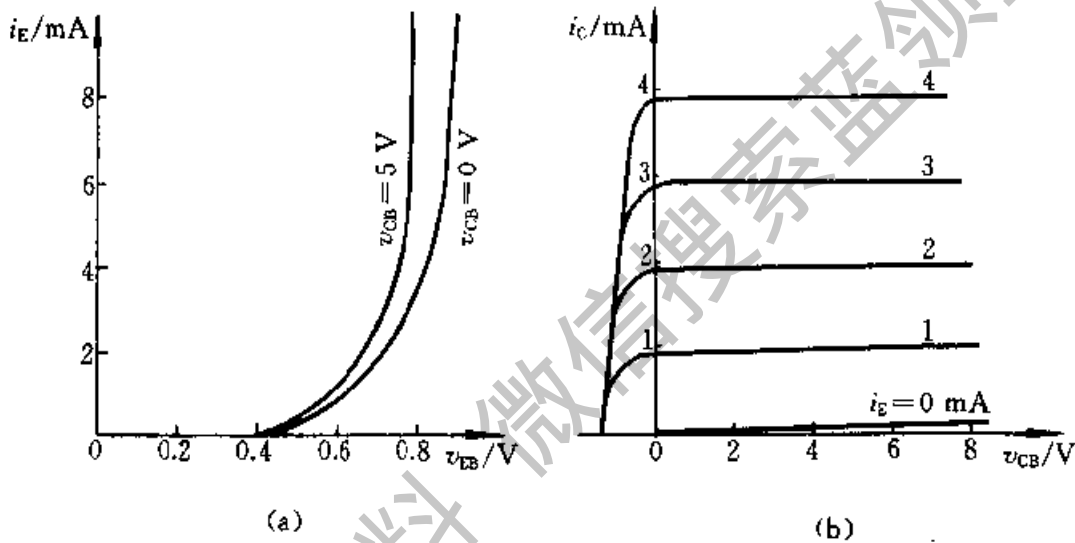


图 3.1.8 NPN 型硅 BJT 的共基极特性曲线

(a) 输入特性 (b) 输出特性

3.1.4 BJT 的主要参数

BJT 的参数是用来表征管子性能优劣和适应范围的，它是选用 BJT 的依据。了解这些参数的意义，对于合理使用和充分利用 BJT 达到设计电路的经济性和可靠性是十分必要的。

1. 电流放大系数

BJT 在共射极接法时的电流放大系数，根据工作状态的不同，在直流和交流两种情况下分别用符号 $\bar{\beta}$ 和 β 表示。在 3.1.2 节所讨论的是属于直流电流放大系数，因为那里所讨论的工作状态是直流工作状态。此时 $i_C = I_C$ ， $i_B = I_B$ ，故式 (3.1.4) 改为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.1.5)$$

上式表明: BJT 集电极的直流电流 I_C 与基极的直流电流 I_B 的比值, 就是 BJT 接成共射极电路时的直流电流放大系数, $\bar{\beta}$ 有时用 h_{FE} 来代表。

但是, BJT 常常工作在有信号输入的情况下, 这时基极电流产生一个变化量 Δi_B , 相应的集电极电流变化量为 Δi_C , 则 Δi_C 与 Δi_B 之比称为 BJT 的交流电流放大系数, 记作 β , 即

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \quad (3.1.6)$$

β 有时用 h_{fe} ① 来代表。

显然, β 和 $\bar{\beta}$ 的含义是不同的, $\bar{\beta}$ 反映静态 (直流工作状态) 时集电极电流与基极电流之比, 而 β 则是反映动态 (交流工作状态) 时的电流放大特性。例如在图 3.1.7b 中, Q 点处的 $I_C = 1.5 \text{ mA}$, $I_B = 40 \mu\text{A}$, 则 $\bar{\beta} = 1.5 \text{ mA} / 40 \mu\text{A} = 37.5$ 。由于 BJT 特性曲线的非线性, 各点的 I_C 和 I_B 的比值是不同的, 只有在恒流特性比较好, 并且曲线间距均匀的部分, $\bar{\beta}$ 才可以认为是基本不变的。交流电流放大系数 β 表示在工作点处 I_C 和 I_B 的变化量的比值。例如在图 3.1.7b 中, 过 Q 点作一条垂直线, 则当 I_B 从 $40 \mu\text{A}$ 增加到 $60 \mu\text{A}$ 时, $\Delta I_B = 20 \mu\text{A}$, 相应的 I_C 由 1.5 mA 增至 2.3 mA , 即

$$\Delta i_C = 0.8 \text{ mA}$$

因此
$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{0.8 \text{ mA}}{20 \mu\text{A}} = 40$$

同样, 由于 BJT 特性曲线的非线性, β 也和工作点有关, 只有在特性曲线的线性部分 (即 i_C 随 i_B 的变化成正比时), β 才可以认为是基本恒定的。

在 BJT 的输出特性曲线间距基本相等并忽略 I_{CEO} ② 的情况下, 则 $\bar{\beta}$ 和 β 是相等的。在一般工程估算中, 可利用参数测试仪测出 β , 也可在特性曲线的线性范围内取一个 Δi_B 及相应的 Δi_C 来估算 β , 一般在工作电流不十分大的情况下, 可以认为 $\beta \approx \bar{\beta}$, 故常混用。

由于制造工艺的分散性, 即使同型号的管子, 它的 β 值也有差异, 常用的 BJT 的 β 值通常在 $10 \sim 100$ 之间。 β 值太小放大作用差, 但 β 太大也易使管子性能不稳定, 一般放大电路采用 $\beta = 30 \sim 80$ 的 BJT 为宜。

对共基极接法的电流放大系数, 也有直流量放大系数 $\bar{\alpha}$ 和交流放大系数 α 的区别, 它们的定义与共发射极接法时相似。根据式 (3.1.2) 并注意在直流工作状态下, $i_C = I_C$, $i_E = I_E$, 故有

$$\bar{\alpha} = \frac{I_C}{I_E} \quad (3.1.7)$$

① 关于 H 参数, 将在 3.4 节叙述。

② 见图 3.1.10 及其有关说明。

如取增量, 则得

$$\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \quad (3.1.8)$$

根据式 (3.1.4), α 和 β 之间的关系是

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad \bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1-\bar{\alpha}} \\ \alpha &= \frac{\beta}{1+\beta}, \quad \bar{\alpha} = \frac{\bar{\beta}}{1+\bar{\beta}} \end{aligned} \right\} \quad (3.1.9)$$

总之, BJT 的电流放大系数有直流 ($\bar{\beta}$, $\bar{\alpha}$) 和交流 (β , α) 两种, 在通常情况下, 两者接近, 故可混用。在今后的应用中, 只用符号 β 和 α 表示。

2. 极间反向电流

(1) 集电极-基极反向饱和电流

I_{CBO}

集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO} 表示发射极开路, c、b 间加上一定反向电压时的反向电流, 如图 3.1.9 所示。它实际上和单个 PN 结的反向电流是一样的, 因此, 它只决定于温度和少数载流子的浓度。在一定温度下, 这个反向电流基本上是个常数, 所以称为反向饱和电流。一般 I_{CBO} 的值很小, 小功率硅管的

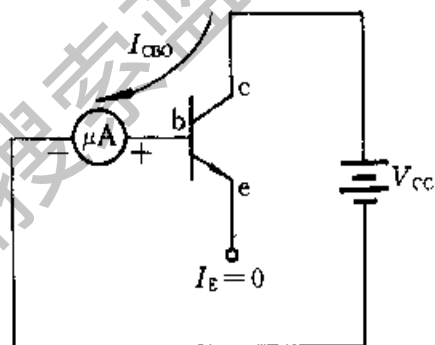


图 3.1.9 I_{CBO} 的测量

I_{CBO} 小于 $1 \mu\text{A}$, 而小功率锗管的 I_{CBO} 约为 $10 \mu\text{A}$ 。因 I_{CBO} 是随温度增加而增加的, 因此在温度变化范围大的工作环境应选用硅管。

测量 I_{CBO} 的电路如图 3.1.9 所示。

(2) 集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO}

集电极-发射极间反向饱和电流 I_{CEO} 表示基极开路, c、e 间加上一定反向电压时的集电极电流。测量 I_{CEO} 的电路如图 3.1.10 所示。由于这个电流从集电区穿过基区流至发射区, 所以又叫穿透电流。由下面的分析可知, I_{CEO} 不是单纯的 PN 结的反向电流。

当 c、e 间加上电压 V_{CC} 后, V_{CC} 就加在发射结和集电结上, 即在发射结分配有正向电压, 集电结分配有反向电压, 如图 3.1.10 所示。集电结在反向电压作用下, 集电区的少数载流子空穴就要漂移到基区, 它的数量就等于 I_{CBO} ; 另一方面, 发射结在正向电压作用下, 发射区的多数载流子电子就要扩散到基区, 由于基极开路, 因此集电区的空穴漂移到基区后, 不能由基极外部电源补充电子与其复合, 形成基极电流, 而只能与发射区注入基区的电子复合,

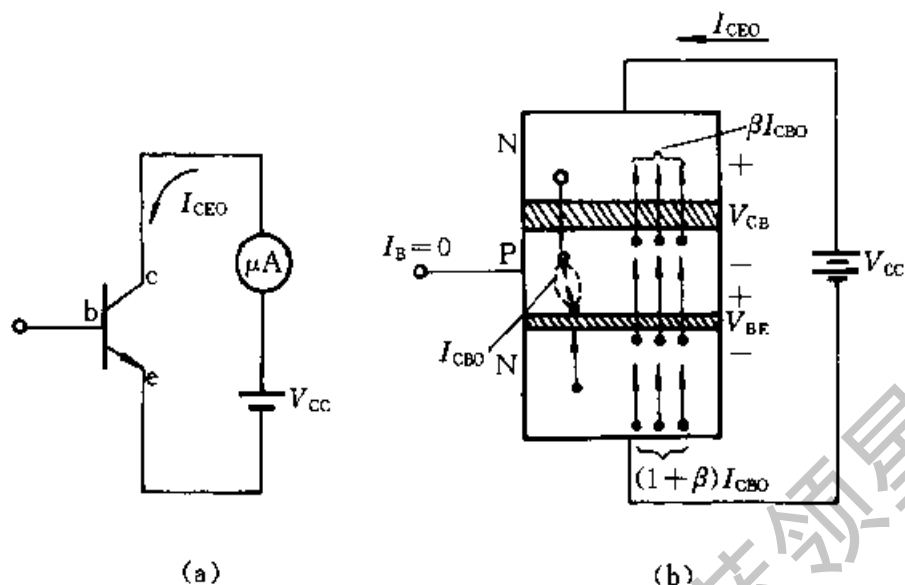


图 3.1.10 穿透电流 I_{CEO}
(a) 测量 I_{CBO} (b) 载流子运动

由此可见由发射区注入基区的电子，为了与由集电区到达基区的空穴复合而分出来的部分刚好是 I_{CBO} ，其余大部分到达集电区。根据 BJT 电流分配规律：发射区每向基区供给一个复合用的载流子，就要向集电区供给 β 个载流子，因此到达集电极的电子数等于在基区复合数的 β 倍。于是发射极总的电流为

$$I_{CEO} = I_{CBO} + \beta I_{CBO} = (1 + \beta) I_{CBO} \quad (3.1.10)$$

I_{CEO} 和 I_{CBO} 都是衡量 BJT 质量的重要参数，由于 I_{CEO} 比 I_{CBO} 大得多，测量起来比较容易，所以我们平时测量 BJT 时，常常把测量 I_{CEO} 作为判断管子质量的重要依据。小功率硅管的 I_{CEO} 在几微安以下，而小功率锗管的 I_{CEO} 则大得多，约为几十微安以上。还须注意， I_{CEO} 和 I_{CBO} 一样，也随温度的增加而增加。

3. 极限参数

(1) 集电极最大允许电流 I_{CM}

I_{CM} 是指 BJT 的参数变化不超过允许值时集电极允许的最大电流。当电流超过 I_{CM} 时，管子性能将显著下降，甚至有烧坏管子的可能。

(2) 集电极最大允许功率损耗 P_{CM}

P_{CM} 表示集电结上允许损耗功率的最大值。超过此值就会使管子性能变坏或烧毁。因为集电极损耗的功率

$$P_{CM} = i_C V_{CE} \quad (3.1.11)$$

由此式可在输出特性上画出管子的允许功率损耗线，如图 3.1.11 所示。 P_{CM} 值与环境温度有关，温度愈高，则 P_{CM} 值愈小。因此 BJT 在使用时受到环

境温度的限制，硅管的上限温度达 $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ，而锗管则低得多，约 $70\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

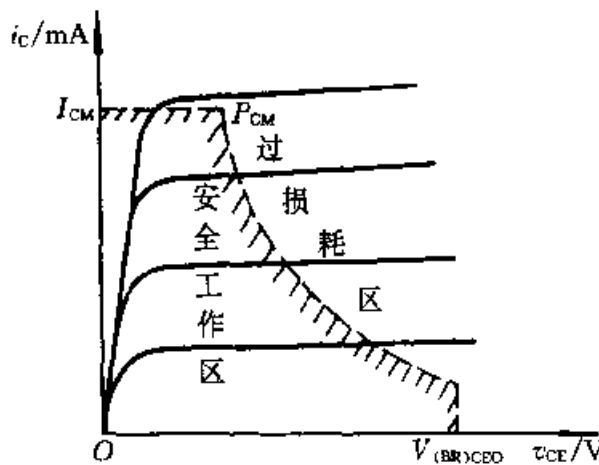


图 3.1.11 BJT 的极限损耗线

对于大功率管，为了提高 P_{CM} ，常采用加散热装置的办法，手册中给出的 P_{CM} 值是在常温 ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$) 下测得的，对于大功率管则是在常温下加规定尺寸的散热片的情况下测得的。

(3) 反向击穿电压

BJT 的两个 PN 结，如反向电压超过规定值，也会发生击穿，其击穿原理和二极管类似，但 BJT 的击穿电压不仅与管子本身特性有关，而且还取决于外部电路的接法，常用的有以下几种：

① $V_{(BR)EBO}$

$V_{(BR)EBO}$ 是指集电极开路时发射极-基极间的反向击穿电压。在放大状态时，发射结是正偏的。而在某些场合，例如工作在大信号或者开关状态时，发射结就有可能受到较大的反向电压，所以要考虑发射结击穿电压的大小。 $V_{(BR)EBO}$ 就是发射结本身的击穿电压。

② $V_{(BR)CBO}$

$V_{(BR)CBO}$ 是指发射极开路时集电极-基极间的反向击穿电压，它决定于集电结的雪崩击穿电压（见 2.2 节），其数值较高。

③ $V_{(BR)CEO}$

$V_{(BR)CEO}$ 是指基极开路时集电极-发射极间的反向击穿电压。这个电压的大小与 BJT 的穿透电流 I_{CEO} 直接相联系，当管子的 V_{CE} 增加时， I_{CEO} 明显增大，导致集电结出现雪崩击穿。不难推知， $V_{(BR)CEO} \ll V_{(BR)CBO}$ 。

在实际情况下，BJT 常常在发射极-基极间接有电阻，这时集电极-发射极间的击穿电压用 $V_{(BR)CER}$ 表示，一般 $V_{(BR)CER} > V_{(BR)CEO}$ ，这是因为基极电阻 R_b 对发射结有分流作用，延缓了集电结雪崩击穿的产生。当 $R_b \rightarrow 0$ ，即发射极-

基极短路时, $V_{(BR)CER}$ 增至最大, 常用 $V_{(BR)CES}$ 表示, 此时 $V_{(BR)CES} \approx V_{(BR)CBO}$ 。

由此可知, 集电极的击穿电压综合表示于图 3.1.12 中, 各击穿电压大小之间有如下关系:

$$V_{(BR)CBO} > V_{(BR)CES} > V_{(BR)CER} > V_{(BR)CEO}$$

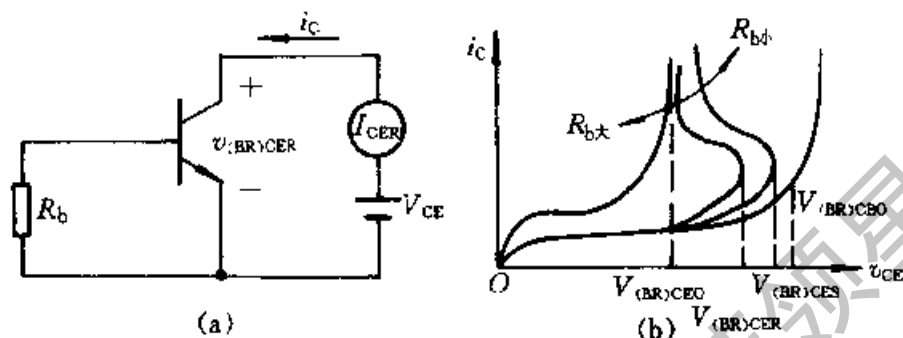


图 3.1.12 集电极击穿电压的测量及特性

(a) 测量电路 (b) 击穿特性

BJT 发生电压击穿后, 电路中的管子就不能正常工作, 但管子并不一定损坏, 只要不超过最大功率损耗 P_{CM} , 而且进入击穿的时间很短时, 管子的特性不会变坏, 因此击穿过程还是可逆的。如果在击穿后继续增大 I_C , 则管子很快就会进入二次击穿状态而损坏。关于二次击穿的问题将在第 4 章中介绍。

由此可知, 在极限参数 I_{CM} 、 P_{CM} 和 $V_{(BR)CEO}$ 的限制下, BJT 的安全工作区如图 3.1.11 所示。

复习思考题

3.1.1 既然 BJT 具有两个 PN 结, 可否用两个二极管相联以构成一只 BJT, 试说明其理由。

3.1.2 要使 BJT 具有放大作用, 发射结和集电结的偏置电压应如何联接?

3.1.3 一只 NPN 型 BJT, 具有 e、b、c 三个电极, 能否将 e、c 两电极交换使用? 为什么?

3.1.4 为什么 BJT 的输出特性在 $V_{CE} > 1V$ 以后是平坦的? 又为什么说, BJT 是电流控制器件?

3.1.5 BJT 的电流放大系数 α 、 β 是如何定义的, 能否从共射极输出特性上求得 β 值, 并算出 α 值? 在整个输出特性上, $\beta(\alpha)$ 值是否均匀一致?

3.1.6 如何用一台欧姆表 (模拟型) 判别一只 BJT 的三个电极 e、b、c?

3.2 共射极放大电路

在实践中,放大电路的用途是非常广泛的,它能够利用 BJT 的电流控制作用把微弱的电信号增强到所要求的数值,例如常见的扩音机就是一个把微弱的声音变大的放大电路。声音先经过话筒变成微弱的电信号,经过放大器,利用 BJT 的控制作用,把电源供给的能量转换为较强的电信号,然后经过扬声器(喇叭)还原成为放大的声音。

为了了解放大器的工作原理,先从最基本的放大电路开始讨论。

在图 3.2.1 所示的单管放大电路中,采用 NPN 型硅 BJT, V_{CC} 是集电极回路的直流电源^①(一般在几伏到几十伏的范围),它的负端接发射极,正端通过电阻 R_c 接集电极,以保证集电结为反向偏置; R_c 是集电极电阻(一般在几千欧至几十千欧的范围),它的作用是将 BJT 的集电极电流 i_c 的变化转变为集电极电压 v_{CE} 的变化。 V_{BB} 是基极回路的直流电源,它的负端接发射极,正端通过基极电阻 R_b 接基极,以保证发射结为正向偏置,并通过基极电阻 R_b

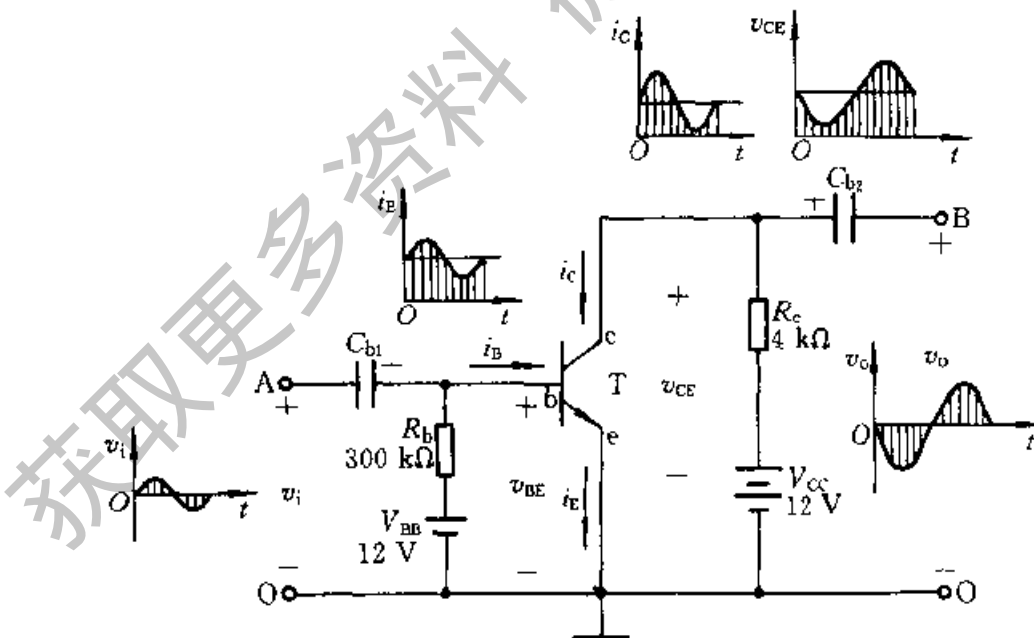


图 3.2.1 共射极基本放大电路

^① 对于 PNP 型管,为保证集电结为反向偏置,发射结为正向偏置, V_{CC} 和 V_{BB} 的极性应与图 3.2.1 相反。

(一般在几十千欧至几百千欧的范围), 由 V_{BB} 供给基极一个合适的基极电流 I_B (常称为偏流)。这个电流的大小为

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_b} \quad (3.2.1a)$$

对于硅管, V_{BE} 约为 0.7 V 左右, 对于锗管, V_{BE} 约为 0.2 V 左右, 而 V_{BB} 一般在几伏至几十伏的范围内 (常取 $V_{BB} = V_{CC}$), 即 $V_{BB} \gg V_{BE}$, 所以近似有

$$I_B \approx \frac{V_{BB}}{R_b} \quad (3.2.1b)$$

由上式可见, 这个电路的偏流 I_B 决定于 V_{BB} 和 R_b 的大小, V_{BB} 和 R_b 一经确定后, 偏流 I_B 就是固定的, 所以这种电路称为固定偏流电路。 R_b 又称为基极偏置电阻。

电容 C_{b1} 和 C_{b2} 称为隔直电容或耦合电容 (一般在几微法到几十微法的范围), 它们在电路中的作用是“传送交流, 隔离直流”。

待放大的输入电压 v_i 从电路的 A、O 两点 (称为放大电路的输入端) 输入, 放大电路的输出电压 v_o 由 B、O 两点 (称为放大电路的输出端) 输出。输入端的交流电压 v_i 通过电容 C_{b1} 加到 BJT 的发射结, 从而引起基极电流 i_B 相应的变化。 i_B 的变化使集电极电流 i_C 随之变化。 i_C 的变化量在集电极电阻 R_c 上产生压降。集电极电压 $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$, 当 i_C 的瞬时值增加时, v_{CE} 就要减小, 所以 v_{CE} 的变化恰与 i_C 相反。 v_{CE} 中的变化量经过电容 C_{b2} 传送到输出端成为输出电压 v_o 。如果电路参数选择适当, v_o 的幅度将比 v_i 大得多, 从而达到放大的目的, 对应的电流、电压波形示于图 3.2.1 中。

值得指出的是, 放大作用是利用 BJT 的基极对集电极的控制作用来实现的, 即在输入端加一个能量较小的信号, 通过 BJT 的基极电流去控制流过集电极电路的电流, 从而将直流电源 V_{CC} 的能量转化为所需要的形式供给负载。因此, 放大作用实质上是放大器件的控制作用; 放大器是一种能量控制部件。同时还要注意放大作用是针对变化量而言的。

在半导体电路中, 常把输入电压、输出电压以及直流电源 V_{CC} 和 V_{BB} 的共同端点 (O 点) 称为“地”, 用符号 “ \perp ” 表示 (注意, 实际上这一点并不真正接到大地上), 并以地端作为零电位点 (参考电位点)。这样, 电路中各点的电位实际上就是该点与地之间的电压 (即电位差)。例如 v_C 就是指集电极对地的电压。这些概念和术语, 前面已作过初步的介绍, 但这里所讨论的放大电路要复杂得多。

为了分析方便, 我们规定: 电压的正方向是以共同端 (O 点) 为负端, 其他各点为正端。图 3.2.1 所标出的 “+”、“-” 号分别表示各电压的假定正方向; 而电流的假定正方向如图中的箭头所示, 即 i_C 、 i_B 以流入电极为正; i_E

则以流出电极为正^①。

图 3.2.1 是共射极放大电路，它是工程实际中用得较广泛的一种电路组态。为了简化电路，一般选取 $V_{CC}=V_{BB}$ ，如图 3.2.2a 所示。图 3.2.2b 是图 a 的习惯画法。

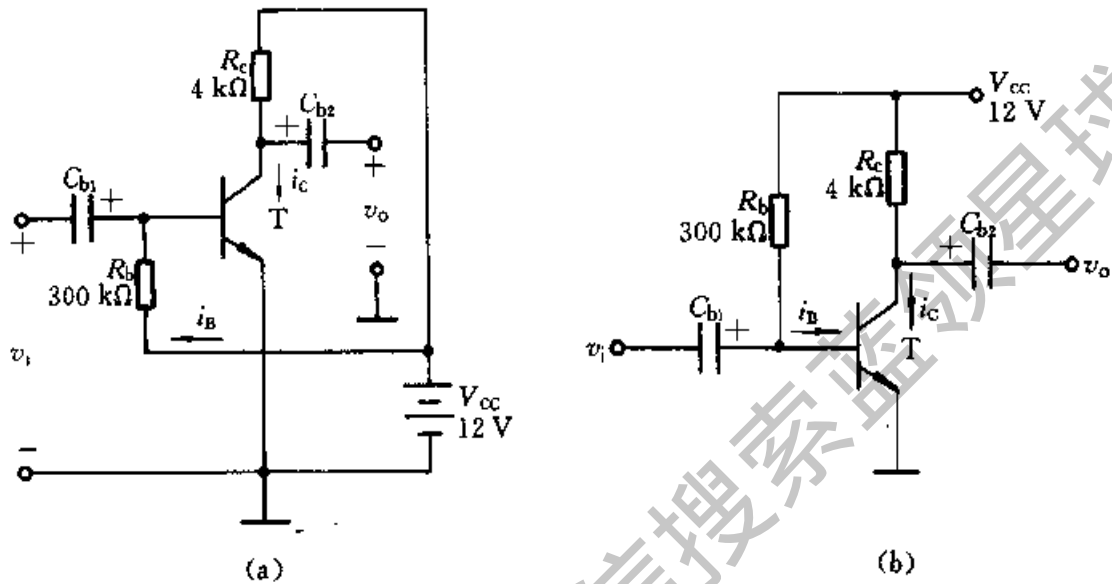


图 3.2.2 共射极基本放大电路的简化

(a) 简化电路 (b) 习惯画法

放大电路的主要性能指标

为了衡量一个放大器的性能，可采用若干技术指标来表示。如前所述，常用的有增益、输入阻抗、输出阻抗、频率响应和带宽以及非线性失真等。今后将结合具体电路逐步加以讨论。

初步了解放大电路的组成及简单工作原理后，就可对放大电路进行分析。分析放大电路的方法主要有图解分析法和小信号模型分析法。

复习思考题

3.2.1 在图 3.2.1 所示的放大电路中，为什么要有两个直流电源 (V_{CC} 、 V_{BB})，二者缺一不可，除非将两电源合并为一，为什么？

3.2.2 为什么说，放大器是一种能量控制部件？一台输出功率为 5 W 的扩音机，这

^① 图 3.2.1 中的电流正向是对 NPN 管而言的，对 PNP 管则相反。

5 W 功率来自何处? 当扩音机接通电源和微音器, 但无人对着微音器讲话时, 喇叭无声音发出。于是有人对放大器用两句话来描述: “小能量控制大能量, 放大对象是变化量”, 对此如何体会?

3.2.3 在分析电路时, 为什么要规定参考电位点和正方向?

3.3 图解分析法

3.3.1 静态工作情况分析

当放大电路没有输入信号 ($v_i=0$) 时, 电路中各处的电压、电流都是不变的直流, 称为直流工作状态或静止状态, 简称静态。我们将看到, 在静态工作情况下, BJT 各电极的直流电压和直流电流的数值, 将在管子的特性曲线上确定一点, 这点常称为 Q 点。

当放大电路输入信号后, 电路中各处的电压、电流便处于变动状态, 这时电路处于动态工作情况, 简称动态。

下面将对静态和动态工作情况分别进行讨论。

1. 近似估算 Q 点

对于静态工作情况, 可以近似地进行估算, 也可用图解法求解。这里先通过一例题估算 Q 点, 然后再详细讨论图解法。

例 3.3.1 电路如图 3.2.2b 所示, 试近似估算它的 Q 点。

解: 由于电容 C_{b1} 和 C_{b2} 的隔直作用, 对于静态下的直流电路来说, 它们就相当于开路一样, 所以在计算 Q 点时, 只需考虑图 3.2.2b 中由 V_{CC} 、 R_b 、 R_c 及 BJT 所组成的直流通路^① 就可以了。

由式 (3.2.1b) 有

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

由式 (3.1.4), 对应于 i_B 的集电极电流 i_C , 并注意此时 $i_B = I_B$, $i_C = I_C$, 有

$$I_C = \beta I_B \quad (3.3.1)$$

从图 3.2.2b 的集电极回路, 可得

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c \quad (3.3.2)$$

如已知 β , 利用式 (3.3.1) 和式 (3.3.2) 可以近似估算放大电路的 Q 点。静态时, 直流电流是不能通过隔直电容的, 因为在输入端 C_{b1} 被充电, C_{b1}

^① 直流通路表示直流量传递的路径, 由它所决定的直流电压和电流就是静态下 BJT 的电压和电流。

两端的电压等于 V_{BE} (设输入端通过电源负端短路); 在输出端 C_{b2} 被充电, C_{b2} 两端电压等于 V_{CE} (设输出端接有负载)。这样, 隔直电容如采用电解电容时, 就需要考虑电容器的极性。对于 NPN 管所组成的电路, C_{b1} 和 C_{b2} 的极性如图 3.2.2 所示。

2. 用图解法确定 Q 点

由于 BJT 属非线性器件, 故用图解法进行分析。

对于图 3.3.1 所示的共射极基本放大电路, 根据已知参数, 可以确定它的 Q 点。图解步骤如下:

(1) 把放大电路分成非线性和线性两个部分

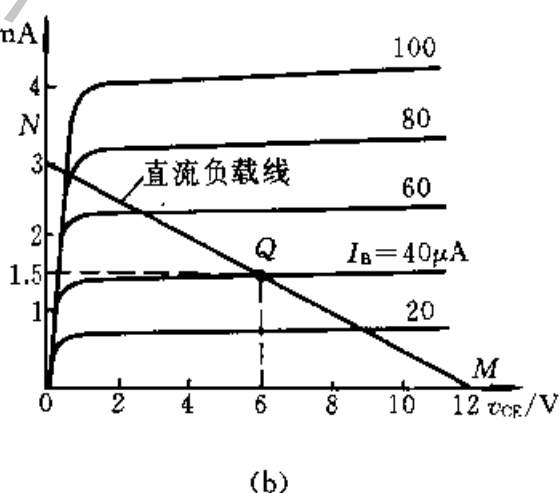
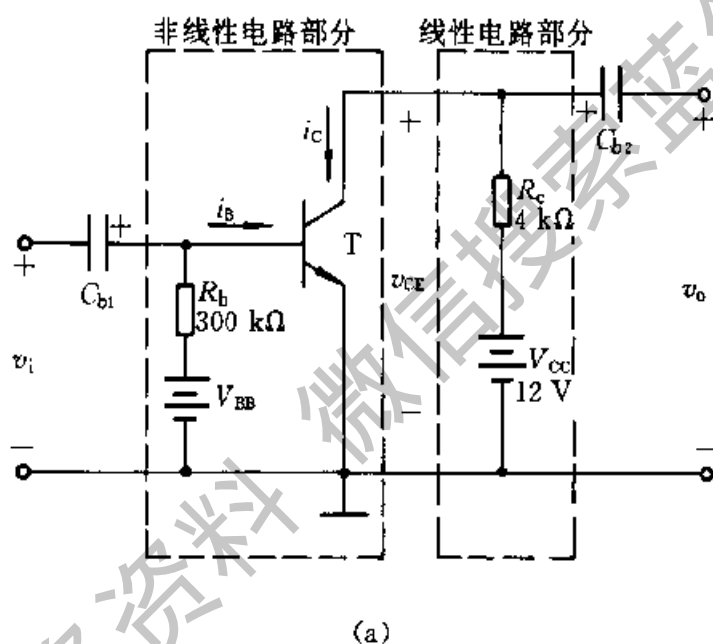


图 3.3.1 静态工作情况图解

(a) 电路图 (b) 图解分析

非线性部分包括非线性器件——BJT 和确定其偏流的 V_{BE} 和 R_b ，线性电路部分包括 V_{CC} 和 R_c 的串联电路，如图 3.3.1a 所示。

(2) 作出电路非线性部分的 $V-I$ 特性——BJT 的输出特性

由于在本电路中 BJT 的偏流已由 V_{BE} 及 R_b 所确定，即 $I_B = V_{BE}/R_b = 12\text{ V}/300\text{ k}\Omega = 40\text{ }\mu\text{A}$ ，所以 v_{CE} 和 i_C 的关系就是 BJT 对应于 $i_B = I_B = 40\text{ }\mu\text{A}$ 的一条输出特性曲线，即

$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = 40\text{ }\mu\text{A}} \quad (3.3.3)$$

(3) 作出线性部分的 $V-I$ 特性——直流负载线

线性部分的电压、电流关系由下列方程所确定：

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c \quad (3.3.4)$$

式 (3.3.2) 表示一条直线，它与横轴和纵轴分别相交于 $M(12\text{ V}, 0\text{ mA})$ 和 $N(0\text{ V}, 3\text{ mA})$ 两点，其斜率为 $-1/R_c$ ，是由集电极负载电阻 R_c 确定的。由于所讨论的是静态工作情况，电路中的电压、电流都是直流量，所以直线 MN 称为直流负载线。

(4) 由电路的线性与非线性两部分 $V-I$ 特性的交点确定 Q 点

因为电路的线性与非线性两部分实际上是串联在一起构成一个电路整体，所以在图 3.3.1b 上，只有这两部分 $V-I$ 特性的交点 Q 所对应的电流电压值，才能同时满足式 (3.3.3) 及式 (3.3.4)。Q 点表示在给定条件下电路的工作状态，由于此时没有输入信号电压，所以 Q 点就是静态工作点。Q 点所对应的电流、电压值就是静态工作情况下的电流和电压，由图 3.3.1b 可读出： $I_B = 40\text{ }\mu\text{A}$ ， $I_C = 1.5\text{ mA}$ ， $V_{CE} = 6\text{ V}$ 。Q 点确定后，就可以在此基础上进行动态分析了。

3.3.2 动态工作情况分析

1. 放大电路在接入正弦信号时的工作情况

当接入正弦信号时，电路将处在动态工作情况，可以根据输入信号电压 v_i ，通过图解确定输出电压 v_o ，从而可以得出 v_o 与 v_i 之间的相位关系和动态范围。图解的步骤是先根据输入信号电压 v_i ，在输入特性上画出 i_B 的波形，然后根据 i_B 的变化在输出特性上画出 i_C 和 v_{CE} 的波形。

(1) 根据 v_i 在输入特性上求 i_B

设放大电路的输入电压 $v_i = 0.02 \sin \omega t$ (V)，当它加到放大电路的输入端后，BJT 的基极和发射极之间的电压 v_{BE} 就是在原有直流电压 V_{BE} 的基础上叠加了一个交流量 v_i (v_{be})，如图 3.3.2 中的曲线①。根据 v_{BE} 的变化规律，便可从输入特性画出对应的 i_B 的波形图，如图中的曲线②，由图上可读出对应于峰值为 0.02 V 的输入电压，基极电流 i_B 将在 $60\text{ }\mu\text{A}$ 与 $20\text{ }\mu\text{A}$ 之间变动。

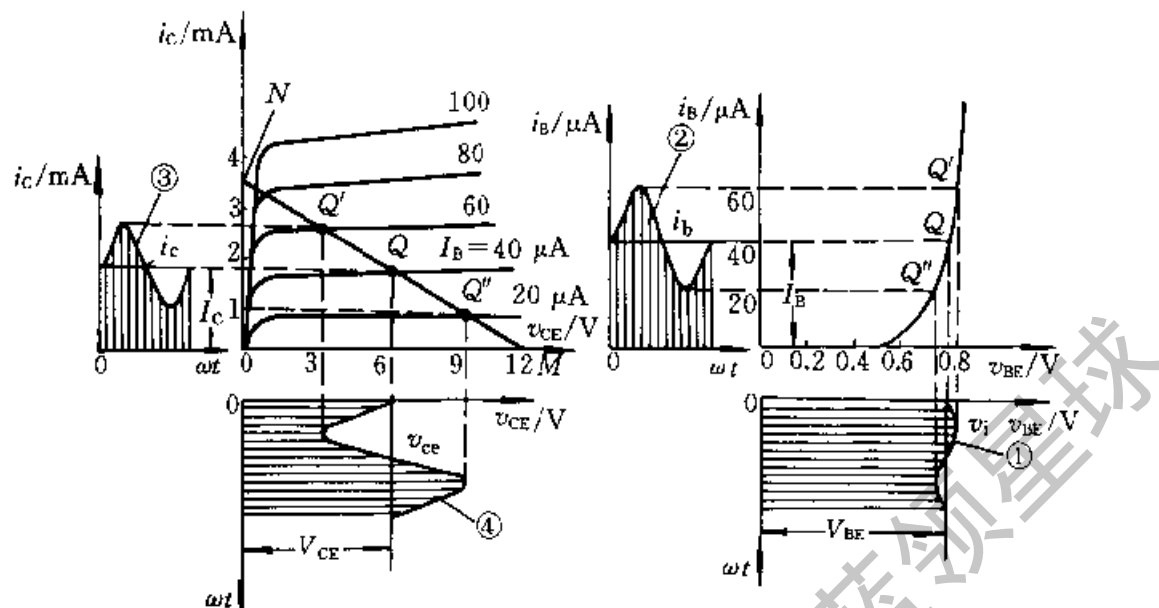


图 3.3.2 有输入信号时，放大电路工作情况的图解

(2) 根据 i_B 在输出特性上求 i_C 和 v_{CE} 。

因为放大电路的直流负载线是不变的，当 i_B 在 $60 \mu A$ 与 $20 \mu A$ 之间变动时，直流负载线与输出特性的交点也会随之而变，对应于 $i_B = 60 \mu A$ 的一条输出特性与直流负载线的交点是 Q' 点，对应于 $i_B = 20 \mu A$ 的一条输出特性与直流负载线的交点是 Q'' 点，所以放大电路只能在负载线的 $Q'Q''$ 段上工作，即放大电路的工作点随着 i_B 的变动将沿着直流负载线在 Q' 与 Q'' 点之间移动，因此，直线段 $Q'Q''$ 是工作点移动的轨迹，通常称为动态工作范围。

由图可见，在 v_i 的正半周， i_B 先由 $40 \mu A$ 增大到 $60 \mu A$ ，放大电路的工作点将由 Q 点移到 Q' 点，相应的 i_C 由 I_C 增到最大值，而 v_{CE} 由原来的 V_{CE} 减小到最小值；然后 i_B 由 $60 \mu A$ 减小到 $40 \mu A$ ，放大电路的工作点将由 Q' 回到 Q ，相应的 i_C 也由最大值回到 I_C ，而 v_{CE} 则由最小值回到 V_{CE} 。在 v_i 的负半周，其变化规律恰好相反，放大电路的工作点先由 Q 移到 Q'' ，再由 Q'' 回到 Q 点。

这样，就可在坐标平面上画出对应的 i_B 、 i_C 和 v_{CE} 的波形图，如图 3.3.2 中的曲线②、③、④所示， v_{CE} 中的交流量 v_{ce} 的波形就是输出电压 v_o 的波形。

综上所述，可总结如下几点：

① 没有输入信号电压时，BJT 各电极都是恒定的电流和电压 (I_B 、 I_C 、 V_{CE})，当在放大电路输入端加入输入信号电压后， i_B 、 i_C 、 v_{CE} 都在原来静态直流量的基础上叠加了一个交流量，即

$$\left. \begin{aligned} i_B &= I_B + i_b \\ i_C &= I_C + i_c \\ v_{CE} &= V_{CE} + v_{ce} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.5)$$

因此，放大电路中电压、电流包含两个分量：一个是静态工作情况决定的直流成分 I_B 、 I_C 、 V_{CE} ；另一个是由输入电压引起的交流成分 i_b 、 i_c 和 v_{ce} 。虽然这些电流、电压的瞬时值是变化的，但它们的方向始终是不变的。

② v_{CE} 中的交流分量 v_{ce} （即经 C_{b2} 隔直后的交流输出电压 v_o ）的幅度远比 v_i 为大，且同为正弦波电压，体现了放大作用。

③ 从图 3.3.2 中还可以看到， v_o (v_{ce}) 与 v_i 相位相反。这种现象称为放大电路的反相作用，因而共射极放大电路又叫做反相电压放大器，它是一种重要的电路组态。

2. 交流负载线

放大电路在工作时，输出端总要接上一定的负载，如在图 3.3.3a 中，负载电阻 $R_L = 4\text{ k}\Omega$ ，这时放大电路的工作情况是否会因为 R_L 的接入而受到影响呢？这是下面所要讨论的问题。

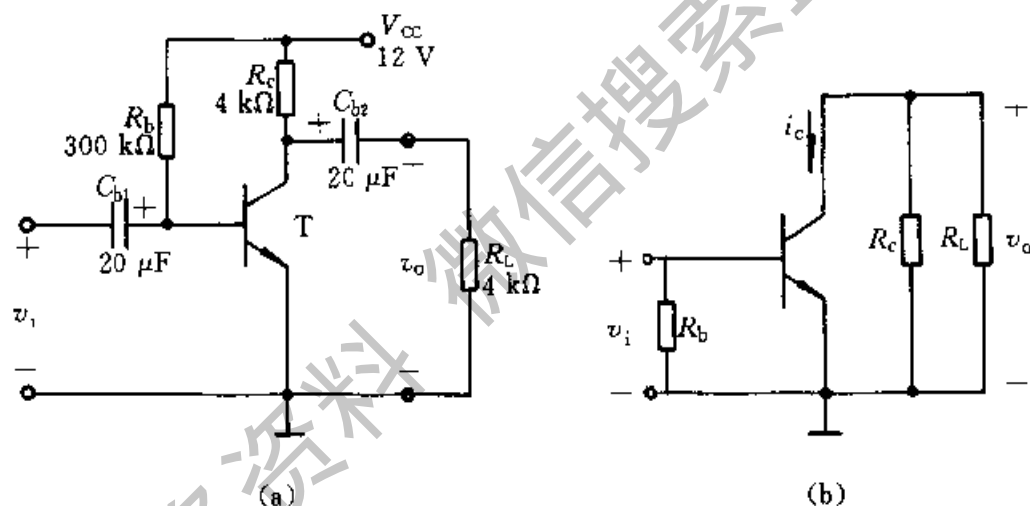


图 3.3.3 放大电路输出端接有负载电阻 R_L 的电路

(a) 电路图 (b) 交流通路

在静态时，由于隔直电容 C_{b2} 的作用， R_L 对电路的 Q 点无影响。

动态工作时情况则不同，隔直电容 C_{b1} 和 C_{b2} 在具有一定频率的信号作用下，其容抗可以忽略；同时考虑到电源 V_{CC} 的内阻很小，可视为短路。这样便可画出图 3.3.3a 的交流通路^①，如图 3.3.3b 所示。此时图中的电压和电流都是交流成分。显然，放大电路的交流负载电阻为 R'_L ，即

$$R'_L = R_c \parallel R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} \quad (3.3.6)$$

^① 交流通路是用来表示交流量传递的路径的，至于交流的电流 i_b 和 i_c 能够通过 BJT 的发射结和集电结仍是由于电路预先设置了一定的静态电流 I_B 和 I_C 的缘故。

按图 3.3.3a 所示的参数, $R'_L = \frac{4 \times 4}{4+4} \text{k}\Omega = 2 \text{k}\Omega$ 。

因此对于交流分量来说, 应当用 R'_L 来表示电流、电压之间的关系。也就是说, 表示交流分量电压、电流关系的负载线的斜率应该是 $-1/R'_L$, 而不是 $-1/R_c$ 了。把由斜率为 $-1/R_c$ 定出的负载线称为直流负载线, 它由直流通路决定; 而把由斜率为 $-1/R'_L$ 定出的负载线称为交流负载线, 它由交流通路决定。显然, 对图 3.3.3a 的电路来说, 交流负载线表示动态时工作点移动的轨迹。读者可以思考一下, 当放大电路不带负载 R_L 时, 交流负载线是什么呢?

交流负载线和直流负载线必然在 Q 点相交, 这是因为在线性工作范围内, 输入电压在变化过程中是一定经过零点的。在通过零点时 $v_i = 0$, 因此, 这一时刻既是动态过程中的一个点, 又与静态工作情况相符, 所以这一时刻的 i_c 和 v_{CE} 应同时在两条负载线上, 这只有是两条负载线的交点才有可能。

这样, 通过 Q 点作一条斜率为 $-1/R'_L$ 的直线就可得到交流负载线, 如图 3.3.4 所示。

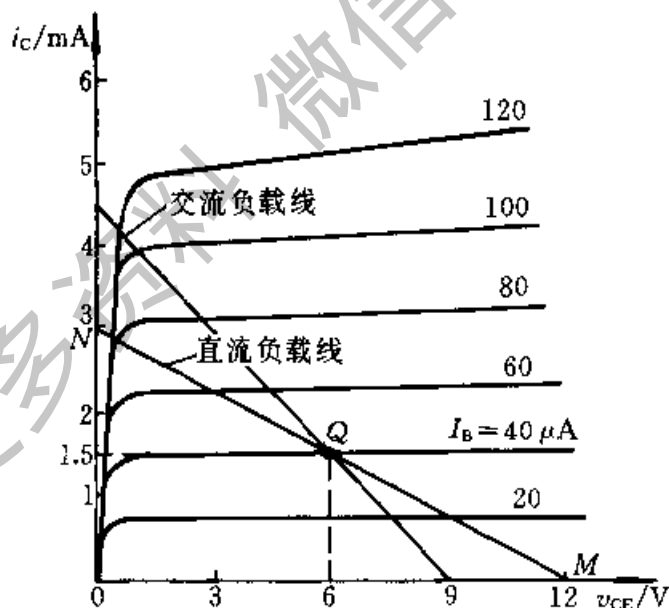


图 3.3.4 交流负载线

Q 点的选择, 除非为了要得到最大不失真输出, 往往可以采取比较灵活的原则, 如当信号幅度不大时, 为了降低直流电源 V_{CC} 的能量消耗, 在不产生失真和保证一定的电压增益的前提下, 常可把 Q 点选得低一些。

应当注意的是, Q 点选得过低, 将导致产生截止失真; 反之, 若 Q 点选得过高, 又将引起饱和失真。一般来说, Q 点选在交流负载线 AB 的中央, 这

时可获得最大的不失真输出，亦即可得到最大的动态工作范围。

3. BJT 的三个工作区域

BJT 的基本特点是通过电流控制实现放大作用，但是这种放大作用并不是在任何情况下都能实现的。前已提及，如果 Q 点过高，BJT 就会从放大转化为饱和，而 Q 点过低时，BJT 又会从放大转化为截止，这时 BJT 的工作性质也就起了变化。饱和、放大、截止称为 BJT 的三种工作状态，对应这三种工作状态，可把 BJT 的输出特性分成三个区域，即：饱和区、放大区和截止区，如图 3.3.5 所示。

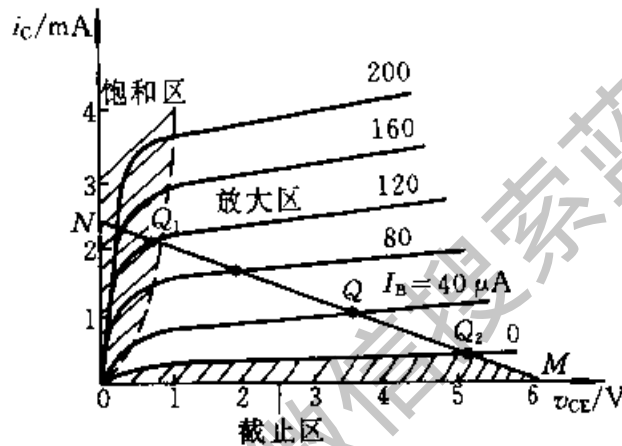


图 3.3.5 BJT 的三个工作区域

饱和现象的产生是由于工作点上移使 v_{CE} 减小到一定的程度后，集电结收集载流子的能力减弱，发射极发射有余，而集电极收集不足，这时即使 I_B 增加，但 I_C 却不能增加即不再服从 $I_C = \beta I_B$ 的规律了，图 3.3.5 中的 Q_1 点即属于这种情况。一般把输出特性直线上升和弯曲部分划为饱和区。BJT 工作在饱和状态时的管压降称为饱和压降，一般在估算小功率管时，对硅管可取 0.3 V（对锗管取 0.1 V）。在饱和状态下，BJT 的 V_{CE} 很小，所以 BJT 如同工作在短接状态。

BJT 输出特性的平坦部分接近于恒流特性，这部分符合 $I_C = \beta I_B$ 的规律，称为放大区，这是放大电路的工作区域。

当其他条件不变时，如 I_B 减小，则 Q 点就会沿直流负载线向下移动，当 $I_B = 0$ 时，工作到 Q_2 点（见图 3.3.5）， $I_C = I_{CEO} \approx 0$ ，这时 $I_B = 0$ ， $I_C \approx 0$ ， $V_{CE} \approx V_{CC}$ ，BJT 如同工作在断开状态，一般把输出特性 $I_B = 0$ 曲线以下的部分称为截止区。

由上所述，改变 I_B 就可使 BJT 的三种状态互相转化。在放大电路中要尽量避免工作到饱和区和截止区，以免产生饱和失真和截止失真，甚至失去放

大作用。而在脉冲数字电路中恰好相反，它正是利用饱和、截止状态使 BJT 作为一个可以控制的无触点开关。关于三种工作状态，本书数字部分还要讨论。

在实际工作中，常可利用测量 BJT 各电极之间的电压来判断它的工作状态。NPN 型 BJT 结电压的典型数据是：对于 NPN 型硅 BJT，当它处于饱和状态时， $V_{BE}=0.7\text{ V}$ ， $V_{CE}=0.3\text{ V}$ ，即 J_e 、 J_c 为正偏；若在放大区， $V_{BE}=0.7\text{ V}$ ，此时 J_e 正偏、 J_c 反偏；而当处于截止状态时，则 $V_{BE}=0\text{ V}$ ，此时 J_e 零偏或反偏， J_c 也反偏，这是指可靠截止而言，实际上，当 $V_{BE}<0.5\text{ V}$ 时，即已进入截止状态。对于 PNP 型 BJT 而言，其电压的符号应当相反。

复习思考题

3.3.1 放大电路为什么要设置合适的 Q 点？在图 3.3.1b 中，如果令 $I_B=0\text{ }\mu\text{A}$ 或 $80\text{ }\mu\text{A}$ ，问电路能否正常工作？

3.3.2 在图 3.3.3a 的电路中，若 $R_L=\infty$ ，问交流负载线是什么？

3.3.3 当测量图 3.3.3a 中 BJT 的集电极电压 V_{CE} 时，发现它的值接近 $V_{CC}=12\text{ V}$ ，问管子处于什么工作状态？试分析其原因，并排除故障使之正常工作。

3.4 小信号模型分析法

如果放大电路的输入信号电压很小，就可以设想把 BJT 小范围内的特性曲线近似地用直线来代替，从而可以把 BJT 这个非线性器件所组成的电路当作线性电路来处理，这就是 BJT 小信号建模的指导思想。这种方法是把非线性问题线性化的工程处理方法，并在第 2 章分析二极管电路时得到应用，不过 BJT 的小信号建模比二极管要复杂得多。

关于 BJT 的小信号建模，通常有两种方法：一种是已知网络的特性方程，按此方程画出小信号模型；另一种则是从网络所代表的 BJT 的物理机构出发加以分析，再用电阻、电容、电感等电路元件来模拟其物理过程，从而得出模型。本节从方程出发结合特性曲线来建立小信号模型。

3.4.1 BJT 的小信号建模

图 3.4.1 表示一个由双口有源器件组成的网络，这个网络有输入端和输出端两个端口，通常可以通过电压 v_i 、 v_o 及电流 i_1 、 i_2 来研究网络的特性，于是可以选择 v_i 、 v_o 及 i_1 、 i_2 这四个参数中的其中两个作为自变量，其余两个作

为应变量,就可得到不同的网络参数,如 Z 参数(开路阻抗参数),Y 参数(短路导纳参数)和 H 参数(混合参数)等。H 参数在低频时用得较广泛。

BJT 是一个有源双口网络,它可以采用 H 参数,也可以用 Z 参数或 Y 参数来进行分析。Z 参数在 BJT 电路中使用最早,在早期的文献手册中应用较广,缺点是测量不易准确,因为 BJT 的输出阻抗高,不易实现输出端开路的条件。Y 参数在高频运用时物理意义比较明显,缺点同样是测量不易准确,因 BJT 的输入阻抗低,不易实现输入端短路的条件。H 参数是一种混合参数^①,它的物理意义明确,测量的条件容易实现,加上它在低频范围内为实数,所以在电路分析和设计使用上都比较方便。下面用 H 参数来进行讨论。

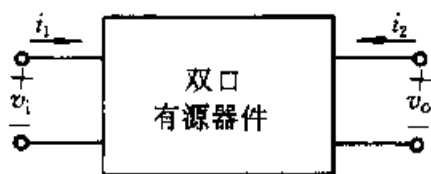


图 3.4.1 双口网络

1. BJT H 参数的引出

BJT 在共射极接法时,可表示为图 3.4.2 所示的双口网络。BJT 的特性曲线用图形描述了管子内部电压、电流的关系。而 BJT 的参数,则是用数学形式表示管子内部电压、电流微变量的关系,两种方法都是表征管子性能、反映管内物理过程的,因而两者之间必然具有密切的内在联系。下面从管子的特性曲线出发,来找出 BJT 的参数。

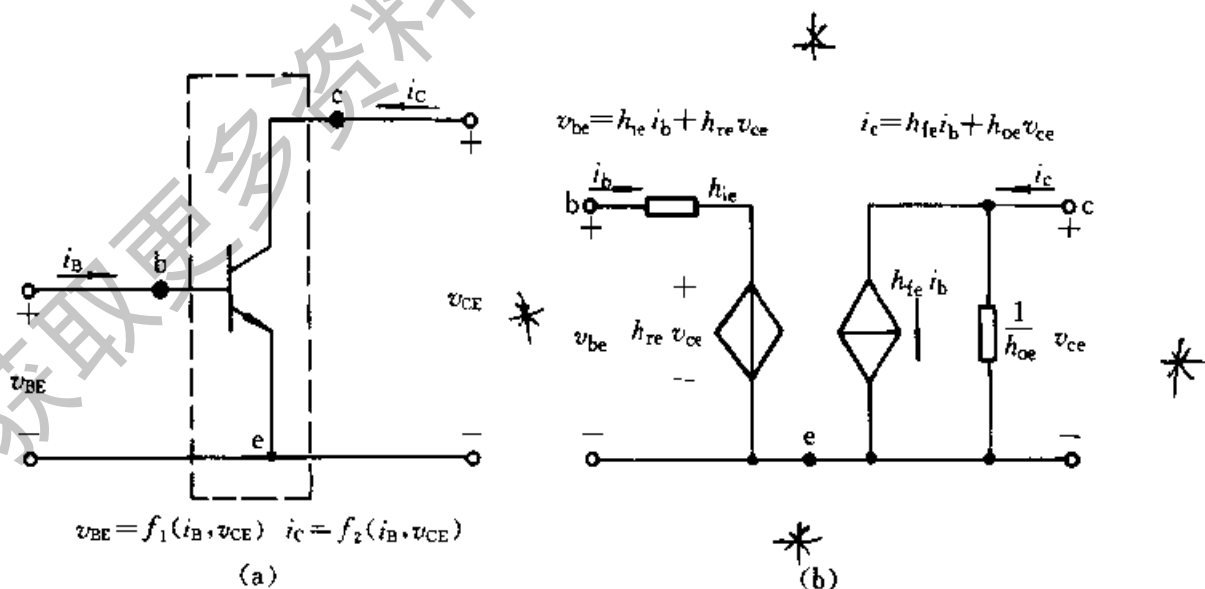


图 3.4.2 BJT 的 H 参数及小信号模型

(a) BJT 在共射极接法时的双口网络 (b) H 参数小信号模型

① H 是英文 Hybrid 的字头。

图 3.4.2a 的输入回路和输出回路电压、电流的关系可分别表示为

$$v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE})$$

$$i_C = f_2(i_B, v_{CE})$$

前已假定 BJT 是在小信号下工作，考虑电压、电流之间的微变关系，对上两式取全微分，得

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE} \quad (3.4.1)$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE} \quad (3.4.2)$$

式中 dv_{BE} 、 dv_{CE} 及 di_B 、 di_C 表示无限小的信号增量。假定在小信号作用下，即电压、电流的变化没有超过特性曲线的线性范围时，无限小的信号增量就可以用有限的增量来代替，也就是可以用电压、电流的交流分量来代替，这样可把式 (3.4.1) 及式 (3.4.2) 写成下列形式

$$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce} \quad (3.4.3)$$

$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce} \quad (3.4.4)$$

或

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad (3.4.5)$$

式中 h_{ie} 、 h_{re} 、 h_{fe} 、 h_{oe} 称为 BJT 在共射极接法下的 H 参数^①，其中

$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}}$ 输出端交流短路时的输入电阻，单位为欧姆 (Ω)；

$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}}$ 输出端交流短路时的正向电流传输比或电流放大系数 (无量纲)；

$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B}$ 输入端交流开路时的反向电压传输比 (无量纲)；

$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B}$ 输入端交流开路时的输出电导，单位为西门子 (S)。

由于这四个参数的量纲各不相同，因此这种参数系统是不同量纲的混合，故称为混合参数。

2. H 参数小信号模型

(1) 小信号模型的引出

式 (3.4.3) 表示输入回路方程，它表明输入电压 v_{be} 是由两个电压相加构成的，其中一个为 $h_{ie}i_b$ ，表示输入电流 i_b 在 h_{ie} 上的电压降；另一个为 $h_{re}v_{ce}$ ，

^① H 参数中的第一下标的意义是：i—输入，r—反向传输；f—正向传输；o—输出。第二下标 e 表示共射接法。

表示输出电压 v_{ce} 对输入回路的反作用, 用一个电压源来代表。如图 3.4.2b 左边的输入端等效电路, 这是戴维南等效电路的形式。

式 (3.4.4) 表示输出回路方程, 它表明输出电流 i_c 由两个并联支路的电流相加而成, 一个是由基极电流 i_b 引起的 $i_c = h_{fe}i_b$, 用电流源表示; 另一个是由于输出电压加在输出电阻 $1/h_{oe}$ 上引起的电流, 即 $v_{ce}/\frac{1}{h_{oe}} = h_{oe}v_{ce}$ 。这样, 又得到图 3.4.2b 右边的输出端等效电路, 这是诺顿等效电路的形式。

由此得到包含四个 H 参数的 BJT 的小信号模型, 这就是把 BJT 线性化后的线性模型。在分析计算时, 可以利用这个模型来代替 BJT, 从而可以把 BJT 电路当作线性电路来处理, 使复杂电路的计算大为简化。因此, 它在电子电路分析中应用得很广泛。

(2) 关于小信号模型的讨论

① 模型中电流源的性质: 在图 3.4.2b 的小信号模型中, 引入了等效电流源 $h_{fe}i_b$, 它是从电路分析的角度虚拟出来的, 不能认为它是 BJT 本身所具有的能源。实质上, 等效电流源 $h_{fe}i_b$ 只是代表 BJT 的电流控制作用, 当 $i_b = 0$ (即 $v_{be} = 0$) 时, 等效电流源就不存在了, 可见它具有从属性, 所以称为受控电源, 就是说它是受输入电流控制的, 而不是一个独立的电源。

② 电流源的流向: 从式 (3.4.3) 及式 (3.4.4) 导出图 3.4.2b 所示的模型时, 其中电流源 $h_{fe}i_b$ 的流向是在假定正向的原则下定出的, 那就是: 电压以共同端为负端, 电流以流向电极的方向为正方向, 根据 BJT 工作的物理实质和 h_{fe} 的定义, 当 i_b 的流向与假定的正方向相同时, i_c 的流向也必然与假定的正方向相同, 这样, 电流源 $h_{fe}i_b$ 的流向正如图中的箭头所示, 是由集电极流向发射极, 所以等效电流源 $h_{fe}i_b$ 的流向是由 i_b (也就是 v_{be}) 来决定的, 不能随意假定, 否则就会得出错误的结果。

同理, 模型中反映输出电压变化量对输入回路影响的等效电压源 $h_{re}v_{ce}$ 也是一个受控电源, 也具有从属性, 它在电路中的极性根据 h_{re} 的定义如图中所示, 同样不能随意假定。

③ 模型的对象是变化量: 放大电路在工作时放大的对象是变化量, 所以在小信号模型中所讨论的电压、电流也都是变化量, 因此不能利用小信号模型来求 Q 点, 或者利用它来计算某一时间的电压和电流总值。

值得注意的是, 小信号模型虽然没有反映直流量, 但小信号参数是在 Q 点求出的, 所以它们实际上与 I_B 、 I_C 、 V_{CE} 等静态值是有关系的。计算出来的结果反映了 Q 点附近的工作情况。

综上所述, 等效电源是受输入电流 i_b (v_{be}) 所控制的。等效电源的存在与否, 以及它们的大小和方向, 都随 i_b (v_{be}) 的变动为转移, 因此它们都是受控

电源，又称为从属电源。同时，模型中所描述的对象是小范围内的变化量。

(3) 模型的简化

对于共射极接法的 BJT 的小信号模型，H 参数的数量级一般为

$$[h]_c = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{be} & \mu_r \\ \beta & \frac{1}{r_{ce}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^3 \Omega & 10^{-3} \sim 10^{-4} \\ 10^2 & 10^{-5} \text{ S} \end{bmatrix}$$

例如，对高频小功率硅管 3DG6，在 $I_C=1 \text{ mA}$ ， $I_B=3 \mu\text{A}$ ， $V_{CE}=5 \text{ V}$ 时的 H 参数，通过实验测得

$$[h]_c = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.4 \text{ k}\Omega & 25 \times 10^{-4} \\ 40 & 4 \times 10^{-5} \text{ S} \end{bmatrix}$$

由这些具体数字可见， h_{oe} 和 h_{re} 相对而言是很小的，对于低频放大电路，输入回路中 $h_{re}v_{ce}$ 比 v_{be} 小得多，而输出回路中负载电阻 R_c (或 R_L) 比 BJT 输出电阻 $1/h_{oe}$ 小得多，所以在模型中常常可以把 h_{re} 和 h_{oe} 忽略掉，这在工程计算上不会带来显著的误差。同时采用习惯符号，用 r_{be} 代替 h_{ie} 并用 β 代替 h_{fe} ，用 μ_r 代替 h_{re} ，用 r_{ce} 代替 $1/h_{oe}$ ，则图 3.4.2b 可改画成图 3.4.3a，再可简化成图 3.4.3b。利用这个简化模型来表示 BJT 时，将使 BJT 放大电路的分析计算进一步简化。当负载电阻 R_c (R_L) 较小，满足 R_c (R_L) / $r_{ce} < 0.1$ 的条件时，利用这个简化模型来分析低频放大电路所得放大电路的各主要指标，如电压增益 \dot{A}_v 、电流增益 \dot{A}_I 、放大电路的输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 等，其误差不会超过 10%。这在工程上已能满足要求了。

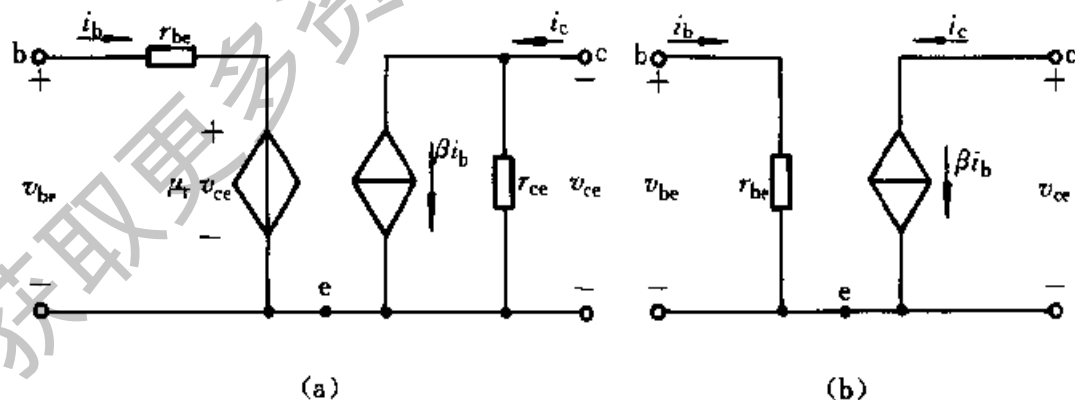


图 3.4.3 BJT 小信号模型的简化

(a) H 参数小信号模型 (b) 简化模型

3. H 参数的确定

应用 H 参数等效电路来分析放大电路时，首先必须得到 BJT 在 Q 点处的 H 参数。由于 BJT 本身参数的分散性以及参数会随 Q 点变化而改变，实际

上在计算时不能直接采用手册上提供的数据，因此在计算电路之前，首先必须确定所用的 BJT 在给定 Q 点上的 H 参数。

获得 H 参数的方法可采用 H 参数测试仪，或利用 BJT 特性图示仪测量 β 和 r_{be} 。 r_{be} 也可以借助下面的公式进行估算：

$$r_{be} = r_b + (1 + \beta)r_e \quad (3.4.6a)$$

式中 r_b 为基区体电阻，对于低频小功率管， r_b 约为 200Ω 左右。 r_e 为发射结电阻， $(1 + \beta)r_e$ 是 r_e 折算到基极回路的等效电阻，根据 PN 结的 $V-I$ 特性表达式，可以导出 r_e 的值为 V_T (mV) / I_E (mA)^①。这样，式 (3.4.6a) 可改写为

$$r_{be} \approx 200 \Omega + (1 + \beta) \frac{V_T (\text{mV})}{I_E (\text{mA})} \quad (3.4.6b)$$

式中 V_T 为温度的电压当量，前已述及在室温 (300 K) 时，其值为 26 mV。应当注意的是，式 (3.4.6b) 的适用范围为 $0.1 \text{ mA} < I_E < 5 \text{ mA}$ ，实验表明，超越此范围，将带来较大的误差。

3.4.2 用 H 参数小信号模型分析共射极基本放大电路

现在应用小信号模型分析法分析图 3.3.1a 所示的基本放大电路，我们把它重新画在图 3.4.4a 中。

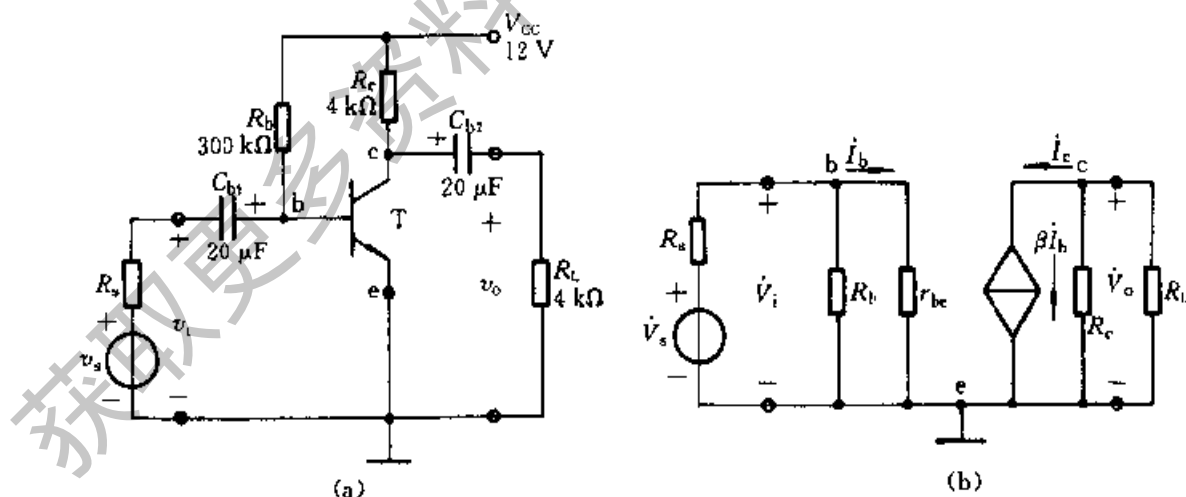


图 3.4.4 共射极基本放大电路

(a) 电路图 (b) 小信号等效电路

分析的步骤如下：

^① 见第 2 章 2.3 节关于 r_a 的计算方法。

1. 画出小信号等效电路

首先,在原理电路图上定出BJT的三个电极(c. b. e)后,用H参数小信号模型表示BJT。

其次,由于在小信号等效电路中,所关心的是变化量,因此在输入和输出回路中,任何固定不变的电压源(V_{CC} 和 $V_{C_{b1}}$ 、 $V_{C_{b2}}$ ^①)都可认为是交流短路的,而任何固定不变的电流(I_B 、 I_C)都不予考虑,因此它们都可从电路中除去,其他元件都按照原来的相对位置画出,这样就可得到整个放大电路的小信号等效电路,如图3.4.4b所示。

第三,由于分析和测试时常用正弦波电压作为输入信号,所以在小信号等效电路中采用相量表示电压和电流。

2. 求电压增益

画出小信号等效电路之后,就可用解线性电路的方法求解。同图解法一样,也是先从放大电路的输入回路入手,在已知输入电压 \dot{V}_i 的条件下求出基极电流 \dot{I}_b ,然后又落实到输出回路上,利用 \dot{I}_b 求出 \dot{I}_c 及 \dot{V}_o ,从而最后求出电压增益 \dot{A}_v :

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{V}_i}{r_{be}}$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$$

$$\dot{V}_o = -\dot{I}_c R'_L$$

式中

$$R'_L = R_c \parallel R_L$$

由此可得电压增益 \dot{A}_v :

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (3.4.7)$$

式中负号表示输出电压与输入电压反相。

由此可见,利用小信号模型分析法可使我们很方便地求得电压增益,但要注意,计算时所用的小信号参数 β 及 r_{be} 都应是工作点Q上的参数。

例 3.4.1 如图3.4.4a的电路,若BJT为3DG6,已知在Q点上的 $\beta=40$,计算电压增益 \dot{A}_v (假设信号源内阻 $R_s=0$)。

解:(1)确定Q点

因已知 β ,故可用简单计算法确定Q点:

$$I_B = \frac{V_{CC}}{R_b} = \frac{12 \text{ V}}{300 \text{ k}\Omega} = 40 \mu\text{A}$$

① 在稳态情况下,当 C_{b1} 、 C_{b2} 的容量足够大时,它们两端的电压基本上是恒定的。

$$I_C = \beta I_B = 40 \times 40 \mu\text{A} = 1.6 \text{ mA} \approx I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 \text{ V} - 1.6 \text{ mA} \times 4 \text{ k}\Omega = 5.6 \text{ V}$$

(2) 求 r_{be} 利用式 (3.4.6b), 得

$$\begin{aligned} r_{be} &= 200 \Omega + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})} \\ &= 200 \Omega + (1 + 40) \frac{26(\text{mV})}{1.6(\text{mA})} \approx 866 \Omega \\ &= 0.866 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

(3) 求 \dot{A}_v 利用式 (3.4.7), 得

$$\begin{aligned} \dot{A}_v &= -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -\beta \frac{R_C \parallel R_L}{r_{be}} \\ &= -40 \times \frac{2}{0.866} \approx -92 \end{aligned}$$

3. 计算输入电阻和输出电阻

关于放大电路输入电阻和输出电阻的概念, 已在第 1 章进行过介绍, 这里利用 BJT 的小信号模型来计算共射极基本放大电路的输入电阻和输出电阻。

(1) 计算输入电阻

现将共射极基本放大电路的小信号等效电路重新画在图 3.4.5 中, 根据放大电路输入电阻的定义有

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T}$$

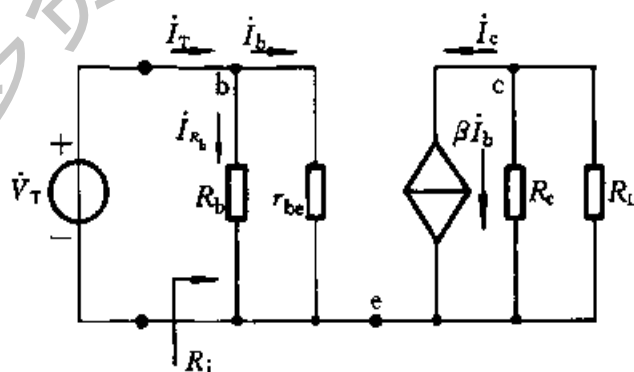


图 3.4.5 求共射极放大电路的输入电阻

式中 \dot{V}_T 为外加的测试电压, \dot{I}_T 为相应的测试电流。根据 KCL, 对于图 3.4.5 中的 b 点有

$$\dot{I}_T = \dot{I}_{R_b} + \dot{I}_b = \frac{\dot{V}_T}{R_b} + \frac{\dot{V}_T}{r_{be}}$$

故
$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_b \parallel r_{be} \quad (3.4.8)$$

按图 3.4.4a 给出的参数, 有

$$R_i = r_{be} \parallel R_b \approx r_{be} = 0.866 \text{ k}\Omega$$

因 $R_b \gg r_{be}$, 所以 R_i 在数值上接近于 r_{be} , 但二者的概念是不同的, r_{be} 代表 BJT 的输入电阻, 而 R_i 则代表放大电路的输入电阻。

(2) 计算输出电阻

可利用图 3.4.6 所示的电路来计算输出电阻。根据定义, 在外加测试电压 \dot{V}_T ($R_L = \infty$) 的作用下, 产生相应的测试电流 \dot{I}_T , 输出电阻为

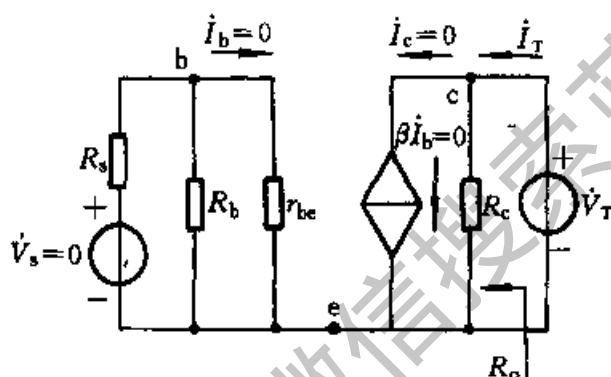


图 3.4.6 求共射极放大电路的输出电阻

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{V}_s=0}$$

而

$$\dot{I}_T = \frac{\dot{V}_T}{R_c}$$

故

$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_c \quad (3.4.9)$$

因已知 $R_c = 4 \text{ k}\Omega$, 故 $R_o = 4 \text{ k}\Omega$ 。

讨论 上面以共射极基本放大电路为例, 计算了它的输入电阻和输出电阻。一般地说, 希望放大电路的输入电阻高一些为好, 特别是在信号源内阻 R_s 较大的场合, 这样便可避免信号过多地衰减, 作为放大电路的输入级尤其应当予以考虑。对于输出级来说, 往往希望输出电阻越小越好, 从而提高带负载的能力。在分析、设计放大电路时, 必须全面地考虑各项指标, 根据具体情况, 灵活掌握。

两种分析方法的比较与使用

上面学习了图解分析法和小信号模型分析法, 这是分析放大电路的两种

基本方法。有了这两种方法后,就为今后讨论各种具体的放大电路打下了基础。这两种方法虽然在形式上是两种独立的分析方法,但实质上它们是互相联系,互相补充的,读者可以归纳一下各自的特点,以便按实际情况灵活运用。一般可按下列情况进行处理:

① 用图解法定出静态工作点;

② 当输入电压幅度较小或BJT基本上在线性范围内工作时,特别是放大电路比较复杂时,可用小信号模型来分析,以后各章可看到应用这个方法的例子;

③ 当输入电压幅度较大,BJT的工作点延伸到特性曲线的非线性部分时,就需要采用图解法,如第5章的功率放大电路。此外,如果要求分析放大电路输出电压的最大幅值是多少,或者要求合理安排电路工作点和参数以便得到最大的动态范围等,采用图解法比较方便。

关于BJT的直流大信号模型可参阅文献 [2]、[10]。

复习思考题

3.4.1 BJT的小信号模型是在什么条件之下建立的?其中的受控电源的性质如何?

3.4.2 在画小信号等效电路时,常将电路中的直流电源短路,即把直流电源 V_{CC} 的正端看成是直流正电位、交流地电位。对此如何理解?

3.4.3 在简化的BJT的小信号模型中,两个参数 r_{be} 和 β 怎样求得?若用万用表的“ Ω ”挡测量b、e两极之间的电阻,是否为 r_{be} ?

3.4.4 试比较图解分析法和小信号模型分析法的特点及应用范围。

3.5 放大电路的工作点稳定问题

通过前面的讨论已知,Q点在放大电路中是很重要的,它不仅关系到波形失真,而且对电压增益也有重大影响,所以在设计或调试放大电路时,为获得较好的性能,必须首先设置一个合适的Q点。在前面讨论的固定偏流电路中,当电源电压 V_{CC} 和集电极电阻 R_c 确定后,放大电路的Q点就由基极电流 I_B 来决定,这个电流就叫做偏流,而获得偏流的电路叫做偏置电路。固定偏流电路实际上是由一个偏置电阻 R_b 构成的,这种电路结构简单,调试方便,只要适当选择电路参数就可保证Q点处于合适的位置。但是,由于这种电路偏流是“固定”的($I_B \approx V_{CC}/R_b$),当更换管子或是环境温度变化引起管子参数变化时,电路的工作点往往会移动,甚至移到不合适的位置而使放大电路

无法正常工作，为此必须设计能够自动调整工作点位置的偏置电路，以使工作点能稳定在合适的位置。

本节讨论环境温度对工作点的影响以及稳定工作点的偏置电路。

3.5.1 温度对工作点的影响

工作点不稳定的原因很多，例如电源电压变化，电路参数变化，管子老化等等，但主要是由子BJT的特性参数 (I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β 等) 随温度变化造成的。由于温度变化时将影响管子内部载流子 (电子和空穴) 的运动，从而使 I_{CBO} 、 V_{BE} 和 β 都会发生变化^①。

对于硅管而言，尽管上述三个参数均随温度而变化，但其中 I_{CBO} 的值很小，对工作点稳定性的影响较小。

硅管的 V_{BE} 和 β 受温度的影响较大，是它的特点。大多数管子 (包括硅管和锗管) 的 V_{BE} 的温度系数为 $-2.2 \text{ mV}/\text{C}$ 。在任意温度 T 时的 V_{BE} 为 $V_{\text{BE}} = V_{\text{BE}(T_0=25\text{C})} - (T - T_0)2.2 \times 10^{-3} \text{ V}$ ， V_{BE} 的变化将通过 I_{B} 的变化影响 Q 点。

BJT 的电流放大系数 β 会随温度的升高而增大，这是因为温度升高后，加快了基区注入载流子的扩散速度，这样，在基区电子与空穴的复合数目减小，因而 β 增大。根据实验结果，温度每升高 1 C ， β 要增加 $0.5\% \sim 1.0\%$ 左右。

BJT 的输出特性将因 β 的变化而随之变化，当 β 变大时，输出特性曲线族的间隔将变宽。由于输出特性的变化，当 β 增大时， Q 点上移， I_{C} 增加；当 β 减小时， Q 点下移， I_{C} 减小，这样变化的结果都使工作状态发生变化。

综上所述，可得如下结论：

① I_{CBO} 、 β 、 V_{BE} 随温度 T 升高的结果，都集中表现在 Q 点电流 I_{C} 的增大。

② 硅管的 I_{CBO} 小，受温度的影响可以忽略，因此， V_{BE} 和 β 的温度影响，对硅管是主要的，但对工作在较高温度下的大功率硅管， I_{CBO} 的影响就不能忽略。

③ 至于锗管，它的 I_{CBO} 大， I_{CBO} 的温度影响对锗管是主要的。

3.5.2 射极偏置电路

由上一节的分析可知，BJT 参数 I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β 随温度变化对 Q 点的影响，最终都表现在使 Q 点电流 I_{C} 增加。从这一现象出发，在温度变化时，如果能设法使 I_{C} 近似维持恒定，问题就可得到解决。例如，可采取两方面的措施：

^① 从式 (3.1.1) 亦可看出温度对 BJT 特性的影响。

- (1) 针对 I_{CBO} 的影响, 可设法使基极电流 I_B 随温度的升高而自动减小。
 (2) 针对 V_{BE} 的影响, 可设法使发射结的外加电压随着温度的增加而自动减小。

图 3.5.1 是实现上面两点设想的电路, 称为射极偏置电路。它是交流放大电路中最常用的一种基本电路。为便于讨论 Q 点的稳定问题, 设输入电压 $v_i = 0$ 。此时, $i_B = I_B$, $i_C = I_C$, $i_E = I_E$, $i_1 = I_1$ 。这个电路稳定工作点的物理过程是这样的: 利用 R_{b1} 和 R_{b2} 组成的分压器以固定基极电位。如果 $I_1 \gg I_B$ (I_1 是流经 R_{b1} 、 R_{b2} 的电流^①), 就可近似地认为基极电位 $V_B \approx R_{b2}V_{CC}/(R_{b1} + R_{b2})$ 。在此条件下, 当温度上升时, I_C (I_E) 将增加, 由于 I_E 的增加, 在 R_e 上产生的压降 $I_E R_e$ 也要增加, $I_E R_e$ 的增加部分回送到基极-发射极回路去控制 V_{BE} , 使外加于管子的 V_{BE} 减小 (因 $V_{BE} = V_B - I_E R_e$, 而 V_B 又被 R_{b1} 和 R_{b2} 所固定), 由于 V_{BE} 的减小使 I_B 自动减小, 结果牵制了 I_C 的增加, 从而使 I_C 基本恒定。这就是反馈控制的原理。

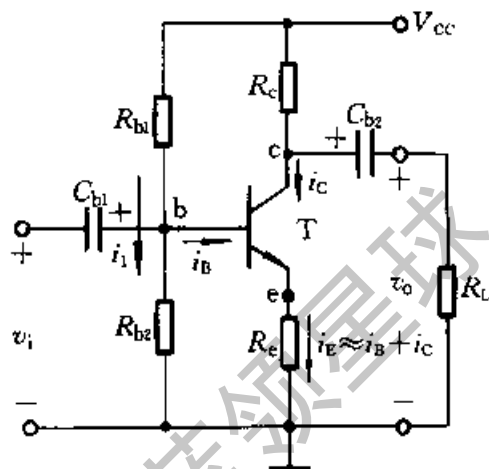


图 3.5.1 射极偏置电路

实际情况下, 在图 3.5.1 中, 为要使 Q 点稳定, I_1 愈大于 I_B 以及 V_B 愈大于 V_{BE} 愈好, 但为兼顾其他指标, 对于硅管, 一般可选取

$$I_1 = (5 \sim 10) I_B \quad (3.5.1)$$

$$V_B = (3 \sim 5) V \quad (3.5.2)$$

例 3.5.1 试近似估算图 3.5.1 的 Q 点, 并计算它的电压增益、输入电阻和输出电阻。

解: (1) 确定 Q 点

因

$$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

而

$$I_C \approx I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} \approx \frac{V_B}{R_e}$$

所以

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) \quad (3.5.3)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

利用上式可以分别求得 Q 点的 I_C 、 I_B 及 V_{CE} 。

^① 严格说来, 流过 R_{b1} 中的电流是流过 R_{b2} 中的电流与基极电流 I_B 之和, 当 I_B 甚小时, 才可认为流过 R_{b1} 、 R_{b2} 的电流近似相等 (I_1)。

(2) 求电压增益

画出图 3.5.1 的小信号等效电路如图 3.5.2 所示。由此电路可得

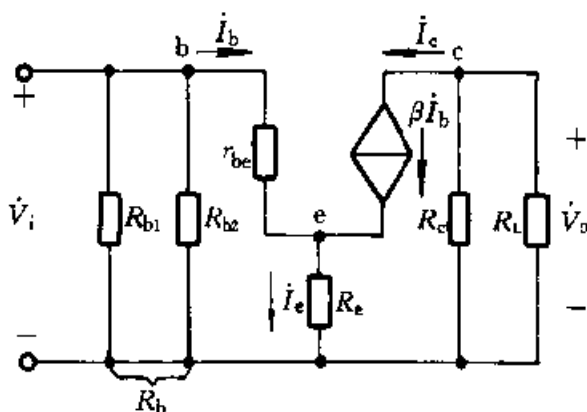


图 3.5.2 射极偏置电路的小信号等效电路

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{i}_b R'_L$$

$$R'_L = R_c \parallel R_L$$

其中

$$\dot{V}_i = \dot{i}_b r_{be} + \dot{i}_e R_e = \dot{i}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta \dot{i}_b R'_L}{\dot{i}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad (3.5.4)$$

由式 (3.5.4) 可知, 由于 R_e 的接入, 虽然带来了稳定工作点的好处, 但却使电压增益下降了, 而且 R_e 越大, 下降就越多。为了解决这个问题, 通常在 R_e 上并联一个大电容 C_e (大约几十到几百微法), 它对交流接近于短路, 因此对交流电流而言可看成是发射极直接接地, 所以 C_e 又称为射极旁路电容。它消除了 R_e 对交流分量的影响, 使电压增益不致下降。加了旁路电容后, 计算 \dot{A}_v 的公式就和式 (3.4.7) 完全相同了。

(3) 求输入电阻和输出电阻

先求输入电阻。由图 3.5.3 可知, 电路输入端在外加测试电压 \dot{V}_T 的作用下, 相应的测试电流 \dot{I}_T 为

$$\dot{I}_T = \dot{i}_{R_b} + \dot{i}_b = \dot{V}_T \left(\frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \right)$$

根据定义, 电路的输入电阻为

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_e] \quad (3.5.5)$$

由此可见, 加入 R_e 后, 输入电阻提高了, 这是因为流过 R_e 的电流是 \dot{i}_b 的 $(1 + \beta)$ 倍, 把 R_e 折合到基极回路后, 等效于一个 $(1 + \beta) R_e$ 的电阻。

再计算输出电阻。如把 BJT 的输出电阻 r_{ce} 考虑进去, 按照输出电阻的定义可画出求输出电阻时的等效电路, 如图 3.5.4 所示。

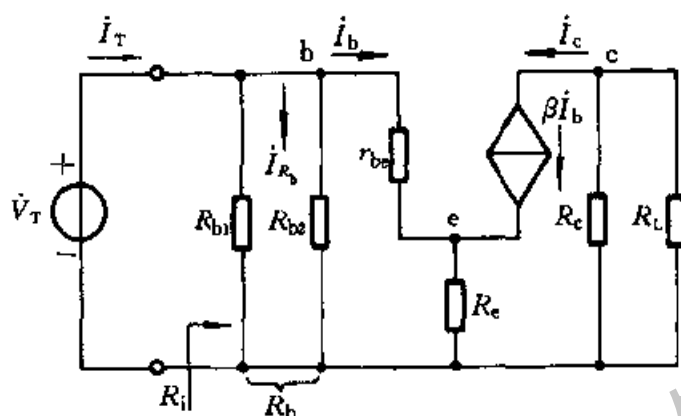


图 3.5.3 求射极偏置电路的输入电阻

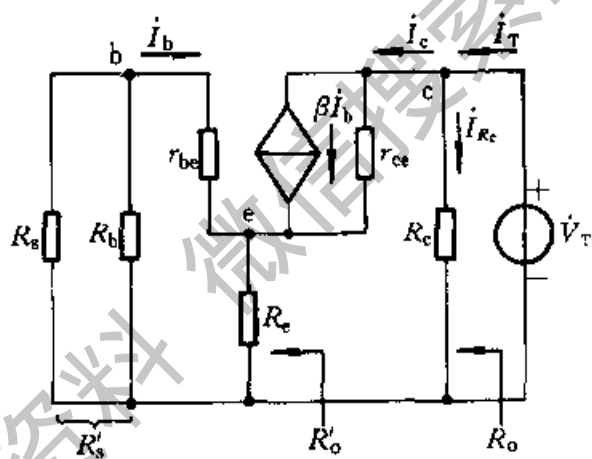


图 3.5.4 求射极偏置电路的输出电阻

先求出 R'_o , 然后再与 R_L 并联, 即可求得放大电路的输出电阻 R_o 。

在基极回路和集电极回路里, 根据 KVL^① 可得:

$$\dot{I}_b(r_{be} + R'_s) + (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_e = 0 \quad (R'_s = R_s \parallel R_b)$$

$$\dot{V}_T - (\dot{I}_c - \beta \dot{I}_b)r_{ce} - (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_e = 0$$

由前式得

$$\dot{I}_b = -\frac{R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} \dot{I}_c$$

将 \dot{I}_b 代入后式得

$$\dot{V}_T = \dot{I}_c \left[r_{ce} + R_e + \frac{R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} (\beta r_{ce} - R_e) \right]$$

① 此系 Kirchhoff's Voltage Law 的缩写。

考虑到在实际情况下, $r_{ce} \gg R_c$, 故有

$$R'_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_c} = r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_c}{r_{be} + R'_s + R_c} \right) \quad (3.5.6)$$

例如, 当 BJT 的 $\beta = 60$, $r_{ce} = 100 \text{ k}\Omega$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, $R_s = 0.5 \text{ k}\Omega$, $R_{b1} = 40 \text{ k}\Omega$, $R_{b2} = 20 \text{ k}\Omega$, $R'_s = R_s \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} = 0.48 \text{ k}\Omega$, 则由式(3.5.6)可算得 $R'_o = 100[1 + 60 \times 2 / (1 + 0.48 + 2)] \text{ k}\Omega = 3.55 \text{ M}\Omega$, 可见 R'_o 的数值是很大的。

由此例可知, 当 BJT 的基极电位固定, 并在射极电路里接一电阻 R_e , 便可提高输出电阻, 亦即提高电路的恒流特性。第 6 章所要讨论的微电流源, 正是利用这一特点而构成的。

$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_c + \dot{I}_{R_e}} = R'_o \parallel R_c \quad (3.5.7)$$

通常 $R'_o \gg R_c$, 故有 $R_o \approx R_c$ 。

本节所讨论的射极偏置电路, 在某些文献中称为自偏置电路, 意即自动调节 BJT 的电流 I_c 以稳定 Q 点, 实质上是利用反馈原理来实现的。与此类似, 还有集电极-基极偏置电路, 这将在第 7 章内讨论。

复习思考题

- 3.5.1 放大电路工作点不稳定的主要因素是什么?
- 3.5.2 试列举几种稳定工作点的措施, 并说明理由?
- 3.5.3 在电子设备中, 如某只 BJT 已失效, 需要加以更换。由于半导体器件特性的分散性, 新换上的管子的参数(例如 β)可能偏高, Q 点与更换前不同, 将向上移动。试问所讨论的稳定工作点的方法, 能否解决此问题?

3.6 共集电极电路和共基极电路

前已述及, 根据输入和输出回路共同端的不同, 放大电路有三种基本组态。除了上面讨论的共发射极电路外, 还有共集电极和共基极两种电路。下面分别予以讨论。

3.6.1 共集电极电路

图 3.6.1a 表示共集电极放大电路的原理图, 图 3.6.1b 是它的交流通路。由交流通路可见, BJT 的负载电阻是接在发射极上, 输入电压 \dot{V}_i 加在基极和

地即集电极之间,而输出电压 \dot{V}_o 。从发射极和集电极两端取出,所以集电极是输入、输出电路的共同端点。因为是从发射极把信号输出去,所以共集电极电路又称为射极输出器。

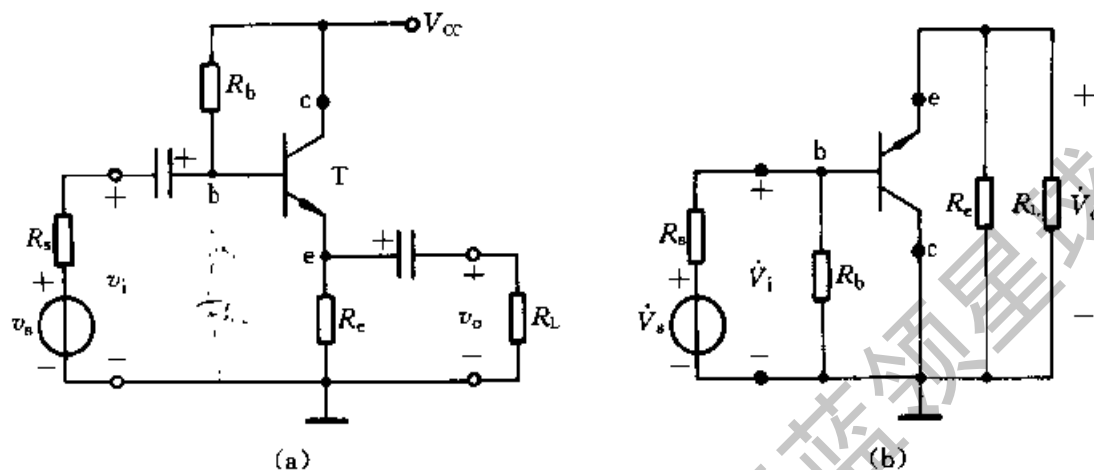


图 3.6.1 共集电极电路
(a) 原理图 (b) 交流通路

1. 电路分析

(1) 求 Q 点

根据图 3.6.1a, 在基极回路中, 按照 KVL 可得

$$V_{CC} = I_B R_b + V_{BE} + V_E$$

式中 V_E 表示发射极直流电位, $V_E = I_E R_e = (1 + \beta) I_B R_e$, 故

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

在上式中, 一般有 $V_{CC} \gg V_{BE}$, 故有

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

此外, 再由 $I_C = \beta I_B$ 及 $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$ 可求出 I_C 和 V_{CE} 。

(2) 电压增益

图 3.6.2 表示射极输出器的小信号等效电路。根据 KVL 可列出输入回路的方程

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b)$$

式中

$$R'_L = R_e \parallel R_L$$

所以

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{V}_i}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \quad (3.6.1)$$

而

$$\dot{V}_o = R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b) = R'_L (1 + \beta) \dot{I}_b \quad (3.6.2)$$

将式(3.6.1)中的 \dot{I}_b 代入式(3.6.2), 得

$$\dot{V}_o = \frac{(1+\beta)R'_L \dot{V}_i}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$$

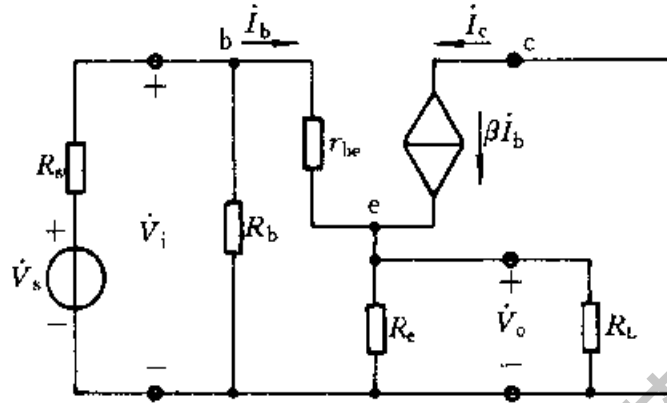


图 3.6.2 射极输出器的小信号等效电路

因此, 可求出电压增益表达式

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \approx \frac{\beta R'_L}{r_{be} + \beta R'_L} < 1 \quad (3.6.3)$$

一般 $\beta R'_L \gg r_{be}$, 故射极输出器的电压增益接近于 1 而略小于 1, 这是由于在输入回路中有 $\dot{V}_{be} = \dot{V}_i - \dot{V}_o$ 的关系, 因此它的输出电压 \dot{V}_o 总是略小于输入电压 \dot{V}_i 。

由于射极输出器的电压增益接近于 1, 同时由式(3.6.3)还可看到, 它的输出电压和输入电压是同相的, 因此射极输出器通常又称为电压跟随器。

(3) 输入电阻

由图 3.6.3a 可知

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T}$$

$$\text{而 } \dot{I}_T = \dot{I}_{R_b} + \dot{I}_b = \dot{V}_T \left[\frac{1}{R_b} + r_{be} + (1+\beta)R'_L \right], R'_L = R_c \parallel R_L \quad (3.6.4)$$

考虑到 $\beta \gg 1$ 及 $\beta R'_L \gg r_{be}$, 则

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_b \parallel \beta R'_L \quad (3.6.5)$$

由此可见, 与共射极基本放大电路相比, 电压跟随器的输入电阻高得多 (比共射极基本放大电路高几十倍到几百倍)。其物理本质是由于在输入回路中除了信号电压 \dot{V}_i 外, 还有输出电压 \dot{V}_o , 因此从 BJT 的发射结来看, 所得

的净输入电压 $\dot{V}_{be} = \dot{V}_i - \dot{V}_o$ 。比无射极电阻 R_e 时减小了, 所以尽管 \dot{V}_i 很大, 但在放大电路输入回路中所产生的基极电流 \dot{I}_b 依然很小, 因此从放大电路输入端来看, 就呈现出一个很大的输入电阻。

(4) 输出电阻

计算输出电阻的电路如图 3.6.3b 所示。输出电阻按定义表示为

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{v}_s=0}$$

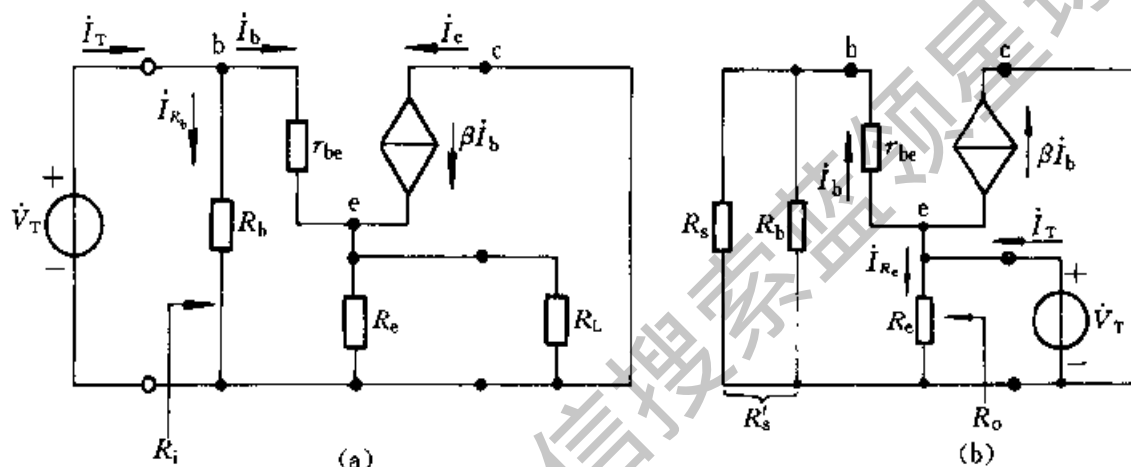


图 3.6.3 计算电压跟随器的输入电阻和输出电阻的小信号等效电路

(a) 计算输入电阻 (b) 计算输出电阻

在测试电压 \dot{V}_T 的作用下, 相应的测试电流 \dot{I}_T 为

$$\begin{aligned} \dot{I}_T &= \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b + \dot{I}_{R_e} \\ &= \dot{V}_T \left(\frac{1}{R'_s + r_{be}} + \beta \frac{1}{R'_s + r_{be}} + \frac{1}{R_e} \right), R'_s = R_s \parallel R_b \end{aligned}$$

由此可得输出电导

$$G_o = \frac{\dot{I}_T}{\dot{V}_T} = (1 + \beta) \frac{1}{R'_s + r_{be}} + \frac{1}{R_e}$$

故

$$R_o = \frac{1}{G_o} = R_e \parallel \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta} \quad (3.6.6)$$

上式说明, 电压跟随器的输出电阻为射极电阻 R_e 与电阻 $(R'_s + r_{be}) / (1 + \beta)$ 两部分并联组成, 这后一部分是基极回路的电阻 $(R'_s + r_{be})$ 折合到射极回路时的等效电阻。通常有

$$R_e \gg \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta} \text{ 及 } \beta \gg 1$$

所以

$$R_o \approx \frac{R'_s + r_{be}}{\beta}$$

例如, 当BJT的 $\beta=50$, $r_{be}=1\text{ k}\Omega$, $R_s=50\Omega$, $R_b=100\text{ k}\Omega$, $R'_s=R_s\parallel R_b\approx 50\Omega$ 时, 算得 $R_o=21\Omega$ 。这个数值表明, 电压跟随器的输出电阻是很低的, 一般在几十欧到几百欧的范围内。为了降低输出电阻, 应选用 β 较大的BJT。

综上所述说明, 电压跟随器的特点是: 电压增益小于1而近于1, 输出电压与输入电压同相, 输入电阻高, 输出电阻低。虽然电压跟随器的电压增益小于1, 但是它的输入电阻高, 可减小放大电路对信号源(或前级)所取的信号电流。同时, 它的输出电阻低, 可减小负载变动对电压增益的影响。另外, 它对电流仍有放大作用, 由于它具有这样的优点, 致使电压跟随器获得了广泛的应用。

2. 采用复合管以进一步提高输入电阻

图3.6.4a所示为一个复合管电压跟随器, 它由两个NPN型BJT T_1 和 T_2 组成, 共用一个射极电阻 R_e 。图a中虚线框内所包含的 T_1 、 T_2 管, 可视为一个等效的复合管, 单独画出如图b所示。由此图可知, 复合管的两个主要参数为

$$\begin{cases} \beta \approx \beta_1 \beta_2 \\ r_{be} \approx r_{be1} + \beta_1 r_{be2} \end{cases} \quad (3.6.7)$$

这就是说, 复合管的等效电流放大系数是两管电流放大系数的乘积, 其等效输入电阻为 $r_{be1} + \beta_1 r_{be2}$, 这是因为 T_1 管是共集组态, 而 r_{be2} 是 T_2 管的射极电阻。

值得注意的是, 在图3.6.4a中, 由于 T_1 、 T_2 两管的工作电流不同

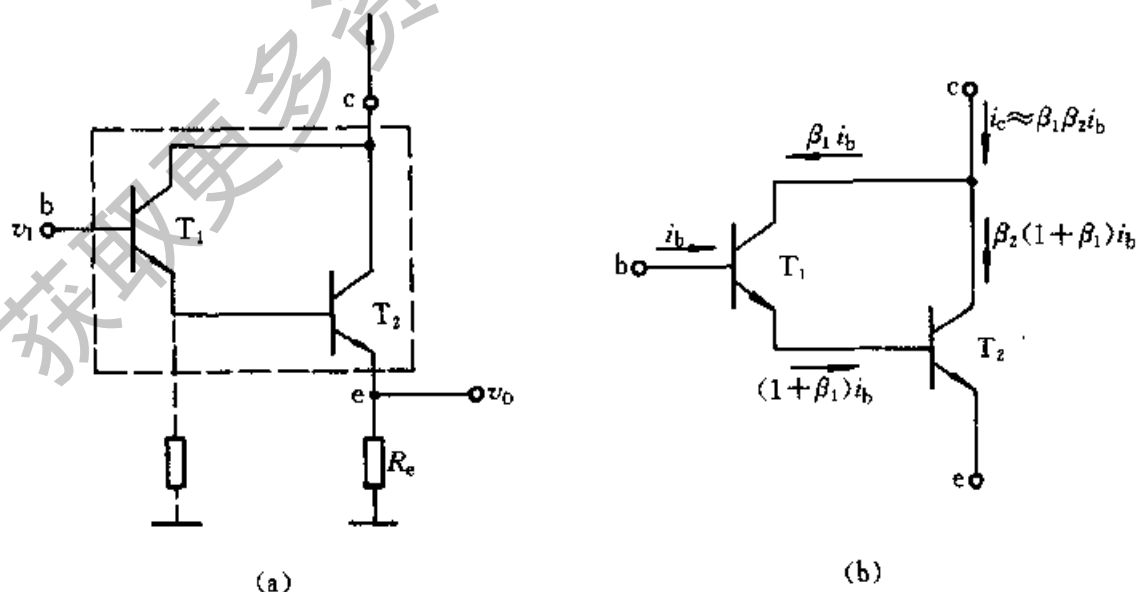


图 3.6.4 复合管电压跟随器

(a) 原理图 (b) 复合管

($I_{C2} \gg I_{C1}$), 所以它们的参数也有较大的差异。 T_1 管的工作电流小, 因而 β_1 的值较低。为了克服这一缺点, 有时在 T_1 管的射极到共同端之间, 外接一数百千欧的电阻, 以便让 T_1 管的射极电流从此电阻漏过, 从而可以调整 T_1 管的 Q 点, 改善其性能。在集成电路中, 常用电流源代替电阻。

互补型复合管

上面所讨论的是采用两个同类型管子 (NPN 或 PNP 型) 组成的复合管, 实用上也常需用两个不同类型的管子组成互补型复合管, 如图 3.6.5a 所示。由图可见, 两管复合以后的管型取决于第一管的管型。

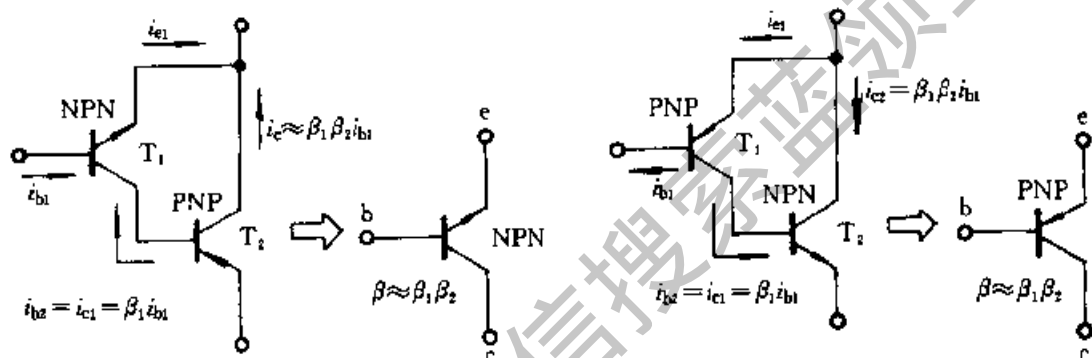


图 3.6.5 互补型复合管

复合管因其等效电流放大系数很高, 而等效输入电阻亦很高, 特别是当它制成集成器件时, 使用方便而受到用户的欢迎。复合管又称为达林顿管^①。

在多级电子电路中, 因电压跟随器的输入电阻高而用作输入级。也常用作中间级以隔离前后级之间的影响, 此时称之为缓冲级。其基本原理还是利用它的输入电阻高和输出电阻低这一特点, 在电路中起着阻抗变换的作用。

由于电压跟随器具有较低的输出电阻以及较大的电流增益, 所以也常用作多级放大电路的输出级。

3.6.2 共基极电路

图 3.6.6a 表示共基极放大电路的原理电路, R_c 为集电极电阻, R_{b1} 和 R_{b2} 为基极偏置电阻, 用来保证 BJT 有合适的 Q 点。图 3.6.6b 是它的交流通路。由交流通路可见, 输入电压 \dot{V}_i 加在发射极和基极之间, 而输出电压 \dot{V}_o 从集电极和基极两端取出, 故基极是输入、输出电路的共同端点。

关于共基极电路的分析计算, 通过下面的例题来介绍。

^① 达林顿系 Darlington 的译名。

例 3.6.1 电路如图 3.6.6a 所示, 试分析它的静态工作情况, 并求出它的电压增益、输入电阻和输出电阻。

解: (1) 求 Q 点

首先画出图 3.6.6a 的直流通路, 如图 3.6.7a 所示。显然, 此电路与 3.5.2 节所讨论过的射极偏置电路的直流通路相同, 因而其 Q 点与例 3.5.1 所求得者一致, 兹不赘述。

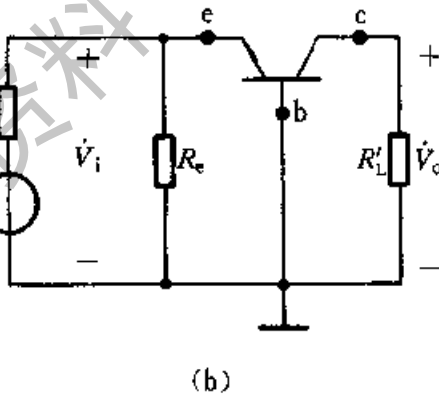
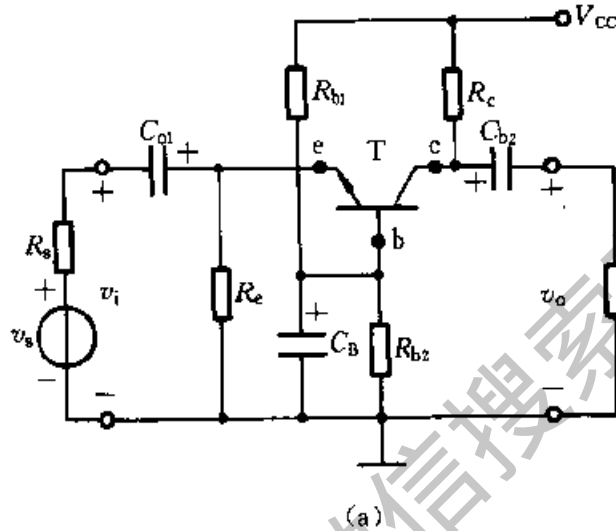


图 3.6.6 共基极电路

(a) 原理电路 (b) 交流通路

(2) 利用小信号等效电路计算电压增益、输入电阻和输出电阻

小信号等效电路如图 3.6.8 所示, 由图可知:

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -\dot{I}_c R'_L \quad (R'_L = R_c \parallel R_L) \\ \dot{A}_v &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{-\dot{I}_b r_{be}} = \frac{(\beta \dot{I}_b) R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \end{aligned} \quad (3.6.8)$$

将式 (3.6.8) 与式 (3.4.7) 比较, 可知共基极电路与共发射极电路的电压

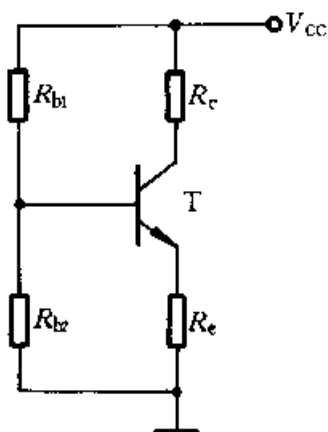


图 3.6.7 图 3.6.6a 的直流通路

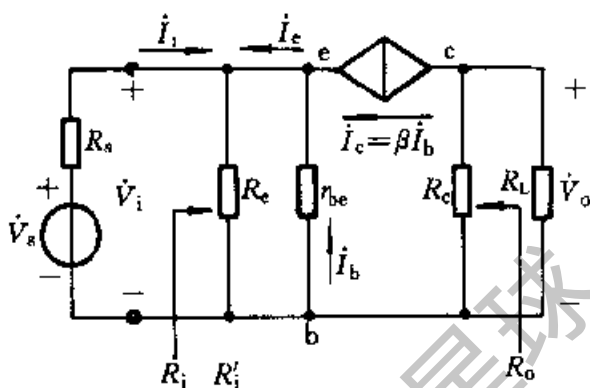


图 3.6.8 图 3.6.6a 的小信号等效电路

增益在数值上相同, 只差了一个负号, 这是由于共射极电路的输出电压 \dot{V}_o 与输入电压 \dot{V}_i 反相, 而共基极电路的输出电压 \dot{V}_o 与输入电压 \dot{V}_i 同相的缘故。

在共基极接法时, BJT 的输入电阻为

$$r_{cb} = \frac{\dot{V}_i}{-\dot{I}_c} = \frac{-\dot{I}_b r_{be}}{-(1+\beta)\dot{I}_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (3.6.9)$$

$$R_i = R_c \parallel r_{cb} \approx r_{cb} \quad (3.6.10)$$

由此可见, 与共射极电路相比, 共基极电路中 BJT 的输入电阻减小为 $1/(1+\beta)$, 因而共基极电路的输入电阻可以做得很低, 一般为几欧至几十欧。

另一方面, BJT 的共基极输出特性十分平坦, 其斜率要比共射极接法小。因此 BJT 本身的输出电阻 r_{cb} 比共射极接法时的 r_{ce} 为大 (见 3.1.3 节)。但考虑到集电极电阻 R_c 时, 共基极放大电路的输出电阻为

$$R_o = r_{cb} \parallel R_c \approx R_c \quad (3.6.11)$$

以上用共射极接法的参数 β 和 r_{be} 对共基极电路的电压增益、输入电阻和输出电阻进行了计算。但应注意, 在共基极电路中、电流放大系数 $\alpha = \dot{I}_c / \dot{I}_e$ 接近于 1, 但小于 1。从这个角度来看, 共基极电路又称为电流跟随器。

三种基本组态的比较

综合上面所得结果, 把放大电路三种基本组态的特点列于表 3.6.1 中, 以资比较。共射极电路的电压、电流、功率增益都比较大, 因而应用广泛。但在宽频带或高频情况下, 要求稳定性较好时, 共基极电路就比较合适。共集电极电路的独特优点是输入电阻很高、输出电阻很低, 多用于输入级、输出级或缓冲级。

表 3.6.1 放大电路三种基本组态的比较

| | 共射极电路 | 共基极电路 |
|--------|---|---|
| 共射极电路 | | |
| 共集电极电路 | | |
| 共射极电路 | | |
| 共集电极电路 | | |
| 电路组态 | | |
| 静态工作点 | $I_B = \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$ $I_C \approx \beta I_B$ $V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_c$ | $V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_C \approx I_E \approx \frac{V_B}{R_e}$ $I_B = I_C / \beta$ $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_c - \frac{R_{b2} V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$ |

续表

| | 共射极电路 | 共集电极电路 | 共基极电路 |
|-------------|----------------------------------|---|--|
| 小信号等效电路 | | | |
| \dot{A}_v | $-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高) | $\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}$ (低) | $\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高) |
| R_i | $R_b \parallel r_{be}$ | $R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$ | $R_e \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta}$ |
| R_o | R_C (高) | $R_c \parallel \frac{r_{be} + R'_s}{1+\beta}, R'_s = R_b \parallel R_s$ (低) | R_C (高) |
| 用途 | 多级放大电路的中间级 | 输入级、输出级或缓冲级 | 高频或宽带带电路及恒流源电路 |

复习思考题

3.6.1 既然共集电极电路的电压增益小于1（接近于1），它在电子电路中能起到什么作用？

3.6.2 共集电极电路又称为电压跟随器，这里的“跟随”二字意味着什么？

3.6.3 共基极电路又称为电流跟随器，这里的“跟随”又意味着什么？

3.6.4 共射、共集和共基表示BJT的三种电路接法，而反相电压放大器，电压跟随器和电流跟随器则相应地表达了输出量与输入量之间的大小与相位关系，如何从物理概念上来理解？

3.7 放大电路的频率响应

前已述及，在电子电路中所遇到的信号往往不是单一频率的，而是具有一定的频谱。例如人体的心电信号，广播中的语言信号和音乐信号，电视中的图像和伴音信号，数字系统中的脉冲信号等。

关于放大电路频率响应的若干基本概念和术语已在第1章进行过介绍。在对具体的放大电路的频率响应进行分析之前，借助一两种典型的RC电路，来模拟放大电路的高频响应和低频响应，作为研究放大电路频率响应的导引。

3.7.1 单时间常数RC电路的频率响应

1. RC低通电路的频率响应

在放大电路的高频区，影响频率响应的主要因素是管子的极间电容和接线电容等，它们在电路中与其他支路是并联的，因此这些电容对高频响应的影响可用图3.7.1所示的RC低通电路来模拟。利用复变量 s ，由图可得

$$A_{vH}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC_1}{R_1 + 1/sC_1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \quad (3.7.1)$$

对于实际频率， $s = j\omega = j2\pi f$ ，并令

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.7.2)$$

可得高频区的电压增益^①

$$\dot{A}_{vH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (3.7.3)$$

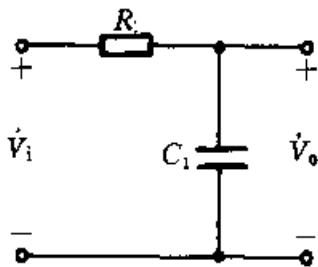


图 3.7.1 用来模拟放大电路高频响应的 RC 低通电路

① 实际上，RC 低通电路对高频信号只有衰减作用。

由式(3.7.3)可得高频区的电压增益的幅值 A_{vH} 和相角 φ_H 分别为

$$A_{vH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad (3.7.4)$$

$$\varphi_H = -\arctg(f/f_H) \quad (3.7.5)$$

幅频响应

幅频响应可按式(3.7.4)由下列步骤绘出:

(1) 当 $f \ll f_H$ 时

$$A_{vH} = 1/\sqrt{1 + (f/f_H)^2} \approx 1$$

用分贝(dB)表示则有

$$20\lg A_{vH} \approx 20\lg 1 = 0 \text{ dB}$$

这是一条与横轴平行的零分贝线。

(2) 当 $f \gg f_H$ 时

$$A_{vH} = 1/\sqrt{1 + (f/f_H)^2} \approx f_H/f$$

用分贝表示,则有

$$20\lg A_{vH} \approx 20\lg f_H/f$$

这是一条斜线,其斜率为 -20 dB/十倍频程 ,与零分贝线在 $f=f_H$ 处相交。由上二条直线构成的折线,就是近似的幅频响应,如图 3.7.2a 所示。 f_H 对应于两条直线的交点,所以 f_H 称为**转折频率**。由式(3.7.4)可知,当 $f=f_H$ 时, $A_{vH} = 1/\sqrt{2} = 0.707$,即在 f_H 时,电压增益下降到中频值的 0.707 倍,所以 f_H 又是放大电路的上限频率。对照式(3.7.1)和式(3.7.2)还可知, $f_H(\omega_H)$ 是 $A_{vH}(s)$ 的极点频率[14]。

这种用折线表示电路的幅频响应,与实际的频响曲线存在一定误差,如图 3.7.2a 中的虚线所示。作为一种近似的估算方法,在工程上是允许的。

相频响应

在同一图上,可根据式(3.7.5)作出相频响应,它可用三条直线来近似描述:

- (1) 当 $f \ll f_H$ 时, $\varphi_H \rightarrow 0^\circ$, 得一条 $\varphi_H = 0^\circ$ 的直线。
- (2) 当 $f \gg f_H$ 时, $\varphi_H \rightarrow -90^\circ$, 得一条 $\varphi_H = -90^\circ$ 的直线。
- (3) 当 $f=f_H$ 时, $\varphi_H = -45^\circ$ 。

由于当 $f/f_H=0.1$ 或 $f/f_H=10$ 时,相应地可近似得 $\varphi_H=0^\circ$ 和 $\varphi_H=-90^\circ$, 故在 $0.1f_H$ 和 $10f_H$ 之间,可用一条斜率为 $-45^\circ/\text{十倍频程}$ 的直线来表示,于是可画得相频响应如图 3.7.2b 所示。图中亦用虚线画出了实际的相频响应。同样,作为一种工程近似方法,所存在的一定的相位误差也是允许的。

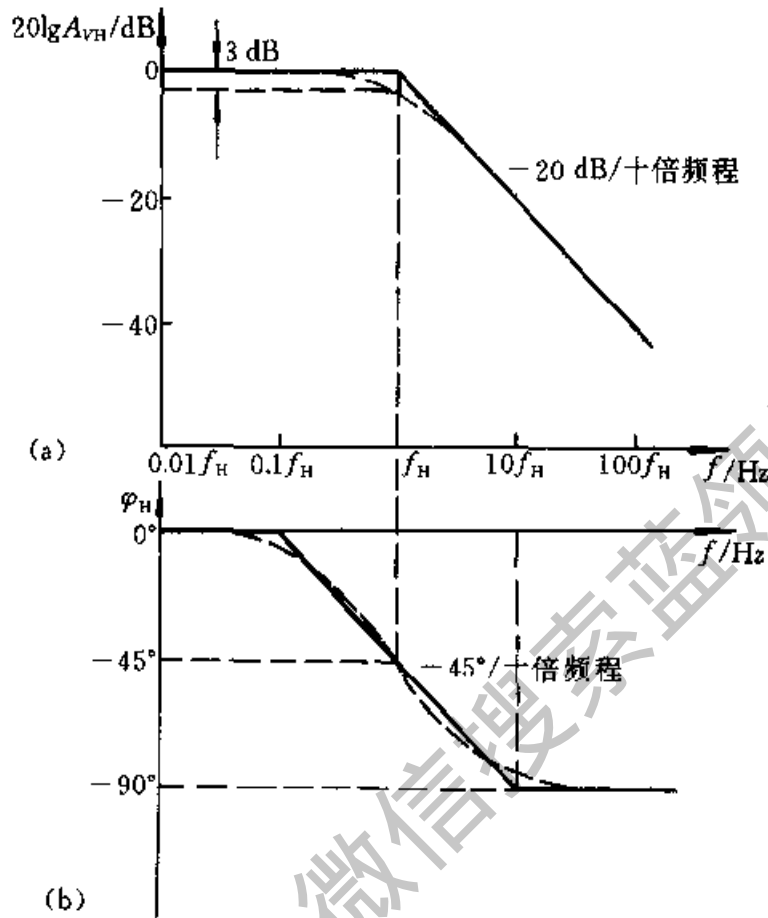


图 3.7.2 RC 低通电路的频率响应

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

由上面结果可知,随着 f 的上升, A_{vH} 越来越小以及输出电压的相角 φ_H 越大,而且幅频响应和相频响应都与上限频率 f_H 有确定的关系。

2. RC 高通电路的频率响应

在放大电路的低频区内,耦合电容和射极旁路电容对低频响应的影响,可用如图 3.7.3 所示的 RC 高通电路来模拟。利用复变量 s ,由图可得

$$A_{vL}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_2 + 1/sC_2} = \frac{s}{s + 1/R_2C_2} \quad (3.7.6)$$

按照实际频率, $s = j\omega$, 并令

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (3.7.7)$$

可得低频区的电压增益

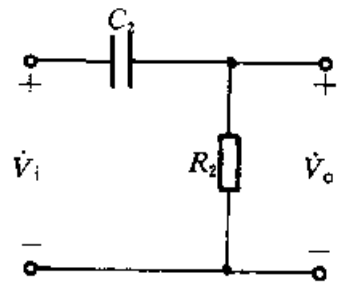


图 3.7.3 用来模拟放大电路低频响应的 RC 高通电路

$$\dot{A}_{vL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (3.7.8)$$

由式(3.7.8)可得低频区电压增益的幅值 A_{vL} 和相角 φ_L 分别为

$$A_{vL} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \quad (3.7.9)$$

$$\varphi_L = \arctg(f_L/f) \quad (3.7.10)$$

采用与低通电路同样的折线近似方法,可画出高通电路的幅频和相频响应曲线,如图 3.7.4 所示。图中 f_L 是转折频率,即放大电路的下限频率。对照式(3.7.6)和式(3.7.7),也可知 $f_L(\omega_L)$ 是 $A_{vL}(s)$ 的极点频率。图中也用虚线表示了实际的响应曲线。

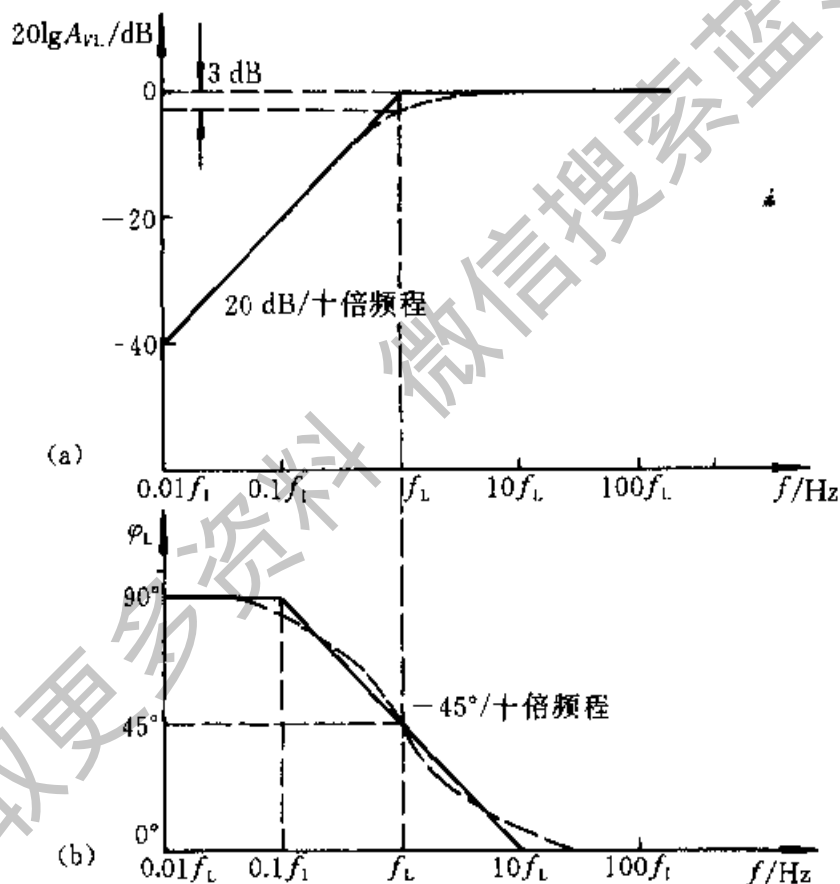


图 3.7.4 RC 高通电路的频率响应

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

3.7.2 单级放大电路的高频响应

研究放大电路的高频运用性能,无论对模拟集成电路或分立元件电路都是必须的。下面首先讨论 BJT 的高频小信号建模,然后分析共射极和共基极放大电路的高频响应。

1. BJT 的高频小信号建模

(1) 模型的引出

在 3.4.1 节中根据 BJT 的特性方程, 导出了 H 参数低频小信号模型。但在高频运用的情况下, 其物理过程有些差异, 主要表现在 BJT 的极间电容不可忽略, 据此得出 BJT 的高频小信号模型, 如图 3.7.5a 所示。现就此模型中的各个元件参数作一简要的说明。

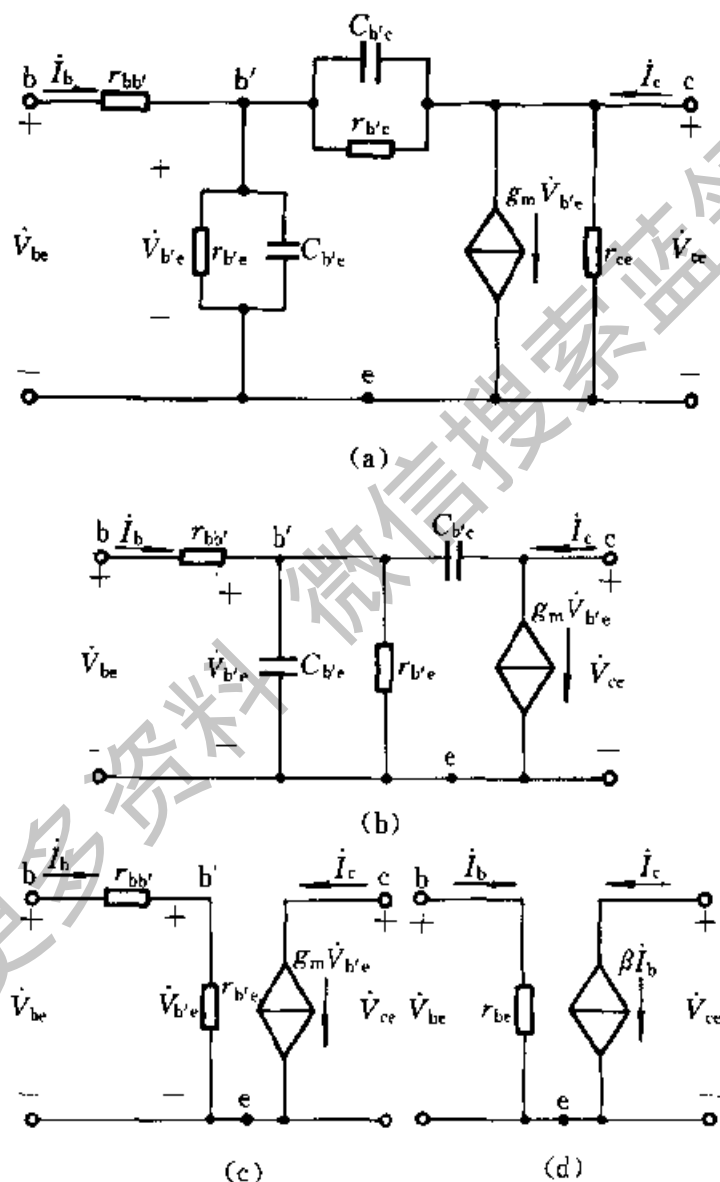


图 3.7.5 BJT 高频小信号建模的过程

(a) 实际模型 (b) 简化模型 (c)、(d) 与低频小信号模型的对比

基区电阻 $r_{bb'}$ 注意图中的 b' 是基区内的等效基极, 是为了分析方便而虚拟的, 与基极引出端 b 是不同的。 $r_{bb'}$ 表示基区体电阻, 即式(3.4.6a)中的 r_b 。

不同类型的 BJT, $r_{bb'}$ 的值相差很大, 一般手册常给出 $r_{bb'}$ 的值, 约在 $50 \sim 300 \Omega$ 之间。

发射结参数 r_{be} 和 C_{be} r_{be} 是发射结的小信号电阻, 即式(3.4.6)中 r_e 。由于发射结工作时处于正向偏置, 故 r_{be} 很小, 对于小功率管, r_{be} 的实际数值约为几十欧。但在共发射极接法时, r_{be} 应从大电流的 I_e 电路折合到小电流的 I_b 电路, 折合以后的数值增加到千欧数量级; C_{be} 为发射结电容, 对于小功率管, 约在几十~几百皮法范围。

集电结参数 r_{bc} 和 C_{bc} 由于集电结工作时处于反向偏置, 故 r_{bc} 的值很大, 一般在 $100 \text{ k}\Omega \sim 10 \text{ M}\Omega$ 之间, C_{bc} 约在 $2 \sim 10 \text{ pF}$ 范围内。

受控电流源 $g_m \dot{V}_{be}$ 由于结电容的影响, i_c 和 i_b 不能保持正比关系, 因而用 $g_m \dot{V}_{be}$ 表示受控电流源, 它是受直接加于基极 b' 和发射极之间的电压 \dot{V}_{be} 所控制的, 这里的 g_m 称为互导, 定义为

$$g_m = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{BE}} \right|_{V_{CE}} \quad (3.7.11)$$

g_m 具有电导的量纲, 对于高频小功率管, 其值约为几十 mS。

此外, 电流源电阻 r_{ce} 的值较大, 约为 $100 \text{ k}\Omega$ 。

由上述各元件的参数可知, 在高频情况下, r_{bc} 的数值很大, 与 C_{bc} 并联可以忽略不计; 而 r_{ce} 与负载 R_L 并联, 一般 $r_{ce} \gg R_L$, 因此 r_{ce} 也可略去, 这样便可得到图 3.7.5b 所示的简化模型。由于其形状像 Π , 各元件参数具有不同的量纲, 因而称之为混合 Π 型高频小信号模型。

(2) 模型中参数的获得

高频小信号模型中的元件参数可以通过实验得到, 这里介绍它与低频小信号模型参数的关系。

由于高频小信号模型中的元件参数, 在很宽的频率范围内与频率无关, 所以模型中的电阻参数和互导 g_m 都可以通过低频小信号模型参数得到。在低频区, 如果忽略 C_{bc} 和 C_{be} 影响时, 图 3.7.5b 可变为图 3.7.5c。与图 3.7.5d 所示的低频小信号模型比较, 在输入回路有如下的关系:

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{be} \quad (3.7.12)$$

$$\text{而} \quad r_{be} = (1 + \beta_0) \frac{V_T}{I_E} \quad (3.7.13)$$

注意上式中的 β_0 是由 β 变来, 主要是为了与高频运用情况相区别。通常器件手册中所给出的参数就是 β_0 。

① 见式(3.4.6)。

由式 (3.7.12) 得

$$r_{bb'} = r_{bc} - r_{b'e} \quad (3.7.14)$$

再从图 3.7.5c、d 的输出回路比较可得如下的关系：

$$g_m \dot{V}_{b'e} = \beta_0 \dot{I}_b \quad (3.7.15)$$

由于

$$\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$$

故有

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1+\beta_0)} \frac{I_E}{V_T} \approx \frac{I_E}{V_T} \quad (3.7.16)$$

同低频小信号模型一样，高频小信号模型中也要采用 Q 点上的参数。例如，在室温 (300 K) 时， $I_C = 1.3 \text{ mA}$ ， $\beta_0 = 50$ 及 $r_{bc} = 1.1 \text{ k}\Omega$ 时，可算得 $r_{b'e} = 1000 \Omega$ ， $r_{bb'} = 100 \Omega$ ， $g_m = 50 \text{ mS}$ 。

高频小信号模型中还包括两个电容 $C_{b'c}$ 和 $C_{b'e}$ ； $C_{b'c}$ 就是电容 C_{ob} ，可以从手册中查到。至于 $C_{b'e}$ 可通过下式计算：

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (3.7.17)$$

式中 f_T 为 BJT 的特征频率，亦可从手册中查到。

(3) BJT 的频率参数

BJT 的频率参数用来描述管子对不同频率信号的放大能力。常用的频率参数有共射极截止频率 f_β 、特征频率 f_T 等。下面分别作简要介绍。

共发射极截止频率 f_β

由 3.4.1 节可知

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{V_{CE}}$$

可写成

$$\beta = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} \quad (3.7.18)$$

根据式 (3.7.18)，将混合 Π 型模型中 c、e 输出端短路，则得图 3.7.6。

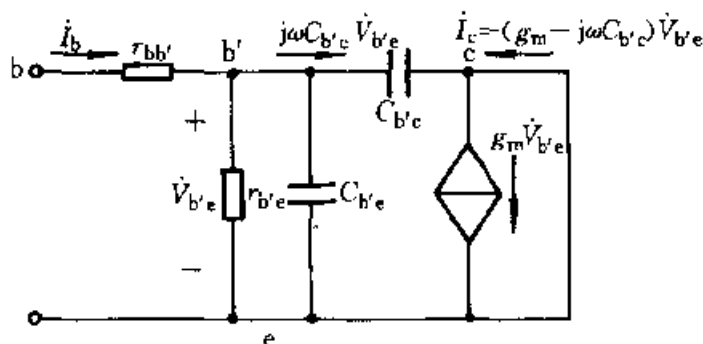


图 3.7.6 计算 $\beta = i_c / i_b$ 的模型

由图可见, 集电极短路电流为

$$\dot{I}_c = (g_m - j\omega C_{b'c}) \dot{V}_{b'e} \quad (3.7.19)$$

基极电流 \dot{I}_b 与 $\dot{V}_{b'e}$ 之间的关系可以利用 \dot{I}_b 去乘 b' 、 e 之间的阻抗来获得:

$$\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b (r_{b'e} \parallel 1/j\omega C_{b'e} \parallel 1/j\omega C_{b'c}) \quad (3.7.20)$$

由式(3.7.19)和(3.7.20)可得 $\dot{\beta}$ 的表达式

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \frac{g_m - j\omega C_{b'c}}{1/r_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

在图 3.7.6 所示模型的有效频率范围内, $g_m \gg \omega C_{b'c}$, 因而有

$$\dot{\beta} \approx \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

考虑式(3.7.16)的关系, 则得

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} \quad (3.7.21)$$

由此可得

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} \quad (3.7.22)$$

式中

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (3.7.23)$$

可见 β 为具有一个转折频率 f_β 的频响曲线, 如图 3.7.7 所示。 f_β 称为共发射极截止频率, 其值主要决定于管子的结构。

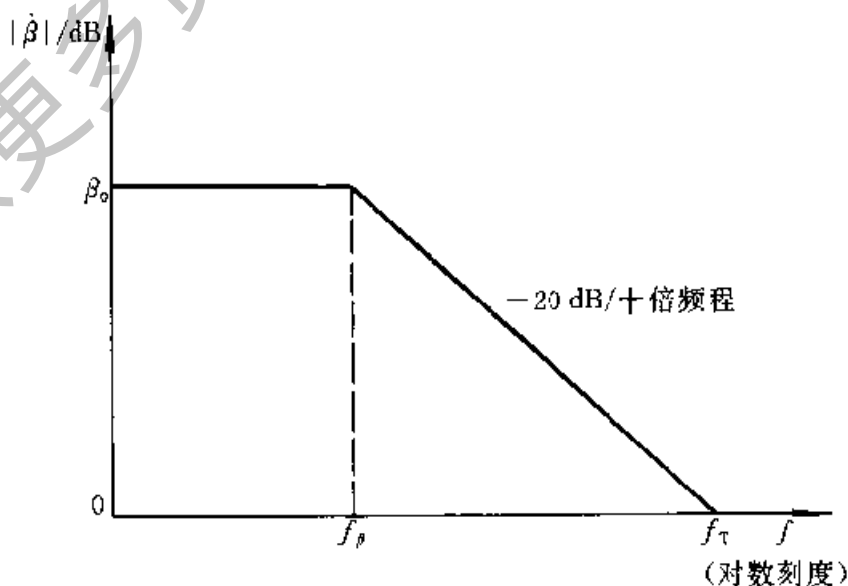


图 3.7.7 $|\dot{\beta}|$ 的波特图

特征频率 f_T

当 β 的频响曲线以 -20 dB/十倍频程的斜率下降, 直至增益为 0 dB 时的某一频率 f_T 称为特征频率。当 $f \gg f_\beta$, 由式 (3.7.22) 可得

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (3.7.24)$$

考虑式 (3.7.16) 和式 (3.7.23) 的关系, 上式可表示为

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (3.7.25)$$

一般 $C_{b'e} \gg C_{b'c}$, 故

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (3.7.26)$$

特征频率 f_T 是 BJT 的重要参数, 常在手册中给出。 f_T 的典型数据约在 $100 \sim 1000$ MHz 之间。

值得注意的是, 当频率高于 $5f_\beta$ 或 $10f_\beta$ 时, 混合 Π 型模型中的电阻 $r_{b'e}$ 可以忽略, 因而模型中的 $r_{bb'}$ 成为唯一的电阻, 它对管子的高频响应呈现较大的影响。

此外, 尚有共基极截止频率 f_a , 其值比 f_T 还大, 即三个频率参数的数量关系一般为 $f_\beta < f_T < f_a$, 此处从略。

2. 共射极放大电路的高频响应

共射极放大电路的简化交流通路(参阅图 3.4.4a)如图 3.7.8a 所示, (图中略去了 R_b 和 R_L)。图 3.7.8b 是它的高频小信号等效电路。现按如下的步骤进行分析:

(1) 求密勒电容

对于图 3.7.8b 的集电极节点, 按照 KCL 得

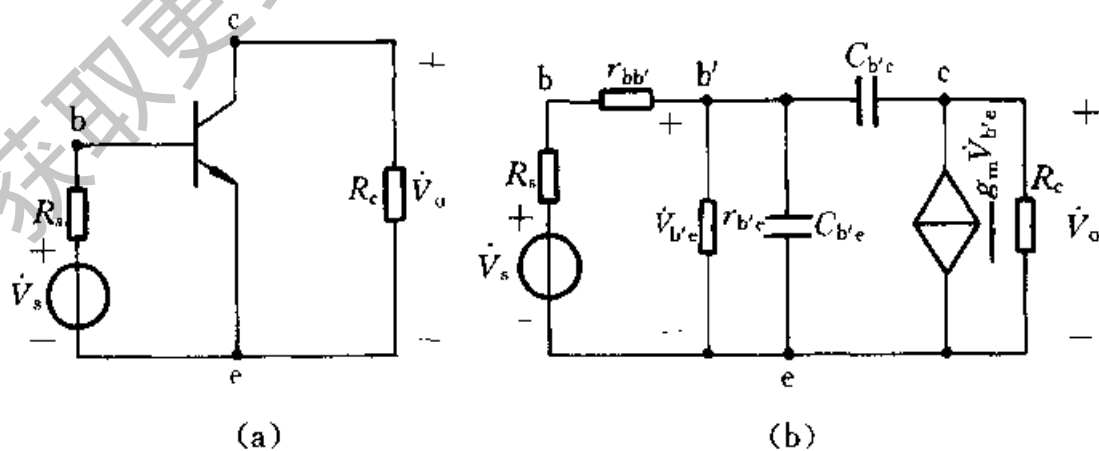


图 3.7.8

(a) 共射极放大电路的简化交流通路 (b) 高频小信号等效电路

$$g_m \dot{V}_{b'e} + \frac{\dot{V}_o}{R_c} + (\dot{V}_o - \dot{V}_{b'e})j\omega C_{b'e} = 0 \quad (3.7.27)$$

上式中最后一项表示通过 $C_{b'e}$ 的电流,它与前两项相比可以忽略,因而可得

$$\dot{V}_o \approx -g_m R_c \dot{V}_{b'e} \quad (3.7.28)$$

通过电容 $C_{b'e}$ 的电流为

$$\dot{I}_{C_{b'e}} = (\dot{V}_{b'e} - \dot{V}_o)j\omega C_{b'e} \quad (3.7.29)$$

将式(3.7.28)代入式(3.7.29)得

$$\dot{I}_{C_{b'e}} = (1 + g_m R_c)j\omega C_{b'e} \dot{V}_{b'e}$$

由此可知,从 b' 、 e 两点往右看的导纳为

$$\frac{\dot{I}_{C_{b'e}}}{\dot{V}_{b'e}} = (1 + g_m R_c)j\omega C_{b'e}$$

相应地存在一个等效电容

$$C_M = (1 + g_m R_c)C_{b'e} \quad (3.7.30)$$

或

$$C_M = (1 - \dot{A}'_v)C_{b'e} \quad (3.7.31)$$

式中 $\dot{A}'_v = -g_m R_c$ 为从内基极到集电极的电压增益, C_M 称为密勒电容。由于 $|\dot{A}'_v| \gg 1$, 因而 $C_M \gg C_{b'e}$ 。密勒电容的物理实质可以这样来解释,小信号 $\dot{V}_{b'e}$ 产生一个大的输出电压 $\dot{V}_o = \dot{A}'_v \dot{V}_{b'e}$, 所以跨越 $C_{b'e}$ 两端的电压为 $(1 - \dot{A}'_v)\dot{V}_{b'e}$, 致使通过 $C_{b'e}$ 的电流 $\dot{I}_{C_{b'e}}$ 亦甚大,这叫做密勒效应。

(2) 高频响应与上限频率

根据密勒效应,可将图 3.7.8b 简化为图 3.7.9a, 图中 $C = C_{b'e} + C_M$ 。进一步简化即得图 3.7.9b, 图中 $\dot{V}'_s = \dot{V}_s r_{b'e} / (R_s + r_{bb'} + r_{b'e})$, $R = (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$, 这时只有输入回路含有电容元件,它与图 3.7.1 所示的 RC 低通电路相似。由图可见

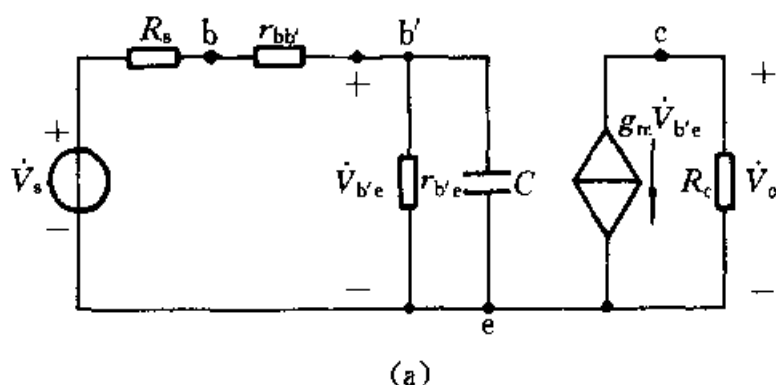
$$\dot{V}_{b'e} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{V}'_s$$

$$\dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{b'e} R_c$$

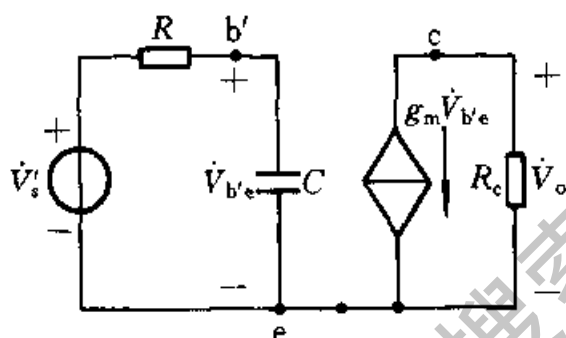
由上二式可得

$$\dot{A}_{vH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}'_s} = \frac{\dot{A}_{v0}}{1 + j(f/f_H)} \quad (3.7.32a)$$

$$\frac{\dot{A}_{vH}}{\dot{A}_{v0}} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (3.7.32b)$$



(a)



(b)

图 3.7.9

(a) 图 3.7.8b 的密勒近似电路 (b) 简化等效电路

式中
$$\dot{A}_{V0} = -g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (\text{低频增益}) \quad (3.7.33)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{上限频率}) \quad (3.7.34)$$

式 (3.7.32) 是高频增益的表达式。

例 3.7.1 设共射极放大电路在室温 (300 K) 下运行, 其参数为: $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $r_{bb'} = 100 \text{ }\Omega$, $I_C = 1 \text{ mA}$, $\beta_0 = 100$, $f_T = 400 \text{ MHz}$, $C_{b'e} = 0.5 \text{ pF}$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ 。试计算它的低频电压增益和上限频率。

解: BJT 的小信号参数可计算如下:

由式 (3.7.16)

$$g_m = \frac{I_E}{V_T} = \frac{1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0.038 \text{ S}$$

由式 (3.7.13)
$$r_{b'e} = \beta_0 V_T / I_E = 100 \times \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 2.6 \text{ k}\Omega$$

由式 (3.7.25)
$$\begin{aligned} C_{b'e} &= g_m / 2\pi f_T - C_{b'e} \\ &= (0.038 \text{ S} / 2\pi \times 400 \times 10^6 \text{ Hz}) - 0.5 \times 10^{-12} \text{ F} \\ &= 14.8 \text{ pF} \end{aligned}$$

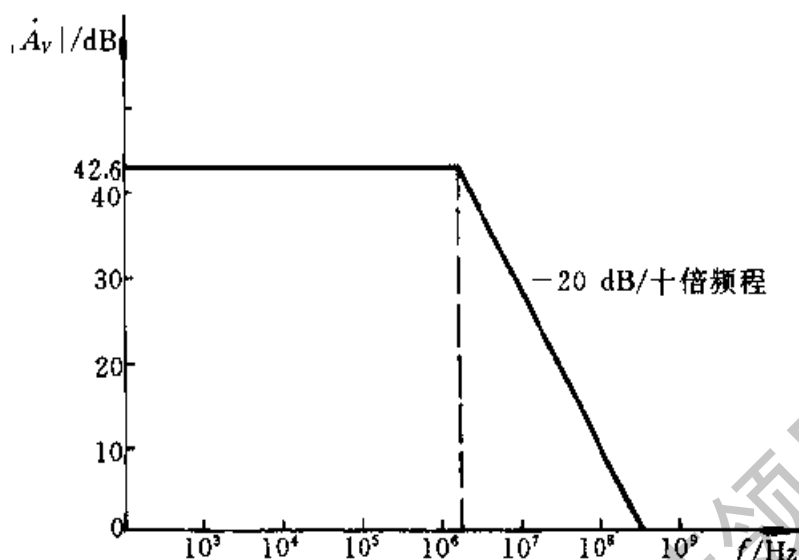


图 3.7.10 例 3.7.1 的波特图

$$\begin{aligned} \text{由式(3.7.30)} \quad C_M &= (1 + g_m R_c) C_{b'e} \\ &= (1 + 0.038 \text{ S} \times 5 \times 10^3 \Omega) \times 0.5 \times 10^{-12} \text{ F} = 96.7 \text{ pF} \end{aligned}$$

可见密勒电容 C_M 远大于 $C_{b'e}$, 它对高频响应起主导作用。

由式(3.7.33)可算得低频电压增益

$$\begin{aligned} \dot{A}_{v0} &= -g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \\ &= -0.038 \text{ S} \times 5 \times 10^3 \Omega \frac{2.6 \text{ k}\Omega}{(1 + 0.1 + 2.6) \text{ k}\Omega} = -133.51 \end{aligned}$$

按式(3.7.34)计算上限频率

$$R = (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e} = 0.77 \text{ k}\Omega$$

$$C = C_{b'e} + C_M = (14.8 + 96.7) \text{ pF} = 111.5 \text{ pF}$$

$$\begin{aligned} f_H &= \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 0.77 \times 10^3 \Omega \times 111.5 \times 10^{-12} \text{ F}} \\ &= 1.85 \text{ MHz} \end{aligned}$$

(3) 增益-带宽积

将低频电压增益与通频带相乘所得的乘积称为增益-带宽积。

由式(3.7.33)及式(3.7.34)有

$$|\dot{A}_{v0} \cdot f_H| = g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{2\pi RC} \quad \textcircled{1}$$

① 对于 RC 耦合放大电路, 用 \dot{A}_{vM} (中频增益) 代替 \dot{A}_{v0} 。

$$= \frac{g_m R_c}{2\pi(R_s + r_{bb'})[C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_c)]} \quad (3.7.35)$$

由上式可见,当电路参数及BJT都选定后, $|\dot{A}_{v0} \cdot f_H|$ 基本上是个常数,因此放大电路的低频电压增益与通频带存在矛盾。这时,要提高低频电压增益,可增加 R_c ,但 R_c 增加后,密勒效应显著,密勒电容的作用将使 \dot{V}_o 随频率增加而急剧减小,引起通频带变窄。要提高 $|\dot{A}_{v0} \cdot f_H|$,可选用 $r_{bb'}$ 和 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 都比较小的BJT。

上面分析表明,共射极放大电路因存在密勒效应,其高频响应受到限制。如采用共基极电路,则密勒效应不存在,频带将得到扩展。

3. 共基极放大电路的高频响应

从3.6.2节的分析已知,共基极放大电路具有低输入阻抗、高输出阻抗和接近于1的电流增益。这里着重分析它的高频响应。图3.7.11a表示共基极放大电路的交流通路,图b是它的高频小信号等效电路。为了简化分析,突出特点,可以作出某些合理的近似。例如,考虑到共基极电路的输入阻抗很低,可略去 R_s 的影响。由于 $r_{bb'}$ 和 $C_{b'c}$ 的值不大,亦可忽略。

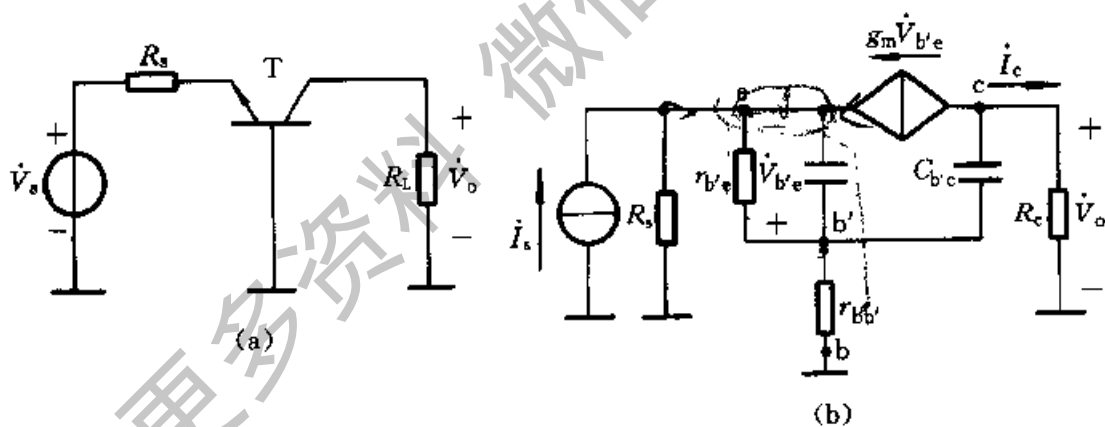


图 3.7.11 共基极放大电路

(a) 交流通路 (b) 高频小信号等效电路

对于节点 e, 按 KCL 得

$$\dot{I}_s + \frac{\dot{V}_{b'e}}{Z_{\Pi}} + g_m \dot{V}_{b'e} = 0 \quad (3.7.36)$$

式中

$$Z_{\Pi} = \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}} \quad (3.7.37)$$

将式 (3.7.37) 代入式 (3.7.36) 得

$$\dot{I}_s = -\dot{V}_{b'e} \left(g_m + \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \right) \quad (3.7.38)$$

$$\text{而} \quad \dot{I}_o = -g_m \dot{V}_{b'e} \quad (3.7.39)$$

由式 (3.7.38) 和式 (3.7.39) 得

$$\frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_s} \approx \frac{\alpha_0}{1 + j\omega C_{b'e}/g_m} \quad (3.7.40)$$

$$\text{其中} \quad \alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \quad (3.7.41)$$

由上面分析可知, 共基极放大电路具有接近于 1 的低频电流增益, 其电流增益响应的上限频率为 $f_H = g_m / 2\pi C_{b'e} = f_T$ ^②。这就是说, 共基极放大电路具有很宽的频带。这从图 3.7.11 可以看出, 由于输入-输出之间没有反馈电容, 因而不存在密勒效应。

上述高频响应是按电流增益来分析的。输出电压 \dot{V}_o 是输出电流 \dot{I}_o 通过 R_c 产生的电压降, 因而亦不难得到电压增益的表达式。

共基极放大电路常用于高频、宽频带、低输入阻抗的场合, 在模拟集成电路中 (如 741) 亦兼有电位移动的功能。

例 3.7.2 共射-共基放大电路如图 3.7.12a 所示, BJT T_1 、 T_2 分别构成共射和共基组态, 由于两管是串联组成的, 故又称为串接放大电路。试求解下列问题: (1) 画出图 3.7.12a 的直流通路并求二管的 Q 点; (2) 画出交流通路, 求电压增益的表达式; (3) 讨论该电路的高频响应。

解: (1) 图 3.7.12a 的直流通路如图 3.7.12b 所示。两管的 Q 点由两管 T_1 、 T_2 的基极电位 V_{B1} 、 V_{B2} 所决定, 它们分别是

$$V_{B1} \approx \frac{V_{CC} R_{b21}}{R_{b11} + R_{b21}}$$

$$V_{B2} \approx \frac{V_{CC} R_{b22}}{R_{b12} + R_{b22}}$$

V_{B1} 确定了两管串联电路中的电流, 即 $I_{C2} \approx I_{C1} = (V_{B1} - 0.7 \text{ V}) / R_{e1}$, 而 V_{B2} 确定了 V_{C1} , 即 $V_{C1} = V_{E2} \approx V_{B2} - 0.7 \text{ V}$ 。但要注意, 必须合理地选择电路参数, 使 T_1 、 T_2 都工作在放大区内。调整 V_{B1} 、 V_{B2} , 即可改变两管的 Q 点。为了使 T_2 的基极对交流而言处于地 (共同端) 电位, 在 R_{b22} 上并联一大电容 C_B 起旁路作用。

(2) 图 3.7.12a 的交流通路如图 3.7.12c 所示。其电压增益计算如下:

利用小信号等效电路分析法的知识, 可以直接写出所示电路的电压增益表达式

① 见式 (3.1.9)。

② 见式 (3.7.26)。

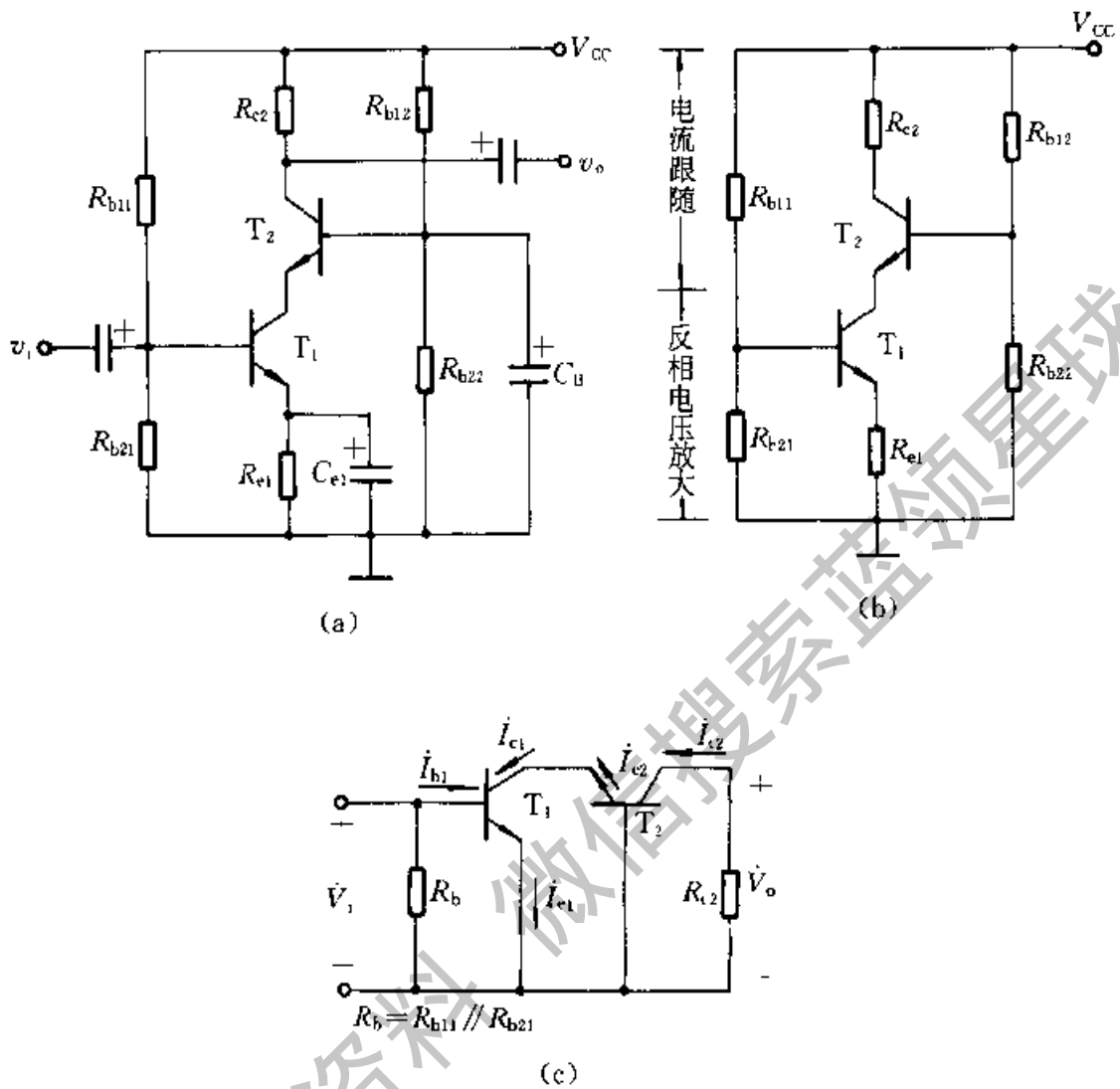


图 3.7.12 共射-共基放大电路

(a) 原理图 (b) 直流通路 (c) 交流通路

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_{c2} R_{c2}}{\dot{I}_{b1} r_{be1}}$$

而 $\dot{I}_{c2} \approx \dot{I}_{e2} = \dot{I}_{e1} = \beta_1 \dot{I}_{b1}$

故

$$\dot{A}_V = \frac{-\dot{I}_{c2} R_{c2}}{\dot{I}_{b1} r_{be1}} \approx \frac{-\beta_1 \dot{I}_{b1} R_{c2}}{\dot{I}_{b1} r_{be1}} = -\beta_1 \frac{R_{c2}}{r_{be1}} \quad (3.7.42)$$

由此可知，共射-共基电路的电压增益与单管共射极放大电路的增益接近。

(3) 由于该电路的输入-输出之间不存在密勒效应，故它的频率响应远优于共射极放大电路，其频带得到扩展。这一设计思路也常用于场效应管放大电路（见第4章）和模拟集成电路中。

3.7.3 单级放大电路的低频响应

放大电路的低频响应主要取决于外接的电容器，如隔直（耦合）电容和射极旁路电容，这在前面已经提及。

图 3.7.13 表示一共射极放大电路。为了分析它的低频响应，首先可画出它的低频小信号等效电路，如图 3.7.14a 所示。注意这里的隔直电容 C_{b1} 和 C_{b2} 及射极旁路电容 C_e 均保留在电路中。

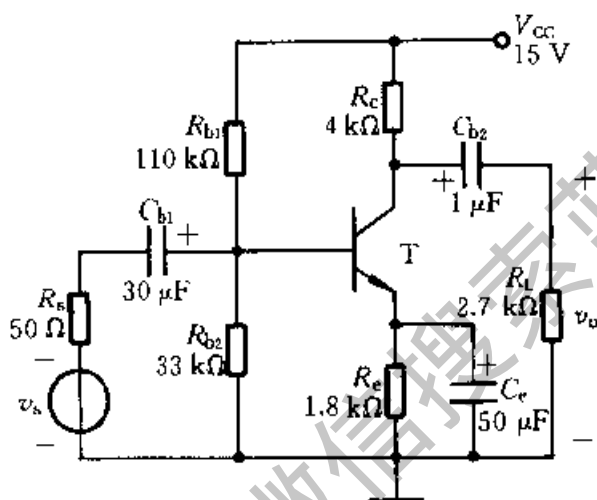


图 3.7.13 共射极放大电路

1. 低频等效电路的简化

根据低频等效电路，可以求出低频区电压增益的表达式，但是直接进行计算是比较繁琐的，因此需要作一些合理的近似，使电路进一步简化。首先假设 $R_b (=R_{b1} \parallel R_{b2})$ 远大于放大电路本身的输入阻抗，以致 R_b 的影响可以忽略；其次假设 C_e 的值足够大，因而在信号频率范围内，它的容抗 X_{C_e} 远小于 R_e 的值，即^①

$$\frac{1}{\omega C_e} \ll R_e$$

或

$$\omega C_e R_e \gg 1 \quad (3.7.43)$$

这样，在射极电路里， R_e 可以除去而只剩下 C_e ，如图 3.7.14b 所示。然后把 C_e 折算到基极电路，折算后的容抗为

$$X_{C_e} = (1 + \beta) \frac{1}{\omega C_e} \quad \text{②}$$

① 这里所提出的两条假设是一种简化分析的方法，对于整个信号频率范围并非都能成立。

② 这是因为射极电流 i_e 是基极电流 i_b 的 $(1 + \beta)$ 倍，即 $i_e = (1 + \beta) i_b$ 的缘故。

这就是说，折算后的电容为

$$C'_e = \frac{C_e}{1+\beta}$$

于是基极回路中的总电容 C_1 可按下式计算

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1+\beta}{C_e}$$

或

$$C_1 = \frac{C_{b1}C_e}{(1+\beta)C_{b1} + C_e} \quad (3.7.44)$$

C_e 对输出回路基本上不存在折算问题，且一般 $C_e \gg C_{b2}$ ，因而 C_e 的作用可忽略。这样可得图 3.7.14c 所示的简化电路，图中并把输出回路化成电压源等效

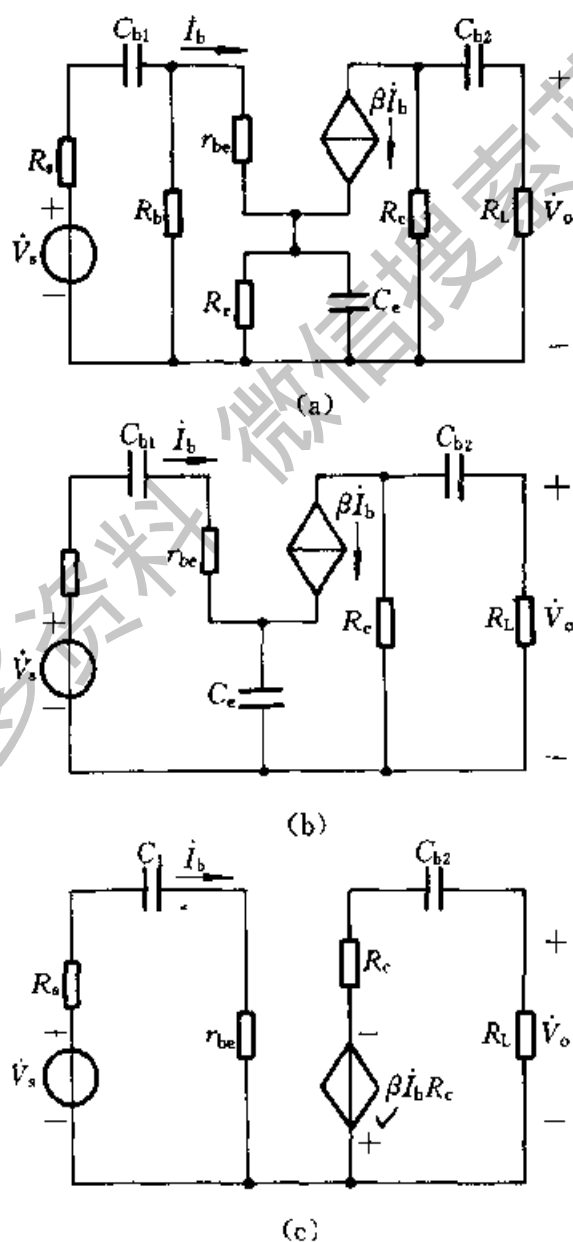


图 3.7.14 图 3.7.13 的低频小信号等效电路

(a) 完全等效电路

(b) 简化的等效电路

(c) 将 C_e 折算至基极电路后的电压源等效电路

电路的形式。

2. 低频响应及下限频率

图 3.7.14c 的输入回路和输出回路都与图 3.7.3 所示的 RC 高通电路相似。由图 3.7.14c 可得

$$\dot{A}_{vL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = - \frac{\beta R_L'}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_1 (R_s + r_{be})} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_{b2} (R_c + R_L)} \quad (3.7.45)$$

式 (3.7.45) 是低频范围内电压增益的表达式。当 ω 很大时, 可得中频区电压增益为

$$\dot{A}_{vM} = - \frac{\beta R_L'}{R_s + r_{be}} \quad (3.7.46)$$

因此

$$\frac{\dot{A}_{vL}}{\dot{A}_{vM}} = \frac{1}{[1 - j(f_{L1}/f)][1 - j(f_{L2}/f)]} \quad (3.7.47)$$

式中

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + r_{be})} \quad (3.7.48)$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2} (R_c + R_L)} \quad (3.7.49)$$

由此可见, 图 3.7.13 所示的 RC 耦合单级放大电路在满足式 (3.7.43) 的条件下, 它的低频响应具有两个转折频率 f_{L1} 和 f_{L2} , 如果二者之间的比值在四倍以上, 则可取较大的值作为放大电路的下限频率。

要指出的是, 由于 C_c 在射极电路里, 流过它的电流 \dot{i}_e 是基极电流 \dot{i}_b 的 $(1+\beta)$ 倍, 它的大小对电压增益的影响较大, 因此 C_c 是决定低频响应的主要因素。

作为一个实例, 设电路参数如图 3.7.13 所示, BJT 的 $\beta=80$, $r_{be}=2\text{ k}\Omega$, $R_s=50\ \Omega$, 则可由式 (3.7.44) 算得 $C_1=0.6\ \mu\text{F}$, 由式 (3.7.48) 和式 (3.7.49) 分别算得 $f_{L1}=129\ \text{Hz}$, $f_{L2}=23.7\ \text{Hz}$ 。可见 $f_{L1} \gg f_{L2}$, 其比值在四倍以上, 因此电路的下限频率 $f_L=f_{L1}=129\ \text{Hz}$ 。

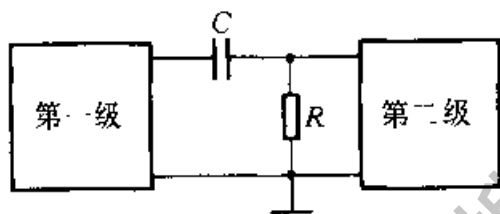
在以上的讨论中, 曾假设 $1/\omega C_c \ll R_c$, 如果这个条件不满足, 则 C_c 对低频响应的影响将存在较大的误差。更精确的分析, 见本章 PSPICE 例题。

3.7.4 多级放大电路的频率响应

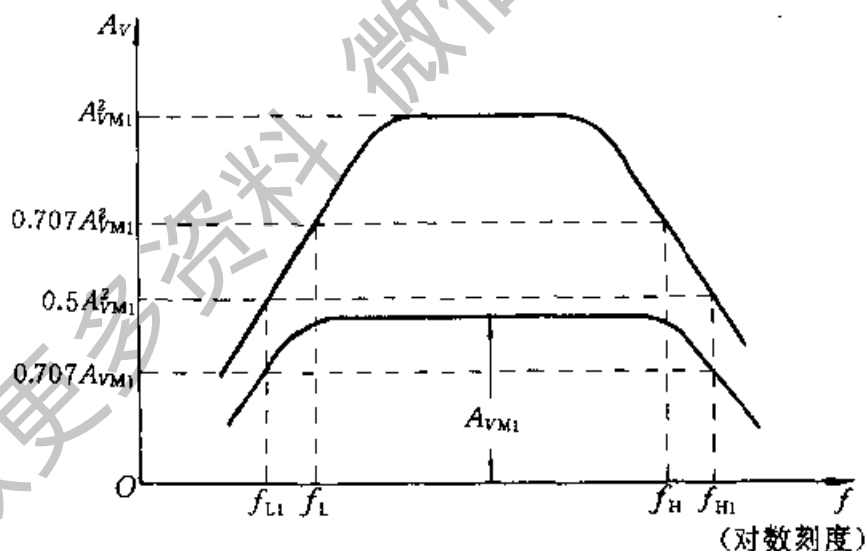
为了简明起见, 假设由两级全同的单级共射放大电路构成一两级放大电路, 其结构如图 3.7.15a 所示, 级间采用 RC 耦合的方式, 由于耦合环节具有

隔离直流、传送交流的作用，两级的静态工作情况互不影响，而信号则可顺利通过。

现在来分析图 3.7.15a 所示两级放大电路的频响与单级放大电路频响的关系，设每级的中频电压增益为 A_{VM1} ，则每级的上限频率 f_{H1} 和下限频率 f_{L1} 对应的电压增益为 $0.707A_{VM1}$ ，两级电压放大电路的中频区电压增益为 A_{VM1}^2 ，这时，两级放大电路的上、下限频率不能再取 f_{L1} 和 f_{H1} 了，因为在这两个频率的电压增益将是 $(0.707A_{VM1})^2 = 0.5A_{VM1}^2$ 了，如图 3.7.15b 的 f_{L1} 和 f_{H1} 两点所示。根据放大电路频带的定义，两级放大电路的下限频率为 f_L ，上限频率为 f_H ，它们都是对应于电压增益为 $A_V = 0.707A_{VM1}^2$ 的频率，如图 3.7.15b 所示。



(a)



(b)

图 3.7.15

(a) 两级放大电路的结构示意图

(b) 单级和两级放大电路的频率响应

显然， $f_L > f_{L1}$ ， $f_H < f_{H1}$ ，即两级电路的通频带变窄了。依此推广到 n 级放大电路，其总电压增益为各单级电路电压增益的乘积，即

$$A_V(j\omega) = \frac{V_{o1}(j\omega)}{V_{i1}(j\omega)} \cdot \frac{V_{o2}(j\omega)}{V_{o1}(j\omega)} \cdot \dots \cdot \frac{V_{on}(j\omega)}{V_{o(n-1)}(j\omega)}$$

或
$$\dot{A}_V = \dot{A}_{V_1} \cdot \dot{A}_{V_2} \cdot \cdots \cdot \dot{A}_{V_n} \quad (3.7.50)$$

应当注意的是，在计算各级的电压增益时，前级的开路电压是下级的信号源电压；前级的输出阻抗是下级的信号源阻抗，而下级的输入阻抗是前级的负载。

从图 3.7.15b 所示的两级放大电路的通频带可以推知，多级放大电路的通频带一定比它的任何一级都窄，级数愈多，则 f_L 越高及 f_H 越低，通频带越窄。这就是说，将几级放大电路串联起来后，总电压增益虽然提高了，但通频带变窄了，这是多级放大电路一个重要的概念。

复习思考题

3.7.1 一个放大电路的理想频响是一条水平线，而实际放大电路的频响一般只有在中频区是平坦的，而在低频区或高频区，其频响则是衰减的，这是由哪些因素引起的？

3.7.2 一放大电路的频带宽度是怎样定义的？

3.7.3 在射极偏置放大电路中，影响低频响应的主要因素是射极旁路电容 C_e ，而影响高频响应的是密勒电容，为什么？试从物理概念上加以分析。

3.7.4 在工程实践中，改善放大电路低频响应的根本方法是采用直接耦合放大电路，而改善高频响应的较好的方法是采用共基极放大电路，为什么？

3.7.5 对于一个参数已知的放大电路，其增益-带宽积是一个常数，以共射极放大电路为例，牺牲电压增益，为什么能换取带宽增加的好处？

3.7.6 多级放大电路的频带宽度为什么比其中的任一单级电路的频带为窄？

3.8 单级放大电路的瞬态响应

对放大电路的研究，目前有两种不同的方法，即稳态分析法和瞬态分析法。

稳态分析法也就是前两节讨论过的频率响应分析法。这种方法以正弦波为放大电路的基本信号，研究放大电路对不同频率信号的幅值和相位的响应（或叫做放大电路的频域响应）。稳态分析法的优点是分析简单，实际测试时并不需要很特殊的设备，它的缺点是用幅频响应和相频响应不能直观地确定放大电路的波形失真，因此也难于用这种方法选择使波形失真达到最小的电路参数。

瞬态分析法是以单位阶跃信号为放大电路的输入信号，研究放大电路的输出波形随时间变化的情况，称为放大电路的阶跃响应，又叫做放大电路的时域响应。这里衡量波形失真常以上升时间和平顶降落的大小作为标志。瞬

态分析法的优点在于从瞬态响应上可以很直观地判断放大电路放大阶跃信号的波形失真,并可利用脉冲示波器直接观测放大电路的瞬态响应。瞬态分析法的缺点是分析比较复杂,这一点在分析复杂电路和多级放大电路时更为突出。

在工程实际中,这两种方法可以互相结合,根据具体情况取长补短地运用。

1. 阶跃电压作为放大电路的基本信号

图 3.8.1 表示一个阶跃电压,它表示为

$$v(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ V, & t \geq 0 \end{cases} \quad (3.8.1)$$



图 3.8.1 阶跃电压

可见阶跃电压既有变化速度很快的部分,又有变化速度很慢的部分。把这样的信号加到放大电路的输入端去,如果放大电路对阶跃信号的上升边能很好地反映,即输出电压的上升边也很陡的话,那么放大电路是能够很好地放大变化极快的信号。另一方面,如果放大电路对阶跃信号的平顶部分也能很好地反映,即输出电压的顶部也很平,那么,放大电路是能很好地放大变化缓慢的信号。因此把阶跃电压作为基本信号,可判断放大电路在放大其他信号时是否会产生很大的失真。

2. 单级放大电路的阶跃响应

分析单级共射极放大电路的阶跃响应时,可采用小信号等效电路,而且可以根据不同的情况把等效电路加以简化。因为阶跃电压可分为上升阶段和平顶阶段,可以就按照这两个时间段的特点对电路进行简化。

放大电路的阶跃响应主要由上升时间 t_r 和平顶降落 δ 来表示,下面分析的目的是求出这两个参数,并与稳态分析中的通频带相联系。

上升时间 t_r

阶跃电压上升较快的部分,与稳态分析中的高频区相对应,所以可用 RC 低通电路来模拟,如图 3.8.2a 所示。由图可知

$$v_o = V_s (1 - e^{-t/RC}) \quad (3.8.2)$$

式中 V_s 是阶跃信号平顶部分电压值。 v_o/V_s 与时间的关系如图 3.8.2b 所示。

式 (3.8.2) 表示在上升阶段时输出电压 v_o 随时间变化的关系。输入电压 v_s 在 $t=0$ 时是突然上升到最终值的,而输出电压是按指数规律上升的,需要经过一定时间,才能到达最终值,这种现象称为前沿失真。

① 式中的 v_o 是指 RC 电路的输出电压,单级放大电路的输出电压还要加以变换。

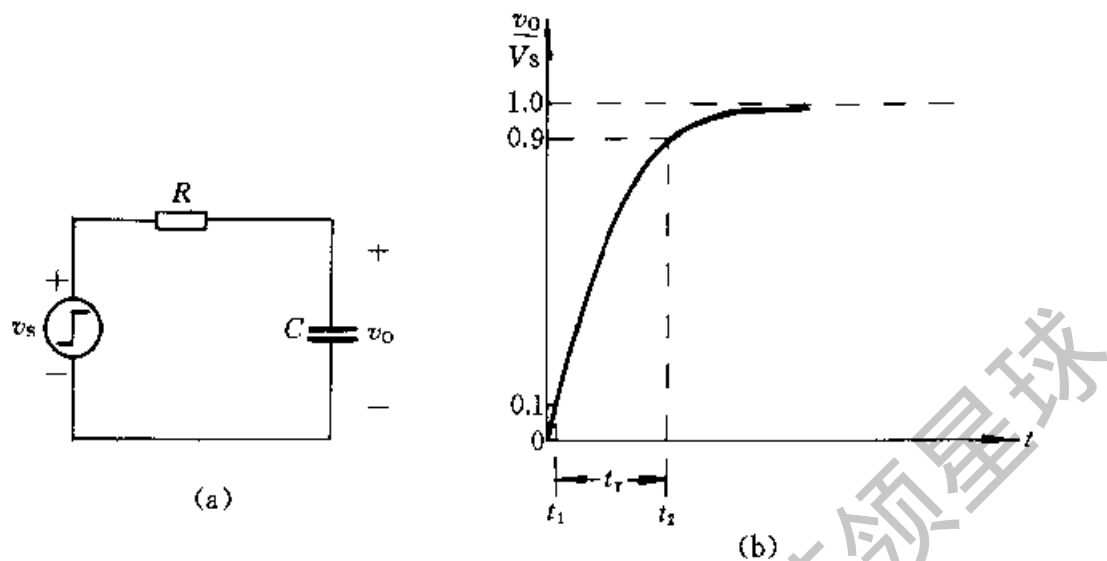


图 3.8.2 单级放大电路的上升时间
(a) 简化等效电路 (b) v_o/V_s 的时间响应

一般用输出电压从最终值的 10% 上升至 90% 所需的时间 t_r 来表示前沿失真。 t_r 称为上升时间，其值与 RC 有关。

由图 3.8.2b 可见，当 $t=t_1$ 时

$$v_o(t_1)/V_s = 1 - e^{-t_1/RC} = 0.1$$

则
$$e^{-t_1/RC} = 0.9$$

同理，当 $t=t_2$ 时

$$v_o(t_2)/V_s = 1 - e^{-t_2/RC} = 0.9$$

则
$$e^{-t_2/RC} = 0.1$$

由此可得
$$\frac{e^{-t_1/RC}}{e^{-t_2/RC}} = \frac{0.9}{0.1} = 9$$

两边取对数，整理后得

$$t_r = t_2 - t_1 = (\ln 9)RC$$

由式 (3.7.34)， $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ 可得

$$t_r = \frac{0.35}{f_H} \quad \text{或} \quad t_r f_H = 0.35 \quad (3.8.3)$$

因此，上升时间 t_r 与上限频率 f_H 成反比， f_H 越高，则上升时间愈短，前沿失真越小。从物理意义上讲，如果放大电路对阶跃电压的上升边响应很好，即很陡直，那么，就说明放大电路能真实地放大变化很快的电压，因为实际上频率很高的正弦波正是一种变化很快的信号。例如，当某放大电路的通频带为 1 MHz 时，则其前沿上升时间 $t_r = 0.35 \mu\text{s}$ 。

平顶降落 δ

阶跃电压的平顶阶段与稳态分析中的低频区相对应, 所以可用 RC 高通电路来模拟, 如图 3.8.3a 所示。由图可得

$$v_o = V_s e^{-t/RC} \quad (3.8.4)$$

v_o 与时间 t 的关系如图 3.8.3b 所示。在 t_p 内, 虽然输入电压是维持不变的, 但由于电容 C 的影响, 输出电压却是按指数规律下降的, 下降速度决定于时间常数 RC , 这种现象称为平顶降落。

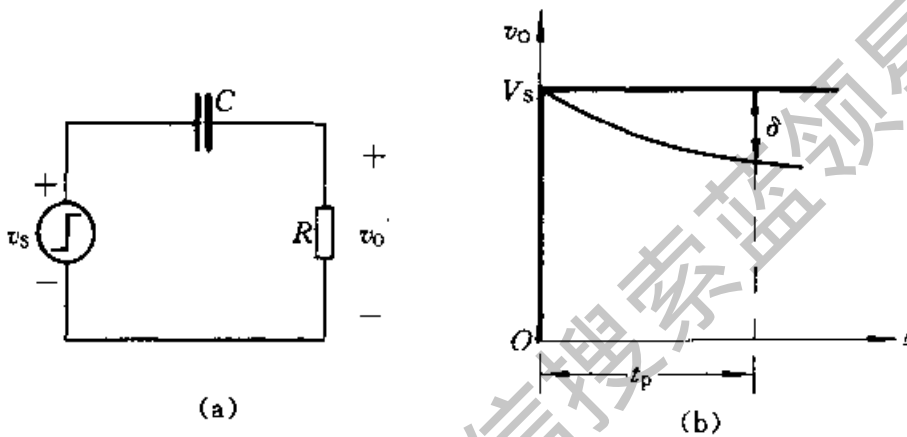


图 3.8.3 单级放大电路的平顶降落

(a) 简化等效电路 (b) v_o 的时间响应

下面计算在某一时间间隔 t_p 时的平顶降落值 δ 。

在平顶阶段, 时间常数 $RC \gg t_p$, 可得

$$v_o \approx V_s \left(1 - \frac{t_p}{RC} \right)^{\text{①}} \quad (3.8.5)$$

考虑到 $f_L = 1/2\pi RC$, 可得

$$\delta = \frac{t_p V_s}{RC} = 2\pi f_L t_p V_s \quad (3.8.6)$$

由此可见, 平顶降落 δ 与低频下限频率 f_L 成正比, f_L 越低, 平顶降落 δ 越小。在物理意义上, 如果放大电路对阶跃电压的平顶部分响应很好, 即很平, 那么, 就说明放大电路能很好地放大变化很慢的电压, 因为实际上频率很低的正弦波正是一种变化很慢的电压。

如果输入电压是一个方波信号, 则 t_p 代表方波的半个周期, V_s 代表输出方波信号的峰值, 如图 3.8.4 所示。以 V_s 的百分数来表示平顶降落

① 此式可将式(3.8.4)用幂级数展开, 并略去高次项后得到。

$$\delta = \frac{V_s - V_1'}{V_s} \times 100\% = \frac{t_p}{RC} \times 100\% \text{ [见式(3.8.6)]}$$

因 $t_p = \frac{T}{2}$, 而 $f = \frac{1}{T}$

及 $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$

则有 $\delta = \frac{\pi f_L}{f} \times 100\% \quad (3.8.7)$

式(3.8.7)说明 δ 与 f_L 成正比。如要求 50 Hz 的方波通过时平顶降落不超过 10%，则 f_L 不能高于 1.6 Hz。

从本节分析可知，瞬态分析法和稳态分析法虽然是两种不同的方法，但它们是有内在联系的，当放大电路的输入信号为阶跃电压时，在阶跃电压的上升阶段，放大电路的瞬态响应（上升时间）决定于放大电路的高频响应（ f_H ）；而在阶跃电压的平顶阶段，放大电路的瞬态响应（平顶降落）又决定于放大电路的低频响应（ f_L ）。因此，一个频带很宽的放大电路，同时也是一个很好的方波信号放大电路。在实用上常用一定频率的方波信号去测试宽频带放大电路的频率响应，如它的方波响应很好，则说明它的频带较宽。根据式(3.8.3)，如测得上升时间 $t_r = 0.35 \mu\text{s}$ ，则放大电路的通频带为 1 MHz。

但是，稳态分析法在放大电路的分析中仍占主导地位，这是因为：①任何周期性的信号都可分解为一系列的正弦波，因此放大电路的主要着重点是正弦信号，放大电路的技术指标之一常用频率响应来给定，例如频带宽度；②关于电路的分析和综合，在频域中比在时域中一般要成熟得多，所以网络（含有源网络）的设计常常在频率响应的基础上进行；③在瞬态计算极其复杂时，往往可根据稳态响应的研究来间接地对电路的瞬态响应得到一个定性的了解；④在反馈放大电路中，消除自激的补偿网络也是以频率响应为基础的（见 7.5.2 节）。

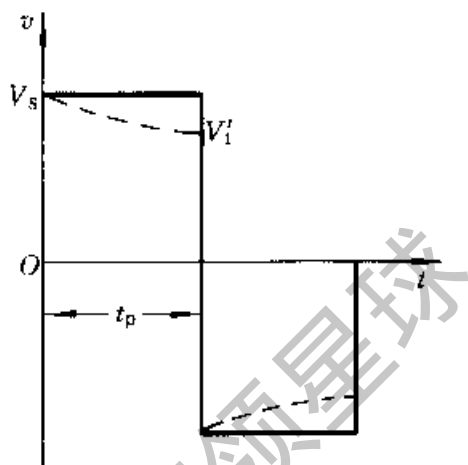


图 3.8.4 方波信号的平顶降落

复习思考题

3.8.1 当一阶跃信号加入放大电路的输入端时，若其响应信号的上升时间很短，意味着该放大电路的高频响应好，这种说法科学吗？

3.8.2 同前题，若输出信号的平顶降落很小，表示放大电路的低频响应好，试从电路的工作原理来理解。

小 结

● BJT 是由两个 PN 结组成的三端有源器件，分 NPN 和 PNP 两种类型，它的三个端子称为发射极 e、基极 b 和集电极 c。由于硅材料的热稳定性好，因而硅 BJT 得到广泛的应用。

● 表征 BJT 性能的有输入特性和输出特性，其中输出特性用得较多，我们均称之为 $V-I$ 特性，从输出特性上可以看出，用改变基极电流的方法可以控制集电极电流，因而 BJT 是一种电流控制器件。

● BJT 的电流放大系数是它的主要参数，按电路组态的不同有共射极电流放大系数 β 和共基极电流放大系数 α 之分。为了保证器件的安全运行，还有几项极限参数如集电极最大允许电流 I_{CM} 、集电极最大允许功率损耗 P_{CM} 和若干反向击穿电压，如 $V_{(BR)CER}$ 等，使用时应当予以注意。

● BJT 在电路中有共射、共集和共基三种组态，根据相应的电路输出量与输入量之间的大小与相位的关系，分别将它们称为反相电压放大器，电压跟随器和电流跟随器。

● 放大电路的分析方法有图解法和小信号模型分析法，前者是承认电子器件的非线性，而后者则是将非线性特性的局部线性化。通常使用图解法求 Q 点，而用小信号模型分析法求电压增益、输入电阻和输出电阻。

● 放大电路工作点不稳定的原因，主要是由于温度的影响。常用的稳定工作点的电路有射极偏置电路等，它是利用反馈原理来实现的。

● 频率响应与带宽是放大电路的重要指标之一。用混合 Π 型等效电路分析高频响应，而用含电容的低频等效电路分析低频响应，二者的电路基础则是 RC 低通电路和 RC 高通电路。

● 瞬态响应和频率响应是分析放大电路的时域和频域两种方法，二者从各自的侧面反映放大电路的性能，存在内在的联系，互相补充。工程上以频域分析用得较普遍。

习 题

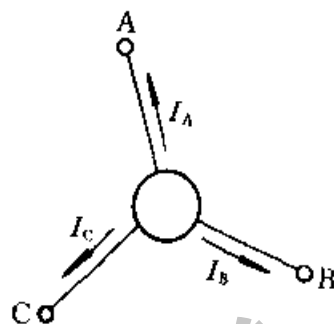
3.1.1 测得某放大电路中 BJT 的三个电极 A、B、C 的对地电位分别为 $V_A = -9\text{ V}$ ， $V_B = -6\text{ V}$ ， $V_C = -6.2\text{ V}$ ，试分析 A、B、C 中哪个是基极 b、发射极 e、集电极 c，并说明此 BJT 是 NPN 管还是 PNP 管。

3.1.2 某放大电路中 BJT 三个电极 A、B、C 的电流如图题 3.1.2 所示，用万用表直流电流挡测得 $I_A = -2\text{ mA}$ ， $I_B = -0.04\text{ mA}$ ， $I_C = +2.04\text{ mA}$ ，试分析 A、B、C 中哪个

是基极 b、发射极 e、集电极 c，并说明此管是 NPN 管还是 PNP 管，它的 $\beta = ?$ *50*

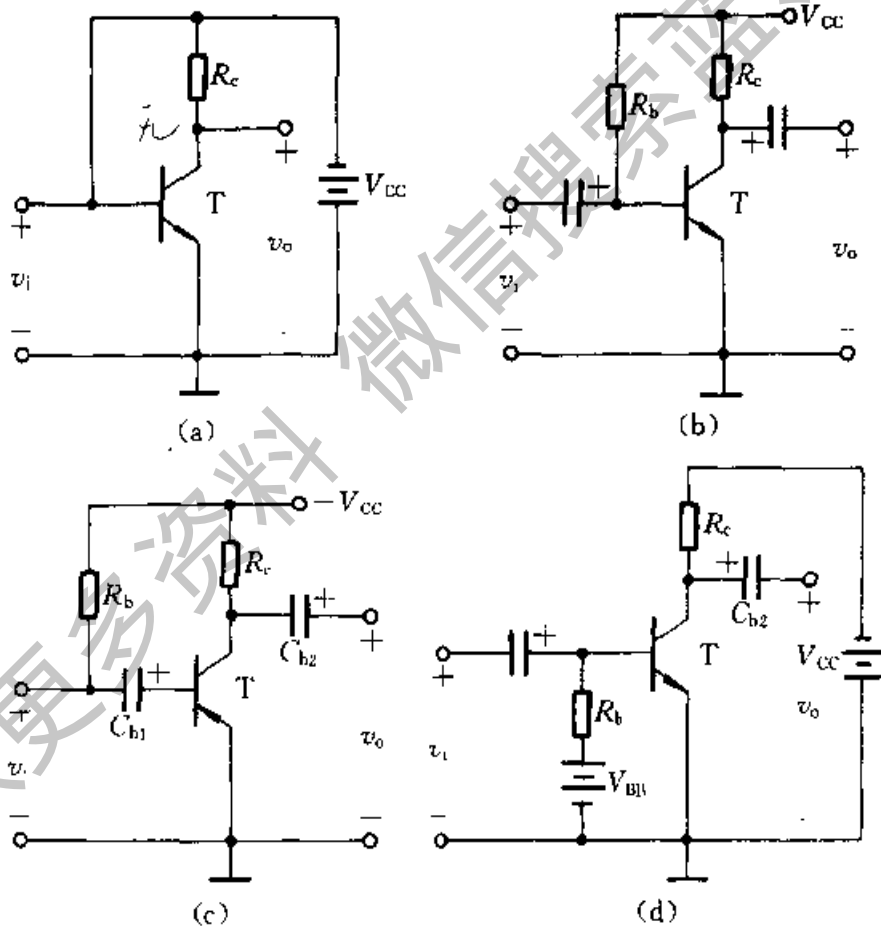
3.1.3 有两个 BJT，其中一个管子的 $\beta = 150$ ， $I_{CEO} = 200 \mu A$ ，另一个管子的 $\beta = 50$ ， $I_{CEO} = 10 \mu A$ ，其他参数一样，你选择哪个管子？为什么？

3.1.4 某 BJT 的极限参数 $I_{CM} = 100 \text{ mA}$ ， $P_{CM} = 150 \text{ mW}$ ， $V_{(BR)CEO} = 30 \text{ V}$ ，若它的工作电压 $V_{CE} = 10 \text{ V}$ ，则工作电流 I_C 不得超过多大？若工作电流 $I_C = 1 \text{ mA}$ ，则工作电压的极限值应为多少？



图题 3.1.2

3.2.1 试分析图题 3.2.1 所示各电路对正弦交流信号有无放大作用，并简述理由（设各电容的容抗可忽略）。



图题 3.2.1

3.2.2 电路如图题 3.2.2 所示，设 BJT 的 $\beta = 80$ ， $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ ， I_{CEO} 、 V_{CES} 可忽略不计，试分析当开关 S 分别接通 A、B、C 三位置时，BJT 各工作在其输出特性曲线的哪个区域，并求出相应的集电极电流 I_C 。

3.3.1 BJT 的输出特性如图题 3.3.1 所示。求该器件的 β 值；当 $i_C = 10 \text{ mA}$ 和 $i_C =$

20 mA 时, 管子的饱和压降 V_{CES} 为多少?

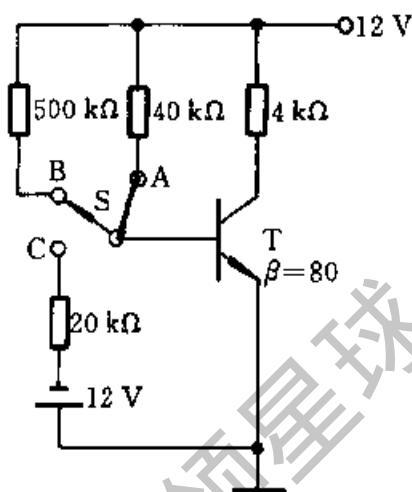
3.3.2 测量某硅 BJT 各电极对地的电压值如下, 试判别管子工作在什么区域?

- | | | |
|------------------------|--------------------|--------------------|
| (a) $V_C=6\text{ V}$ | $V_B=0.7\text{ V}$ | $V_E=0\text{ V}$ |
| (b) $V_C=6\text{ V}$ | $V_B=2\text{ V}$ | $V_E=1.3\text{ V}$ |
| (c) $V_C=6\text{ V}$ | $V_B=6\text{ V}$ | $V_E=5.4\text{ V}$ |
| (d) $V_C=6\text{ V}$ | $V_B=4\text{ V}$ | $V_E=3.6\text{ V}$ |
| (e) $V_C=3.6\text{ V}$ | $V_B=4\text{ V}$ | $V_E=3.4\text{ V}$ |

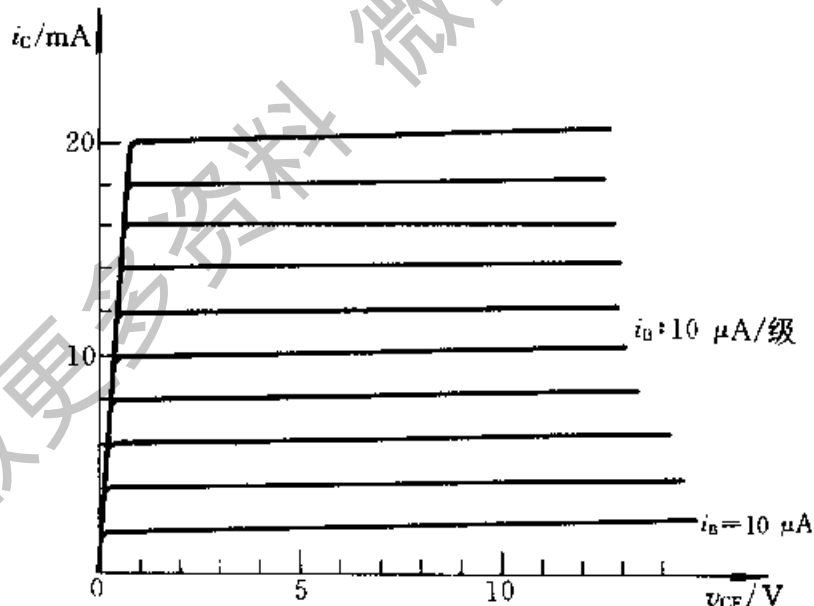
3.3.3 设输出特性如图题 3.3.1 所示的 BJT 接入图题 3.3.3 所示的电路, 图中 $V_{CC}=15\text{ V}$, $R_C=1.5\text{ k}\Omega$, $i_B=20\text{ }\mu\text{A}$, 求该器件的 Q 点。

3.3.4 若将图题 3.3.1 所示输出特性的 BJT 接入图题 3.3.3 的电路, 并设 $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_C=1\text{ k}\Omega$, 在基极电路中用 $V_{BB}=2.2\text{ V}$ 和 $R_b=50\text{ k}\Omega$ 串联以代替电流源 i_B 。求该电路中的 I_B 、 I_C 和 V_{CE} 的值, 设 $V_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

3.3.5 设输出特性如图题 3.3.1 所示的 BJT 联接成图题 3.3.3 所示的电路, 其基极端上接 $V_{BB}=3.2\text{ V}$ 与电阻 $R_b=20\text{ k}\Omega$ 相串联, 而 $V_{CC}=6\text{ V}$, $R_C=200\text{ }\Omega$, 求电路中的 I_B 、 I_C 和 V_{CE} 的值, 设 $V_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

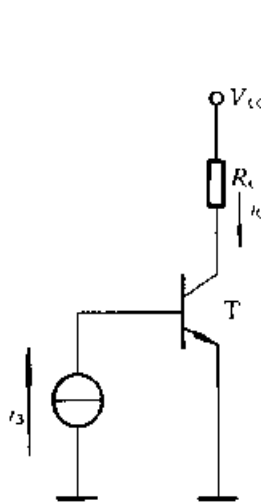


图题 3.2.2

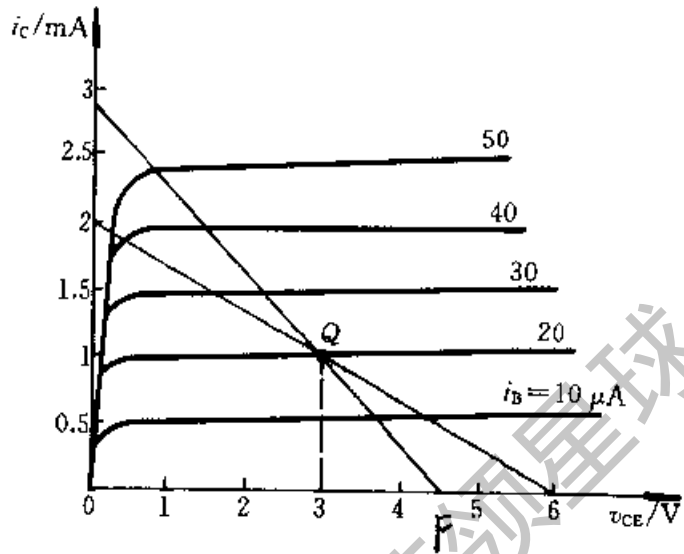


图题 3.3.1

3.3.6 图题 3.3.6 画出了某固定偏流放大电路中 BJT 的输出特性及交、直流负载线, 试求: (1) 电源电压 V_{CC} , 静态电流 I_B 、 I_C 和管压降 V_{CE} 的值; (2) 电阻 R_b 、 R_c 的值; (3) 输出电压的最大不失真幅度; (4) 要使该电路能不失真地放大, 基极正弦电流的最大幅值是多少?

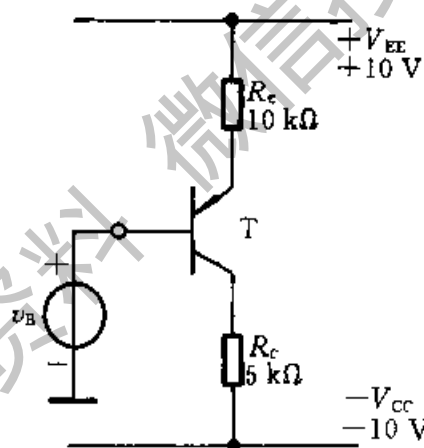


图题 3.3.3



图题 3.3.6

3.3.7 设 PNP 型硅 BJT 的电路如图题 3.3.7 所示。问 v_B 在什么变化范围内，使 T 工作在放大区？令 $\beta=100$ 。



图题 3.3.7

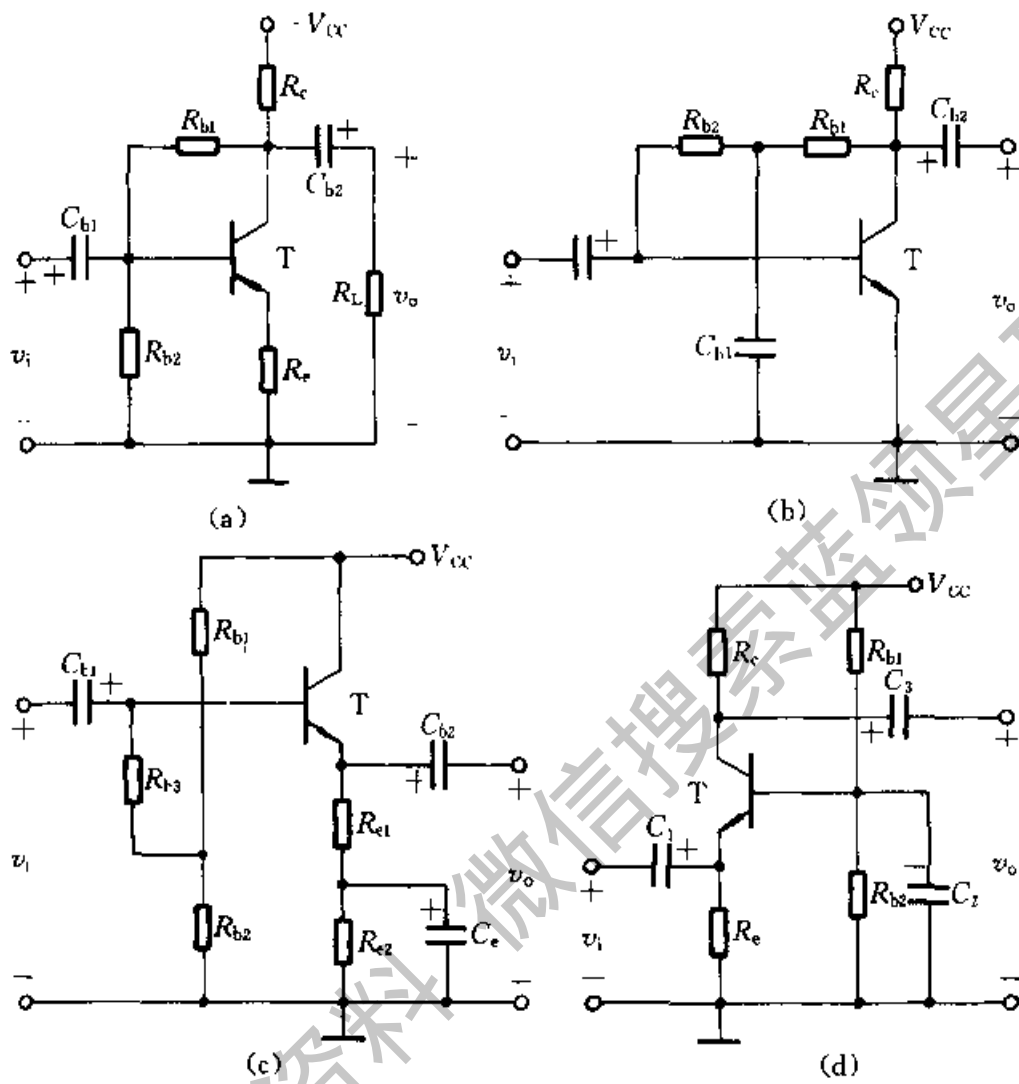
3.3.8 在图题 3.3.7 中，试重新选取 R_e 和 R_c 的值，以便当 $v_B=1\text{V}$ 时，集电极对地电压 $V_C=0$ 。

3.4.1 画出图题 3.4.1 所示电路的小信号等效电路，设电路中各电容容抗均可忽略，并注意标出电压、电流的正方向。

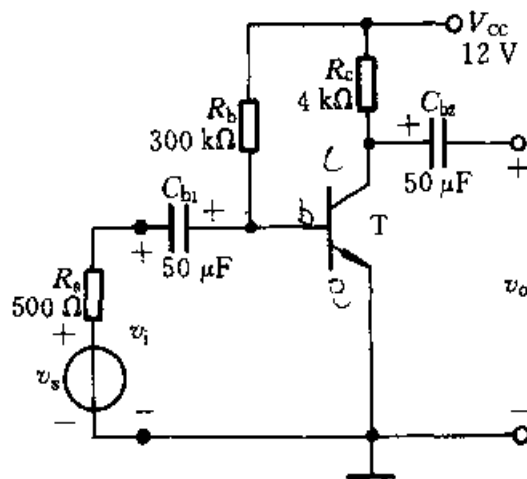
3.4.2 单管放大电路如图题 3.4.2 所示，已知 BJT 的电流放大系数 $\beta=50$ 。(1) 估算 Q 点；(2) 画出简化 H 参数小信号等效电路；(3) 估算 BJT 的输入电阻 r_{be} ；(4) 如输出端接入 $4\text{k}\Omega$ 的电阻负载，计算 $\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i$ 及 $\dot{A}_{vs} = \dot{V}_o / \dot{V}_s$ 。

3.4.3 一固定偏流放大电路，要求 $|\dot{A}_v| \geq 100$ ， $I_C=1\text{mA}$ ， $V_{CC}=12\text{V}$ ，BJT 的 $\beta=20$ ，确定 R_b 、 R_c 并计算 V_{CE} ，设 $R_L = \infty$ 。

3.4.4 电路如图题 3.4.4 所示，已知 BJT 的 $\beta=100$ ， $V_{BE}=-0.7\text{V}$ 。(1) 试估算该

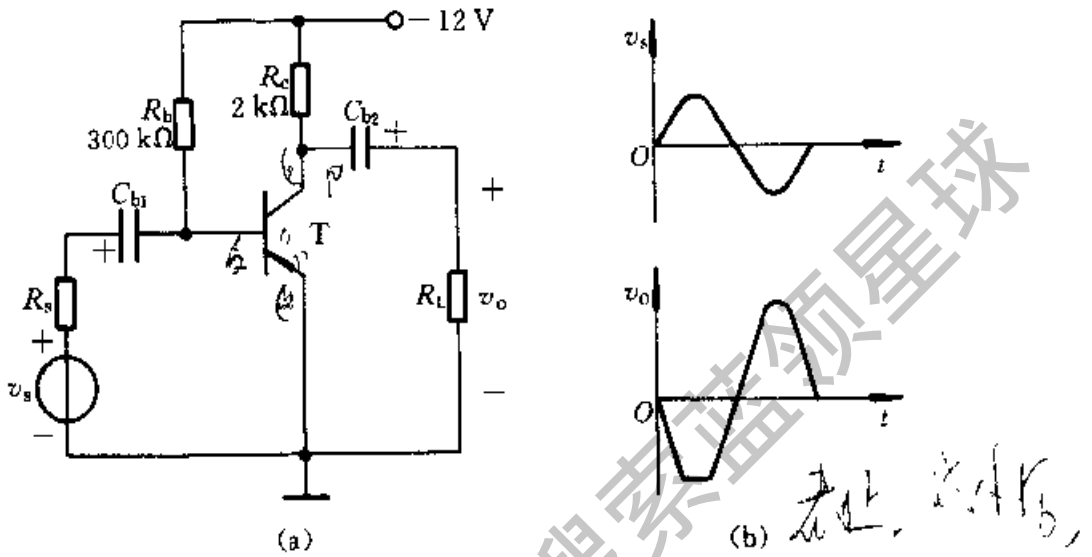


图题 3.4.1



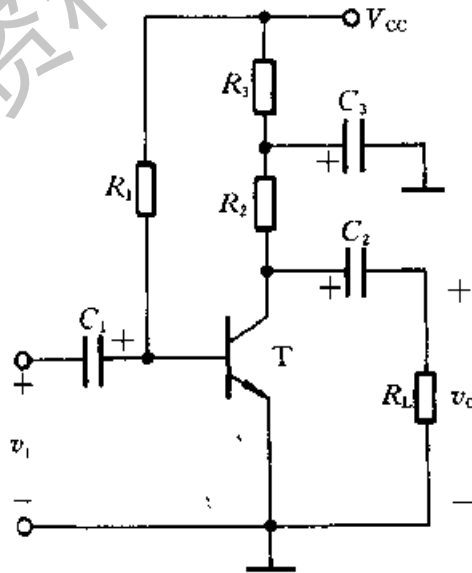
图题 3.4.2

电路的Q点；(2)画出简化的H参数小信号等效电路；(3)求该电路的电压增益 \dot{A}_v ，输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o ；(4)若 v_o 中的交流成分出现图题3.4.4b所示的失真现象，问是截止失真还是饱和失真？为消除此失真，应调整电路中的哪个元件？如何调整？



图题 3.4.4

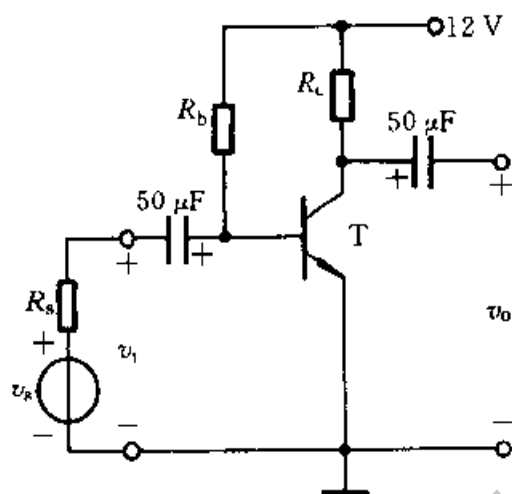
3.4.5 在图题3.4.5所示电路中，设电容 C_1 、 C_2 、 C_3 对交流信号可视为短路。(1)写出静态电流 I_C 及电压 V_{CE} 的表达式；(2)写出电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的表达式；(3)若将电容 C_3 开路，对电路将会产生什么影响？



图题 3.4.5

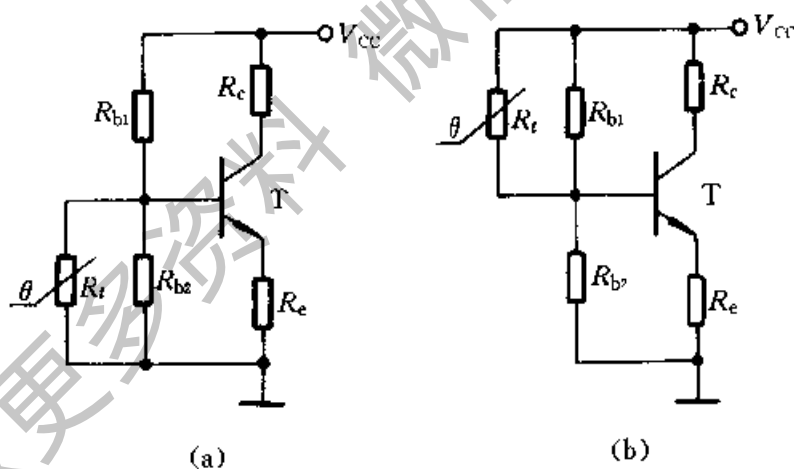
3.5.1 对固定偏流电路，如 $V_{CC}=12\text{ V}$ ， $R_b=750\text{ k}\Omega$ ， $R_c=6.8\text{ k}\Omega$ ，采用3DG6型BJT；(1)当 $T=25^\circ\text{C}$ 时， $\beta=60$ ， $V_{BE}=0.7\text{ V}$ ，求Q点；

(2) 如 β 随温度的变化为 $0.5\%/^{\circ}\text{C}$ ，而 V_{BE} 随温度的变化为 $-2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ，当温度升高至 75°C 时，估算 Q 点的变化情况；(3) 如温度维持在 25°C 不变，只是换用一个 $\beta=115$ 的管子，Q 点如何变化，此时放大电路的工作状态是否正常？



图题 3.5.1

3.5.2 如图题 3.5.2 所示的偏置电路中，热敏电阻 R_t 具有负温度系数，问能否起到稳定工作点的作用？



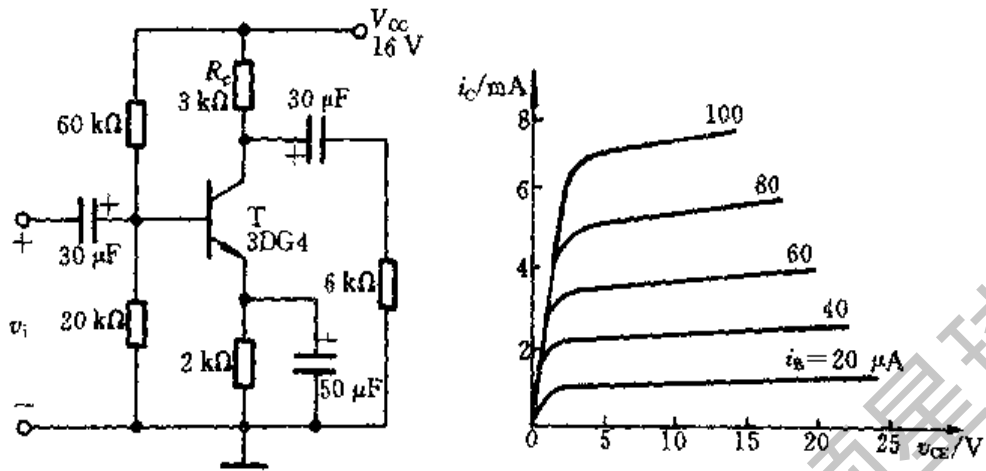
图题 3.5.2

3.5.3 射极偏置电路和 BJT 的输出特性曲线如图题 3.5.3 所示，已知 $\beta=60$ 。

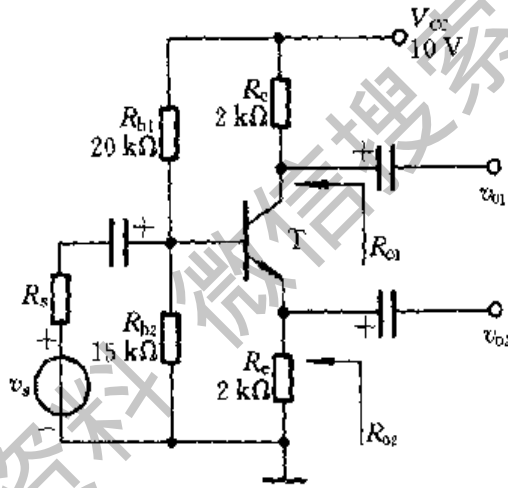
(1) 分别用估算公式和图解法求 Q 点；(2) 求输入电阻 r_{be} ；(3) 用小信号模型分析法求电压增益 \dot{A}_v ；(4) 求输出电压最大不失真幅度；(5) 若电路其他参数不变，如果要使 $V_{CE}=4\text{ V}$ ，问上偏流电阻为多大？

3.5.4 电路如图题 3.5.4 所示，设 $\beta=100$ ，试求：(1) Q 点；(2) 电压增益 $\dot{A}_{v1} = \dot{V}_{o1}/\dot{V}_s$ 和 $\dot{A}_{v2} = \dot{V}_{o2}/\dot{V}_s$ ；(3) 输入电阻 R_i ；(4) 输出电阻 R_{o1} 和 R_{o2} 。

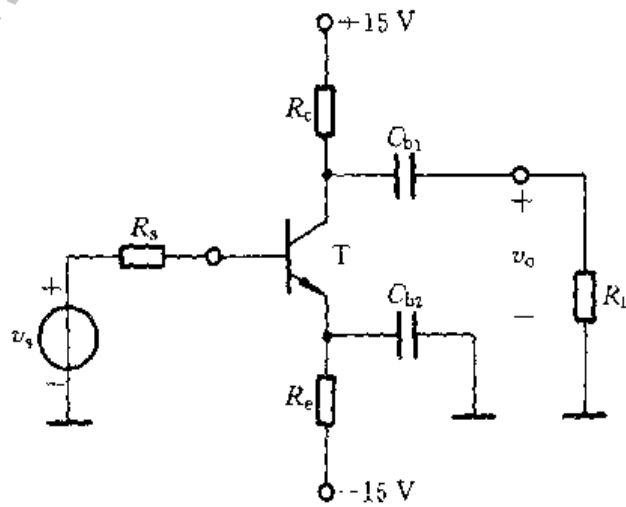
3.5.5 在图题 3.5.5 所示的电路中， v_s 为正弦波小信号，其平均值为 0，BJT 的 $\beta=$



图题 3.5.3



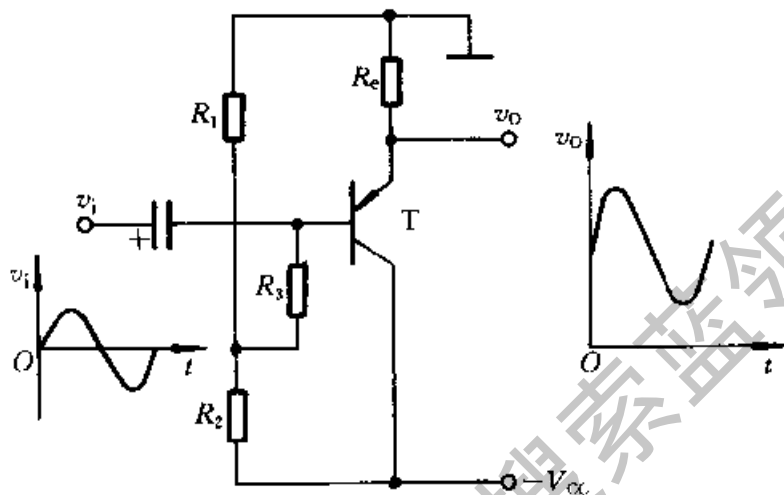
图题 3.5.4



图题 3.5.5

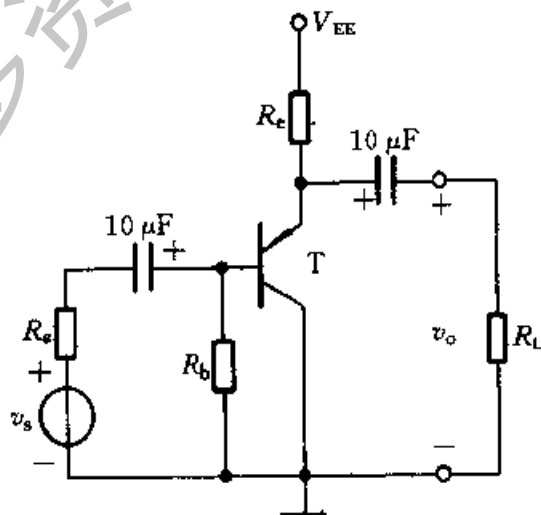
100. (1) 为使发射极电流 I_E 约为 1 mA, 求 R_e 的值; (2) 如需建立集电极电压 V_C 约为 +5 V, 求 R_c 的值; (3) 设 $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, 求 \dot{A}_{v_s} 。电路中的 C_{b_1} 和 C_{b_2} 的容抗可忽略, 取 $R_s = 500 \Omega$ 。

3.6.1 图题 3.6.1 所示电路属于何种组态? 其输出电压 v_o 的波形是否正确? 若有错, 请改正。



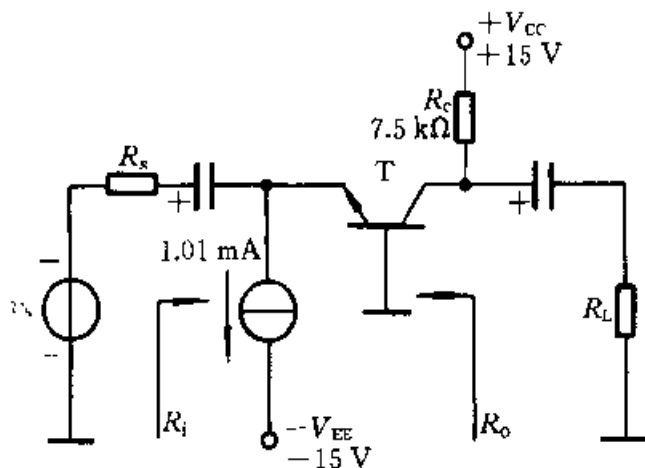
图题 3.6.1

3.6.2 在图题 3.6.2 所示电路中, 已知 $R_c = 260 \text{ k}\Omega$, $R_e = R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_s = 500 \Omega$, $V_{EE} = 12 \text{ V}$, $\beta = 50$, 试求: (1) 电路的 Q 点; (2) 电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o ; (3) 若 $\dot{V}_s = 200 \text{ mV}$, 求 \dot{V}_o 。



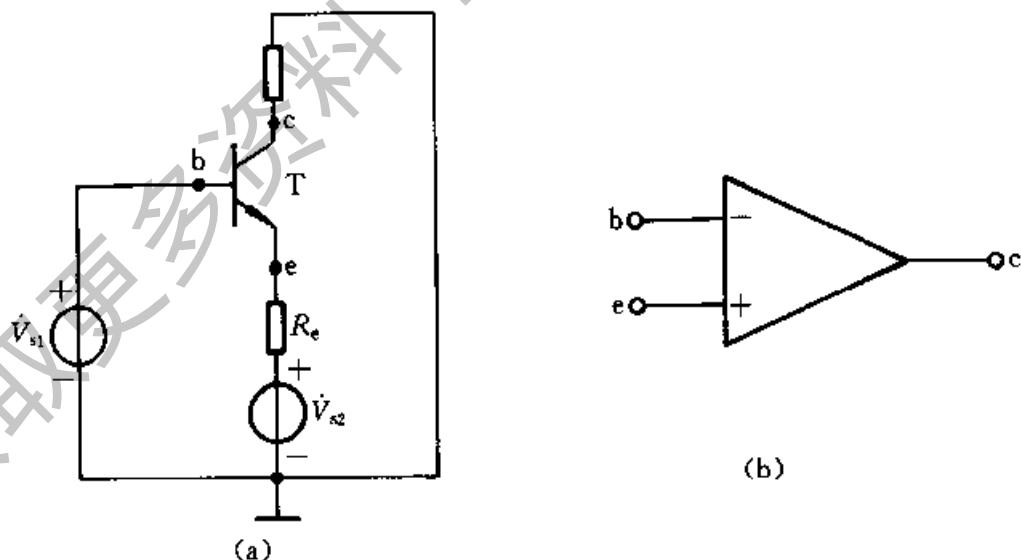
图题 3.6.2

3.6.3 共基极电路如图题 3.6.3 所示。射极电路里接入一恒流源, 设 $\beta = 100$, $R_s = 0$, $R_L = \infty$ 。试确定电路的电压增益、输入电阻和输出电阻。



图题 3.6.3

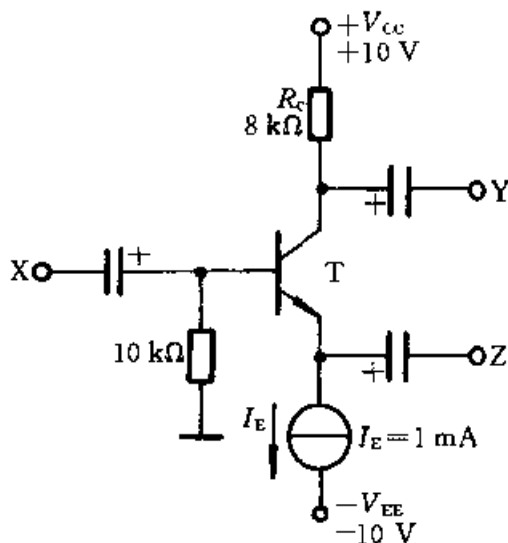
3.6.4 电路如图题 3.6.4a 所示。BJT 的电流放大系数为 β ，输入电阻为 r_{be} ，略去了偏置电路。试求下列三种情况下的电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ：① $v_{s2}=0$ ，从集电极输出；② $v_{s1}=0$ ，从集电极输出；③ $v_{s2}=0$ ，从发射极输出。并指出上述①、②两种情况的相位关系能否用图 b 来表示？符号“+”表示同相输入端，即 v_c 与 v_e 同相，而符号“-”表示反相输入端，即 v_c 与 v_b 反相。



图题 3.6.4

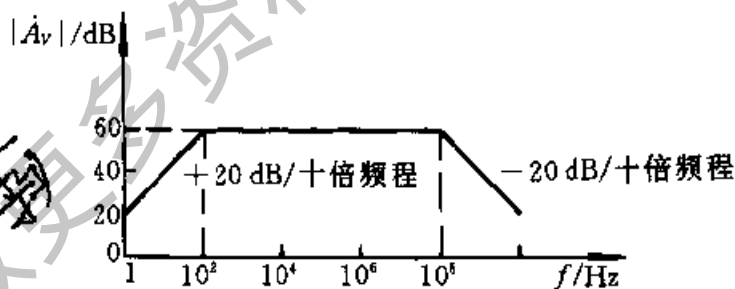
3.6.5 电路如图题 3.6.5 所示，设 BJT 的 $\beta=100$ 。(1) 求各电极的静态电压值 V_B 、 V_E 及 V_C ；(2) 求 r_{be} 的值；(3) 若 Z 端接地，X 端接信号源且 $R_s=10\text{ k}\Omega$ ，Y 端接 $10\text{ k}\Omega$ 的负载电阻，求 \dot{A}_v (\dot{V}_Y/\dot{V}_s)；(4) 若 X 端接地，Z 端接 $R_s=200\text{ }\Omega$ 的信号电压 \dot{V}_s ，Y 端接 $10\text{ k}\Omega$ 的负载电阻，求 \dot{A}_v (\dot{V}_Y/\dot{V}_s)；(5) 若 Y 端接地，X 端接一内阻 R_s 为 $100\text{ k}\Omega$

的信号电压 \dot{V}_s ，Z 端接一负载电阻 $1\text{ k}\Omega$ ，求 \dot{A}_{v_s} (\dot{V}_Z/\dot{V}_s)。电路中容抗可忽略。



图题 3.6.5

3.7.1 某放大电路中 \dot{A}_v 的对数幅频特性如图题 3.7.1 所示。(1) 试求该电路的中频电压增益 $|\dot{A}_{vM}|$ ，上限频率 f_H ，下限频率 f_L ；(2) 当输入信号的频率 $f=f_L$ 或 $f=f_H$ 时，该电路实际的电压增益是多少分贝？



图题 3.7.1

3.7.2 已知某放大电路电压增益的频率特性表达式为

$$A_v = \frac{100j \frac{f}{10}}{\left(1 + j \frac{f}{10}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^5}\right)} \quad (\text{式中 } f \text{ 的单位为 Hz})$$

试求该电路的上、下限频率，中频电压增益的分贝数，输出电压与输入电压在中频区的相位差。

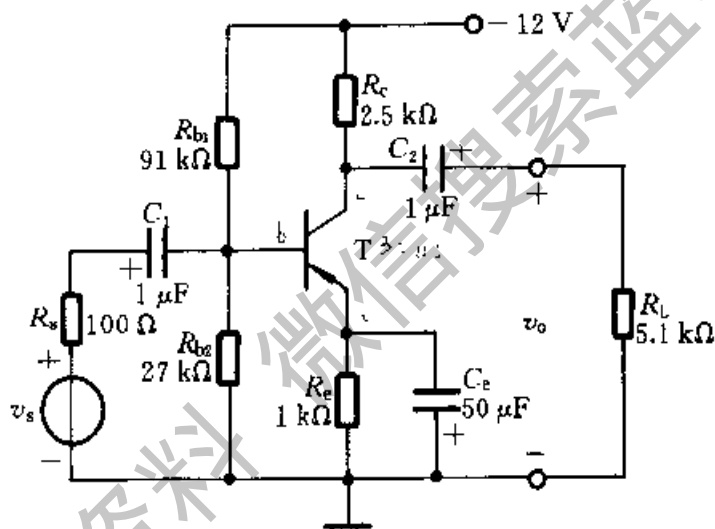
3.7.3 一放大电路的增益函数为

$$A(s) = 10 \frac{s}{s + 2\pi \times 10^5} \cdot \frac{1}{1 + s/2\pi \times 10^6}$$

试绘出它的幅频响应的波特图, 并求出中频增益、下限频率 f_L 和上限频率 f_H , 以及增益下降到 1 时的频率。

3.7.4 一单级阻容耦合共射放大电路的通频带是 $50\text{Hz} \sim 50\text{kHz}$, 中频电压增益 $|\dot{A}_{VM}| = 40\text{dB}$, 最大不失真交流输出电压范围是 $-3\text{V} \sim +3\text{V}$ 。(1) 若输入一个 $10\sin(4\pi \times 10^3 t)$ (mV) 的正弦波信号, 输出波形是否会产生频率失真和非线性失真? 若不失真, 则输出电压的峰值是多大? \dot{V}_o 与 \dot{V}_i 间的相位差是多少? (2) 若 $v_i = 40\sin(4\pi \times 25 \times 10^3 t)$ mV, 重复回答(1)中的问题; (3) 若 $v_i = 10\sin(4\pi \times 50 \times 10^3 t)$ mV, 输出波形是否会失真?

3.7.5 电路如图题 3.7.5 所示, 已知 BJT 的 $\beta = 50$, $r_{be} = 0.72\text{k}\Omega$ 。(1) 估算电路的下限频率; (2) 若 $|\dot{V}_{im}| = 10\text{mV}$, 且 $f = f_L$, 则 $|\dot{V}_{om}| = ?$, \dot{V}_o 与 \dot{V}_i 间的相位差是多少?



图题 3.7.5

3.7.6 一高频 BJT, 在 $I_C = 1.5\text{mA}$ 时, 测出其低频 H 参数为: $r_{be} = 1.1\text{k}\Omega$, $\beta_0 = 50$, 特征频率 $f_T = 100\text{MHz}$, $C_{bc} = 3\text{pF}$, 试求混合 Π 型参数 g_m 、 r_{bc} 、 r_{bb} 、 C_{be} 。

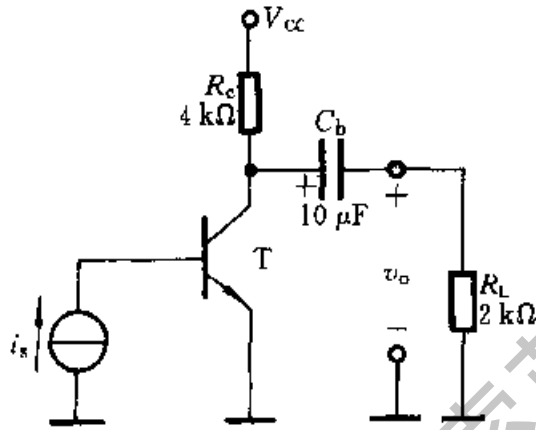
3.7.7 电路如图题 3.7.5 所示, BJT 的 $\beta = 40$, $C_{bc} = 3\text{pF}$, $C_{be} = 100\text{pF}$, $r_{bb} = 100\Omega$, $r_{bc} = 1\text{k}\Omega$ 。(a) 画出高频小信号等效电路, 求上限频率 f_H ; (b) 如 R_L 提高 10 倍, 问中频区电压增益、上限频率及增益带宽积各变化多少倍?

3.7.8 电路如图 3.5.1 所示(射极偏置电路), 设在它的输入端接一内阻 $R_s = 5\text{k}\Omega$ 的信号源, 电路参数为: $R_{b1} = 33\text{k}\Omega$, $R_{b2} = 22\text{k}\Omega$, $R_e = 3.9\text{k}\Omega$, $R_c = 4.7\text{k}\Omega$, $R_L = 5.1\text{k}\Omega$, $C_c = 50\mu\text{F}$ (与 R_c 并联的电容), $V_{CC} = 5\text{V}$, $I_E \approx 0.33\text{mA}$, $\beta_0 = 120$, $r_{cc} = 300\text{k}\Omega$, $r_{bb} = 50\Omega$, $f_1 = 700\text{MHz}$ 及 $C_{bc} = 1\text{pF}$ 。求: (1) 输入电阻 R_i ; (2) 中频区电压增益 $|\dot{A}_{VM}|$; (3) 上限频率 f_H 。

3.7.9 在题 3.7.8 所述的放大电路中, $C_{b1} = C_{b2} = 1\mu\text{F}$, 射极旁路电容 $C_e = 10\mu\text{F}$, 求下限频率。

3.8.1 若将一宽度为 $1 \mu\text{s}$ 的理想脉冲信号加到一单级共射放大电路(假设只有一个时间常数)的输入端,画出下列三种情况下的输出波形。设 V_m 为输出电压最大值:(1) 频带为 80 MHz;(2) 频带为 10 MHz;(3) 频带为 1 MHz。(假设 $f_L=0$)

3.8.2 电路如图题 3.8.2 所示。(1) 当输入方波电流的频率为 200 Hz 时,计算输出电压的平顶降落;(2) 当平顶降落小于 2% 时,输入方波的最低频率为多少?



图题 3.8.2

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE3.1 共射极放大电路如图 3.5.1 所示。设 BJT 为 NPN 型硅管,型号为 2N3904, $\beta=50$ 。电路参数为: $R_b=3.3 \text{ k}\Omega$, $R_c=1.3 \text{ k}\Omega$, $R_{b1}=33 \text{ k}\Omega$, $R_{b2}=10 \text{ k}\Omega$, $R_L=5.1 \text{ k}\Omega$, $C_{b1}=C_{b2}=10 \mu\text{F}$, $C_e=50 \mu\text{F}$ (R_c 的旁路电容), $V_{CC}=12 \text{ V}$ 。试用 PSPICE 程序作如下的分析:(1) 求 Q 点;(2) 作温度特性分析,观察当温度在 $-30^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 范围内变化时,BJT 的集电极电流 I_C 的变化范围。

解:(1) 设置静态工作点分析,得到: $I_B=33.1 \mu\text{A}$, $I_C=1.4 \text{ mA}$, $V_{CE}=5.52 \text{ V}$ 。

(2) I_C 随温度变化的曲线如图 PSE3.1 所示。由图中看出温度在 $-30^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ 变化时, I_C 由 1.2724 mA 变到 1.4864 mA 。

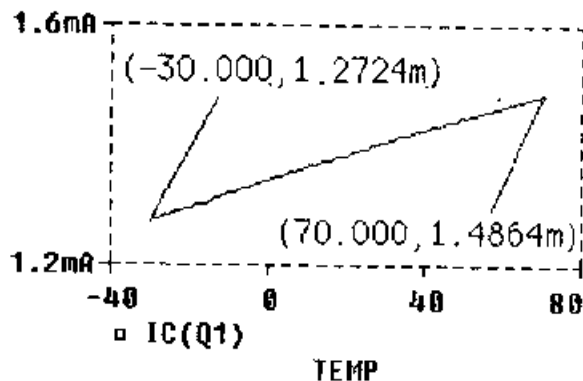
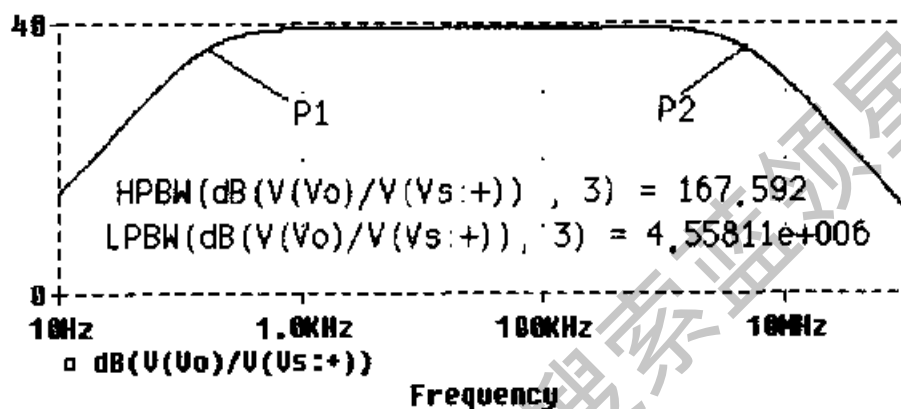


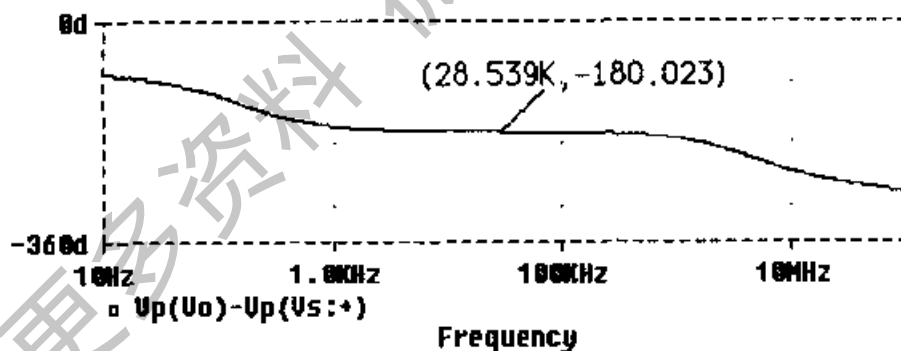
图 PSE3.1 图 3.5.1 所示射极偏置电路的集电极电流 I_C 随温度变化的曲线

例 PSE3.2 电路如图 3.5.1 所示。设信号源内阻 $R_s=50\ \Omega$ ，BJT 的型号为 2N3904， $\beta=80$ ， $r_{bb'}(r_b)=100\ \Omega$ ，其他参数与例 PSE3.1 相同。试分析电压增益的幅频响应和相频响应，并求 f_L 和 f_H 。

解：设置交流分析，仿真得到如图 PSE3.2 所示幅频响应和相频响应的波特图。由此得到 $f_L=167.592\ \text{Hz}$ ， $f_H=4.558\ 11\ \text{MHz}$ 。



(a)



(b)

图 PSE3.2 图 3.5.1 所示射极偏置电路的频率响应

(a) 电压增益的幅频响应 (b) 电压增益的相频响应

例 PSE3.3 电路与例 PSE3.1 相同。设 BJT 的型号为 2N3904， $\beta=50$ ， $r_{bb'}(r_b)=100\ \Omega$ ， $V_{BE}=0.7\ \text{V}$ ，其他参数与例 PSE3.1 相同。试分析 C_c 在 $1\ \mu\text{F}$ 到 $100\ \mu\text{F}$ 之间变化时，下限频率 f_L 的变化范围 (C_c 为与 R_c 并联的电容)。

解：先将模型参数设置成为满足要求的值，再设置交流分析和参数分析。当 C_c 取 $1\ \mu\text{F}$ 、 $5\ \mu\text{F}$ 、 $10\ \mu\text{F}$ 、 $20\ \mu\text{F}$ 、 $50\ \mu\text{F}$ 、 $80\ \mu\text{F}$ 和 $100\ \mu\text{F}$ 时，得到图 PSE3.3 所示的电压增益的幅频响应。由图中看出， C_c 在 $1\ \mu\text{F}$ 到 $100\ \mu\text{F}$ 之间变化时，下限频率 f_L 从 $8.778\ \text{kHz}$ 下降到 $100\ \text{Hz}$ 。 C_c 越大，下限频率越低。

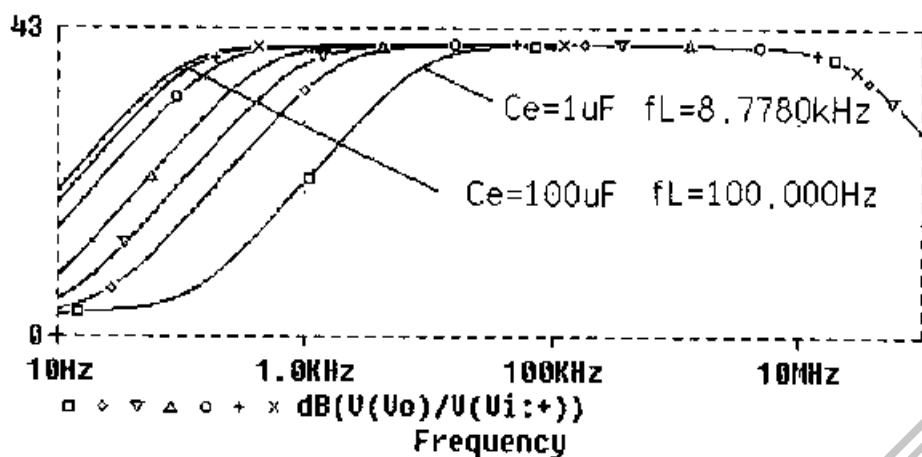


图 PSE3.3 射极旁路电容对低频响应的影响

2. PSPICE 习题

PS3.1 电路和参数与例 PSE3.1 相同, 试运用 PSPICE 作如下分析: (1) 当输入 v_i 取频率为 1 kHz 的正弦交流电压时, 求最大不失真输出电压幅度和相应的输入电压幅度; (2) 求电压增益的幅频响应和相频响应; (3) 求电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

PS3.2 电路如图 3.2.2b 所示。设 BJT 的型号为 2N2222, $V_{CC}=5\text{ V}$, $C_{b1}=1\ \mu\text{F}$, $R_b=1\ \text{M}\Omega$, $R_c=3.3\ \text{k}\Omega$ 及 $\beta=210$, 负载电容 $C_L=4\ \text{pF}$, 直接接到 BJT 的集电极。当输入信号电压 v_i 为峰-峰值为 10 mV 的方波, 其周期分别为 100 ms 和 0.1 ms, 求 v_o 的波形。

PS3.3 试用 PSPICE 程序求解题 3.7.2 的答案。

获取更多资料

4 场效应管放大电路

引言 场效应管是一种利用电场效应来控制其电流大小的半导体器件。这种器件不仅兼有体积小、重量轻、耗电省、寿命长等特点，而且还有输入阻抗高、噪声低、热稳定性好、抗辐射能力强和制造工艺简单等优点，因而大大地扩展了它的应用范围，特别是在大规模和超大规模集成电路中得到了广泛的应用。

根据结构的不同，场效应管可分为两大类：结型场效应管（JFET^①）和金属-氧化物-半导体场效应管（MOSFET^②）。

本章首先介绍各类场效应管的结构、工作原理、特性曲线及参数，然后介绍场效应管放大电路和各种放大器件电路性能的比较。

4.1 结型场效应管

JFET 是利用半导体内的电场效应进行工作的，也称为体内场效应器件。

4.1.1 JFET 的结构和工作原理

1. 结构

JFET 的结构示意图如图 4.1.1a 和图 4.1.2a 所示。在图 4.1.1a 中，是在一块 N 型半导体材料两边扩散高浓度的 P 型区（用 P⁺ 表示），形成两个 PN 结。两边 P⁺ 型区引出两个欧姆接触电极并连在一起称为栅极 g，在 N 型本征材料的两端各引出一个欧姆接触电极，分别称为源极 s 和漏极 d。它们分别相当于 BJT 的基极 b、射极 e 和集电极 c。两个 PN 结中间的 N 型区域称为导电沟道。这种结构称为 N 型沟道 JFET。图 4.1.1b 是它的代表符号，其中箭头

① JFET 为 Junction type Field Effect Transistor 的缩写。

② MOSFET 为 Metal-Oxide-Semiconductor type Field Effect Transistor 的缩写。

的方向表示栅结正向偏置时，栅极电流的方向是由 P 指向 N，故从符号上就可识别 d、s 之间是 N 沟道。

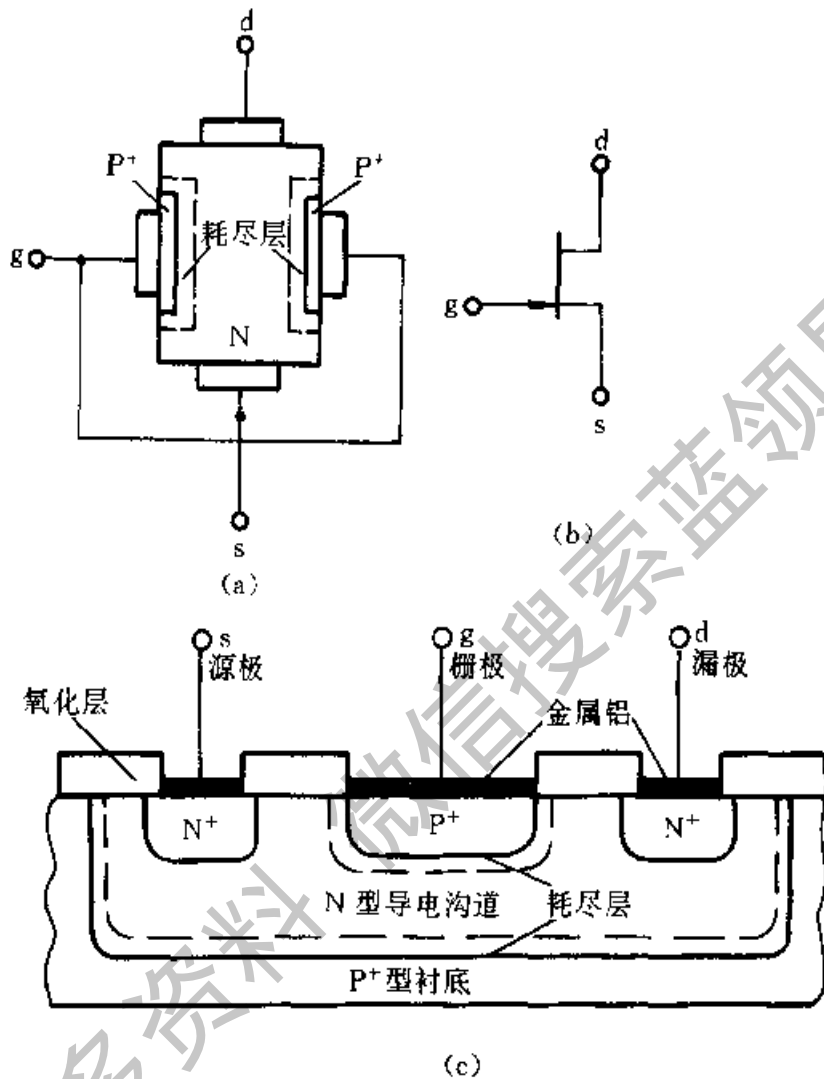


图 4.1.1 N 沟道 JFET

(a) 结构示意图 (b) 代表符号 (c) 实际的 N 沟道 JFET 结构剖面图

实际的 JFET 结构和制造工艺比上述复杂。N 沟道 JFET 的剖面图如图 4.1.1c 所示。图中衬底和中间顶部都是 P⁺ 型半导体，它们连接在一起（图中未画出），称为栅极 g。分别与源极 s 和漏极 d 相连的 N⁺ 区，是通过光刻和扩散等工艺来完成的隐埋层，其作用是给源极 s、漏极 d 提供低阻通路。三个电极 s、g、d 分别由不同的铝接触层引出。

按照类似的方法，可以制成 P 沟道 JFET，如图 4.1.2 所示。

2. 工作原理

下面以 N 沟道 JFET 为例，分析 JFET 的工作原理。

N 沟道 JFET 工作时，在栅极与源极间需加一负电压 ($v_{GS} < 0$)，使栅极、

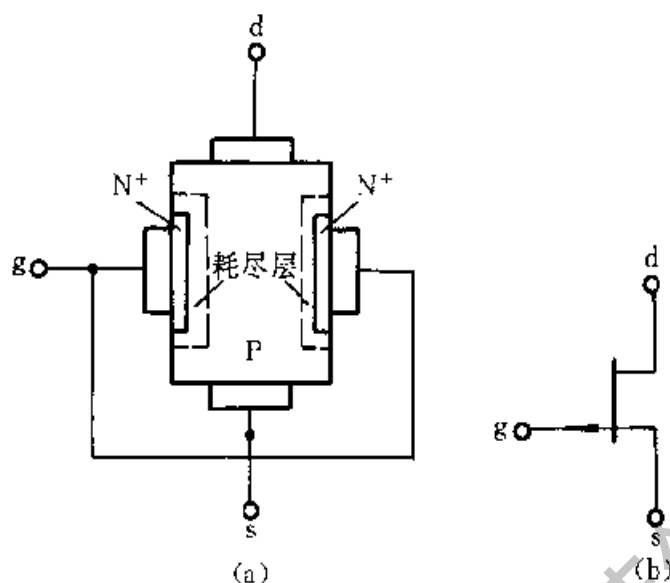


图 4.1.2 P 沟道 JFET

(a) 结构示意图 (b) 代表符号

沟道间的 PN 结反偏，栅极电流 $i_G \approx 0$ ，场效应管呈现高达 $10^7 \Omega$ 以上的输入电阻。在漏极与源极间加一正电压 ($v_{DS} > 0$)，使 N 沟道中的多数载流子（电子）在电场作用下由源极向漏极运动，形成电流 i_D 。 i_D 的大小受 v_{GS} 控制。因此，讨论 JFET 的工作原理就是讨论 v_{GS} 对 i_D 的控制作用和 v_{DS} 对 i_D 的影响。

(1) v_{GS} 对 i_D 的控制作用

为了讨论方便，先假设 $v_{DS} = 0$ 。当 v_{GS} 由零向负值增大时，在反偏电压 v_{GS} 作用下，两个 PN 结的耗尽层（即耗尽区）将加宽，使导电沟道变窄，沟道电阻增大，如图 4.1.3a、b 所示（由于 N 区掺杂浓度小于 P^+ 区， P^+ 区的耗尽层宽度较小，图中只画出了 N 区的耗尽层）。当 $|v_{GS}|$ 进一步增大到某一定值 $|V_P|$ 时，两侧耗尽层将在中间合拢，沟道全部被夹断，如图 4.1.3c 所示。此时漏源极间的电阻将趋于无穷大，相应的栅源电压称为夹断电压 V_P ①。

上述分析表明，改变 v_{GS} 的大小，可以有效地控制沟道电阻的大小。若在漏源极间加上固定的正向电压 v_{DS} ，则由漏极流向源极的电流 i_D 将受 v_{GS} 的控制， $|v_{GS}|$ 增大时，沟道电阻增大， i_D 减小。

(2) v_{DS} 对 i_D 的影响

为简明起见，首先从 $v_{GS} = 0$ 开始讨论。

当 $v_{DS} = 0$ 时，沟道如图 4.1.4a 所示，并有 $i_D = 0$ ，这是容易理解的。但随着 v_{DS} 逐渐增加，一方面沟道电场强度加大，有利于漏极电流 i_D 增加；另一

① 在有些教材中也用 $v_{GS(off)}$ 表示夹断电压。

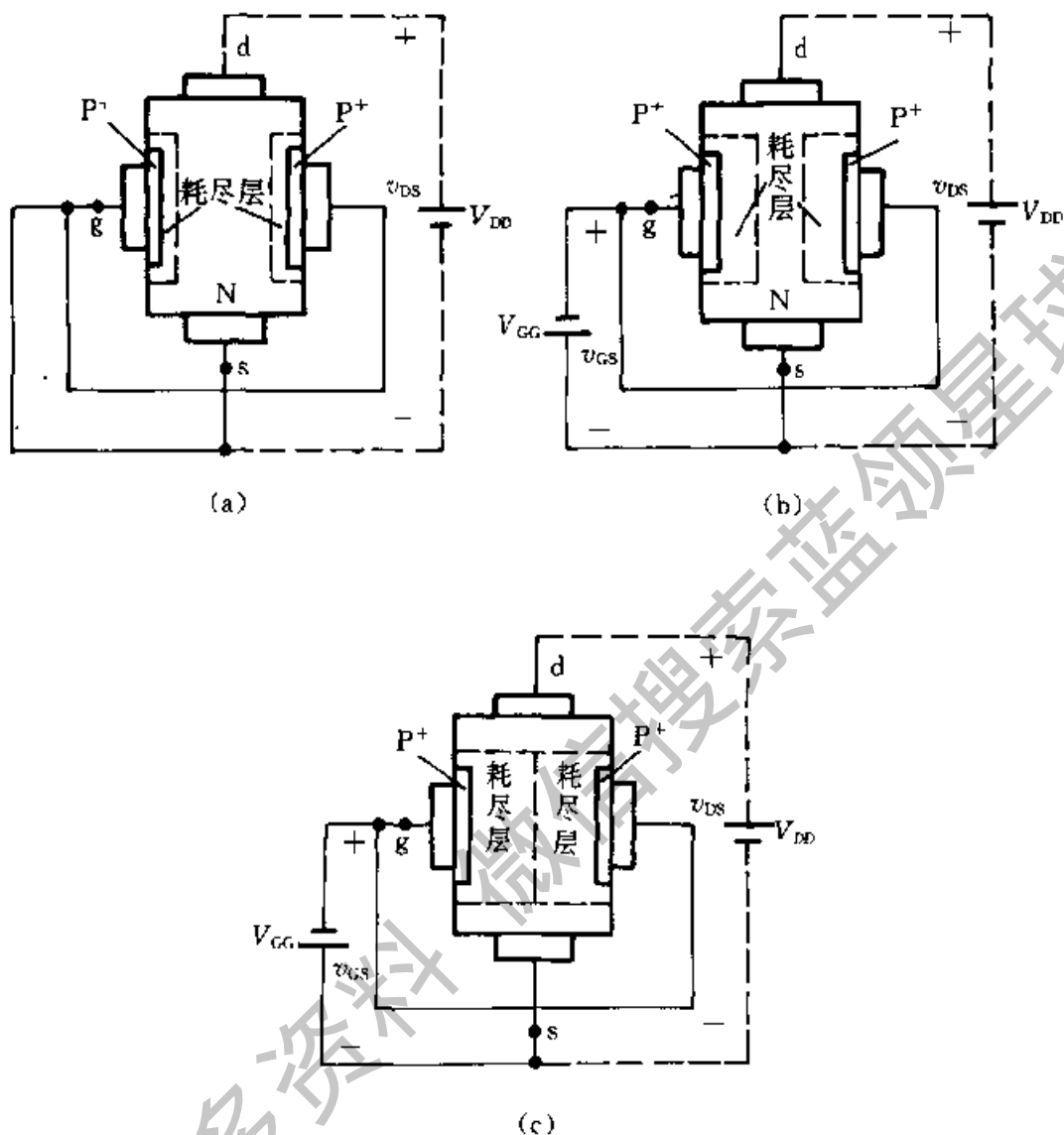


图 4.1.3 $v_{DS}=0$ 时, 栅源电压 v_{GS} 改变对导电沟道的影响

(a) $v_{GS}=0$ (b) $V_P < v_{GS} < 0$ 时 (c) $v_{GS} \leq V_P$ 时

方面, 有了 v_{DS} , 就在由源极经沟道到漏极组成的 N 型半导体区域中, 产生了一个沿沟道的电位梯度。若源极为零电位, 漏极电位为 $+v_{DS}$, 沟道区的电位差则从靠源端的零电位逐渐升高到靠近漏端的 v_{DS} 。由于 N 沟道的电位从源端到漏端是逐渐升高的, 所以在从源端到漏端的不同位置上, 栅极与沟道之间的电位差是不相等的, 离源极愈远, 电位差愈大, 加到该处 PN 结的反向电压也愈大, 耗尽层也愈向 N 型半导体中心扩展, 使靠近漏极处的导电沟道比靠近源极要窄, 导电沟道呈楔形, 如图 4.1.4b 所示。所以从这方面来说, 增加 v_{DS} , 又产生了阻碍漏极电流 i_D 提高的因素。但在 v_{DS} 较小时, 导电沟道靠近漏端区域仍较宽, 这时阻碍的因素是次要的, 故 i_D 随 v_{DS} 升高几乎成正比地

增大, 构成如图 4.1.5a 所示曲线 (图 4.1.5 为 FET 的输出特性, 其定义见 4.1.2 节) 的上升段。

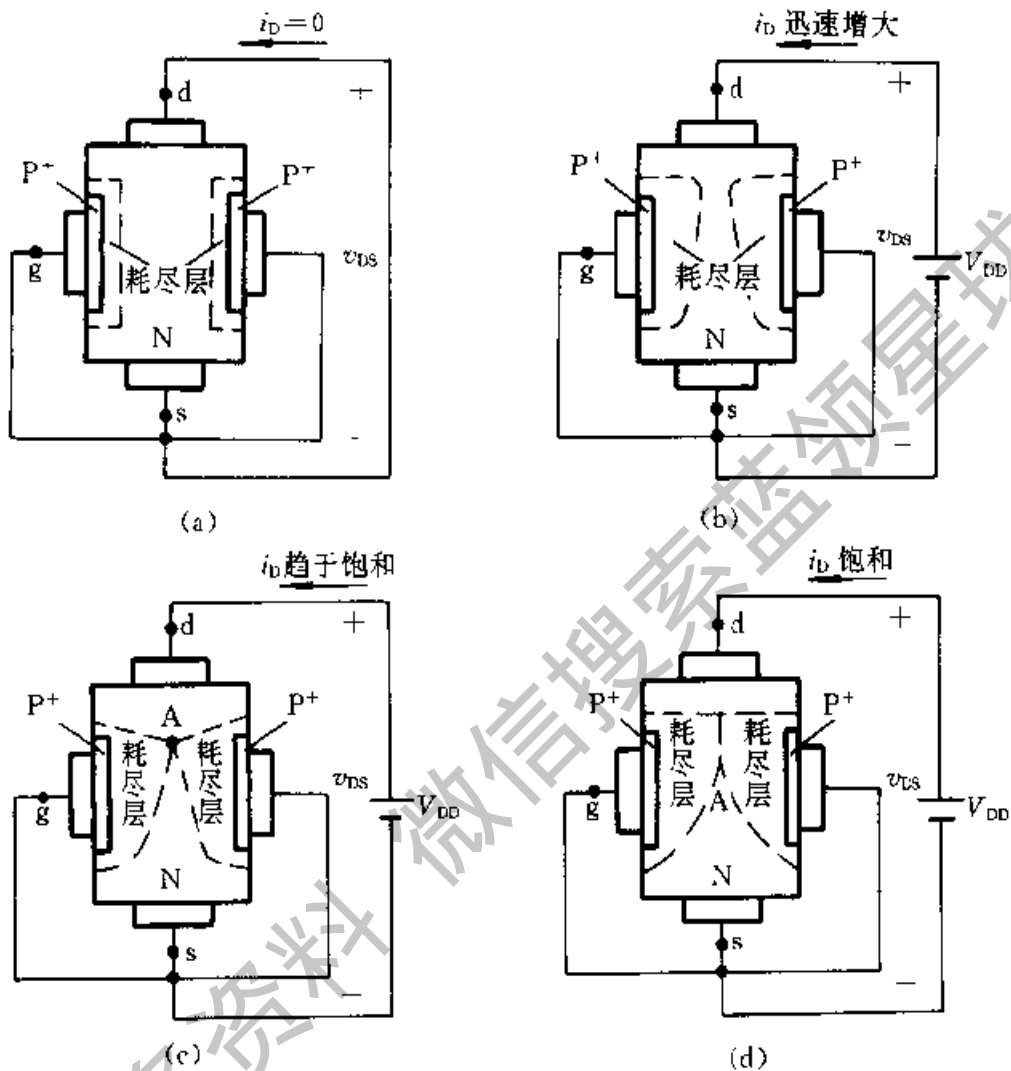


图 4.1.4 改变 v_{DS} 时 JFET 导电沟道的变化

- (a) $v_{GS} = 0, v_{DS} = 0$ 时的情况 (b) $v_{GS} = 0, v_{DS} < |V_P|$ 时的情况
 (c) $v_{GS} = 0, v_{DS} = |V_P|$ 时的情况 (d) $v_{GS} = 0, v_{DS} > |V_P|$ 时的情况

当 v_{DS} 继续增加, 使漏栅间的电位差加大, 靠近漏端电位差最大, 耗尽层也最宽。当两耗尽层在 A 点相遇时 (图 4.1.4c), 称为预夹断, 此时, A 点耗尽层两边的电位差用夹断电压 V_P 来描述。由于 $v_{GS} = 0$, 故有 $v_{GD} = -v_{DS} = V_P$ 。当 $v_{GS} \neq 0$ 时, 在预夹断点 A 处 V_P 与 v_{GS} 、 v_{DS} 之间有如下关系:

$$v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_P \quad (4.1.1)$$

图 4.1.4c 所示的情况, 对应于图 4.1.5a 中 i_D 达到了饱和漏极电流 I_{DSS} , I_{DSS} 下标中的第二个 S 表示栅源极间短路的意思。

沟道一旦在 A 点预夹断后, 随着 v_{DS} 上升, 夹断长度会略有增加, 亦即自

A 点向源极方向延伸。但由于夹断处场强也增大, 仍能将电子拉过夹断区 (实即耗尽层), 形成漏极电流, 这和 NPN 型 BJT 在集电结反偏时仍能把电子拉过耗尽区基本上是相似的。在从源极到夹断处的沟道上, 沟道内电场基本上不随 v_{DS} 改变而变化。所以, i_D 基本上不随 v_{DS} 增加而上升, 漏极电流趋于饱和。

如果 FET 栅极与源极间接一可调负电源, 由于栅源电压愈负, 耗尽层愈宽, 沟道电阻就愈大, 相应的 i_D 就愈小。因此, 改变栅源电压 v_{GS} 可得一族曲线, 如图 4.1.5b 所示。由于每个管子的 V_P 为一定值, 因此, 从式 (4.1.1) 可知, 预夹断点随 v_{GS} 改变而变化, 它在输出特性上的轨迹如图 4.1.5b 中左边虚线所示。

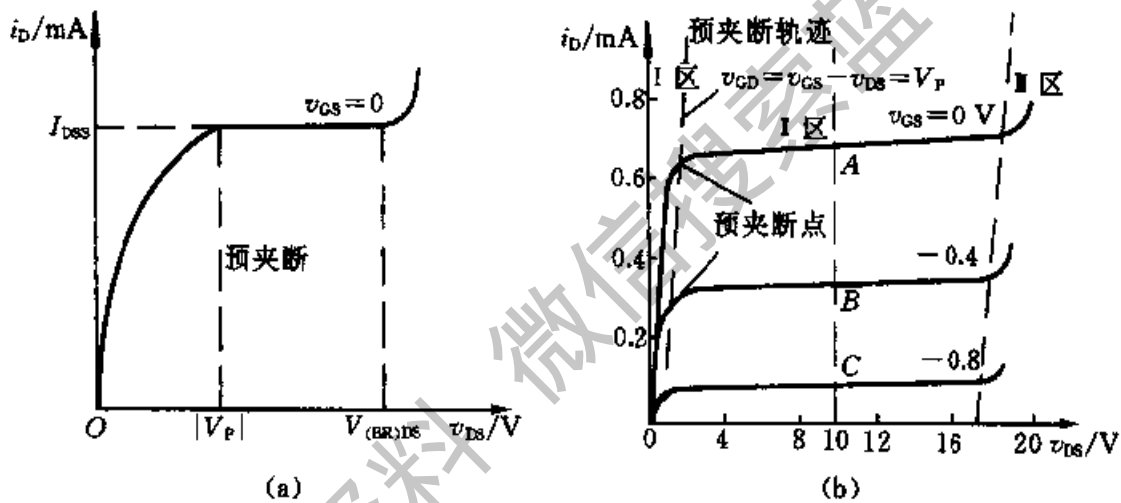


图 4.1.5 N 沟道 JFET 的输出特性

(a) $v_{GS}=0$ 时 (b) 栅源电压 v_{GS} 改变时

综上所述, 可得下述结论:

① JFET 栅极、沟道之间的 PN 结是反向偏置的, 因此, 其 $i_G \approx 0$, 输入电阻很高。

② JFET 是电压控制电流器件, i_D 受 v_{GS} 控制。

③ 预夹断前, i_D 与 v_{DS} 呈近似线性关系; 预夹断后, i_D 趋于饱和。

P 沟道 JFET 工作时, 其电源极性与 N 沟道 JFET 的电源极性相反。

4.1.2 JFET 的特性曲线及参数

1. 输出特性

JFET 的输出特性是指在栅源电压 v_{GS} 一定的情况下, 漏极电流 i_D 与漏源电压 v_{DS} 之间的关系, 即

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS} = \text{常数}}$$

图 4.1.5b 所示为一 N 沟道 JFET 的输出特性。图中，管子的工作情况可分为三个区域，现分别加以讨论。

在 I 区内，栅源电压愈负，输出特性愈倾斜，漏源间的等效电阻愈大。因此，在 I 区中，FET 可看作一个受栅源电压 v_{GS} 控制的可变电阻。故得名为可变电阻区。

I 区称为饱和区或恒流区，其物理过程已如前述。FET 用作放大电路时，一般就工作在这个区域。所以 I 区也称为线性放大区。

II 区的特点是，当 v_{DS} 增至一定的数值（如图 4.1.5a 中的 $V_{(BR)DS}$ ）后，由于加到沟道中耗尽层的电压太高，电场很强，致使栅漏间的 PN 结发生雪崩击穿， i_D 迅速上升，因此 II 区称为击穿区。进入雪崩击穿后，管子不能正常工作，甚至很快烧毁。所以，FET 不允许工作在这个区域。

此外，当 $v_{GS} < V_P$ 时， $i_D = 0$ 称为截止区（图中未画出）。因此，也可认为输出特性有四个区。

2. 转移特性

电流控制器件 BJT 的工作性能，是通过它的输入特性和输出特性及一些参数来反映的。FET 是电压控制器件，它除了用输出特性及一些参数来描述其性能外，由于栅极输入端基本上没有电流，故讨论它的输入特性是没有意义的。所谓转移特性是在一定漏源电压 v_{DS} 下，栅源电压 v_{GS} 对漏极电流 i_D 的控制特性，即

$$i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS} = \text{常数}}$$

由于输出特性与转移特性都是反映 FET 工作的同一物理过程，所以转移特性可以直接从输出特性上用作图法求出。例如，在图 4.1.5b 的输出特性中，作 $v_{DS} = 10\text{ V}$ 的一条垂直线，此垂直线与各条输出特性曲线的交点分别为 A、B 和 C，将 A、B 和 C 各点相应的 i_D 及 v_{GS} 值画在 i_D - v_{GS} 的直角坐标系中，就可得到转移特性 $i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS} = 10\text{ V}}$ ，如图 4.1.6a 所示。

改变 v_{DS} ，可得一族转移特性曲线。图 4.1.6b 所示为一族典型的转移特性曲线。从图 4.1.6b 可看出，当 v_{DS} 大于一定的数值后（在图 4.1.6b 中为 5 V），不同 v_{DS} 的转移特性是很接近的，这是因为在饱和区 i_D 几乎不随 v_{DS} 而变。在放大电路中，FET 一般工作在饱和区，而且 v_{DS} 总有一定数值，这时可认为转移特性重合为一条曲线，使分析得到简化。

实验表明，在 $V_P \leq v_{GS} \leq 0$ 范围内，即在饱和区内， i_D 随 v_{GS} 的增加（负数减少）近似按平方律上升，因而有

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (\text{当 } V_P \leq v_{GS} \leq 0 \text{ 时}) \quad (4.1.2)$$

这样, 只要给出 I_{DSS} 和 V_P 就可以把转移特性中的其他点近似计算出来。

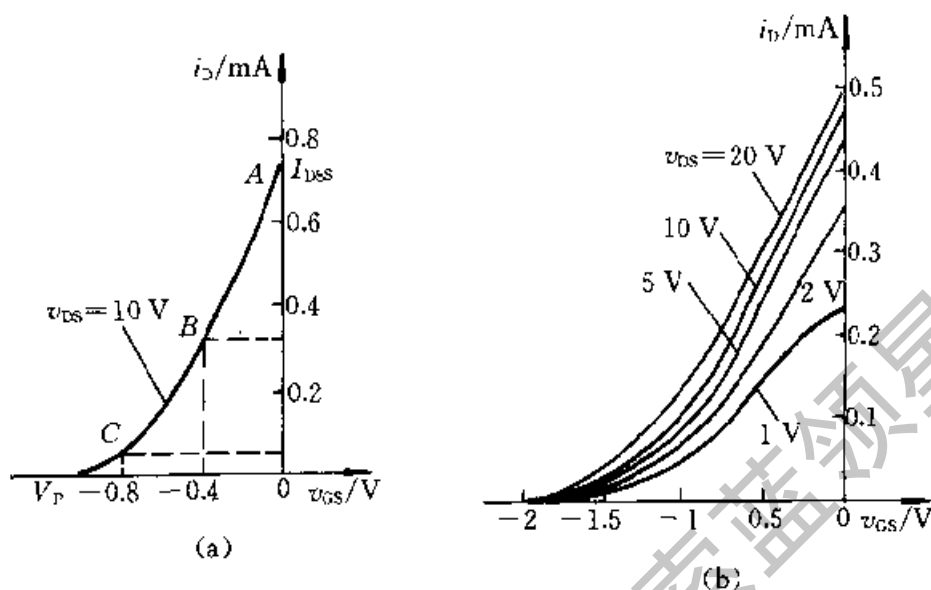


图 4.1.6 N 沟道 JFET 转移特性

(a) 图 4.1.5 的转移特性 (b) 典型的转移特性

3. 主要参数

(1) 夹断电压 V_P

由式 (4.1.1) 和图 4.1.4c 知, 当 $v_{GS} = 0$ 时, $-v_{DS} = V_P$ 。但实际测试时, 通常令 v_{DS} 为某一固定值 (例如 10 V), 使 i_D 等于一个微小的电流 (例如 $50 \mu A$) 时, 栅源之间所加的电压称为夹断电压。从物理意义上来说, 这时相当于图 4.1.4d 中的夹断点延伸到靠近源极, 达到全夹断状态。考虑到靠近源端纵向电位差接近于零, 源端耗尽层两边的电位差可认为是 v_{GS} , 所以此时有 $v_{GS} = V_P$ 。

(2) 饱和漏电流 I_{DSS}

在 $v_{GS} = 0$ 的情况下, 当 $v_{DS} > |V_P|$ 时的漏极电流称为饱和漏电流 I_{DSS} 。通常令 $v_{DS} = 10 V$, $v_{GS} = 0 V$ 时测出的 i_D 就是 I_{DSS} 。在转移特性上, 就是 $v_{GS} = 0$ 时的漏极电流 (见图 4.1.6a)。

对于 JFET 来说, I_{DSS} 也是管子所能输出的最大电流。

(3) 最大漏源电压 $V_{(BR)DS}$

$V_{(BR)DS}$ 是指发生雪崩击穿、 i_D 开始急剧上升时的 v_{DS} 值。由于加到 PN 结上的反向偏压与 v_{GS} 有关, 因此 v_{GS} 愈负, $V_{(BR)DS}$ 越小。

(4) 最大栅源电压 $V_{(BR)GS}$

$V_{(BR)GS}$ 是指输入 PN 结反向电流开始急剧增加时的 v_{GS} 值。

(5) 直流输入电阻 R_{GS}

在漏源之间短路的条件下, 栅源之间加一定电压时的栅源直流电阻就是直流输入电阻 R_{GS} 。

(6) 低频互导 (跨导) g_m

在 v_{DS} 等于常数时, 漏极电流的微变量和引起这个变化的栅源电压的微变量之比称为互导 (也称跨导), 即

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}} \quad (4.1.3)$$

互导反映了栅源电压对漏极电流的控制能力, 它相当于转移特性上工作点的斜率。互导 g_m 是表征 FET 放大能力的一个重要参数, 单位为 mS 或 μ S。 g_m 一般在十分之几至几 mS 的范围内, 特殊的可达 100 mS, 甚至更高。值得注意的是, 互导随管子的工作点不同而变, 它是 JFET 小信号建模的重要参数之一。

如果手头没有 FET 的特性曲线, 则可利用式 (4.1.2) 和式 (4.1.3) 近似估算 g_m 值, 即

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{d \left[I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2 \right]}{dv_{GS}} \\ &= - \frac{2I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)}{V_P} \quad (\text{当 } V_P \leq v_{GS} \leq 0 \text{ 时}) \end{aligned} \quad (4.1.4)$$

(7) 输出电阻 r_d

$$r_d = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{v_{GS}} \quad (4.1.5)$$

输出电阻 r_d 说明了 v_{DS} 对 i_D 的影响, 是输出特性某一点上切线斜率的倒数。在饱和区 (即线性放大区), i_D 随 v_{DS} 改变很小, 因此 r_d 的数值很大, 一般在几十千欧到几百千欧之间。

(8) 最大耗散功率 P_{DM}

JFET 的耗散功率等于 v_{DS} 和 i_D 的乘积, 即 $P_{DM} = v_{DS} i_D$, 这些耗散在管子中的功率将变为热能, 使管子的温度升高。为了限制它的温度不要升得太高, 就要限制它的耗散功率不能超过最大数值 P_{DM} 。显然, P_{DM} 受管子最高工作温度的限制。

除了以上参数外, JFET 还有噪声系数、高频参数、极间电容等其他参数。JFET 的噪声系数很小, 可达 1.5 dB 以下。表 4.1.1 列出了几种典型的 N 沟道 JFET 的主要参数。

表 4.1.1 场效应管主要参数^①

| 参数名称 | 零栅压漏极电流 | 夹断电压或共源小信号开自电压 | 极间电容 | 低频噪声 | 最大漏源电压 | 最大漏源电压 | 最大栅源电压 | 最大耗散功率 | 储藏温度 | 最大漏源电流 | 备注 |
|--------------------------------|-----------|----------------|----------------------|-----------------------|----------|----------|-------------------|------------------|--------------|------------|--|
| 参数符号 | I_{DSS} | V_P 或 V_I | C_{gs} C_{gd} | F | V_{DS} | V_{DG} | V_{GS} | P_{DM} | T_s | I_{DM} | |
| 单位 | mA | V | pF | dB | V | V | V | mW | °C | mA | |
| CS4868 (2N4868) | 1~3 | -1~-3 | <25 <5 | <1 | 40 | 40 | -40 | 300 | -55~ +175 | | JFET, 用作低噪声音频和亚音频放大 |
| CS4393 (2N4393) | 0~30 | -0.3~-3 | <14 <3.5 | | 40 | 40 | -40 | 380~ 1 800 | -65~ +200 | 30 | N 沟道 JFET, 作模拟开关、斩波用 |
| CS146 (3DI9) | 18 | -7 | <2.8 <0.9 | | 20 | 20 | 20 | 100 | -55~ +175 | | N 沟道 JFET, 在 400 MHz 以下的高输入阻抗电路中作高频放大用 |
| DZ302 | 50~250 | -5 | | $V_n < 2nV/\sqrt{Hz}$ | 20 | 20 | 20 | 200 | -55~ +175 | | N 沟道 JFET, 弱信号低噪声前置放大和视频信号处理 |
| CS187 (3N187) | 5~30 | -0.5~-4 | 4~8.5 <0.03 | 4.5 | 20 | 20 | ± 6.5 ~ 12 | 330 | -65~ +175 | 50 | N 沟道耗尽型双栅 MOS 管, 用作高放、中放和混频用 |
| CS430 (U430) CS431(U431) | 12~60 | -1~-6 | <5 <2.5 | $10nV/\sqrt{Hz}$ | 25 | | 25 | 一边 300 两边 500 | -65~ +200 | | 硅 N 沟道 JFET 配对管, 用于差放和平衡混频用 |
| 3C01 | | -2~-6 | | | 20 | 20 | 20 | 100 | -55~ +175 | 15 | P 沟道增强型 MOS 管 |
| CX591 | 20~120 | -5 | | <2.2 | 6 | 6 | 6 | 50 | -55~ +175 | 20~ 120 | 砷化镓微波低噪声 FET, 用作低噪声放大、振荡和混频等 |
| CX621 | >35 | <-15 | | | 8 | 8 | 8 | 500 | -55~ +175 | >35 | 砷化镓微波 FET, 用作前置放大、振荡和混频 |

① 参阅 王长福、陈金生主编。国内外小功率晶体管实用手册。北京：电子工业出版社，1993

复习思考题

- 4.1.1 为什么 JFET 的输入电阻比 BJT 高得多?
- 4.1.2 JFET 的栅极与沟道间的 PN 结在一般作为放大器件工作时,能用正向偏置吗? BJT 的发射结呢?
- 4.1.3 图 4.1.7 所示符号各表示哪种沟道的 JFET? 其箭头方向代表什么?
- 4.1.4 由图 4.1.8 所示输出特性曲线,你能分别判断它们各代表何种器件吗? 如是 JFET 管,请说明它属于何种沟道?

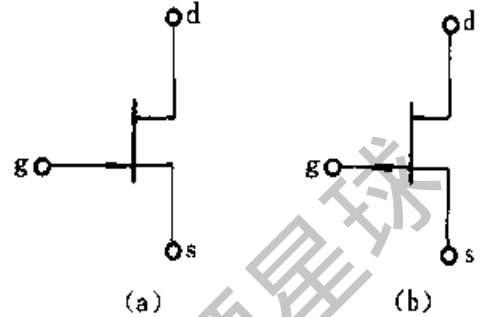


图 4.1.7

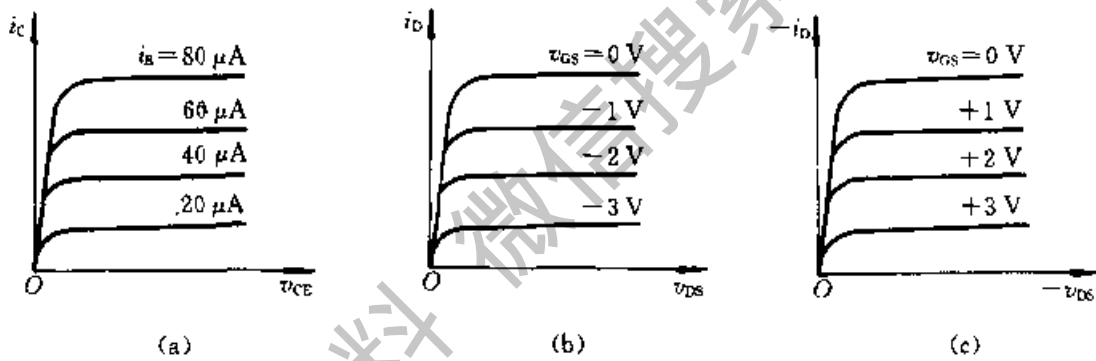


图 4.1.8

- 4.1.5 试分别画出 N 沟道和 P 沟道 JFET 的输出特性和转移特性示意图,并在特性曲线中标出 v_D 、 v_{DS} 、 v_{GS} 、 I_{DSS} 和 V_P 等参数,说明 v_{DS} 、 v_{GS} 和 V_P 在两种沟道 JFET 中的极性。
- 4.1.6 在低噪声电路的设计中,试说明为什么选用 JFET 而不用 BJT?

* 4.2 砷化镓金属-半导体场效应管

砷化镓 (GaAs) 是由化学元素周期表中 III 族元素镓和 V 族元素砷二者组成的单晶化合物,因此,它又叫做 III-V 化合物,是一种新型半导体材料。它的特性与周期表中 IV 族元素硅类似,但重要的差别之一是, GaAs 的电子迁移率比硅约大 5~10 倍。用 GaAs 制造有源器件时,具有比硅器件快得多的转换速度(例如在截止、饱和导通间变化)。高速砷化镓三极管正被用于微波电路、高频放大和高速数字逻辑电路中。

一种由砷化镓制造的 N 沟道 FET 叫做金属-半导体场效应管 (MESFET^①), 它具有高速特性等优点, 应用广泛。N 沟道 MESFET 的物理结构和电路符号分别如图 4.2.1a、b 所示^②。图 a 表明, 在 GaAs 衬底上面形成 N 沟道, 然后在 N 沟道两端利用光刻、扩散等工艺掺杂成高浓度 N⁺ 区, 分别组成漏极 d 和源极 s。当 MESFET 的栅区金属 (例如铝) 与 N 沟道表面接触, 将在金属-半导体接触处形成肖特基势垒区, 它和硅 JFET 中栅极、沟道间的 PN 结相似。MESFET 的肖特基势垒区也要求外加反偏电压, v_{GS} 愈负, 肖特基势垒区愈宽, N 沟道有效截面积愈小, 因此, 漏极电流 i_D 将随 v_{GS} 变化。这样, MESFET 的输出特性与硅 JFET 相似, 属于耗尽型器件, 有一夹断电压 V_P 。

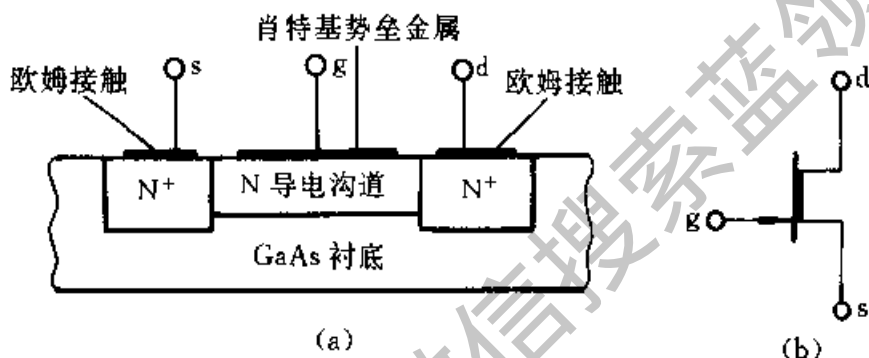


图 4.2.1 N 沟道砷化镓金属-半导体场效应管

(a) 物理结构 (b) 电路符号

由于砷化镓的电导率很低, 用作衬底时对相邻器件能起良好的隔离作用。为了减少管子的开关时间, 通常 MESFET 的导电沟道做得短, 这样由于 v_{DS} 产生的沟道长度调制效应就变得明显^③, 即使在恒流区 i_D 也随 v_{DS} 而变, 这是与硅 JFET 不同之一。具体地说, MESFET 遵守下列等式的关系:

截止区 ($v_{GS} < V_P$)

$$i_D = 0 \quad (4.2.1)$$

可变电阻区 ($v_{DS} < v_{GS} - V_P$)

$$i_D = K[2(v_{GS} - V_P)v_{DS} - v_{DS}^2](1 + \lambda v_{DS}) \quad (4.2.2)$$

恒流区 ($v_{DS} \geq v_{GS} - V_P$)

$$i_D = K(v_{GS} - V_P)^2(1 + \lambda v_{DS}) \quad (4.2.3)$$

其中常数 λ 叫做沟道长度调制参数, 通常在 $(0.05 \sim 0.2) V^{-1}$ 范围, N 沟道

① 此系 Metal-Semiconductor Field-Effect Transistor 的缩写。

② P 沟道 MESFET, 因为空穴迁移率很低, 不具有 N 沟道器件的高速特性, 几乎不用。

③ 见参考文献 [2]

MESFET 器件 V_P 的典型值是 (0.5 ~ 2.5) V。常数 K 的单位为 mA/V^2 。

例 4.2.1 —N 沟道 MESFET 的参数 $K=0.1\text{mA}/\text{V}^2$, $V_P=-1\text{V}$, $\lambda=0.1\text{V}^{-1}$, 试画出 MESFET 的输出特性 (在 $-1\text{V}<v_{GS}<0$ 范围内以 0.2V 间隔递增, 在画出输出特性时, 首先忽略, 然后考虑沟道长度调制效应)。

解: 用附录的 PSPICE 程序分析, 可得所需曲线如图 4.2.2 所示。虚线和实线分别表示 $\lambda=0$ 和 $\lambda=0.1\text{V}^{-1}$ 的情况。

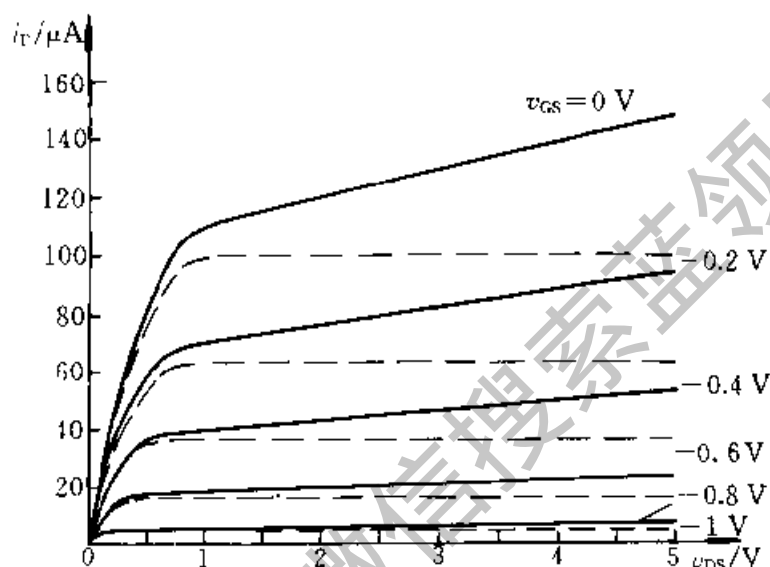


图 4.2.2 例 4.2.1 的输出特性

例 4.2.2 —N 沟道 MESFET 具有参数 $K=0.1\text{mA}/\text{V}^2$ 和 $V_P=-1\text{V}$, 当 $v_{GS}=-0.4\text{V}$ 、 $v_{DS}=4\text{V}$ 时, 器件工作在恒流区, 试计算在 $\lambda=0$ 和 $\lambda=0.1\text{V}^{-1}$ 时的漏极电流 i_D 。

解: 在 $\lambda=0$ 时, 漏极电流为

$$i_D = K(v_{GS} - V_P)^2 = (0.1\text{mA}/\text{V}^2)[-0.4\text{V} - (-1\text{V})]^2 = 36\mu\text{A}$$

当 $\lambda=0.1\text{V}^{-1}$ 时, 漏极电流为

$$\begin{aligned} i_D &= K(v_{GS} - V_P)^2(1 + \lambda v_{DS}) \\ &= (0.1\text{mA}/\text{V}^2)[-0.4\text{V} - (-1\text{V})]^2[1 + (0.1\text{V}^{-1})(4\text{V})] \\ &= 50.4\mu\text{A} \end{aligned}$$

由于考虑了沟道长度调制效应, 在 $v_{DS}=4\text{V}$ 时 i_D 增加约 $14\mu\text{A}$ 。

复习思考题

4.2.1 N 沟道 MESFET 的工作频率为什么远高于硅 JFET 的工作频率?

4.2.2 为什么砷化镓 P 沟道 MESFET 几乎不用? N 沟道 MESFET 的转移特性和输

出特性与硅 N 沟道 JFET 是否相似?

4.3 金属-氧化物-半导体场效应管

JFET 的直流输入电阻虽然一般可达 $10^6 \sim 10^9 \Omega$, 由于这个电阻从本质上来说是 PN 结的反向电阻, PN 结反向偏置时总会有一些反向电流存在, 这就限制了输入电阻的进一步提高。与 JFET 不同, MOSFET 是利用半导体表面的电场效应进行工作的, 也称为表面场效应器件。由于它的栅极处于不导电(绝缘)状态, 所以输入电阻可大为提高, 最高可达 $10^{15} \Omega$ 。

MOSFET 简称 MOS 管, 它也有 N 沟道和 P 沟道两类, 其中每一类又可分为增强型和耗尽型两种。所谓耗尽型就是当 $v_{GS}=0$ 时, 存在导电沟道, $i_D \neq 0$ (显然前面讨论的 JFET 就是属于耗尽型); 所谓增强型就是 $v_{GS}=0$ 时, 没有导电沟道, 即 $i_D=0$ 。例如, N 沟道增强型, 只有当 $v_{GS}>0$ 时才有可能开始有 i_D 。P 沟道和 N 沟道 MOS 管的工作原理相似, 本节首先讨论 N 沟道增强型 MOSFET, 然后指出耗尽型管的特点。

4.3.1 N 沟道增强型 MOSFET

1. 结构

N 沟道增强型 MOSFET 的结构和代表符号如图 4.3.1 a、b 所示。它以一块掺杂浓度较低, 电阻率较高的 P 型硅半导体薄片作为衬底, 利用扩散的方法在 P 型硅中形成两个高掺杂的 N^+ 区。然后在 P 型硅表面生长一层很薄的二氧化硅绝缘层, 并在二氧化硅的表面及 N^+ 型区的表面上分别安置三个铝电极——栅极 g、源极 s 和漏极 d, 就成了 N 沟道 MOS 管。

由于栅极与源极、漏极均无电接触, 故称绝缘栅极。图 4.3.1b、c 是 N 沟道 FET 的符号。箭头方向表示由 P (衬底) 指向 N (沟道)。对于 P 沟道 MOSFET, 其箭头方向与上述相反。

2. 工作原理

前已指出, JFET 是利用 PN 结反向电压对耗尽层厚度的控制, 来改变导电沟道的宽窄, 从而控制漏极电流的大小。而 MOSFET 则是利用栅源电压的大小, 来改变半导体表面感生电荷的多少, 从而控制漏极电流的大小。

实现这种控制作用可以有多种方式, 现在从 N 沟道增强型开始讨论。

在图 4.3.2a 中, 当栅源短接 (即栅源电压 $v_{GS}=0$) 时, 源区 (N^+ 型)、衬底 (P 型) 和漏区 (N^+ 型) 就形成两个背靠背的 PN 结, 不管 v_{DS} 的极性如何, 其中总有一个 PN 结是反偏的。如果源极 s 与衬底相连接电源 V_{DD} 负极, 漏极接电源正极时, 漏极和衬底间的 PN 结是反偏的, 此时漏源之间的电阻很大,

没有形成导电沟道，基本上没有电流流过， $i_D=0$ 。

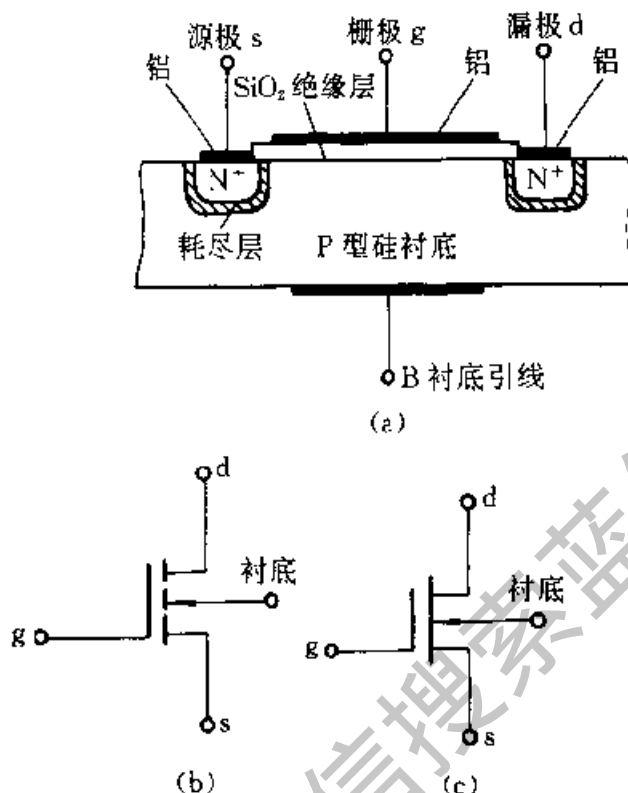


图 4.3.1 N 沟道 MOSFET

(a) 纵剖面图 (b) N 沟道增强型符号 (c) N 沟道耗尽型符号

如图 4.3.2b 所示，若在栅源之间加上正向电压（栅极接正，源极接负），则栅极（铝层）和 P 型硅片相当于以二氧化硅为介质的平板电容器，在正的栅源电压作用下，介质中便产生了一个垂直于半导体表面的由栅极指向 P 型衬底的电场（由于绝缘层很薄，即使只有几伏的栅源电压 v_{GS} ，也可产生高达 $10^5 \sim 10^6$ V/cm 数量级的强电场），这个电场是排斥空穴而吸引电子的，因此，使栅极附近的 P 型衬底中的空穴被排斥，留下不能移动的受主离子（负离子），形成耗尽层，同时 P 型衬底中的少数电子被吸引到衬底表面。当正的栅源电压到达一定数值时，这些电子在栅极附近的 P 型硅表面便形成了一个 N 型薄层，通常把这个在 P 型硅表面形成的 N 型薄层称为反型层，这个反型层实际上就组成了源极和漏极间的 N 型导电沟道。由于它是栅源正电压感应产生的，所以也称感生沟道（见图 4.3.2b）。显然，栅源电压 v_{GS} 正得愈多，则作用于半导体表面的电场就愈强，吸引到 P 型硅表面的电子就愈多，感生沟道（反型层）将愈厚，沟道电阻将愈小。这种在 $v_{GS}=0$ 时没有导电沟道，而必须依靠栅源电压的作用，才形成感生沟道的 FET 称为增强型 FET。图 4.3.1b 中的断开线即反映了增强型的特点。

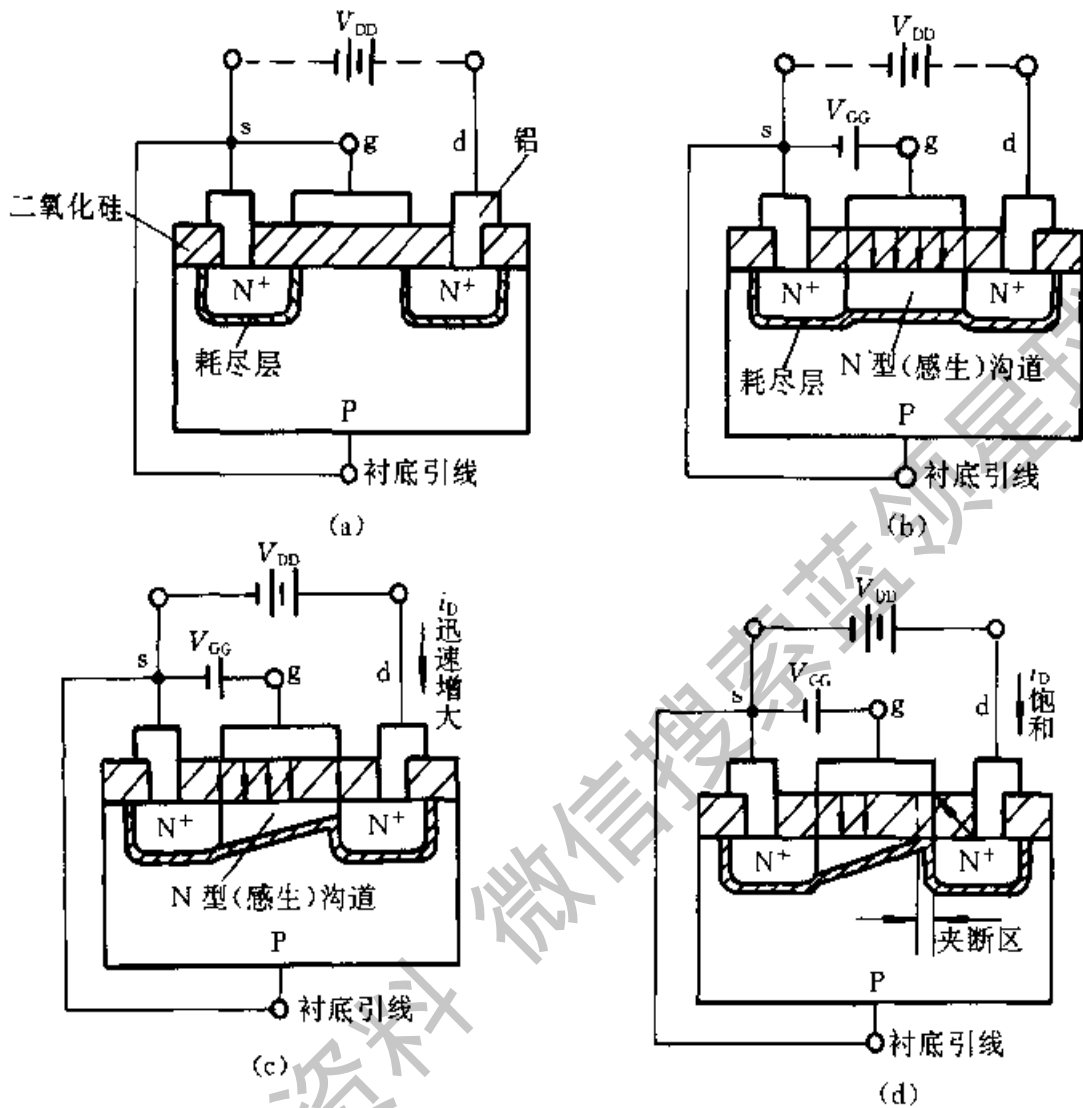


图 4.3.2 N 沟道增强型 MOSFET 的基本工作原理示意图

- (a) $v_{GS}=0$ 时, 没有导电沟道 (b) $v_{GS}>V_T$ 时, 出现 N 型沟道
 (c) v_{DS} 较小时, i_D 迅速增大 (d) v_{DS} 较大出现夹断时, i_D 趋于饱和

一旦出现了感生沟道, 原来被 P 型衬底隔开的两个 N^+ 型区 (源区和漏区) 就被感生沟道连在一起了。因此, 在正的漏极电源 V_{DD} 作用下, 将有漏极电流 i_D 产生。一般把在漏源电压作用下开始导电时的栅源电压叫做开启电压 V_T ^①。

当 $v_{GS} \geq V_T$, 如图 4.3.2c 所示, 外加较小的 v_{DS} 时, 漏极电流 i_D 将随 v_{DS} 上升迅速增大, 但由于沟道存在电位梯度, 因此沟道厚度是不均匀的; 靠近源端厚, 靠近漏端薄。当 v_{DS} 增大到一定数值 (例如 $v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_T$), 靠

① 开启电压 V_T 的下标 T 为英文 Threshold 一词的字头。

近漏端被夹断, v_{DS} 继续增加, 将形成一夹断区 (如图 4.3.2d 所示)。和 JFET 相类似, 沟道被夹断后, v_{DS} 上升, i_D 趋于饱和。

3. 特性曲线

N 沟道增强型 MOSFET 的输出特性如图 4.3.3a 所示, 图 4.3.3b 是它的转移特性。

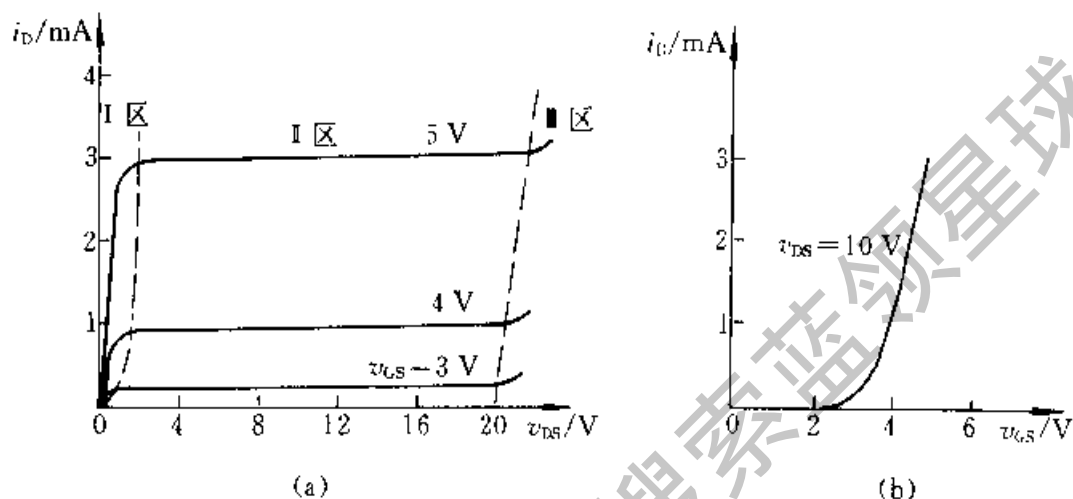


图 4.3.3 N 沟道增强型 MOSFET 特性曲线

(a) 输出特性 (b) 转移特性

与 JFET 一样, 图 4.3.3a 所示输出特性, 同样可分为三个不同的区域 (可变电阻区、恒流区和击穿区)。

在恒流区内, N 沟道增强型 MOSFET 的 i_D 可近似地表示为

$$i_D = I_{D0} \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 \quad (v_{GS} > V_T) \quad (4.3.1)$$

式中 I_{D0} 是 $v_{GS} = 2V_T$ 时的 i_D 值。

4. 参数

MOSFET 的参数与 JFET 基本相同。需要注意的是, 在增强型管子中不用夹断电压 V_P , 而用开启电压 V_T 表征管子的特性, 表 4.1.1 中列出了 MOSFET 的主要参数。

4.3.2 N 沟道耗尽型 MOSFET

前而讨论 N 沟道 MOSFET 时, 都是以增强型为例, N 沟道耗尽型 MOSFET 的结构与增强型基本相同。由前面讨论知道, 对于 N 沟道增强型 FET, 必须在 $v_{GS} > V_T$ 的情况下从源极到漏极才有导电沟道, 但 N 沟道耗尽型 MOSFET 则不同。这种管子在制造时, 由于二氧化硅绝缘层中掺有大量的正离子, 即使在 $v_{GS} = 0$ 时, 由于正离子的作用, 也和增强型接入正栅源电压并

使 $v_{GS} > V_T$ 时相似，能在源区 (N^+ 层) 和漏区 (N^+ 层) 的中间 P 型衬底上感应出较多的负电荷 (电子)，形成 N 型沟道，将源区和漏区连通起来，如图 4.3.4 所示。因此在栅源电压为零时，在正的 v_{DS} 作用下，也有较大的漏极电流 i_D 由漏极流向源极。如果所加的栅源电压 v_{GS} 为负，则使沟道中感应的负电荷减少，从而使漏极电流减小，这是与 JFET 相类似的，所以称它为耗尽型。

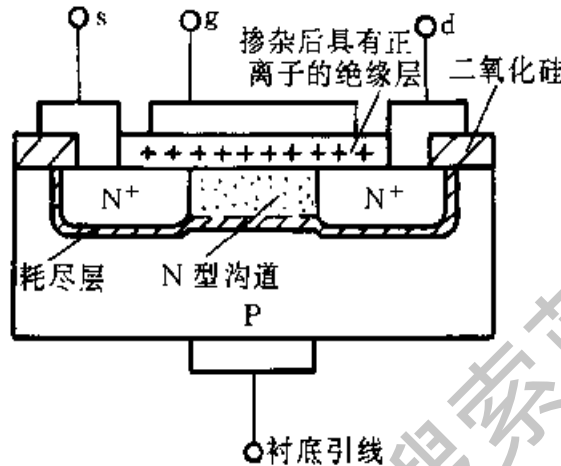


图 4.3.4 N 沟道耗尽型 MOSFET，由于绝缘层具有正离子形成的 N 型导电沟道

所不同的是，N 沟道 JFET，当 $v_{GS} > 0$ 时，将使 PN 结处于正向偏置而产生较大的栅流，破坏了它对漏极电流 i_D 的控制作用。但是 N 沟道耗尽型 MOSFET 在 $v_{GS} > 0$ 时，由于绝缘层的存在，并不会产生 PN 结的正向电流，而是在沟道中感应出更多的负电荷。在 v_{DS} 作用下， i_D 将具有更大的数值。这种 N 沟道耗尽型 MOSFET 可以在正或负的栅源电压下工作，而且基本上无栅流，这是耗尽型 MOSFET 的一个重要特点。

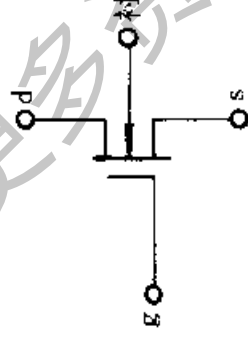
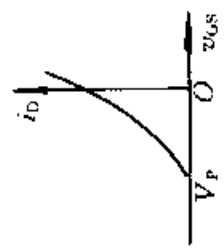
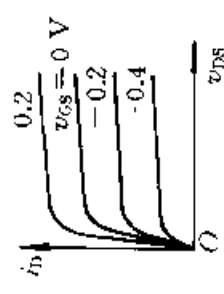
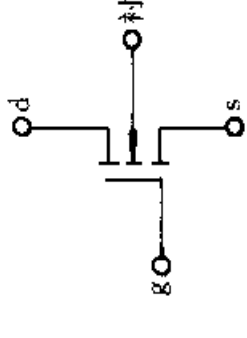
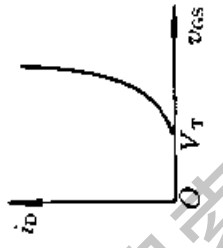
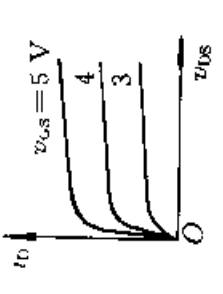
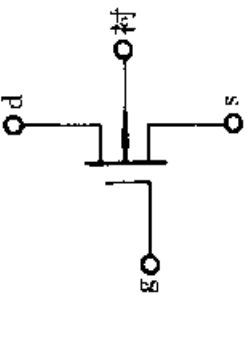
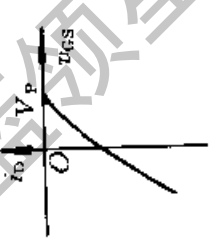
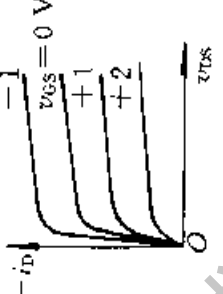
4.3.3 各种 FET 的特性比较及使用注意事项

1. 各种 FET 的特性比较

上面以 N 沟道 MOSFET 为例，讨论了它的工作原理、特性及参数。这些分析也基本上适用于 P 沟道 MOSFET，但由于后者工作的载流子是空穴，故衬底材料及各电极电源极性都要改变。为帮助读者学习，将各类 FET 的特性列于表 4.3.1 中。

值得指出的是，MOS 器件的发展是很迅速的。目前在分立器件方面，MOS 管已进入高功率应用，在集成运放 (含 BiMOS 运放) 及其他模拟集成电路中，MOS 电路也有很大发展。MOS 器件更主要的是应用在数字 (大规模和超大规模) 集成电路方面，有关这方面的内容将在本书数字部分进行讨论。

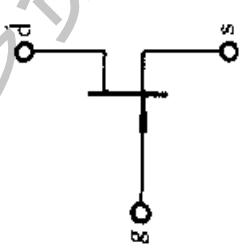
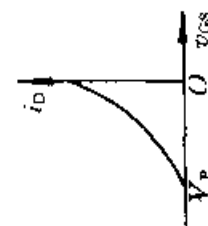

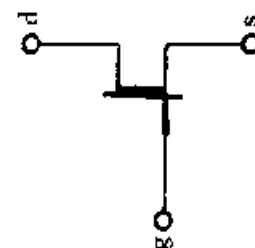
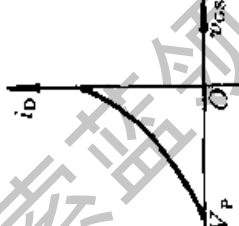
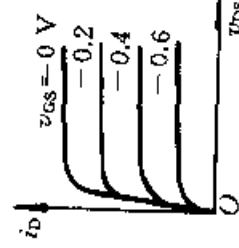
表 4.3.1 各种场效应管的特性比较

| 结构种类 | 工作方式 | 符号 | 电压极性 | | 转移特性 $i_D \sim f(v_{GS})$ | 输出特性 $i_D = f(v_{DS})$ |
|----------------|------|---|---------------|----------|---|---|
| | | | V_P 或 V_T | V_{DS} | | |
| N 沟道 MOSFET | 耗尽型 |  | (-) | (+) |  |  |
| | 增强型 |  | (+) | (+) |  |  |
| P 沟道 MOSFET | 耗尽型 |  | (+) | (-) |  |  |

续表

| 结构种类 | 工作方式 | 符号 号 | 电压极性 | | 转移特性 $i_D = f(v_{GS})$ | 输出特性 $i_D = f(v_{DS})$ |
|----------------|------|---------|---------------|----------|---------------------------|---------------------------|
| | | | V_P 或 V_T | V_{DS} | | |
| P 沟道 MOSFET | 增强型 | | $(-)$ | $(-)$ | | |
| P 沟道 JFET | 耗尽型 | | $(+)$ | $(-)$ | | |

续表

| 结构种类 | 工作方式 | 符号 | 电压极性 | | 转移特性 $i_D = f(v_{GS})$ | 输出特性 $i_D = f(v_{DS})$ |
|------------------------|------|--|---------------|----------|--|--|
| | | | V_P 或 V_T | V_{DS} | | |
| N 沟道 JFET | 耗尽型 |  | (-) | (+) |  |  |
| N 沟道 GaAs MESFET | 耗尽型 |  | (-) | (+) |  |  |

注： i_D 的假定正向为流进漏极。

2. 使用注意事项

(1) 在 MOS 管中, 有的产品将衬底引出 (这种管子有四个管脚) 可让使用者视电路的需要任意连接。一般来说, 应视 P 沟道、N 沟道而异, P 衬底接低电位, N 衬底接高电位。但在某些特殊的电路中, 当源极的电位很高或很低时, 为了减轻源衬间电压对管子导电性能的影响, 可将源极与衬底连在一起。

(2) FET (包括结型和 MOS 型) 通常制成漏极与源极可以互换, 而其 $V-I$ 特性没有明显的变化。但有些产品出厂时已将源极与衬底连在一起, 这时源极与漏极不能对调, 使用时必须注意。

(3) JFET 的栅源电压不能接反, 但可以在开路状态下保存。而 MOSFET 不使用时, 由于它的输入电阻非常高, 须将各电极短路, 以免外电场作用而使管子损坏。

(4) 焊接时, 电烙铁必须有外接地线, 以屏蔽交流电场, 防止损坏管子, 特别是焊接 MOSFET 时, 最好断电后再焊接。

复习思考题

4.3.1 为什么 MOSFET 的输入电阻比 JFET 还高?

4.3.2 同为耗尽型的 MOSFET (有 N 沟道和 P 沟道), 与 JFET 相比, 其结构工艺有什么特点?

4.3.3 试画出 N 沟道、P 沟道增强型 MOSFET 的代表符号。

4.3.4 JFET 与耗尽型 MOSFET 同属于耗尽型, 为什么 JFET 的 v_{GS} 只能有一种极性, 而耗尽型 MOSFET 的 v_{GS} 可以有两种极性?

4.3.5 FET 有许多类型, 它们的输出特性及转移特性各不相同, 试总结出判断 FET 类型及电压极性的规律。

4.4 场效应管放大电路

4.4.1 FET 的直流偏置电路及静态分析

1. 直流偏置电路

由 FET 组成放大电路和 BJT 一样, 要建立合适的 Q 点。所不同的是, FET 是电压控制器件, 因此它需要有合适的栅极电压。通常偏置的形式有两种, 现以 N 沟道耗尽型 JFET 为例说明如下:

(1) 自偏压电路

和 BJT 的射极偏置电路相似, 通常在源极接入源极电阻 R , 就可组成如

图 4.4.1a 所示的自偏压电路。考虑到耗尽型 FET 即使在 $v_{GS}=0$ 时, 也有漏源电流流过 R , 而栅极是经电阻 R_g 接地的, 所以在静态时栅源之间将有负栅压 $V_{GS}=-I_D R$ 。图中电容 C 对 R 起旁路作用, 称为源极旁路电容。

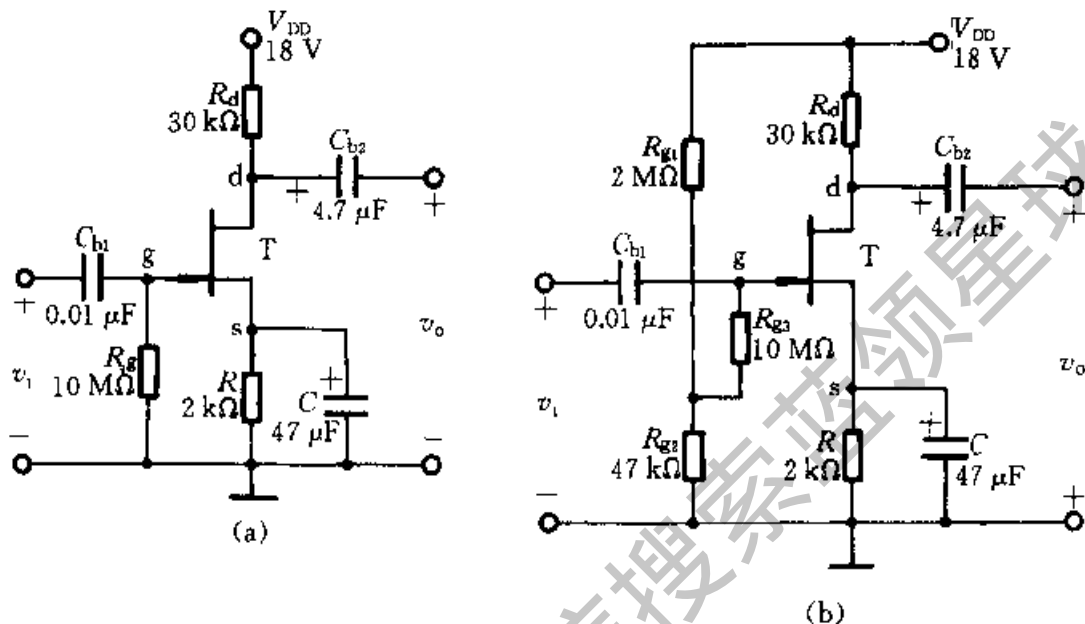


图 4.4.1 FET 的偏压电路

(a) 自偏压电路 (b) 分压式自偏压电路

增强型 FET 只有栅源电压先达到某个开启电压 V_T 时才有漏极电流 I_D , 因此这类管子不能用于图 4.4.1a 所示自偏压电路。

(2) 分压器式自偏压电路

虽然自偏压电路比较简单, 但当静态工作点决定后, V_{GS} 和 I_D 就确定了, 因而 R 选择的范围很小。分压器式自偏压电路是在图 4.4.1a 的基础上加接分压电阻后组成的, 如图 4.4.1b 所示。漏极电源 V_{DD} 经分压电阻 R_{g1} 和 R_{g2} 分压后, 通过 R_{g3} 供给栅极电压 $V_G = R_{g2} V_{DD} / (R_{g1} + R_{g2})$, 同时漏极电流在源极电阻 R 上也产生压降 $V_S = I_D R$, 因此, 静态时加在 FET 上的栅源电压为

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R = - \left(I_D R - \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} \right)$$

这种偏压电路的另一特点是适用于增强型管电路。

2. 静态工作点的确定

对 FET 放大电路的静态分析可以采用图解法或用公式计算, 图解的原理和 BJT 相似。下面讨论用公式进行计算以确定 Q 点。由式 (4.1.2) 有

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2$$

又因为对于图 4.4.1a 和 b 的电路分别有

$$v_{GS} = -i_D R \quad (4.4.1)$$

和

$$v_{GS} = -\left(i_D R - \frac{R_{g2} V_{DD}}{R_{g1} + R_{g2}}\right) \quad (4.4.2)$$

故确定 Q 点时, 对图 4.4.1a, 可联立求解式 (4.1.2) 和式 (4.4.1); 对图 4.4.1b, 可联立求解式 (4.1.2) 和式 (4.4.2)。

例 4.4.1 电路参数如图 4.4.1b 所示, $R_{g1} = 2 \text{ M}\Omega$, $R_{g2} = 47 \text{ k}\Omega$, $R_d = 30 \text{ k}\Omega$, $R = 2 \text{ k}\Omega$, $V_{DD} = 18 \text{ V}$, FET 的 $V_P = -1 \text{ V}$, $I_{DSS} = 0.5 \text{ mA}$, 试确定 Q 点。

解: 根据式 (4.1.2) 和式 (4.4.2) 有

$$\begin{cases} i_D = 0.5 \text{ mA} \left(1 + \frac{v_{GS}}{1}\right)^2 \\ v_{GS} = \left[\frac{47 \times 18}{(2000 + 47)} - 2i_D\right] \text{ V} \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} i_D = 0.5 \text{ mA} (1 + v_{GS})^2 \\ v_{GS} = (0.4 - 2i_D) \text{ V} \end{cases}$$

将上式中 v_{GS} 的表达式代入 i_D 的表达式, 得

$$i_D = 0.5 \text{ mA} (1 + 0.4 - 2i_D)^2$$

解出 $i_D = (0.95 \pm 0.64) \text{ mA}$, 而 $I_{DSS} = 0.5 \text{ mA}$, i_D 不应大于 I_{DSS} , 所以 $i_D = I_{DQ} = 0.31 \text{ mA}$, $v_{GS} = V_{GSQ} = 0.4 - 2i_D = -0.22 \text{ V}$, $v_{DS} = V_{DSQ} = V_{DD} - I_D(R_d + R) = 8.1 \text{ V}$ 。

如果管子的输出特性和电路参数已知, 则可用图解法进行分析。

4.4.2 FET 放大电路的小信号模型分析法

如果输入信号很小, FET 工作在线性放大区 (即输出特性中的恒流区) 时, 和 BJT 一样, 可用小信号模型来分析。

1. FET 的小信号模型

在 4.1 节已讨论了 FET 的互导 g_m 和输出电阻 r_d 。FET 还可用第三个小信号参数 μ 来描述, μ 称为电压放大系数, 它和 g_m 、 r_d 有如下关系:

$$\mu = g_m r_d \quad (4.4.3)$$

据此和 g_m 、 r_d 的定义 [见式 (4.1.3) 和 (4.1.5)], 可导出

$$\mu = -\frac{\partial v_{DS}}{\partial v_{GS}} \Big|_{I_D} \approx \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta v_{GS}} \Big|_{I_D} = -\frac{v_{ds}}{v_{gs}} \Big|_{I_D} \quad (4.4.4)$$

μ 是一个无量纲的数, 同样可在特性曲线上求出。

① 见本书第二版上册 3.3.2 节。

如果用 $g_m \dot{V}_{gs}$ 表示电压 \dot{V}_{gs} 控制的电流源，用 r_d 表示电流源电阻，则和 BJT 相似，作为双口有源器件的 FET（图 4.4.2a），也可导出其小信号模型，如图 4.4.2b 所示^①。图中，输入电阻 r_{gs} 是栅源间的电阻，由于 FET 为电压控制器件，其值极大。

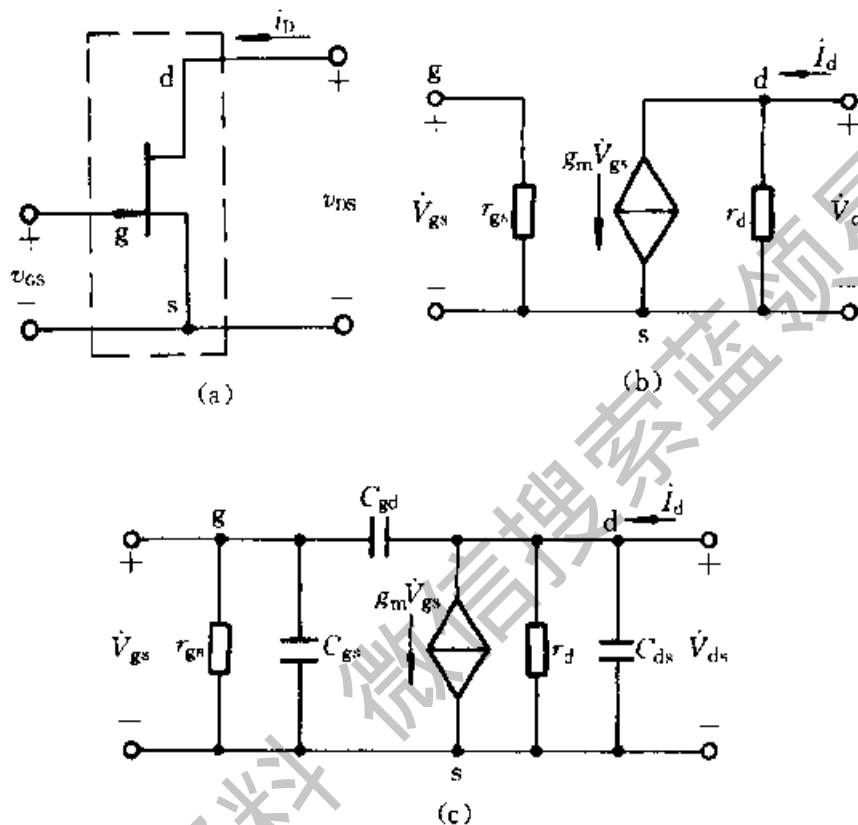


图 4.4.2 FET 的小信号模型

(a) FET 在共源接法时的双口网络 (b) 低频模型 (c) 高频模型

当 FET 用在高频或脉冲电路时，极间电容的影响不能忽略，这时 FET 需用高频模型（图 4.4.2c）来表示。

2. 应用小信号模型法分析 FET 放大电路

现在应用小信号模型来分析如图 4.4.3a 所示的共源电路。分析步骤和 BJT 电路相同。

图 4.4.3a 所示电路的中频小信号模型如图 4.4.3b 所示，图中 r_d 通常在几百千欧的数量级，一般负载电阻比 r_d 小很多，故此时可以认为 r_d 开路。

(1) 中频电压增益

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} R = \dot{V}_{gs} (1 + g_m R)$$

^① 见本书第二版上册 3.3.2 节。

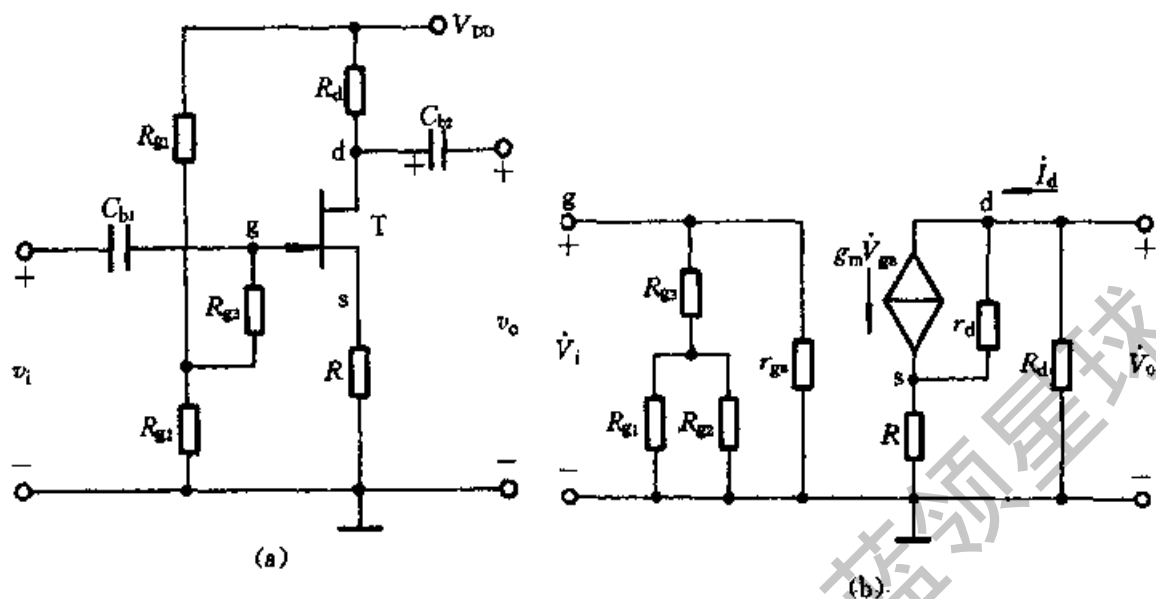


图 4.4.3 共源电路及其小信号等效电路

(a) 电路图 (b) 小信号等效电路

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -g_m \dot{V}_{gs} R_d \\ \dot{A}_{vm} &= \frac{g_m R_d}{1 + g_m R} \end{aligned} \quad (4.4.5)$$

式 (4.4.5) 中的负号表示 \dot{V}_o 与 \dot{V}_i 反相, 共源电路属倒相电压放大电路。

(2) 输入电阻

$$\begin{aligned} R_i &= r_{gs} \parallel [R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})] \\ \text{通常} \quad r_{gs} &\gg [R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})] \\ \text{故} \quad R_i &\approx R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2}) \end{aligned} \quad (4.4.6)$$

(3) 输出电阻

$$R_o \approx R_d \quad (4.4.7)$$

例 4.4.2 典型的共漏电路——源极输出器如图 4.4.4a 所示, 试求其中频电压增益 \dot{A}_{vm} 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: 图 4.4.4a 的中频小信号等效电路如图 4.4.4b 所示。

(1) 中频电压增益

由图 4.4.4b 可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= g_m \dot{V}_{gs} (R \parallel R_L) \\ \dot{V}_{gs} &= \dot{V}_i - \dot{V}_o \\ \dot{V}_o &= g_m (\dot{V}_i - \dot{V}_o) (R \parallel R_L) \end{aligned}$$

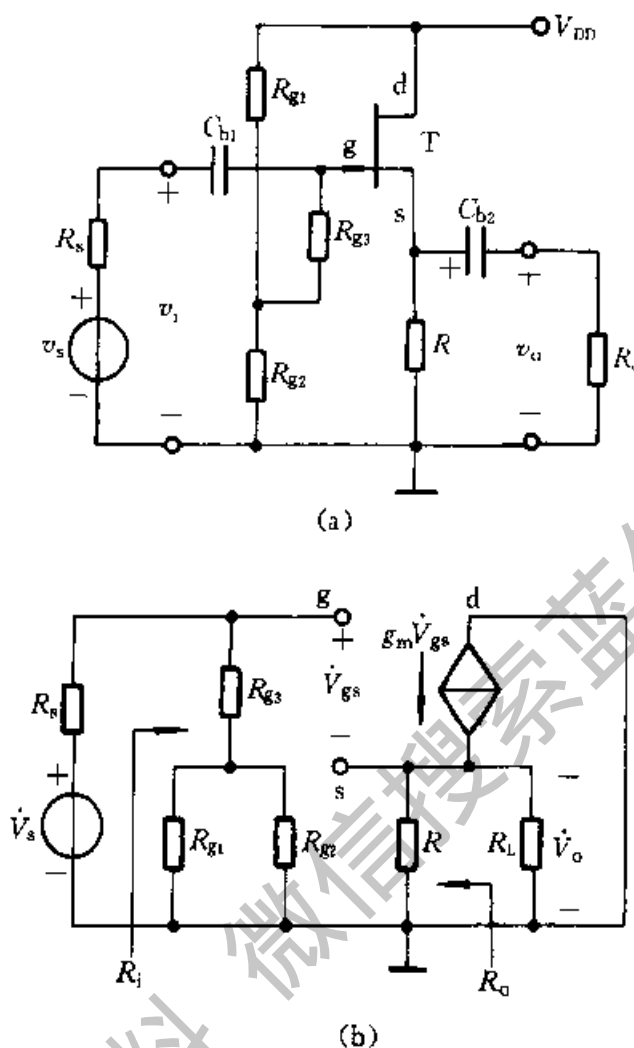


图 4.4.4 共漏极电路及其小信号等效电路

(a) 电路图 (b) 小信号等效电路

由此得

$$\dot{A}_{vm} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{g_m(R \parallel R_L)}{1 + g_m(R \parallel R_L)} \quad (4.4.8)$$

可见, 当 $g_m(R \parallel R_L) \gg 1$ 时, $\dot{A}_{vm} \approx 1$, 共漏极电路属电压跟随器。和射极输出器的 \dot{A}_v [式 (3.5.3)] 相比, 可知 FET 的 g_m 相当于 BJT 的 $(1 + \beta) / r_{be} \approx \beta / r_{be}$ 。

(2) 输入电阻

$$R_i \approx R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2}) \quad (4.4.9)$$

(3) 输出电阻

令 $\dot{V}_s = 0$, 保留其内阻 R_s , 将 R_L 开路, 在输出端加一测试电压 V_T , 由此可画出求共漏电路输出电阻 R_o 的电路, 如图 4.4.5 所示。由图有

$$\dot{I}_T = \dot{I}_R - g_m \dot{V}_{gs} = \frac{\dot{V}_T}{R} - g_m \dot{V}_{gs}$$

而

$$\dot{V}_{rs} = -\dot{V}_T$$

于是

$$\dot{I}_T = \dot{V}_T \left(\frac{1}{R} + g_m \right)$$

故

$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = \frac{1}{\frac{1}{R} + g_m} = R \parallel \frac{1}{g_m} \quad (4.4.10)$$

即共漏电路的输出电阻 R_o 等于源极电阻 R 和跨导的倒数 $1/g_m$ 相并联, 所以输出电阻 R_o 较小。

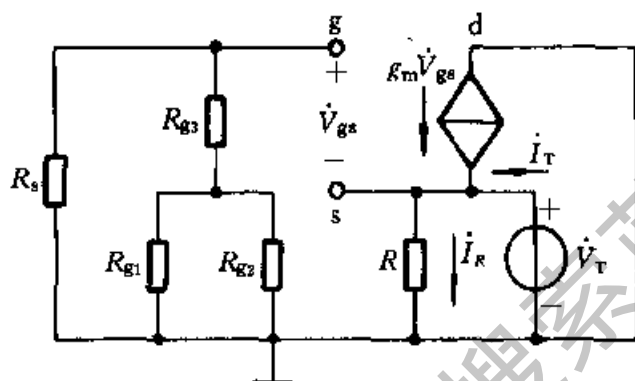


图 4.4.5 例 4.4.2 求 R_o 的电路

3. 三种基本放大电路的性能比较

前面分析了共源极电路和共漏极电路, 与 BJT 的共基极电路对应的, FET 放大电路也有共栅极电路。为了便于读者学习, 现将 FET 的三种基本放大电路的性能列于表 4.4.1, 以资比较。

最后还应指出, FET 放大电路中的 FET 都工作于输出特性的线性放大区。如果使其工作于可变电阻区, 那么 FET 可用作压控可变电阻。这时对应于一定的栅源电压 v_{GS} , 则 FET 的漏源之间呈现相应的电阻

$$r = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_D}$$

当 v_{GS} 发生变化, 输出特性的斜率就改变, 因此管子呈现的电阻也就跟着发生变化。

关于 FET 用作可变电阻等的详细讨论, 读者可参阅有关文献。

复习思考题

4.4.1 FET 的输入回路可视为开路。在输出回路中, 漏极电流 i_D 是 v_{GS} 和 v_{DS} 的函数, 即 $i_D = f(v_{DS}, v_{GS})$ 。电压放大系数 $\mu = \frac{\partial v_{DS}}{\partial v_{GS}} \Big|_{i_D = I_D}$, 试根据输出电阻 r_d 、低频跨导 g_m 的定

表 4.4.1 FET 三种基本放大电路的比较

| 电路形式 | 共源极电路 | 共漏极电路(源极输出器) | 共栅极电路* |
|--------------------------------|--|---|--|
| 电压增益 \dot{A}_v (未考虑极间电容时) | $\dot{A}_v = -g_m(R_d \parallel r_d) \approx -g_m R_d$ (当 $r_d \gg R_d$ 时) | $\dot{A}_v = \frac{g_m R}{1 + g_m R + \frac{R}{r_d}} \approx \frac{g_m R}{1 + g_m R}$ | $\dot{A}_v \approx \left(g_m + \frac{1}{r_d} \right) R_d \approx g_m R_d$ (当 $r_d \gg R_d$ 时) |
| 输入电阻 R_i | R_g^* | R_g^* | $\frac{1}{g_m} \parallel R$ |
| 输入电容 C_i | $C_{gs} + (1 - \dot{A}_v)C_{dg}$ | $C_{gs} + C_{gs}(1 - \dot{A}_v)$ | C_{gs} |
| 输出电阻 R_o | $R_d \parallel r_d$ | $\frac{1}{g_m} \parallel R$ | $R_d \parallel r_d [1 + g_m(R_s \parallel R)]$ (R_s 为信号源内阻) |
| 特点 | 1. 电压增益大 2. 输入电压与输出电压反相 3. 输入电阻高, 输入电容大 4. 输出电阻主要由负载电阻 R_d 决定 | 1. 电压增益小于 1, 但接近 1 2. 输入输出电压同相 3. 输入电阻高而输入电容小 4. 输出电阻小, 可作阻抗变换用 | 1. 电压增益大 2. 输入输出电压同相 3. 输入电阻小, 输入电容小 4. 输出电阻大 |

* $R_g = R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})$

* * 共栅接法因栅极与沟道之间的高阻未发挥作用, 故少用。

义, 由 $i_D = f(v_{GS}, v_{DS})$ 导出 $\mu = g_m r_d$ 。

4.4.2 设图 4.4.3b 中的 r_d 不可忽略, 试导出考虑 r_d 时的共源极电路中频电压增益 \dot{A}_{v_m} 的表达式。

4.4.3 为什么 FET 放大电路输入端的耦合电容 C_b 一般比 BJT 放大电路中相应的电容小得多?

4.4.4 射极输出器的输出电阻 R_o 和 BJT 的 r_{be} 、 β 、发射极电阻 R_e 及信号源内阻 R_s 有关, $R_o = R_e \parallel \frac{r_{be} + R_s \parallel R_b}{1 + \beta}$ 。而源极输出器的输出电阻 $R_o = ?$ 此时 R_o 中没有包含信号源内阻, 何故?

4.5 各种放大器件电路性能比较

第 3 章已经讨论, BJT 有三个电极, 它在放大电路中可有三种组态, 即共射极 (CE)、共集电极 (CC) 和共基极 (CB)^①。与之对应的 JFET、MESFET、MOSFET 也有三种组态, 即共源极 (CS)、共漏极 (CD) 和共栅极 (CG)。但依据输出量与输入量关系的特征, 这三种器件的六种组态又可归纳为三种通用的组态, 即反相电压放大器 (含 CE、CS)、电压跟随器 (含 CC、CD) 和电流跟随器 (含 CB、CG)。现将它们的一般电路示意图、主要特征及用途列于表 4.5.1 中。

在电子电路设计中, 首先根据技术要求选组态, 然后进一步确定器件, 最后设计电路。下面以 BJT 和 FET 的组合电路为例说明这一设计思路。

例 4.5.1 试设计一放大电路, 要求其噪声低, 能与具有高内阻的信号源匹配, 且有较高的上限频率 (>1 MHz)。(1) 确定电路方案; (2) 选用放大器件和电路元件参数; (3) 导出其中频区源电压增益 $\dot{A}_{v_{SM}}$ 、 R_i 和 R_o 的表达式; (4) 算出电路的上限截止频率。

解: (1) 确定电路方案

JFET 噪声低, 而由它构成的倒相电压放大电路具有电压增益较高和输入电阻高的特点, 因此第一级选用 JFET 共源电路; 为消除密勒效应, 第二级选用 BJT 电流跟随器。整个电路为共源-共基串接组态, 如图 4.5.1 所示。

(2) 选用放大器件和电路元件参数

在图 4.5.1 中, T_1 选用 JFET CS146, 其工作点上的参数为: $g_{m1} = 18 \text{ ms}$, $C_{gs} = 2.5 \text{ pF}$, $C_{gd} = 0.9 \text{ pF}$; T_2 选用 BJT 3DG4, 其工作点上的参数为: $\beta = 100$, $r_{be1} = 50 \Omega$, $r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_{bc} = 80 \text{ pF}$, $C_{bc} = 5 \text{ pF}$ 。其他电路元件参数如图中

^① 此处的 CE、CC 和 CB 中符号 C 系 Common 的字头, E、C、B 分别表示发射极、集电极和基极, 余类推。

表 4.5.1 各种放大器件电路性能比较

| | 反相电压放大器 | 电压跟随器 | 电流跟随器 | 备注 |
|-------------|--|--|---|-------------------------------|
| 通用组态电路示意图 | | | | |
| 组态命名依据的主要特征 | \dot{V}_o 不仅与 \dot{V}_i 反相, 而且一般 $ \dot{A}_{v_m} \gg 1$ | $\dot{V}_o \approx \dot{V}_i, \dot{A}_{v_m} \approx 1$ | $i_o \approx i_i$ 对于 BJT 有 $i_o \approx i_e$ 对于 FET 有 $i_o \approx i_s$ | 其他特点见 表 3.5.1 和 表 4.4.1 |
| 典型电路 | 共射极电路 共源极电路 | 共集电极电路 共漏极电路 | 共基极电路 共栅极电路 | |
| 用途 | 电压增益高, 输入电阻和输入电容均较大, 适用于多级放大电路中 | 输入电阻高, 输出电阻低, 可作阻抗变换, 用于输入级或缓冲级 | 输入电阻小, 输入电容小, 适用于高频、宽带电路 | |

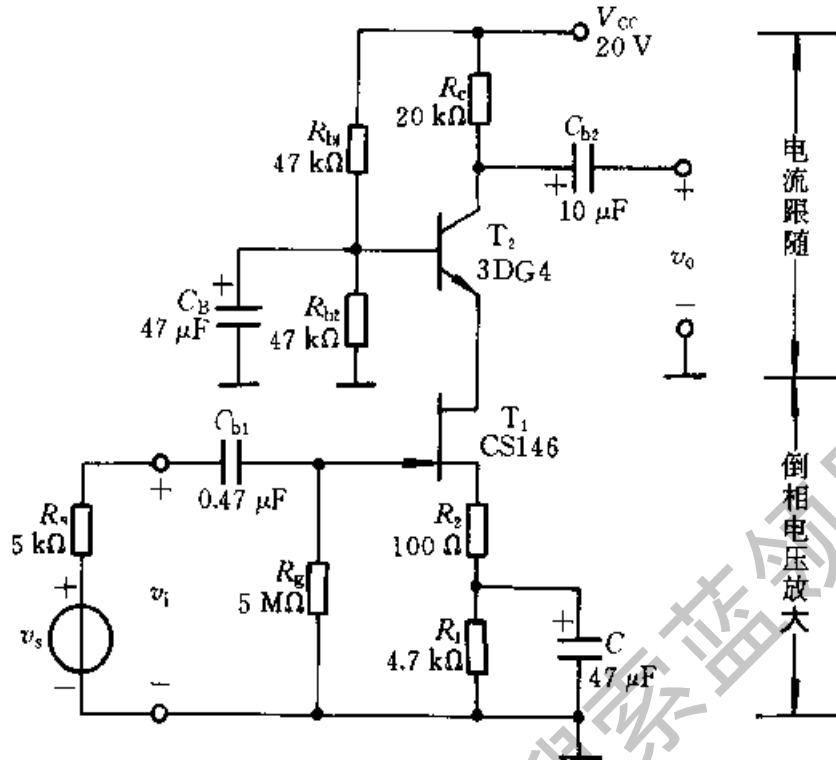


图 4.5.1 例 4.5.1 电路

所示。

(3) 求 A_{vsm} 、 R_i 和 R_o 。

图 4.5.1 的中频小信号模型如图 4.5.2 所示。由此图可得

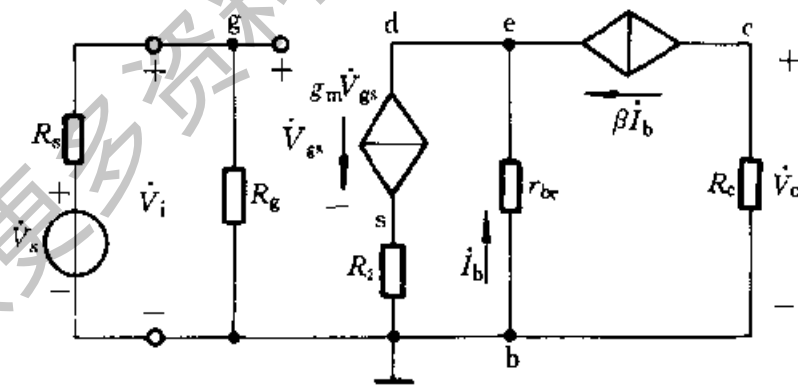


图 4.5.2 图 4.5.1 的中频小信号等效电路

$$\begin{aligned}\dot{V}_i &= \dot{V}_{gs} + g_{m1} \dot{V}_{gs} R_2 \\ g_{m1} \dot{V}_{gs} &= \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b \approx \beta \dot{I}_b\end{aligned}$$

这刚好说明第二级为电流跟随器。因此有

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R_c \approx -g_{m1} \dot{V}_{gs} R_c$$

故

$$\dot{A}_{VM} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{g_{m1}\dot{V}_{gs}R_c}{\dot{V}_{gs} + g_{m1}\dot{V}_{gs}R_2} = \frac{-g_{m1}R_c}{1 + g_{m1}R_2}$$

考虑到 $R_g \gg R_s$, 即有

$$\dot{A}_{vsm} \approx \dot{A}_{VM} = \frac{-g_{m1}R_c}{1 + g_{m1}R_2}$$

显然, 由上式可看出, 由于第二级为电流跟随器, 整个电路的中频区源电压增益近似等于共源电路的电压增益, 但因不存在密勒效应, 致使上限频率得以提高。

电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 分别为

$$R_i \approx R_g$$

$$R_o \approx R_c$$

(4) 求上限频率 f_H

图 4.5.1 所示电路的高频小信号等效电路如图 4.5.3a 所示。

由于 R_2 很小, 因此 C_{gs} 对输入电路的作用, 可近似看成 C_{gs} 与 R_g 并联, 而 $R_g \gg R_s$, 可看成开路。

其次, 在很宽的频带范围内 \dot{I}_b 比 \dot{I}_c 和 \dot{I}_e 小得多, $r_{bb'}$ 的数值也不大, 因此 b' 点的对地电压 $\dot{V}_{b'} = \dot{I}_b r_{bb'}$ 可以忽略, 即认为 b' 点是直接地的。这样就得到了图 4.5.3b 所示简化小信号等效电路。由图 b 有

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= \dot{V}_{b'e} \left(\frac{1}{r_{b'e}} + g_{m2} + j\omega C_{b'e} \right) \\ &= \dot{V}_{b'e} \left(\frac{1}{(1+\beta)r_e} + \frac{1}{r_e} + j\omega C_{b'e} \right) \\ &\approx \dot{V}_{b'e} \left(\frac{1}{r_e} + j\omega C_{b'e} \right) \end{aligned}$$

由 BJT 发射极端看进去的输入导纳为

$$\frac{\dot{I}_e}{\dot{V}_{b'e}} = \frac{1}{r_e} + j\omega C_{b'e}$$

于是得到图 4.5.3c 的简化高频小信号等效电路。

考虑到 $r_e = r_{b'e}/(1+\beta) \approx 10 \Omega$, 将 C_{gd} 折算到输入回路为

$$C_M = \left(1 + \frac{g_{m1}r_e}{1 + g_{m1}R_c} \right) C_{gd} \approx C_{gd}$$

这说明密勒效应的确已消除。因此, 输入回路的电容 $C_1 = C_{gs} + C_M = C_{gs} + C_{gd}$, 可得进一步简化的高频小信号等效电路, 如图 d 所示。由图 d 可知, 其高频段电压增益具有三阶低通特性的形式:

$$\dot{A}_{vH} = \frac{\dot{A}_{vsm}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}} \right)}$$

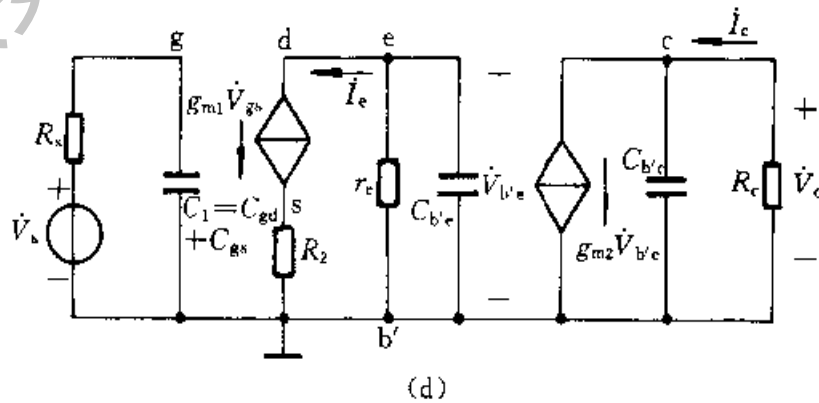
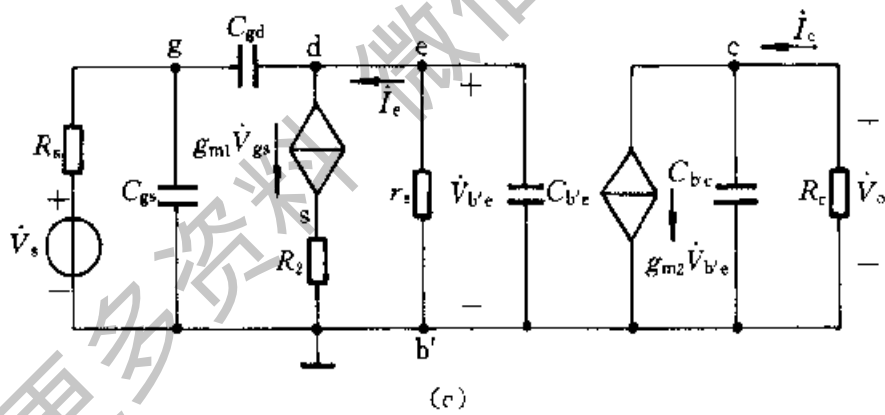
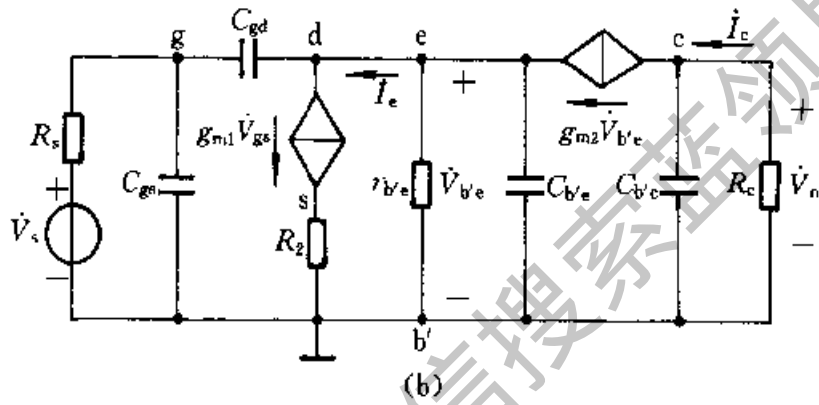
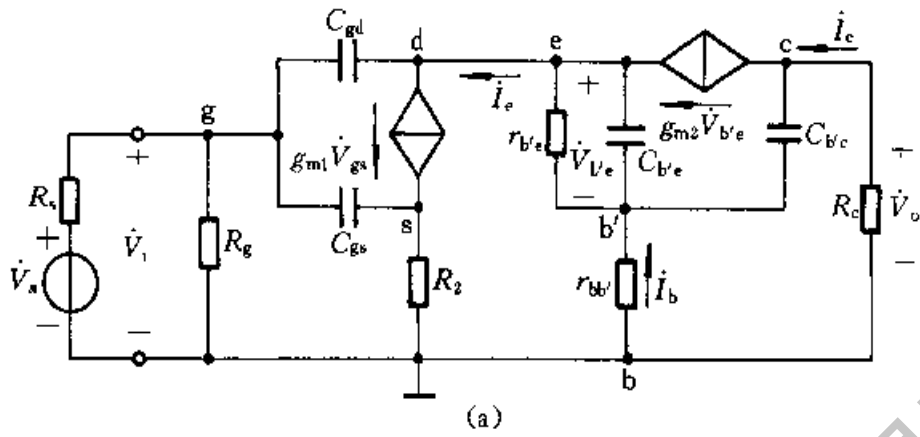


图 4.5.3 例 4.5.1 电路的高频小信号等效电路

(a) 高频小信号等效电路 (b)、(c)、(d) 简化的高频小信号等效电路

其中

$$\dot{A}_{v_{sM}} = -\frac{g_{m1}R_c}{1+g_{m1}R_2}$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_s C_1}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_2 \parallel r_e)C_{b'e}}$$

$$f_{H3} = \frac{1}{2\pi R_c C_{b'c}}$$

根据给定参数可算出

$$\dot{A}_{v_{sM}} = -\frac{g_{m1}R_c}{1+g_{m1}R_2} = -\frac{18 \times 20}{1+18 \times 0.1} \approx -128.6$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_s C_1} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^3 \Omega \times 3.4 \times 10^{-12} \text{ F}} \approx 9.4 \times 10^6 \text{ Hz} = 9.4 \text{ MHz}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_2 \parallel r_e)C_{b'e}} \approx \frac{1}{2\pi r_e C_{b'e}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 10 \Omega \times 80 \times 10^{-12} \text{ F}} \approx 1989.4 \times 10^6 \text{ Hz} = 1989.4 \text{ MHz}$$

$$f_{H3} = \frac{1}{2\pi R_c C_{b'c}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^3 \Omega \times 5 \times 10^{-12} \text{ F}} \approx 1.59 \times 10^6 \text{ Hz} = 1.59 \text{ MHz}$$

由于 f_{H3} 远小于 f_{H2} 和 f_{H1} , 所以总的上限频率 $f_H \approx f_{H3} = 1.59 \text{ MHz}$, 满足设计要求。

小 结

● 第3章讨论的BJT是电流控制电流器件, 有两种载流子参与导电, 属于双极型器件; 而FET是电压控制电流器件, 只依靠一种载流子导电, 因而属于单极型器件。虽然这两种器件的控制原理有所不同, 但通过类比可发现, 组成电路的形式极为相似, 分析的方法仍然是图解法(亦可用公式计算)和小信号模型分析法。

● 在FET放大电路中, V_{DS} 的极性决定于沟道性质, N(沟道)为正, P(沟道)为负; 为了建立合适的偏置电压 V_{GS} , 不同类型的FET, 对偏置电压的极性有不同要求: JFET的 V_{GS} 与 V_{DS} 极性相反, 增强型MOSFET的 V_{GS} 与 V_{DS} 同极性, 耗尽型MOSFET的 V_{GS} 可正、可负或为零。

● 按三端有源器件三个电极的不同连接方式, 两种器件(BJT、JFET、MESFET和MOSFET)可以组成六种组态。但依据输出量与输入量之间的大小与相位关系的特征, 这六种组态又可归纳为三种组态, 即反相电压放大器、电压跟随器和电流跟随器。这为放大电路的综合设计提供了有实用意义的思路。

● 由于FET具有输入阻抗高、噪声低(如JFET)等一系列优点,而BJT β 高,若FET和BJT结合使用,就可大大提高和改善电子电路的某些性能指标。BiFET模拟集成电路就是按这一特点发展起来的,从而扩展了FET的应用范围。

● 由于GaAs的电子迁移率比硅大约5~10倍,高速GaAs MESFET正被用于高频放大和高速数字逻辑电路,其互导 g_m 可达100ms,甚至更高。

• MOS器件主要用于制成集成电路。由于微电子工艺水平的不断提高,在大规模和超大规模数字集成电路中应用极为广泛,同时在集成运算放大器和其他模拟集成电路中也得到了迅速的发展,其中BiCMOS集成电路更具特色,因此,MOS器件的广泛应用必须引起读者的高度重视。

习 题

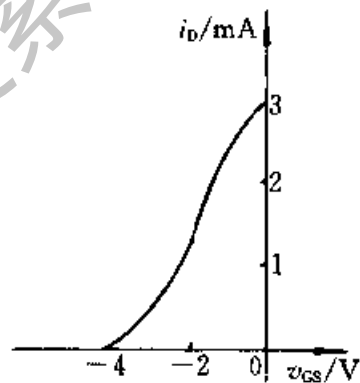
4.1.1 试从图4.1.5b的输出特性中,作出 $v_{DS}=4V$ 时的转移特性。

4.1.2 考虑P沟道FET对电源极性的要求,试画出由这种类型管子组成的共源放大电路。

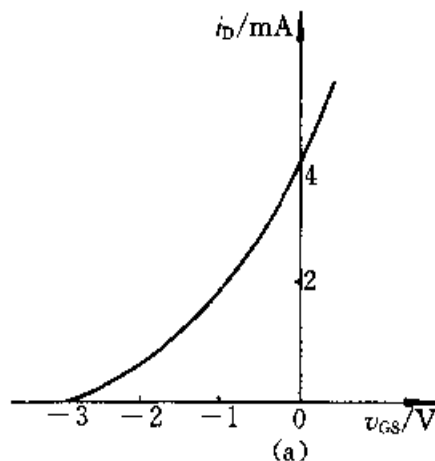
4.1.3 一个JFET的转移特性曲线如图题4.1.3所示,试问:(1)它是N沟道还是P沟道的FET?(2)它的夹断电压 V_P 和饱和漏极电流 I_{DSS} 各是多少?

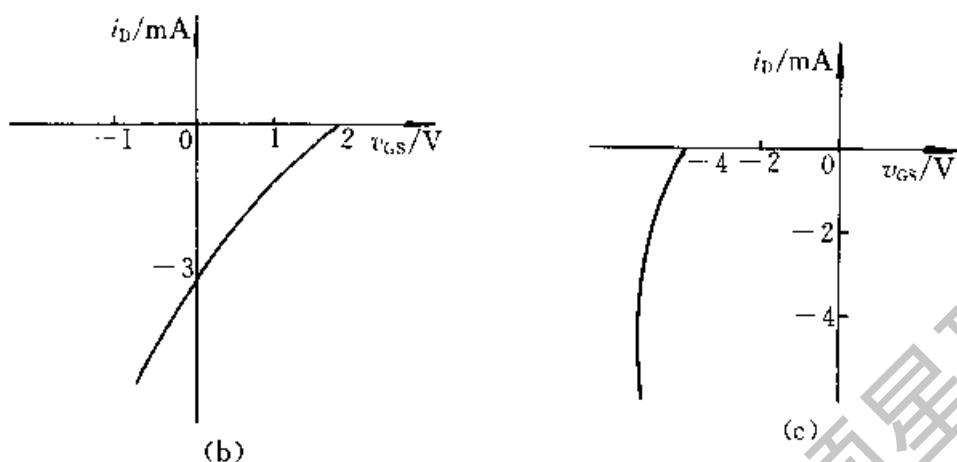
4.3.1 图题4.3.1所示为MOSFET的转移特性,请分别说明各属于何种沟道。如是增强型,说明它的开启电压 $V_T=?$ 如是耗尽型,说明它的夹断电压 $V_P=?$ (图中 i_D 的假定正向为流进漏极。)

4.3.2 试在具有四象限的直角坐标上分别画出各种类型FET(包括N沟道、P沟道MOS增强型和耗尽型,JFET P沟道、N沟道耗尽型)的转移特性示意图,并标明各自的开启电压或夹断电压。



图题 4.1.3





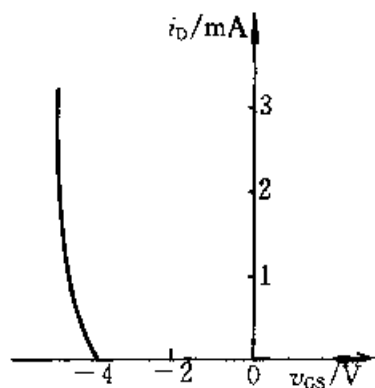
图题 4.3.1

4.3.3 一个 MOSFET 的转移特性如图题 4.3.3 所示 (其中漏极电流 i_D 的方向是它的实际方向)。试问: (1) 该管是耗尽型还是增强型? (2) 是 N 沟道还是 P 沟道 FET? (3) 从这个转移特性上可求出该 FET 的夹断电压 V_P 还是开启电压 V_T ? 其值等于多少?

4.3.4 四个 FET 的转移特性分别如图题 4.3.4a、b、c、d 所示, 其中漏极电流 i_D 的方向是它的实际方向。试问它们各是哪一种类型的 FET?

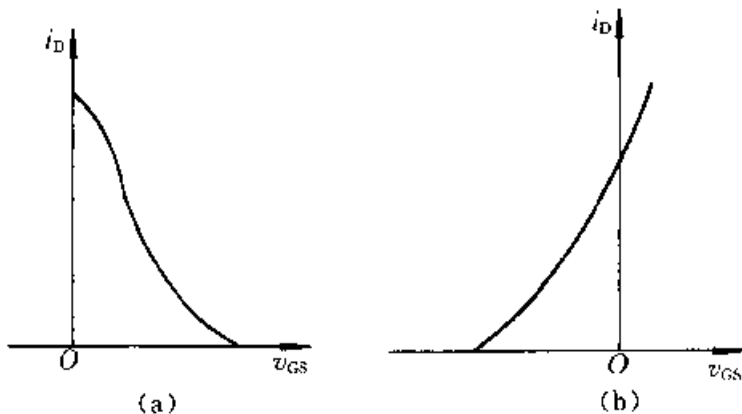
4.4.1 增强型 FET 能否用自偏压的方法来设置静态工作点? 试说明理由。

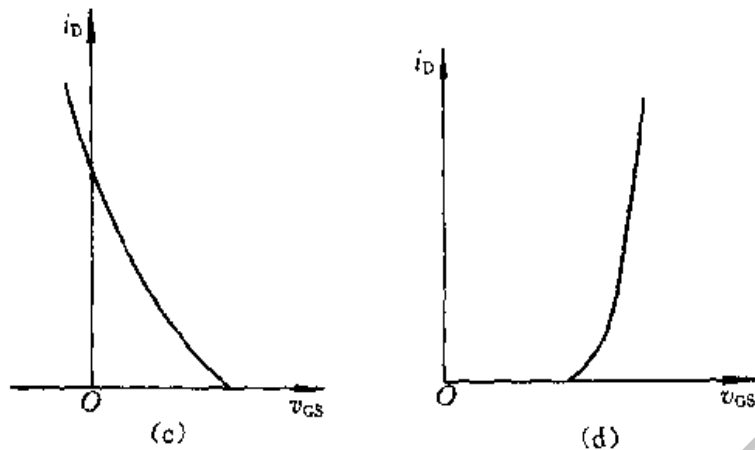
4.4.2 已知电路形式如图 4.4.1a 所示, 其中管子输出特性如图题 4.4.2 所示, 电路参数为 $R_d = 25 \text{ k}\Omega$, $R = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_g = 5 \text{ M}\Omega$, $V_{DD} = 15 \text{ V}$ 。试用图解法和计算法求静态工作点 Q。



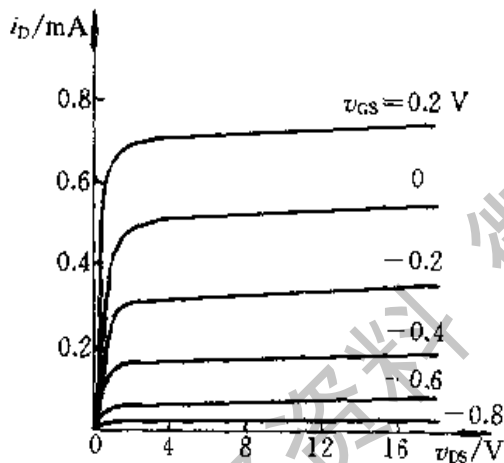
图题 4.3.3

4.4.3 在图题 4.4.3 所示 FET 放大电路中, 已知 $V_{DD} = 20 \text{ V}$, $V_{GS} = -2 \text{ V}$, 管子参数 $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$, $V_P = -4 \text{ V}$ 。设 C_1 、 C_2 在交流通路中可视为短路。(1) 求电阻 R_1 和静态

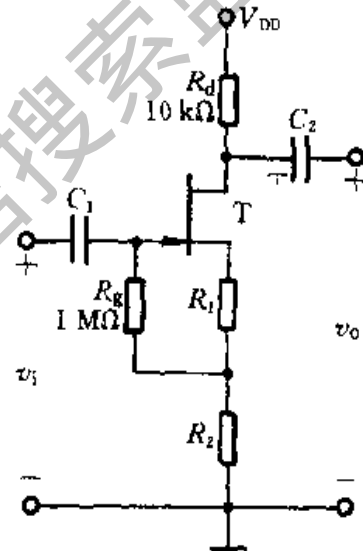




图题 4.3.4



图题 4.4.2



图题 4.4.3

电流 I_{DQ} ; (2) 求正常放大条件下 R_2 可能的最大值 [提示: 正常放大时, 工作点落在放大区 (即恒流区)]; (3) 设 r_d 可忽略, 在上述条件下计算 \dot{A}_{v_m} 和 R_o 。

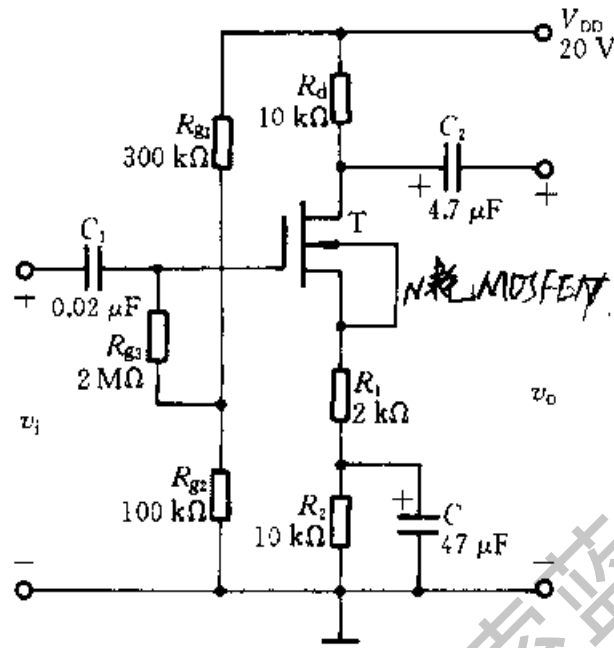
4.4.4 已知电路参数如图题 4.4.4 所示, FET 工作点上的互导 $g_m = 1 \text{ ms}$, 设 $r_d \gg R_d$ 。
(1) 画出电路的小信号模型; (2) 求电压增益 \dot{A}_v ; (3) 求放大器的输入电阻 R_i 。

4.4.5 源极输出器电路如图题 4.4.5 所示。已知 FET 工作点上的互导 $g_m = 0.9 \text{ ms}$, 其他参数如图中所示。求电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

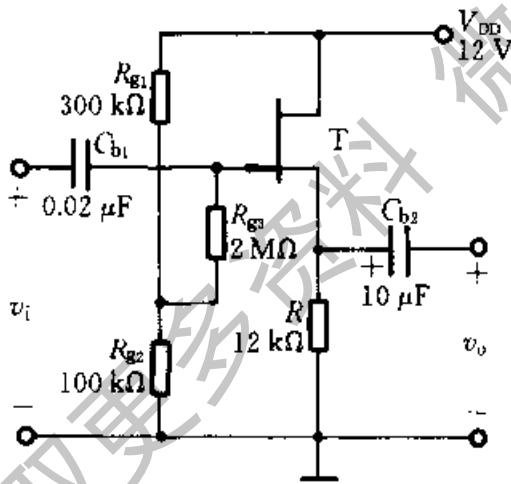
4.4.6 FET 恒流源电路如图题 4.4.6 所示。设已知管子的参数 g_m 、 r_d , 试证明 AB 两端的小信号电阻 r_{AB} 为

$$r_{AB} = R + (1 + g_m R) r_d$$

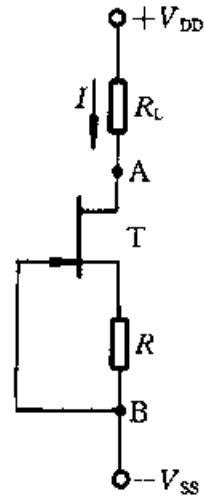
4.5.1 电路参数如图题 4.5.1 所示。设 FET 的参数为 $g_m = 0.8 \text{ mS}$, $r_d = 200 \text{ k}\Omega$; 3AG29 (T_2) 的 $\beta = 40$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ 。试求放大器的电压增益 \dot{A}_v 和输入电阻 R_i 。



图题 4.4.4



图题 4.4.5



图题 4.4.6

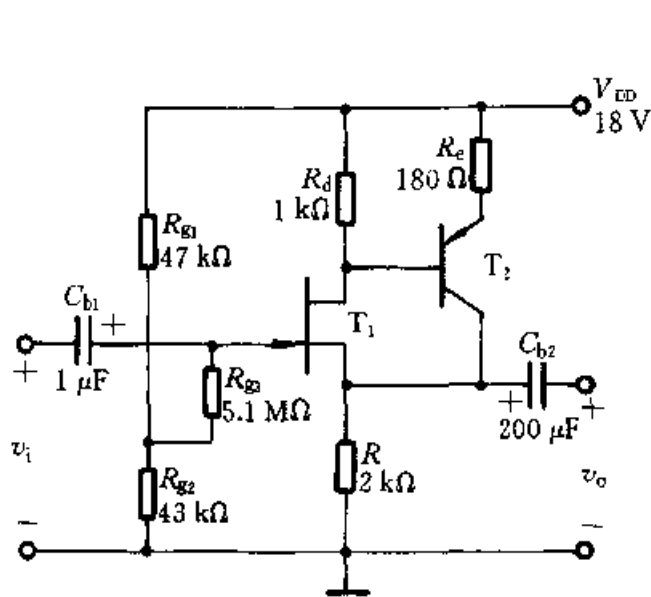
4.5.2 电路如图题 4.5.2 所示, 设两个 FET 的参数完全相同。试证明: (1) 电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{-\mu[r_d + (1+\mu)R_1]}{2r_d + (1+\mu)(R_1 + R_2)}$$

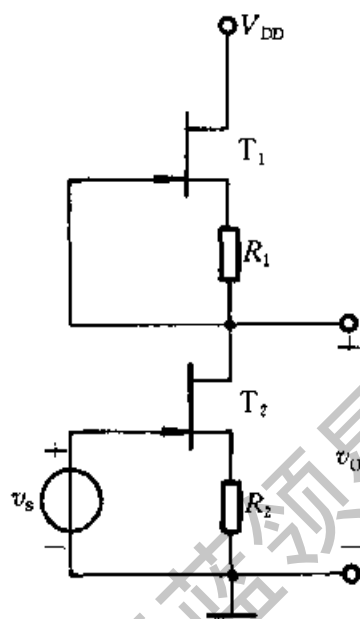
(2) 输出电导为

$$G_o = \frac{1}{R_o} = \frac{1}{r_d + (1+\mu)R_1} + \frac{1}{r_d + (1+\mu)R_2}$$

(3) 如果 $R_1 = R_2 = R$, 试求 \dot{A}_v 和 R_o 。

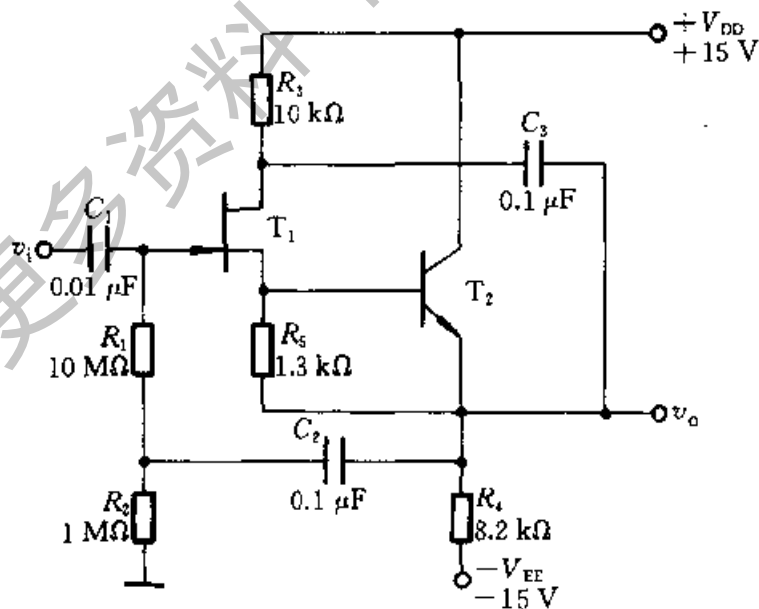


图题 4.5.1



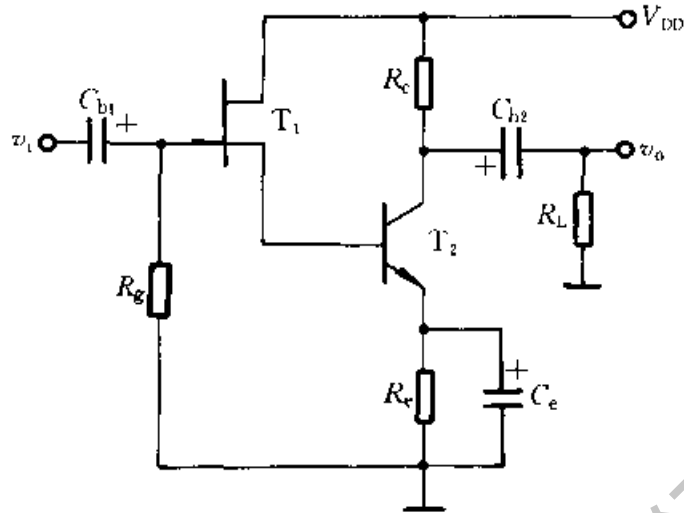
图题 4.5.2

4.5.3 图题 4.5.3 为一带自举电路的高输入阻抗射极跟随器。试定性说明：(1) 电压增益接近 1；(2) 如图所示，通过 C_3 引入自举可减少漏栅电容对输入阻抗的影响；(3) 通过 C_2 引入自举大大提高了放大器的输入电阻。



图题 4.5.3

4.5.4 电路如图题 4.5.4 所示，设 FET 的互导为 g_m ， r_d 很大；BJT 的电流放大系数为 β ，输入电阻为 r_{be} 。试说明 T_1 、 T_2 各属什么组态，求电路的电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 的表达式。



图题 4.5.4

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE4.1 设电路及参数如图 4.5.1 所示。 T_1 用 2N4393 JFET, 它的工作点上的参数为: $g_m=18 \text{ mS}$, $C_{gs}=2.5 \text{ pF}$, $C_{gd}=0.9 \text{ pF}$; T_2 用 2N2222 BJT, 它工作点上的参数为: $\beta=100$, $r_{bb}=50 \Omega$, $r_{bc}=1 \text{ k}\Omega$, $C_{be}=80 \text{ pF}$, $C_{bc}=5 \text{ pF}$ 。当外接负载 $R_L=100 \text{ k}\Omega$ 时, 试作出电路的幅频响应, 求出电路的上限频率 f_H 。

解: 绘出图 4.5.1 所示电路, 并外接电阻 R_L 。 T_1 采用 2N4393, T_2 采用 2N2222。进入模型参数修改窗, 为满足题中给出的工作点上参数, 分别将 T_1 、 T_2 的有关模型参数作如下修改:

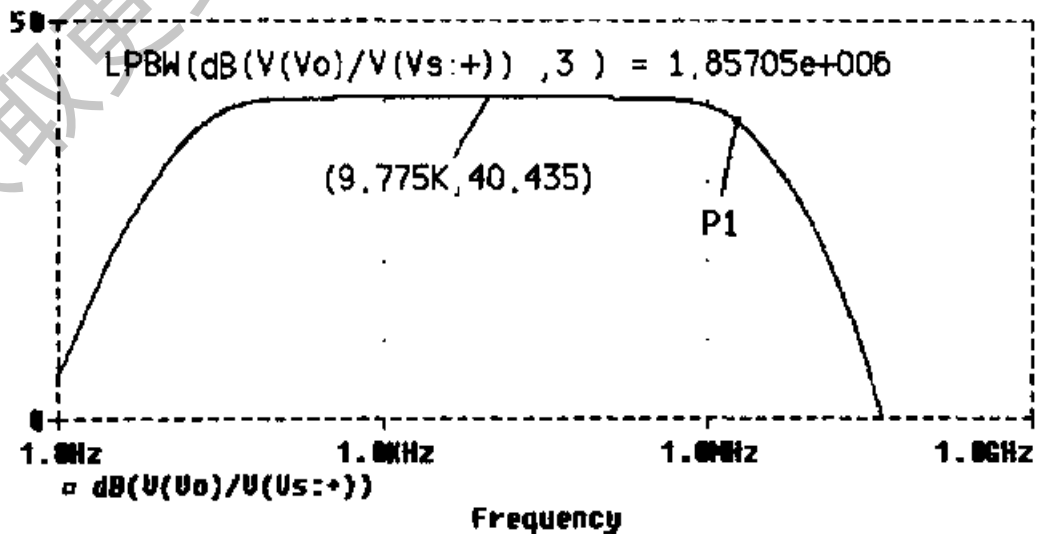


图 PSE4.1

T_2 $BF=133$

$CJC=7.83 \text{ pF}$

$CJE=45.4 \text{ pF}$

T_1 $BETA=190 \text{ mS}$

$CGS=3.88 \text{ pF}$

$CGD=2.32 \text{ pF}$

再设置交流扫描分析 (AC Sweep) 功能。得到电路的幅频响应, 如图 PSE4.1 所示, 由此可知电路的上限截止频率 $f_H=1.857 \text{ MHz}$, 中频增益为 40.435 dB 。

2. PSPICE 习题

PS4.1 FET 共源电路如图 4.4.3a 所示, 其中 FET 用 JFET 2N4393, $V_{DD}=20 \text{ V}$, $R_{g1}=300 \text{ k}\Omega$, $R_{g2}=15 \text{ k}\Omega$, $R_{g3}=2 \text{ M}\Omega$, $R_d=10 \text{ k}\Omega$, $R=2 \text{ k}\Omega$, $C_{b1}=1 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{b2}=1 \text{ }\mu\text{F}$, 且外接负载 $R_L=100 \text{ k}\Omega$ (图中未画出)。试运用 PSPICE 进行如下分析计算:

(1) 求电路的静态工作点; (2) 输入 v_i 为 1 kHz 、幅值为 10 mV 的正弦信号, 观察 v_i 及 v_o 的波形; (3) 求中频区电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ; (4) 观察 \dot{A}_v 的频率响应, 求出上、下限截止频率; (5) 观察电路输入阻抗和输出阻抗的频率响应, 并与 (3) 的结果进行比较。

PS4.2 用 JFET 2N3819 组成的共源电路如图题 4.4.4 所示。其他参数为: $V_{DD}=20 \text{ V}$, $R_{g1}=500 \text{ k}\Omega$, $R_{g2}=20 \text{ k}\Omega$, $R_{g3}=5.1 \text{ M}\Omega$, $R_d=30 \text{ k}\Omega$, $R_1=1 \text{ k}\Omega$, $R_2=10 \text{ k}\Omega$, $C_1=0.1 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2=4.7 \text{ }\mu\text{F}$, $C=100 \text{ }\mu\text{F}$, 且外接负载电阻 $R_L=50 \text{ k}\Omega$ (图中未画出)。

(1) 求静态工作点; (2) 设输入信号 v_i 为 $f=1 \text{ kHz}$ 、幅值 $V_{im}=10 \text{ mV}$ 的正弦电压, 试观测 v_i 、 v_o 波形; (3) 画出电压增益的幅频响应曲线和输入阻抗、输出阻抗的频率响应曲线, 求频带宽度及中频区的电压增益、输入电阻和输出电阻。

PS4.3 在题 PS4.2 所述电路参数中, 设改 $R_d=20 \text{ k}\Omega$, $R_1=500 \text{ }\Omega$, 其他参数不变。

(1) 求静态工作点; (2) 设输入信号 v_i 为 $f=1 \text{ kHz}$ 、幅值 $V_{im}=5 \text{ mV}$ 的正弦电压, 试画出 v_i 、 v_o 波形; (3) 通过交流分析求中频区电压增益、输入电阻、输出电阻。

5 功率放大电路

引言 在多级放大电路中，输出的信号往往都是送到负载，去驱动一定的装置。例如，这些装置有收音机中扬声器的音圈、电动机控制绕组、计算机监视器或电视机的扫描偏转线圈等。多级放大电路除了应有电压放大级外，还要求有一个能输出一定信号功率的输出级。这类主要用于向负载提供功率的放大电路常称为功率放大电路。前面所讨论的放大电路主要用于增强电压幅度或电流幅度，因而相应地称为电压放大电路或电流放大电路。但无论哪种放大电路，在负载上都同时存在输出电压、电流和功率，上述称呼上的区别只不过是强调的输出量不同而已。

本章以分析功率放大电路的输出功率、效率和非线性失真之间的矛盾为主线，逐步提出解决矛盾的措施。在电路方面，以互补对称功率放大电路为重点进行较详细的分析与计算，并介绍了集成功率放大器实例。最后，对功率器件的散热问题、功率 BJT 和 VMOS 管等也予以介绍。

5.1 功率放大电路的一般问题

1. 功率放大电路的特点及主要研究对象

如前所述，放大电路实质上都是能量转换电路。从能量控制的观点来看，功率放大电路和电压放大电路没有本质的区别。但是，功率放大电路和电压放大电路所要完成的任务是不同的。对电压放大电路的主要要求是使负载得到不失真的电压信号，讨论的主要指标是电压增益、输入和输出阻抗等，输出的功率并不一定大。而功率放大电路则不同，它主要要求获得一定的不失真（或失真较小）的输出功率，通常是在大信号状态下工作，因此，功率放大电路包含着一系列在电压放大电路中没有出现过的特殊问题，这些问题是：

- (1) 要求输出功率尽可能大

为了获得大的功率输出,要求功放管的电压和电流都有足够大的输出幅度,因此管子往往在接近极限运用状态下工作。

(2) 效率要高

由于输出功率大,因此直流电源消耗的功率也大,这就存在一个效率问题。所谓效率就是负载得到的有用信号功率和电源供给的直流功率的比值。这个比值越大,意味着效率越高。

(3) 非线性失真要小

功率放大电路是在大信号下工作,所以不可避免地会产生非线性失真,而且同一功放管输出功率越大,非线性失真往往越严重,这就使输出功率和非线性失真成为一对主要矛盾。但是,在不同场合下,对非线性失真的要求不同,例如,在测量系统和电声设备中,这个问题显得重要,而在工业控制系统等场合中,则以输出功率为主要目的,对非线性失真的要求就降为次要问题了。

(4) BJT 的散热问题

在功率放大电路中,有相当大的功率消耗在管子的集电结上,使结温和管壳温度升高。为了充分利用允许的管耗而使管子输出足够大的功率,放大器件的散热就成为一个重要问题。

此外,在功率放大电路中,为了输出较大的信号功率,管子承受的电压要高,通过的电流要大,功率管损坏的可能性也就比较大,所以功率管的损坏与保护问题也不容忽视。

在分析方法上,由于管子处于大信号下工作,故通常采用图解法。

2. 功率放大电路提高效率的主要途径

从前面的讨论中可知,在电压放大电路中,输入信号在整个周期内都有电流流过放大器件,这种工作方式通常称为甲类放大。甲类放大的典型工作状态如图 5.1.1a 所示,此时 $i_c \geq 0$ 。在甲类放大电路中,电源始终不断地输送功率,在没有信号输入时,这些功率全部消耗在管子(和电阻)上,并转化为热量的形式耗散出去。当有信号输入时,其中一部分转化为有用的输出功率,信号愈大,输送给负载的功率愈多。可以证明,即使在理想情况下,甲类放大电路的效率最高也只能达到 50%。

怎样才能使电源供给的功率大部分转化为有用的信号输出功率呢?从甲类放大电路中知道,静态电流是造成管耗的主要因素。如果把静态工作点 Q 向下移动,使信号等于零时电源输出的功率也等于零(或很小),信号增大时电源供给的功率也随之增大,这样电源供给功率及管耗都随着输出功率的大小而变,也就改变了甲类放大时效率低的状况。利用图 5.1.1b、c 所示工作情况,就可实现上述设想。在图 5.1.1b 中,有半个周期以上 $i_c > 0$; 图 5.1.1c

中，一周期内只有半个周期 $i_c > 0$ ，它们分别称为甲乙类和乙类放大^①。甲乙类和乙类放大主要用于功率放大电路中。

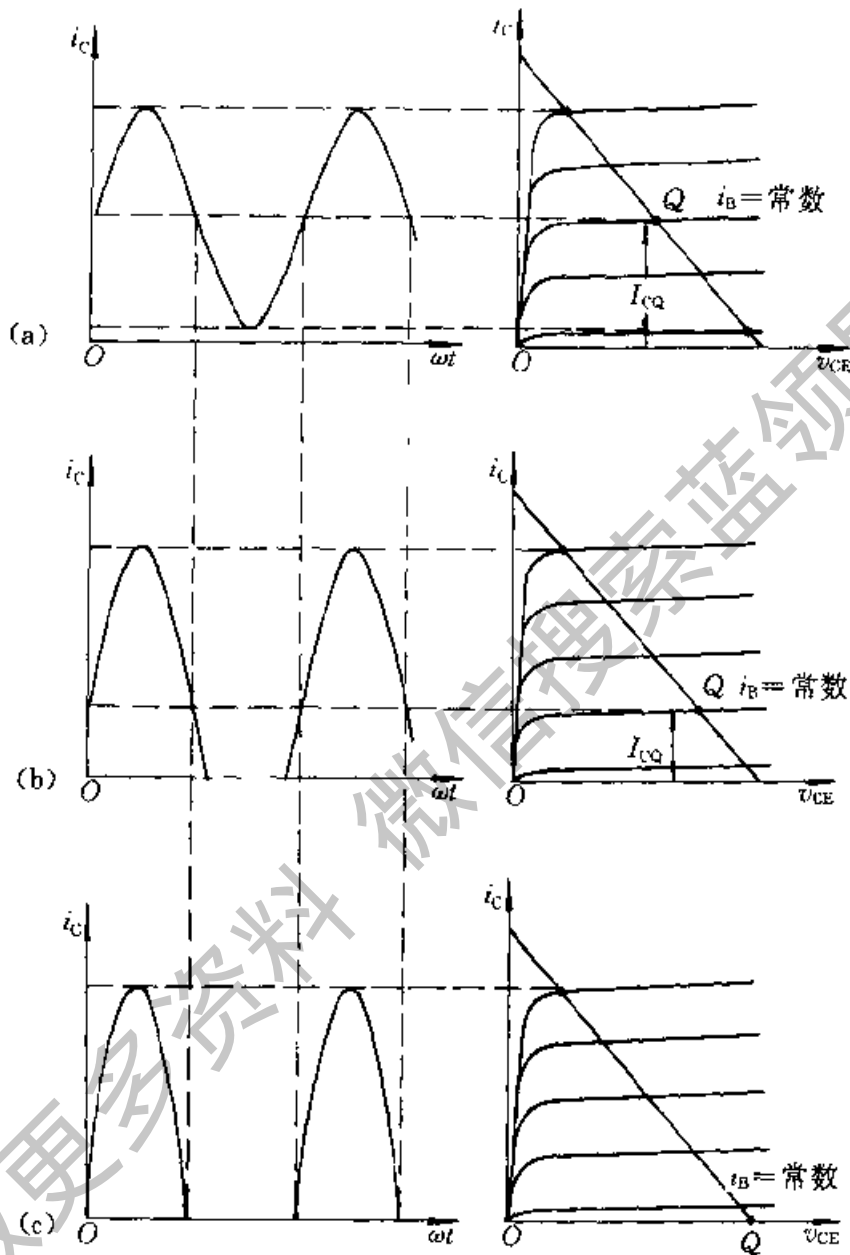


图 5.1.1 Q 点下移对放大电路工作状态的影响

(a) 甲类放大在一周期内 $i_c > 0$ (b) 甲乙类放大在一周期内有半个周期以上 $i_c > 0$

(c) 乙类放大在一个周期内只有半个周期 $i_c > 0$

甲乙类和乙类放大，虽然减小了静态功耗，提高了效率，但都出现了严重的波形失真，因此，既要保持静态时管耗小，又要使失真不太严重，这就

^① 若在一周期内，管子的导通时间小于半个周期，则称为丙类放大，丙类放大多用于高频大功率电路中。

需要在电路结构上采取措施。

5.2 乙类双电源互补对称功率放大电路

5.2.1 电路组成

工作在乙类的放大电路，虽然管耗小，有利于提高效率，但存在严重的失真，使得输入信号的半个波形被削掉了。如果用两个管子，使之都工作在乙类放大状态，但一个在正半周工作，而另一个在负半周工作，同时使这两个输出波形都能加到负载上，从而在负载上得到一个完整的波形，这样就能解决效率与失真的矛盾。

怎样实现上述设想呢？下面来研究一下图 5.2.1a 所示的互补对称电路。 T_1 和 T_2 分别为 NPN 型管和 PNP 型管，两管的基极和发射极相互连接在一起，信号从基极输入，从射极输出， R_L 为负载。这个电路可以看成是由图 5.2.1b、c 两个射极输出器组合而成。考虑到 BJT 发射结处于正向偏置时才导电，因此当信号处于正半周时， T_2 截止， T_1 承担放大任务，有电流通过负载 R_L ；而当信号处于负半周时， T_1 截止，由 T_2 承担放大任务，仍有电流通过负载 R_L ；这样，图 5.2.1a 所示基本互补对称电路实现了在静态时管子不取电流，而在有信号时， T_1 和 T_2 轮流导电，组成推挽式电路。由于两个管子互补对方的不足，工作性能对称，所以这种电路通常称为互补对称电路^①。

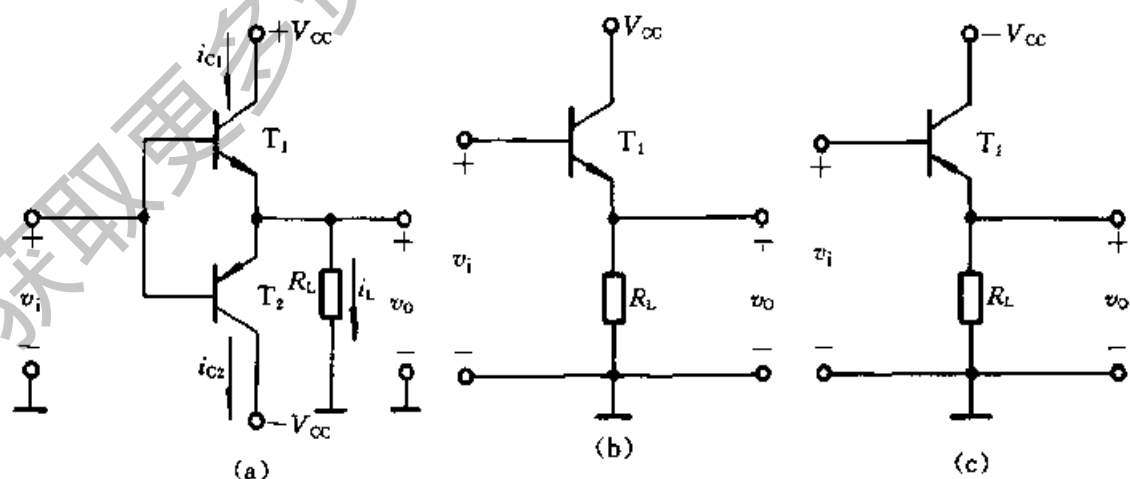


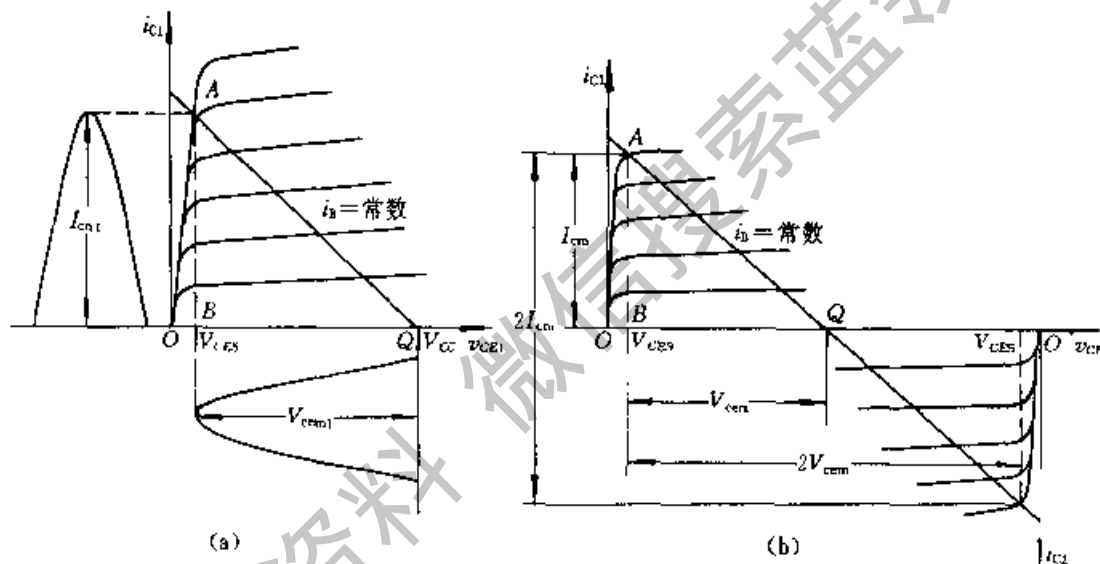
图 5.2.1 两射极输出器组成的基本互补对称电路

(a) 基本互补对称电路 (b) 由 NPN 管组成的射极输出器 (c) 由 PNP 管组成的射极输出器

^① 这种电路常称为 OCL 电路，OCL 为 Output Capacitorless（无输出电容器）的缩写。

5.2.2 分析计算

图 5.2.2a 表示图 5.2.1a 电路在 v_i 为正半周时 T_1 的工作情况。图中假定, 只要 $v_{BE} > 0$, T_1 就开始导电, 则在一周期内 T_1 导电时间约为半周期。图 5.2.1a 中 T_2 的工作情况和 T_1 相似, 只是在信号的负半周导电。为了便于分析, 将 T_2 的特性曲线倒置在 T_1 的右下方, 并令二者在 Q 点, 即 $v_{CE} = V_{CC}$ 处重合, 形成 T_1 和 T_2 的所谓合成曲线, 如图 5.2.2b 所示。这时负载线通过 V_{CC} 点形成一条斜线, 其斜率为 $-1/R_L$ 。显然, 允许的 i_C 的最大变化范围为 $2I_{cm}$, v_{CE} 的变化范围为 $2(V_{CC} - V_{CES}) = 2V_{cem} = 2I_{cm}R_L$ 。如果忽略管子的饱和压降 V_{CES} , 则 $V_{cem} = I_{cm}R_L \approx V_{CC}$ 。

图 5.2.2 $V_{CC1} = V_{CC2} = V_{CC}$ 时互补对称电路图解分析

(a) 5.2.1a 电路 v_i 为正半周时 T_1 管工作情况 (b) 互补对称电路工作情况

根据以上分析, 不难求出工作在乙类的互补对称电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率。

1. 输出功率

输出功率用输出电压有效值 V_o 和输出电流有效值 I_o 的乘积来表示 (也常用管子中变化电压、变化电流有效值的乘积表示)。设输出电压的幅值为 V_{om} , 则

$$P_o = V_o I_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{om}}{\sqrt{2} R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{om}^2}{R_L} \quad (5.2.1)$$

图 5.2.1 中的 T_1 、 T_2 可以看成工作在射极输出器状态, $A_v \approx 1$ 。当输入信号足够大, 使 $V_{im} = V_{om} = V_{cem} = V_{CC} - V_{CES} \approx V_{CC}$ 和 $I_{om} = I_{cm}$ 时, 可获得最大

输出功率

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{om}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cem}^2}{R_L} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (5.2.2)$$

上式中的 I_{cm} 和 V_{cem} 可以分别用图 5.2.2b 中的 AB 和 BQ 表示, 因此, $\triangle ABQ$ 的面积就代表了工作在乙类的互补对称电路输出功率的大小, $\triangle ABQ$ 的面积愈大, 就表明输出功率 P_o 也愈大。必须注意, 对应于图 5.2.2b 的负载线 AQ , 其功率三角形面积最大, 非线性失真不明显, 这是一种较理想的工作状态, 但可惜的是, 负载 R_L 是固定的, 不能随意改变, 因而很难达到这种理想情况, 除非采用变压器耦合, 将实际负载 R_L 变换成所期望的值 R'_L , 以实现阻抗匹配。(见习题 5.3.9)

2. 管耗 P_T

考虑到 T_1 和 T_2 在一个信号周期内各导电约 180° , 且通过两管的电流和两管两端的电压 v_{CE} 在数值上都分别相等(只是在时间上错开了半个周期)。因此, 为求出总管耗, 只需先求出单管的损耗就行了。设输出电压为 $v_o = V_{om} \sin \omega t$, 则 T_1 的管耗为

$$\begin{aligned} P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{CC} - v_o) \frac{v_o}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[(V_{CC} - V_{om} \sin \omega t) \frac{V_{om} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{V_{CC} V_{om}}{R_L} \sin \omega t - \frac{V_{om}^2}{R_L} \sin^2 \omega t \right] d(\omega t) \\ &= \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

而两管的管耗为

$$\begin{aligned} P_T &= P_{T1} + P_{T2} \\ &= \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) \end{aligned} \quad (5.2.4)$$

3. 直流电源供给的功率 P_V

直流电源供给的功率 P_V 包括负载得到的信号功率和 T_1 、 T_2 消耗的功率两部分。

当 $v_i = 0$ 时, $P_V = 0$; 当 $v_i \neq 0$, 由式 (5.2.1) 和式 (5.2.4) 得

$$\begin{aligned} P_V &= P_o + P_T \\ &= \frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L} \end{aligned} \quad (5.2.5)$$

当输出电压幅值达到最大, 即 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时, 则得电源供给的最大功率为

$$P_{Vm} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (5.2.6)$$

4. 效率 η

一般情况下效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{V_{CC}} \quad (5.2.7)$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时, 则

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (5.2.8)$$

这个结论是假定互补对称电路工作在乙类、负载电阻为理想值, 忽略管子的饱和压降 V_{CES} 和输入信号足够大 ($V_{im} \approx V_{om} \approx V_{CC}$) 情况下得来的, 实际效率比这个数值要低些。

5.2.3 功率 BJT 的选择

1. 最大管耗和最大输出功率的关系

工作在乙类的基本互补对称电路, 在静态时, 管子几乎不取电流, 管耗接近于零, 因此, 当输入信号较小时, 输出功率较小, 管耗也小, 这是容易理解的; 但能否认为, 当输入信号愈大, 输出功率也愈大, 管耗就愈大呢? 答案是否定的。那么, 最大管耗发生在什么情况下呢? 由式 (5.2.3) 知, 管耗 P_{T1} 是输出电压幅值 V_{om} 的函数, 因此, 可以用求极值的方法来求解。由式 (5.2.3) 有

$$\begin{aligned} \frac{dP_{T1}}{dV_{om}} &= \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_{om}}{2} \right) \\ \text{令 } \frac{dP_{T1}}{dV_{om}} &= 0, \text{ 则 } \frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_{om}}{2} = 0 \\ \text{故 } V_{om} &= 2V_{CC}/\pi \end{aligned} \quad (5.2.9)$$

上式表明, 当 $V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6V_{CC}$ 时具有最大管耗, 所以

$$\begin{aligned} P_{T1m} &= \frac{1}{R_L} \left[\frac{2}{\pi} V_{CC}^2 - \frac{\left(\frac{2V_{CC}}{\pi} \right)^2}{4} \right] \\ &= \frac{1}{R_L} \left[\frac{2V_{CC}^2}{\pi^2} - \frac{V_{CC}^2}{\pi^2} \right] = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

考虑到最大输出功率 $P_o = V_{CC}^2/2R_L$, 则每管的最大管耗和电路的最大输出功率具有如下的关系

$$P_{T1m} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \approx 0.2P_o \quad (5.2.11)$$

式 (5.2.11) 常用来作为乙类互补对称电路选择管子的依据, 它说明, 如果要求输出功率为 10 W, 则只要用两个额定管耗大于 2 W 的管子就可以了。

诚然，上面的计算是在理想情况下进行的，实际上在选管子的额定功耗时，还要留有充分的余地。

考虑到 P_o 、 P_V 和 P_{T1} 都是 V_{om} 的函数，如用 V_{om}/V_{CC} 表示的自变量作为横坐标，纵坐标分别用相对值 $P_o/\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)$ 、 $P_V/\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)$ 和 $P_{T1}/\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)$ ，即 $P/\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}\right)$ 表示。则 P_o 、 P_V 和 P_{T1} 与 V_{om}/V_{CC} 的关系曲线如图 5.2.3 所示。图 5.2.3 也进一步说明， P_o 和 P_{T1} 与 V_{om}/V_{CC} 不是线性关系，且 $P_V = P_o + 2P_{T1}$ 。

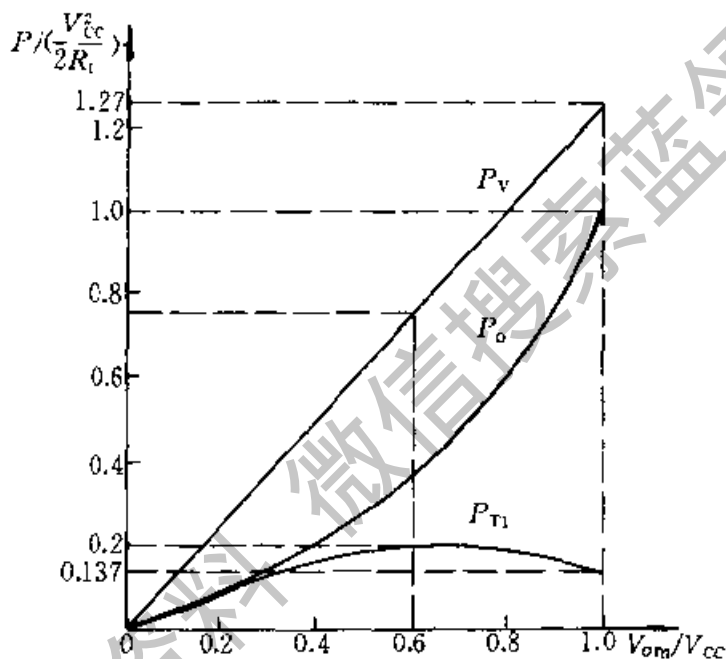


图 5.2.3 乙类互补对称电路 P_o 、 P_V 和 P_{T1} 随 V_{om}/V_{CC} 变化的关系曲线

2. 功率 BJT 的选择

由上分析可知，若想得到最大输出功率，BJT 的参数必须满足下列条件：

- (1) 每只 BJT 的最大允许管耗 P_{CM} 必须大于 $P_{T1m} \approx 0.2P_{om}$ ；
- (2) 考虑到当 T_2 导通时， $-v_{CE2} \approx 0$ ，此时 v_{CE1} 具有最大值，且等于 $2V_{CC}$ 。因此，应选用 $|V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC}$ 的管子；

(3) 通过 BJT 的最大集电极电流为 V_{CC}/R_L ，所选 BJT 的 I_{CM} 一般不宜低于此值。

例 5.2.1 功放电路如图 5.2.1a 所示，设 $V_{CC} = 12\text{ V}$ ， $R_L = 8\ \Omega$ ，BJT 的极限参数为 $I_{CM} = 2\text{ A}$ ， $|V_{(BR)CEO}| = 30\text{ V}$ ， $P_{CM} = 5\text{ W}$ 。试求：(1) 最大输出功率 P_{om} 值，并检验所给 BJT 是否能安全工作？(2) 放大电路在 $\eta = 0.6$ 时的输出功率 P_o 值。

解：(1) 求 P_{om} ，并检验 BJT 的安全工作情况

由式 (5.2.2) 可求出

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{(12 \text{ V})^2}{2 \times 8 \Omega} = 9 \text{ W}$$

通过 BJT 的最大集电极电流、BJT c、e 极间的最大压降和它的最大管耗分别为

$$i_{Cm} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{12 \text{ V}}{8 \Omega} = 1.5 \text{ A}$$

$$v_{CEm} = 2V_{CC} = 24 \text{ V}$$

$$P_{T1m} \approx 0.2P_{om} = 0.2 \times 9 \text{ W} = 1.8 \text{ W}$$

所求 i_{Cm} 、 v_{CEm} 和 P_{T1m} ，均分别小于极限参数 I_{CM} 、 $|V_{(BR)CEO}|$ 和 P_{CM} ，故 BJT 能安全工作。

(2) 求 $\eta=0.6$ 时的 P_o 值

由式 (5.2.7) 可求出

$$V_{om} = \eta \cdot 4 \frac{V_{CC}}{\pi} = \frac{0.6 \times 4 \times 12 \text{ V}}{\pi} = 9.2 \text{ V}$$

将 V_{om} 代入式 (5.2.1) 得

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{om}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(9.2 \text{ V})^2}{8 \Omega} = 5.3 \text{ W}$$

复习思考题

5.2.1 由于功率放大电路中的 BJT 常处于接近极限工作状态，因此，在选择 BJT 时必须特别注意哪三个参数？

5.2.2 有人说：“在功率放大电路中，输出功率最大时，功放管的功率损耗也最大”。你认为对吗？设输入信号为正弦波，工作在甲类的功率放大输出级和工作在乙类的互补对称功率输出级，管耗最大各发生在什么工作情况？

5.2.3 与甲类功率放大电路相比，乙类互补对称功率放大电路的主要优点是什么？

5.2.4 乙类互补对称功率放大电路的效率在理想情况下可达到多少？

5.2.5 设采用双电源互补对称电路，如果要求最大输出功率为 5 W，则每只功率 BJT 的最大允许管耗 P_{CM} 至少应大于多少？

5.3 甲乙类互补对称功率放大电路

前面讨论了由两个射极输出器组成的乙类互补对称电路 (图 5.3.1a)，实

实际上这种电路并不能使输出波形很好地反映输入的变化,由于没有直流偏置,管子的 i_B 必须在 $|v_{BE}|$ 大于某一个数值(即门坎电压, NPN 硅管约为 0.6 V , PNP 锗管约为 0.2 V) 时才有显著变化。当输入信号 v_i 低于这个数值时, T_1 和 T_2 都截止, i_{C1} 和 i_{C2} 基本为零, 负载 R_L 上无电流通过, 出现一段死区, 如图 5.3.1b 所示。这种现象称为交越失真。

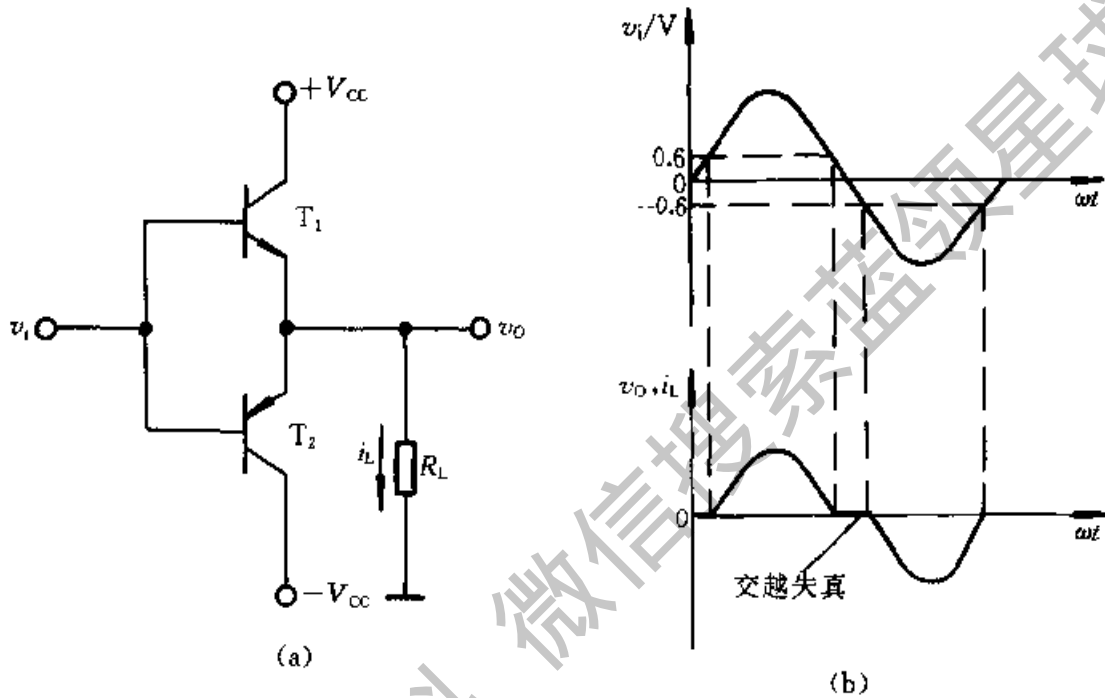


图 5.3.1 工作在乙类的双电源互补对称电路

(a) 电路 (b) 形成交越失真的原理

5.3.1 甲乙类双电源互补对称电路

利用图 5.3.2 所示的偏置电路是克服交越失真的一种方法。由图可见, T_3 组成前置放大级(注意, 图中未画出 T_3 的偏置电路), T_1 和 T_2 组成互补输出级。静态时, 在 D_1 、 D_2 上产生的压降为 T_1 、 T_2 提供了一个适当的偏压, 使之处于微导通状态。由于电路对称, 静态时 $i_{C1} = i_{C2}$, $i_L = 0$, $v_o = 0$ 。有信号时, 由于电路工作在甲乙类, 即使 v_i 很小 (D_1 和 D_2 的交流电阻也小), 基本上可线性地进行放大。

上述偏置方法的缺点是, 其偏置电压不易调整。而在图 5.3.3 中, 流入 T_4 的基极电流远小于流过 R_1 、 R_2 的电流, 则由图可求出 $V_{CE4} = V_{BE4} (R_1 + R_2) / R_2$, 因此, 利用 T_4 管的 V_{BE4} 基本为一固定值(硅管约为 $0.6 \sim 0.7\text{ V}$), 只要适当调节 R_1 、 R_2 的比值, 就可改变 T_1 、 T_2 的偏压值。这种方法, 在集

成电路中经常用到。

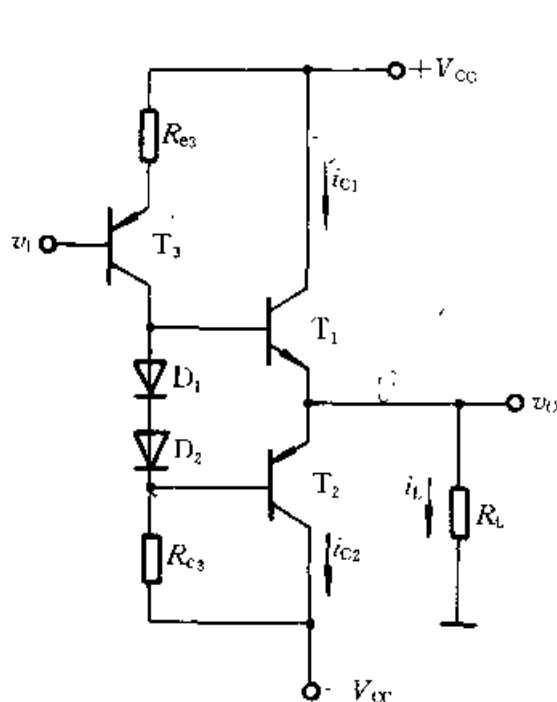


图 5.3.2 利用二极管进行偏置的互补对称电路

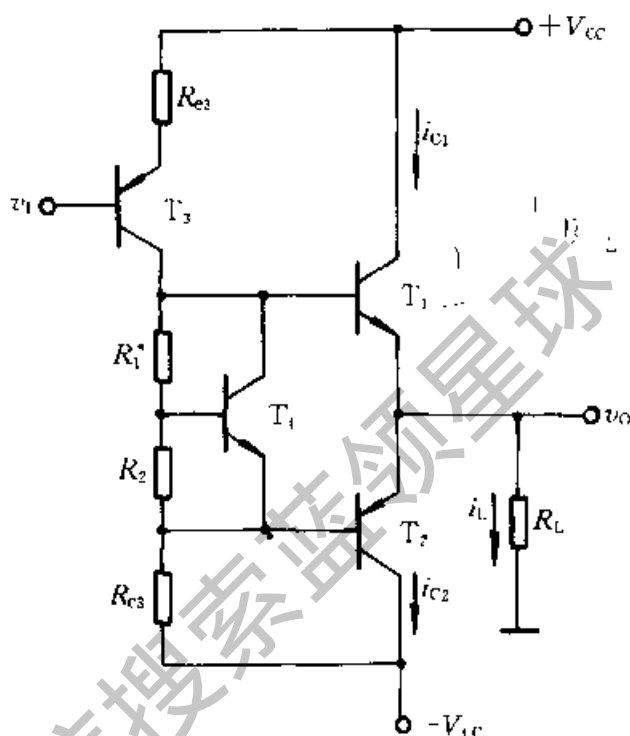


图 5.3.3 利用 v_{BE} 扩大电路进行偏置的互补对称电路

5.3.2 甲乙类单电源互补对称电路

1. 基本电路

图 5.3.4 是采用一个电源的互补对称原理电路^①，图中由 T_3 组成前置放大级， T_2 和 T_1 组成互补对称电路输出级。在输入信号 $v_1=0$ 时，一般只要 R_1 、 R_2 有适当的数值，就可使 I_{C3} 、 V_{BE2} 和 V_{BE1} 达到所需大小，给 T_2 和 T_1 提供一个合适的偏置，从而使 K 点电位 $V_K=V_C=V_{CC}/2$ 。

当有信号 v_1 时，在信号的负半周， T_1 导电，有电流通过负载 R_L ，同时向 C 充电；在信号的正半周， T_2 导电，则已充电的电容 C 起着图 5.3.2 中电源 $-V_{CC}$ 的作用，通过负载 R_L 放电。只要选择时间常数 $R_L C$ 足够大（比信号的最长周期还大得多）^②，就可以认为用电容 C 和一个电源 V_{CC} 可代替原来的 $+V_{CC}$ 和 $-V_{CC}$ 两个电源的作用。

① 这种电路的输出通过电容 C 与负载 R_L 相耦合，而不用变压器，因而称为 OTL 电路，OTL 是 Output Transformerless（无输出变压器）的缩写。

② 选择 C 时，应满足 $C > (5 \sim 10) / 2\pi f_L R_L$ ，其中 f_L 为下限频率。

值得指出的是，采用一个电源的互补对称电路，由于每个管子的工作电压不是原来的 V_{CC} ，而是 $V_{CC}/2$ （输出电压最大也只能达到约 $V_{CC}/2$ ），所以前面导出的计算 P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 的公式，必须加以修正才能使用。修正的方法也很简单，只要以 $V_{CC}/2$ 代替原来的公式 (5.2.11)、(5.2.2)、(5.2.3) 和 (5.2.5) 中的 V_{CC} 即可。

在图 5.3.4 中，静态时，通常 K 点电位 $V_K = V_C = V_{CC}/2$ 。为了提高电路工作点的稳定性能，常将 K 点通过电阻分压器 (R_1 、 R_2) 与前置放大电路的输入端相连，以引入负反馈。例如，若由于温度变化使 $V_K \uparrow$ ，则

$$V_K \uparrow \rightarrow V_{B3} \uparrow \rightarrow I_{B3} \uparrow \rightarrow I_{C3} \uparrow \rightarrow V_{C3} \downarrow$$

$$V_{C3} \downarrow \rightarrow V_K \downarrow$$

引入负反馈的结果，最后使 V_K 趋于稳定。值得指出， R_1 、 R_2 还引入了交流负反馈，使放大电路的动态性能指标得到了改善。

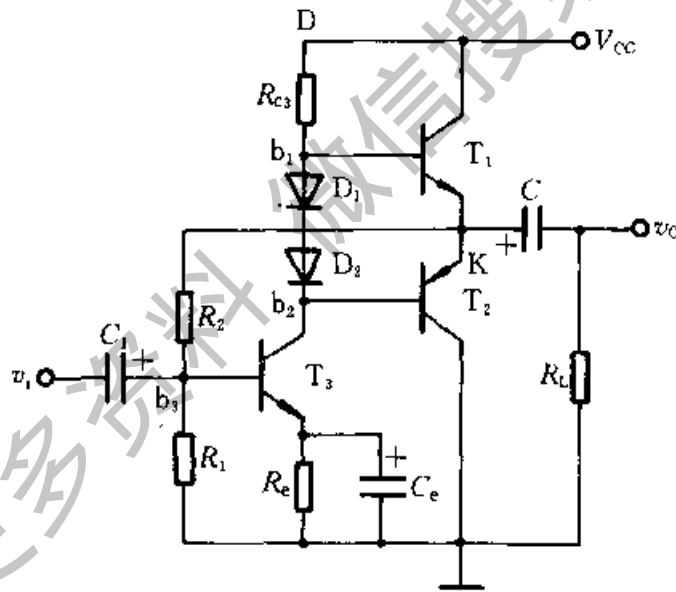


图 5.3.4 采用一个电源的互补对称电路的偏置电路

2. 图 5.3.4 电路存在的问题

图 5.3.4 电路虽然解决了互补对称电路工作点的偏置和稳定问题，但是，实际上还存在其他方面的问题。在额定输出功率情况下，通常输出级的 BJT 是处在接近充分利用状态下工作。例如，当 v_i 为负半周最大值时， i_{C3} 最小， v_{B1} 接近于 $+V_{CC}$ ，此时希望 T_1 在接近饱和状态工作，即 $v_{CE1} \approx V_{CES}$ ，故 K 点电位 $v_K = +V_{CC} - V_{CES} \approx +V_{CC}$ 。当 v_i 为正半周最大值时， T_1 截止， T_2 接近饱和导电， $v_K = V_{CES} \approx 0$ 。因此，负载 R_L 两端得到的交流输出电压幅值 $V_{om} \approx$

$V_{CC}/2$ 。

上述情况是理想的。实际上，图 5.3.4 的输出电压幅值达不到 $V_{om} = V_{CC}/2$ ，这是因为当 v_i 为负半周时， T_1 导电，因而 i_{B1} 增加，由于 R_{c3} 上的压降和 v_{BE1} 的存在，当 K 点电位向 $+V_{CC}$ 接近时， T_1 的基流将受限制而不能增加很多，因而也就限制了 T_1 输向负载的电流，使 R_L 两端得不到足够的电压变化量，致使 V_{om} 明显小于 $V_{CC}/2$ 。

如何解决这个矛盾呢？如果把图 5.3.4 中 D 点电位升高，使 $V_D > +V_{CC}$ ，例如将图中 D 点与 $+V_{CC}$ 的连线切断， V_D 由另一电源供给，则问题即可以得到解决。通常的办法是在电路中引入 R_3 、 C_3 等元件组成的所谓自举电路，如图 5.3.5 所示。

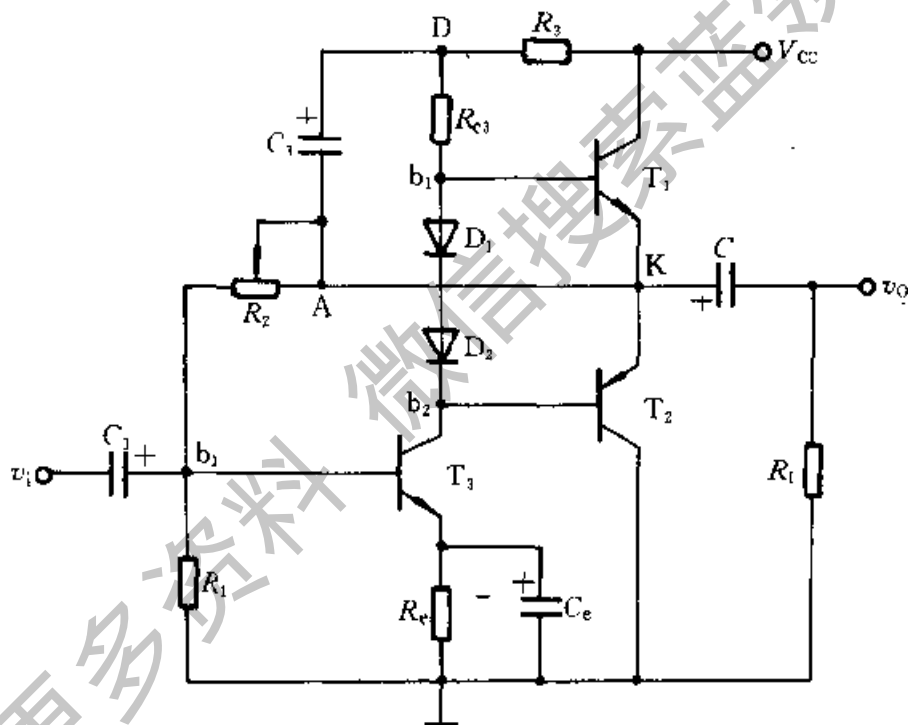


图 5.3.5 带自举的单电源互补对称电路

3. 自举电路的作用

在图 5.3.5 中，当 $v_i = 0$ 时， $v_D = V_D = V_{CC} - I_{C3}R_3$ ，而 $v_K = V_K = V_{CC}/2$ ，因此电容 C_3 两端电压被充电到 $V_{C3} = V_{CC}/2 - I_{C3}R_3$ 。

当时间常数 R_3C_3 足够大时， v_{C3} （电容 C_3 两端电压）将基本为常数（ $v_{C3} \approx V_{C3}$ ），不随 v_i 而改变。这样，当 v_i 为负时， T_1 导电， v_K 将由 $V_{CC}/2$ 向更正方向变化，考虑到 $v_D = v_{C3} + v_K = V_{C3} + v_K$ ，显然，随着 K 点电位升高，D 点电位 v_D 也自动升高。因而，即使输出电压幅度升得很高，也有足够的电流 i_{B1} ，使 T_1 充分导电。这种工作方式称为自举，意思是电路本身把 v_D 提高了。

复习思考题

5.3.1 在图 5.3.1a 所示双电源互补对称电路中, 输入信号为 1 kHz、10 V 的正弦电压, 输出电压波形如图 5.3.6 所示, 这说明电路出现了何种失真? 为了改善上述的输出波形, 应在电路中采取什么措施?

5.3.2 在图 5.3.2 所示电路中, 用二极管 D_1 和 D_2 的管压降为 T_1 和 T_2 提供适当的偏置, 而二极管具有单向导电的特性, 此时输入的交流信号能否通过此二极管从而亦为 T_1 和 T_2 供给交流信号? 并说明理由。

5.3.3 设放大电路的输入信号为正弦波, 问在什么情况下, 电路的输出出现饱和及截止的失真? 在什么情况下出现交越失真? 用波形示意图说明这两种失真的区别。

5.3.4 在输入信号为正弦波作用下, 互补对称电路输出波形有否可能出现线性 (即频率) 失真? 为什么?

5.3.5 在单电源互补对称电路中, 能用式 (5.2.1) ~ (5.2.11) 直接计算输出功率、管耗、电源供给的功率、效率和选择管子吗?

5.3.6 在图 5.3.4 中加入 R_3 、 C_3 自举电路 (如图 5.3.5 所示), 为什么能提高输出电压幅值 V_{om} ? 这是利用什么概念来实现的?

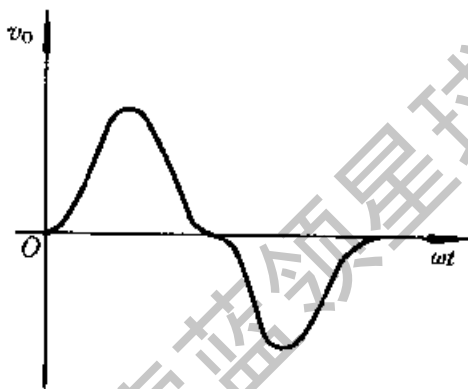


图 5.3.6

* 5.4 集成功率放大器

随着线性集成电路的发展, 集成功率放大器的应用已日益广泛, 现以 SHM1150 II 型集成功率放大器^[14]作一简单介绍。

由图 5.4.1a 可见, SHM1150 I 型集成功率放大器由 T_1 、 T_2 组成输入级^①。其中 T_1 组成共射电路, 由其集电极输出的 v_{o1} 与 v_i 成反相关系, 而从发射极输出的 v_{e1} 与 v_i 同相; 而 T_2 组成共基电路, 其集电极输出信号 v_{o2} 与发射极输入信号 $v_{e2} = v_{e1}$ 同相。因此, 有 v_{o2} 与 v_{o1} 反相。 T_4 、 R_8 组成电压跟随器, 使 $v_{e4} \approx v_{o2}$, 这样加在 T_5 发射结的输入信号 $v_{be5} = v_{o1} - v_{e4} \approx v_{o1} - v_{o2}$, 由于 v_{o2} 与 v_{o1} 反相, 则有 $|v_{be5}| = |v_{o1}| + |v_{o2}|$, T_5 完成了将输入级 T_1 、 T_2 上的双端输出信号转换为单端输出信号。 T_5 以电流源 I_2 作有源负载构成高增益的中间放大级。 T_7 、 T_8 为互补对称电路, 用于驱动 VMOS 管 T_9 和 T_{10} (它的工作原理

① 这个电路称为差分放大电路, 见第 6 章。

在 5.5 节讨论)。T₆、R₉、R₁₀组成 V_{BE} 扩大电路，其作用是给 T₇、T₈ 提供适当的直流偏置，以防止 T₉、T₁₀ 产生交越失真。

整个电路依靠 R₁ 和 R₂ 引入的电压串联负反馈来稳定增益和静态工作点。

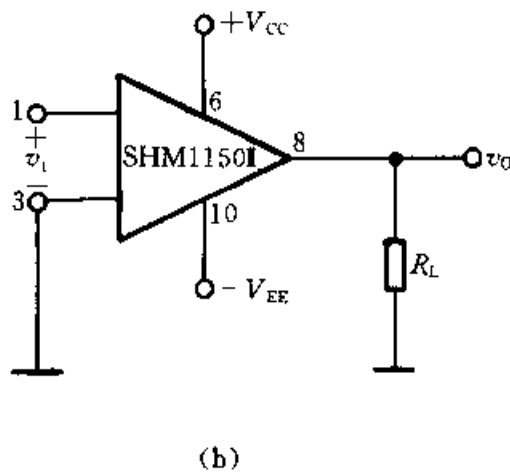
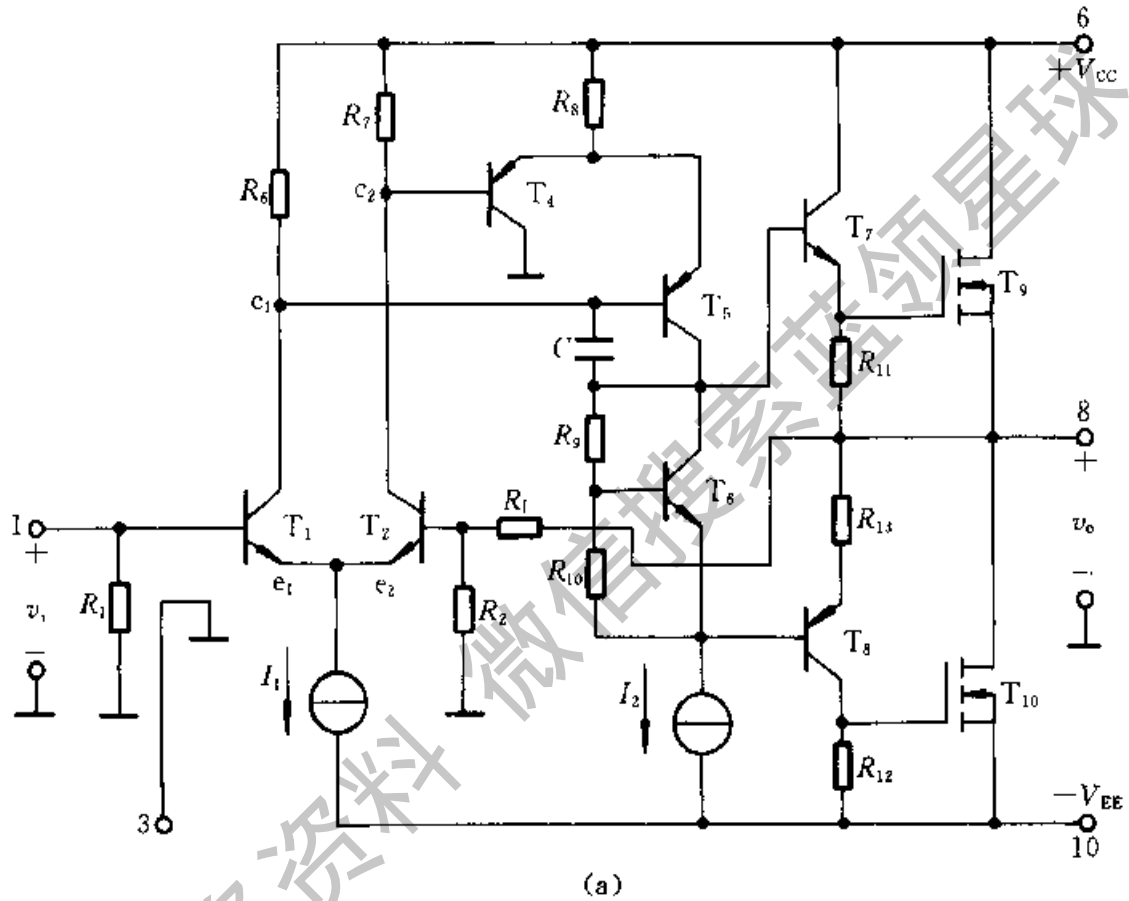


图 5.4.1 SHM1150 I 型 BiMOS 集成功率放大器

(a) 内部电路 (b) 外部接线图

SHM1150 I 型电路由于输出级采用了 VMOS 管, 使输出功率得到很大提高。其特点是, 应用十分方便, 接上电源即可作为双电源互补对称电路直接使用, 如图 5.4.1b 所示。该电路可在 $\pm 12\text{ V} \sim \pm 50\text{ V}$ 电压下正常工作, 电路的最大输出功率可达 150 W 。

5.5 功率器件

5.5.1 功率 BJT

典型的功率 BJT 外形如图 5.5.1 所示。通常 BJT 有一个大面积的集电结, 为了使热传导达到理想情况, BJT 的集电极衬底与它的金属外壳保持良好的接触。

1. 功率 BJT 的散热是重要问题

在功率放大电路中, 给负载输送功率的同时, 管子本身也要消耗一部分功率。管子消耗的功率直接表现在使管子的结温升高。当结温升高到一定程度 (锗管一般约为

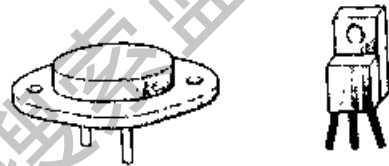


图 5.5.1 功率 BJT 外形图

90 $^{\circ}\text{C}$, 硅管约为 150 $^{\circ}\text{C}$) 以后, 就会使管子损坏, 因而输出功率受到管子允许的最大集电极损耗的限制。值得注意的是, 管子允许的功耗与管子的散热情况有密切的关系。如果采取适当的散热措施, 就有可能充分发挥管子的潜力, 增加功率管的输出功率。反之, 就有可能使 BJT 由于结温升高而被损坏。所以研究功率 BJT 的散热问题, 是一个重要问题。

(1) 表征散热能力的重要参数——热阻

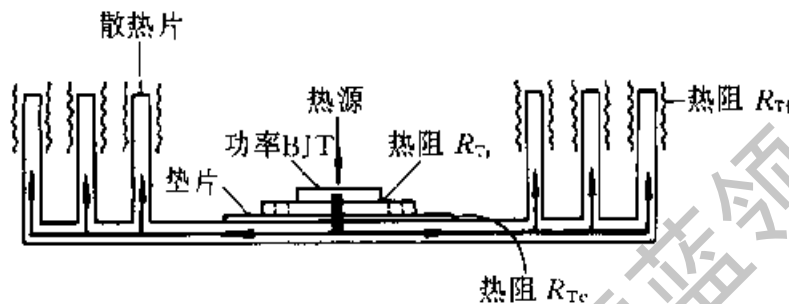
热的传导路径, 称为热路。阻碍热传导的阻力称为热阻。真空不易传热, 即热阻大; 金属的传热性好, 即热阻小。

利用热阻这个概念, 能帮助理解 BJT 的散热过程。

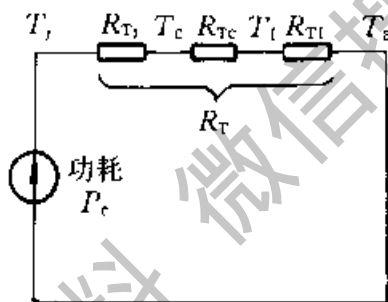
在 BJT 中, 管子上的电压降绝大部分都降在集电结上, 它和流过集电结的电流造成集电极功率损耗, 使管子产生热量。这个热量要散发到外部空间去, 同样受到阻力, 这就是热阻。BJT 热阻的大小, 通常用 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (或 $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$) 表示, 它的物理意义是每瓦 (或每毫瓦) 集电极耗散功率使 BJT 温度升高的度数 (例如, 手册上标出 3AD6 的热阻为 2 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, 即表示集电极损耗功率每增加 1 W, 结温升高 2 $^{\circ}\text{C}$)。显然, BJT 的热阻小, 即表明管子的散热能力强, 在环境温度相同下, 允许的集电极功耗 P_{CM} 就大, 反之, P_{CM} 就小。必须注意的是, 通常手册中给出的最大允许集电极耗散功率 P_{CM} , 是在环境温度为 25 $^{\circ}\text{C}$ 时的数值。

(2) 功率 BJT 的散热等效热路

在 BJT 中,集电极损耗的功率是产生热量的源泉。它使结温升高到 T_j ,并沿着管壳把热量散发到环境温度为 T_a 的空间。BJT 依靠本身外壳散热的效果较差,以 3AD6 为例,不加散热装置时,允许的功耗 P_{CM} 仅为 1 W,如果加上 $120 \times 120 \times 4 \text{mm}^3$ 的散热板时,则允许的 P_{CM} 可增至 10 W,所以为了提高集电结允许的功耗 P_{CM} ,通常要加散热装置,如图 5.5.2a 所示。



(a)



(b)

图 5.5.2 功率 BJT 装在散热片上的散热情况

(a) 功率 BJT 装在散热片上 (b) 散热等效热路

功率 BJT 装上散热片后,由于管壳很小,热量主要通过散热片传送。设集电结到管壳的热阻为 R_{Tj} ,管壳与散热片之间的热阻为 R_{Tc} ,散热片与周围空气的热阻为 R_{Tf} ,则总的热阻可近似为

$$R_T \approx R_{Tj} + R_{Tc} + R_{Tf} \quad (5.5.1)$$

加散热片后的散热等效热路如图 5.5.2b 所示。图中 R_{Tj} 一般可由手册中查到。 R_{Tc} 主要由两方面的因素决定:一是 BJT 和散热片之间是否垫绝缘层(如 0.5 mm 厚的绝缘垫片热阻约为 $1.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$);另一个是二者之间的接触面积和紧固程度。一般 R_{Tc} 在 $0.1 \sim 3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ 之间。散热片的热阻 R_{Tf} 完全决定于散热片的形式、材料和面积(注意,散热片的面积按一面算)。

(3) 功率 BJT 的散热计算

功率 BJT 的最大允许耗散功率 P_{CM} ,决定于总的热阻 R_T 、最高允许结温

T_j 和环境温度 T_a 。它们之间的关系为

$$T_j - T_a = R_T P_{CM} \quad (5.5.2)$$

式 (5.5.2) 说明, 在一定的温升下, R_T 小, 也就是散热能力强, 功率 BJT 允许的耗散功率 P_{CM} 就大; 另一方面, 在一定的 T_j 和 R_T 的条件下, 环境温度 T_a 愈低, 允许的 P_{CM} 也大。利用式 (5.5.2) 可以计算小功率管在不同环境温度下允许的 P_{CM} 值; 也可以计算大功率 BJT 在一定环境温度和散热片面积下, 功率管允许的集电极耗散功率 P_{CM} , 或在给定的 P_{CM} 情况下求散热片的面积, 或在其他条件给定后, 分析各处的温度情况。

例 5.5.1 设一功率 BJT 的集电结到管壳的热阻 $R_{Tj} = 4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, 散热片与周围空气间的热阻 $R_{Tf} = 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, 在管壳与散热片间, 利用 0.2 mm 厚云母垫片进行装配, 因此在管壳与散热片间引入的热阻为 $R_{Tc} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (如图 5.5.2a 所示)。如果在 $V_{CE} = 10 \text{ V}$ 时, 流过功率 BJT 的平均电流 $I_C = 1 \text{ A}$, 试求当环境温度 $T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$ 时, BJT 的集电结结温 T_j 、管壳温度 T_c 和散热片温度 T_f 。设 BJT 发射结的功耗可忽略。

解: 1. BJT 的功耗

如果忽略输入功率 $i_B v_{BE}$, 则 BJT 消耗的功率为

$$P_C = V_{CE} I_C = 10 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 10 \text{ W}$$

2. 求 T_j 、 T_c 和 T_f

BJT 的结温为

$$\begin{aligned} T_j &= T_a + P_C (R_{Tj} + R_{Tc} + R_{Tf}) \\ &= 25 \text{ } ^\circ\text{C} + 10 \text{ W} (4 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 1 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}) \\ &= 25 \text{ } ^\circ\text{C} + 100 \text{ } ^\circ\text{C} = 125 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

BJT 的管壳温度为

$$\begin{aligned} T_c &= T_a + P_C (R_{Tc} + R_{Tf}) \\ &= 25 \text{ } ^\circ\text{C} + 10 \text{ W} (1 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}) \\ &= 85 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

散热片温度为

$$\begin{aligned} T_f &= T_a + P_C R_{Tf} \\ &= 25 \text{ } ^\circ\text{C} + 10 \text{ W} \times 5 \text{ } ^\circ\text{C/W} \\ &= 75 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

2. 器件工作不应进入二次击穿区

前面讨论了功率 BJT 的散热问题, 在实际工作中, 常发现功率 BJT 的功耗并未超过允许的 P_{CM} 值, 管身也并不烫, 但功率 BJT 却突然失效或者性能显著下降。这种损坏的原因, 不少是由于二次击穿所造成的。那么什么叫二次击穿呢? 它产生的原因又是什么呢? 应当如何防止呢? 这些问题很值得研

究和讨论。

(1) 二次击穿现象

二次击穿现象可以用图 5.5.3a 来说明。当集电极电压 v_{CE} 逐渐增加时, 首先出现一次击穿现象, 如图 5.5.3a 中 AB 段所示, 这种击穿就是正常的雪崩击穿。当这种击穿出现时, 只要适当限制功率 BJT 的电流 (或功耗), 且进入击穿的时间不长, 功率 BJT 并不会损坏。所以一次击穿 (雪崩击穿) 具有可逆性。一次击穿出现后, 如果继续增大 i_C 到某数值, BJT 的工作状态将以毫秒级甚至微秒级的速度移向低压大电流区, 如图 5.5.3a BC 段所示, BC 段相当于二次击穿。由于二次击穿点随 i_B 的不同而改变, 通常把这些点连起来叫二次击穿临界曲线, 如图 5.5.3b 所示。

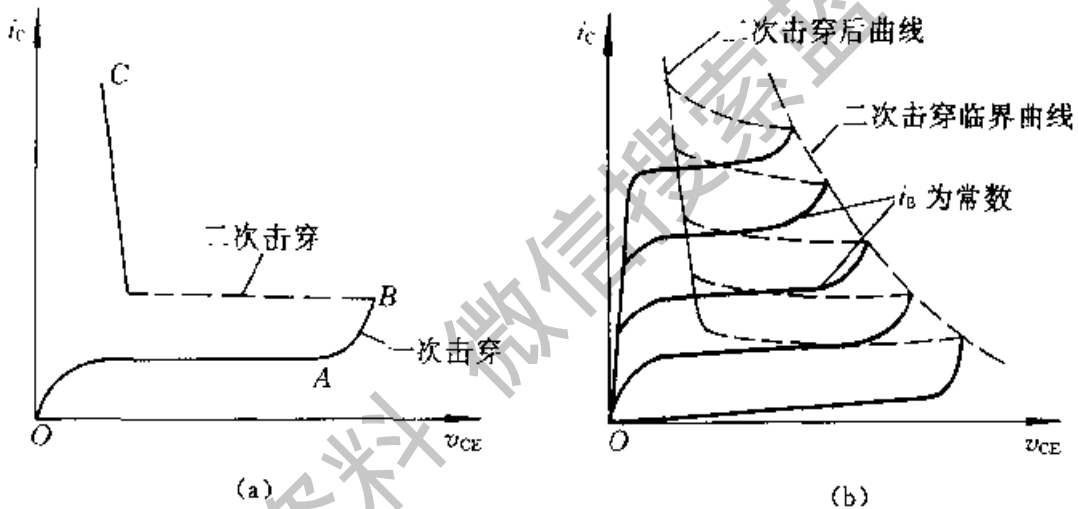


图 5.5.3 BJT 的二次击穿现象

(a) 二次击穿现象 (b) 二次击穿临界特性曲线

(2) 二次击穿是怎样产生的

产生二次击穿的原因至今尚不完全清楚。一般说来, 二次击穿是一种与电流、电压、功率和结温都有关系的效应。它的物理过程多数认为是由于流过 BJT 结面的电流不均匀, 造成结面局部高温 (称为热斑), 因而产生热击穿所致。这与 BJT 的制造工艺有关。

(3) 功率 BJT 的安全工作区

BJT 的二次击穿特性对功率管, 特别是外延型功率管, 在运用性能的恶化和损坏方面起着重要影响。为了保证功率管安全工作, 必须考虑二次击穿的因素。因此, 功率管的安全工作区, 不仅受集电极允许的最大电流 I_{CM} 、集电极允许的最大电压 $V_{(BR)CE}$ 和集电极允许的最大功耗 P_{CM} 所限制, 而且还受二次击穿临界曲线所限制, 其安全工作区如图 5.5.4 虚线内所示。显然, 考

虑了二次击穿以后,功率 BJT 的安全工作范围变小了。

3. 提高功率 BJT 可靠性的主要途径是使用时要降低额定值^①

从可靠性和节约的角度来看,推荐使用下面几种方法来降低额定值:

(1) 在最坏的条件(包括冲击电压在内),工作电压不应超过极限值的 80%;

(2) 在最坏的条件(包括冲击电流在内),工作电流不应超过极限值的 80%;

(3) 在最坏的条件(包括冲击功耗在内),工作功耗不应超过器件最大工作环境温度下的最大允许功耗的 50%;

(4) 工作时,器件的结温不应超过器件允许的最大结温的 70%~80%。

对于开关电路中使用的功率器件,其工作电压、功耗、电流和结温(包括波动值在内)都不得超过极限值。考虑到降低额定值使用能提高可靠性,这就要考虑平均损耗。

4. 为保证器件正常运行,可采取适当保护措施

例如,为了防止由于感性负载而使管子产生过压或过流,可在负载两端并联二极管(或二极管和电容);此外,也可对 BJT 加以保护,保护的方法很多,例如,可以用 V_Z 值适当的稳压管并联在功率管的 c、e 两端,以吸收瞬时的过电压等等。

5.5.2 功率 MOSFET

第 4 章讨论了小功率 MOSFET,这里介绍的是功率 VMOSFET。VMOSFET 的结构剖面图如图 5.5.5 所示。它以 N^+ 型衬底作漏极,在其上生长一层 N^- 型外延层,然后在外延层上掺杂形成一个 P 型层和一个 N^+ 型层源极区,最后利用光刻的方法沿垂直方向刻出一个 V 形槽,并在 V 形槽表面生长一层二氧化硅和覆盖一层金属铝,形成栅极。当栅极加正电压时,靠近栅极 V 形槽下面的 P 型半导体将形成一个 N 型反型层导电沟道(图中未画出)。可见,自由电子沿导电沟道由源极到漏极的运动是纵向的,它与第 4 章介绍的载流

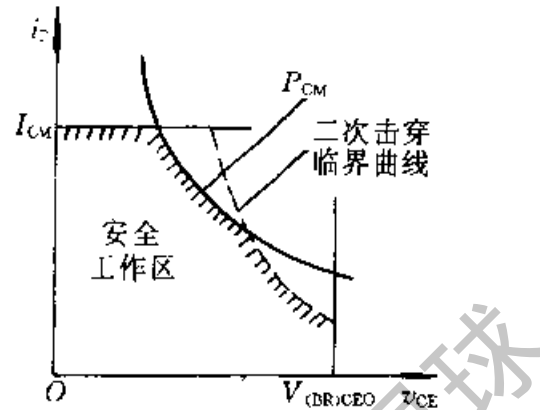


图 5.5.4 由 I_{CM} 、 P_{CM} 、 $V_{(BR)CEO}$ 和二次击穿临界曲线限制的安全工作区

^① 见申本奇、刘和益、左春英编,功率模块电路数据及应用手册(上),北京,电子工业出版社,1996

子是横向从源极流到漏极的小功率 MOSFET 不同。因此，这种器件被命名为 VMOS^①。

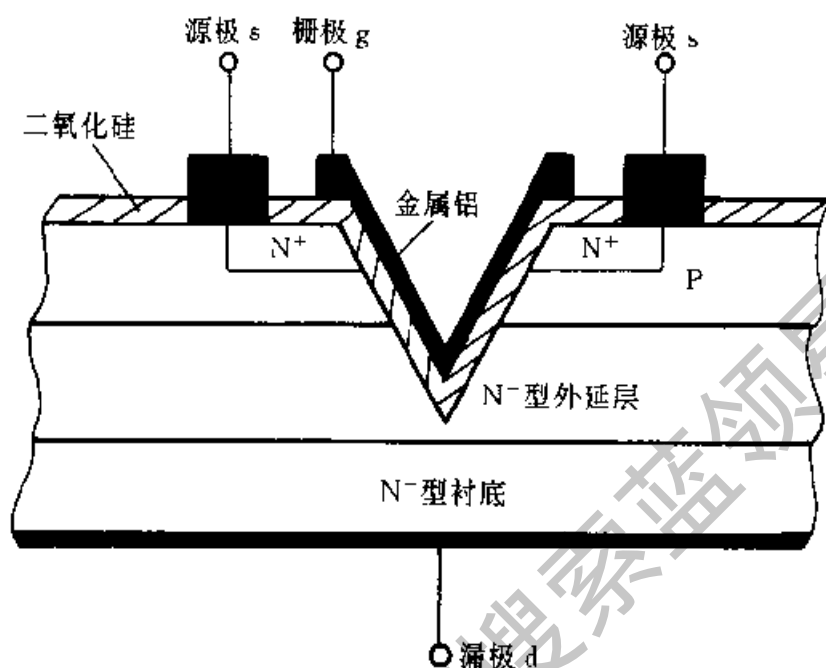


图 5.5.5 VMOSFET 结构剖面图

由图 5.5.5 可见，VMOS 管的漏区面积大，有利于利用散热片散去器件内部耗散的功率。沟道长度（当栅极加正电压时在 V 形槽下 P 型层部分形成）可以做得很短（例如 $1.5\ \mu\text{m}$ ），且沟道间又呈并联关系（根据需要可并联多个），故允许流过的电流 I_D 很大。此外，利用现代工艺，使它靠近栅极形成一个低浓度的 N^- 外延层，当漏极与栅极间的反向电压形成耗尽区时，这一耗尽区主要出现在 N^- 外延区， N^- 区的正离子密度低，电场强度低，因而有较高的击穿电压。这些都有利于 VMOS 制成大功率器件。目前制成的 VMOS 产品，耐压能力达 $1\ 000\ \text{V}$ 以上，最大连续电流值高达 $200\ \text{A}$ 。

与 BJT 相比，VMOS 器件有许多优点：

1. 与 MOS 器件一样是电压控制电流器件，输入电阻极高，因此所需驱动电流极小，功率增益高。

2. 由图 5.5.6 所示 VMOS2N6657 的输出特性可判断出，其转移特性在 $i_D \geq 0.4\ \text{A}$ 时， $g_m = \text{常数}$ 。

3. 因为漏源电阻温度系数为正，当器件温度上升时，电流受到限制，所以 VMOS 不可能有热击穿，因而也不会出现二次击穿，温度稳定性高。

① V 是英文 Vertical 一词的字头。

4. 因无少子存储问题, 加上极间电容小, VMOS 的开关速度快, 工作频率高, 可用于高频电路 (其 $f_T \approx 600$ MHz) 或开关式稳压电源等。

VMOS 器件还有其他一些优点, 例如, 导通电阻 $r_{DS(ON)} \approx 3 \Omega$ 。目前在 VMOSFET 的基础上又已研制出双扩散 VMOSFET, 或称 DMOS 器件, 这是新的发展方向之一。

5.5.3 功率模块

这里所讨论的功率模块^①是指由若干 BJT、MOSFET 或 BiFET 组合而成的功率部件。这种功率模块近年来发展很快, 成为半导体器件的一支生力军。它的突出特点是: 大电流、低功耗, 电压、电流范围宽, 电压高达 1-200 V, 电流高达 400 A。现在已广泛用于不间断电源 (UPS)、各种类型的电机控制驱动、大功率开关、医疗设备、换能器、音频功放等。

功率模块包括 BJT 达林顿模块、功率 MOSFET 模块、IGBT (绝缘栅双极型三极管) 模块等; 按速度和功耗又可分为高速型和低饱和压降型。这里

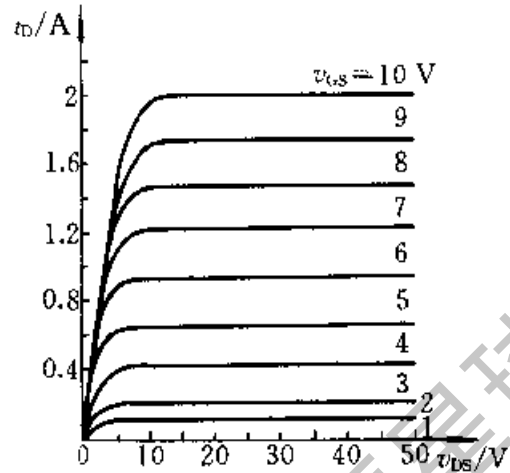


图 5.5.6 2N6657 输出特性

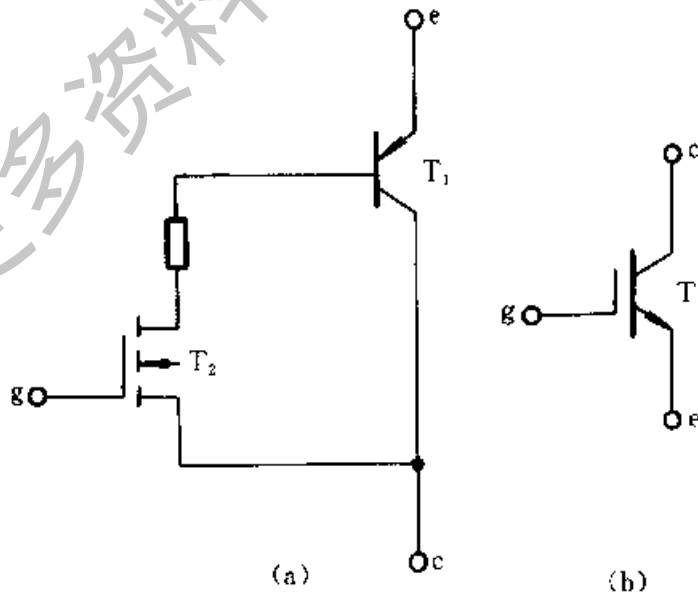


图 5.5.7 IGBT 的等效电路及符号

(a) 等效电路 (b) 符号

^① 参阅申本奇等编. 功率模块电路数据及应用手册, 北京, 电子工业出版社, 1996

以 IGBT 模块为例, 介绍功率模块的结构等。

IGBT 是由具有高输入阻抗、高速的 MOSFET 和低饱和压降的 BJT 组成的。图 5.5.7 是这种 IGBT 结构的简化等效电路和器件符号。

图 5.5.7a 中 T_2 为增强型 MOS 管, 工作时, 首先在施加栅极电压之后形成导电沟道, 出现 PNP 管 T_1 的基极电流, IGBT 导电; 当 FET 沟道消失, 基极电流切断, IGBT 截止。

功率模块将许多独立的大功率 BJT、MOSFET 等集合在一起封装在一个外壳中, 其电极与散热片相隔离, 型号不同, 电路多样化, 便于应用。

复习思考题

- 5.5.1 什么叫热阻? 说明功率放大器件为什么要用散热片?
- 5.5.2 从功率器件的安全运行考虑, 可以从哪几方面采取措施?
- 5.5.3 与功率 BJT 相比, VMOS 管突出的优点是什么?

小 结

● 功率放大电路是在大信号下工作, 通常采用图解法进行分析。研究的重点是如何在允许的失真情况下, 尽可能提高输出功率和效率。

● 与甲类功率放大电路相比, 乙类互补对称功率放大电路的主要优点是效率高, 在理想情况下, 其最大效率约为 78.5%。为保证 BJT 安全工作, 双电源互补对称电路工作在乙类时, 器件的极限参数必须满足: $P_{CM} > P_{T1} \approx 0.2P_{om}$, $|V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC}$, $I_{CM} > V_{CC}/R_L$ 。

● 由于 BJT 输入特性存在死区电压, 工作在乙类的互补对称电路将出现交越失真, 克服交越失真的方法是采用甲乙类 (接近乙类) 互补对称电路。通常可利用二极管或 V_{BE} 扩大电路进行偏置。

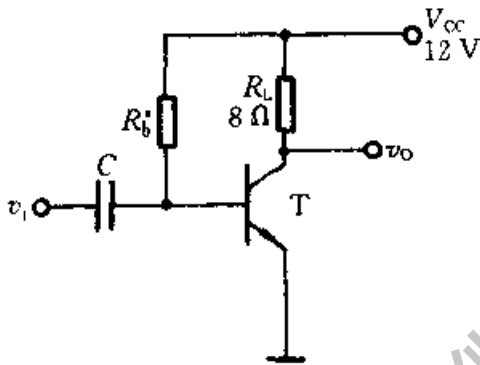
● 在单电源互补对称电路中, 计算输出功率、效率、管耗和电源供给的功率, 可借用双电源互补对称电路的计算公式, 但要用 $V_{CC}/2$ 代替原公式中的 V_{CC} 。

● 在集成功放日益发展, 并获得广泛应用的同时, 大功率器件也发展迅速, 主要有达林顿管、功率 VMOSFET 和功率模块。为了保证器件的安全运行, 可从功率管的散热、防止二次击穿、降低使用定额和保护措施等方面来考虑。

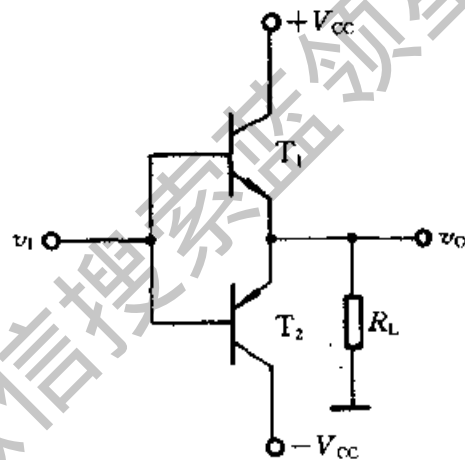
习 题

5.5.1 在甲类、乙类和甲乙类放大电路中,放大管的导通角分别等于多少?它们中哪一类放大电路效率最高?

5.2.1 在图题 5.2.1 所示电路中,设 BJT 的 $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{ V}$, $V_{CES}=0.5\text{ V}$, $I_{CEO}=0$, 电容 C 对交流可视为短路。输入信号 v_i 为正弦波。(1) 计算电路可能达到的最大不失真输出功率 P_{om} ; (2) 此时 R_b 应调节到什么数值? (3) 此时电路的效率 $\eta=?$ 试与工作在乙类的互补对称电路比较。



图题 5.2.1



图题 5.2.2

5.2.2 一双电源互补对称电路如图题 5.2.2 所示, 设已知 $V_{CC}=12\text{ V}$; $R_L=16\ \Omega$, v_i 为正弦波。求: (1) 在 BJT 的饱和压降 V_{CES} 可以忽略不计的条件下, 负载上可能得到的最大输出功率 P_{om} ; (2) 每个管子允许的管耗 P_{CM} 至少应为多少? (3) 每个管子的耐压 $|V_{(BR)CEO}|$ 应大于多少?

5.2.3 在图题 5.2.2 所示电路中, 设 v_i 为正弦波, $R_L=8\ \Omega$, 要求最大输出功率 $P_{om}=9\text{ W}$ 。试求在 BJT 的饱和压降 V_{CES} 可以忽略不计的条件下, 求: (1) 正、负电源 V_{CC} 的最小值; (2) 根据所求 V_{CC} 最小值, 计算相应的 I_{CM} 、 $|V_{(BR)CEO}|$ 的最小值; (3) 输出功率最大 ($P_{om}=9\text{ W}$) 时, 电源供给的功率 P_V ; (4) 每个管子允许的管耗 P_{CM} 的最小值; (5) 当输出功率最大 ($P_{om}=9\text{ W}$) 时的输入电压有效值。

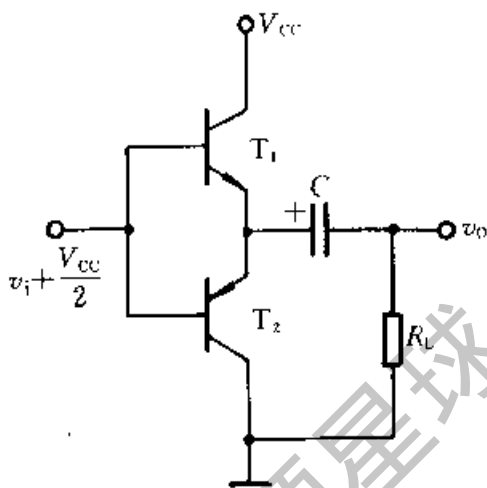
5.2.4 设电路如图题 5.2.2 所示, 管子输入信号 v_i 作用下, 在一周期内 T_1 和 T_2 轮流导电约 180° , 电源电压 $V_{CC}=20\text{ V}$, 负载 $R_L=8\ \Omega$, 试计算: (1) 在输入信号 $V_i=10\text{ V}$ (有效值) 时, 电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率; (2) 当输入信号 v_i 的幅值为 $V_{im}=V_{CC}=20\text{ V}$ 时, 电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率。

5.3.1 一单电源互补对称功放电路如图题 5.3.1 所示, 设 v_i 为正弦波, $R_L=8\ \Omega$, 管子的饱和压降 V_{CES} 可忽略不计。试求最大不失真输出功率 P_{om} (不考虑交越失真) 为 9 W 时, 电源电压 V_{CC} 至少应为多大?

5.3.2 在图题 5.3.1 所示单电源互补对称电路中, 设 $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_L=8\ \Omega$, C 的电

容量很大, v_i 为正弦波, 在忽略管子饱和压降 V_{CES} 情况下, 试求该电路的最大输出功率 P_{om} 。

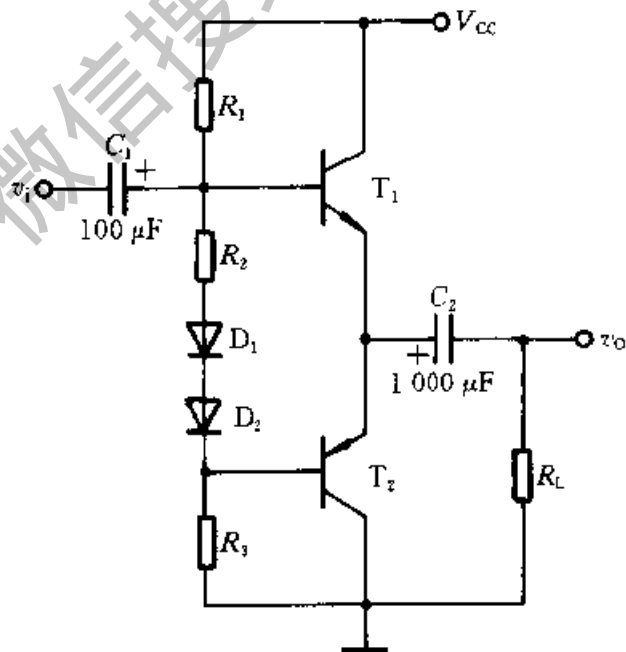
5.3.3 一单电源互补对称电路如图题 5.3.3 所示, 设 T_1 、 T_2 的特性完全对称, v_i 为正弦波, $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_L=8\ \Omega$ 。试回答下列问题: (1) 静态时, 电容 C_2 两端电压应是多少? 调整哪个电阻能满足这一要求? (2) 动态时, 若输出电压 v_o 出现交越失真, 应调整哪个电阻? 如何调整? (3) 若 $R_1=R_2=1.1\text{ k}\Omega$, T_1 和 T_2 的 $\beta=40$, $|V_{BE}|=0.7\text{ V}$, $P_{CM}=400\text{ mW}$, 假设 D_1 、 D_2 、 R_2 中任意一个开路, 将会产生什么后果?



图题 5.3.1

5.3.4 在图题 5.3.3 所示单电源互补对称电路中, 已知 $V_{CC}=35\text{ V}$, $R_L=35\ \Omega$, 流过负载电阻的电流为 $i_o=0.45\cos\omega t\text{ (A)}$ 。求: (1) 负载上所能得到的功率 P_o ; (2) 电源供给的功率 P_V 。

5.3.5 一双电源互补对称电路如图题 5.3.5 所示 (图中未画出 T_3 的偏置电路), 设输入电压 v_i 为正弦波, 电源电压 $V_{CC}=24\text{ V}$, $R_L=16\ \Omega$, 由 T_3 管组成的放大电路的电压增益 $\Delta v_{C3}/\Delta v_{B3}=-16$, 射极输出器的电压增益为 1, 试计算当输入电压有效值 $V_i=1\text{ V}$ 时, 电路的输出功率 P_o 、电源供给的功率 P_V 、两管的管耗 P_T 以及效率 η 。



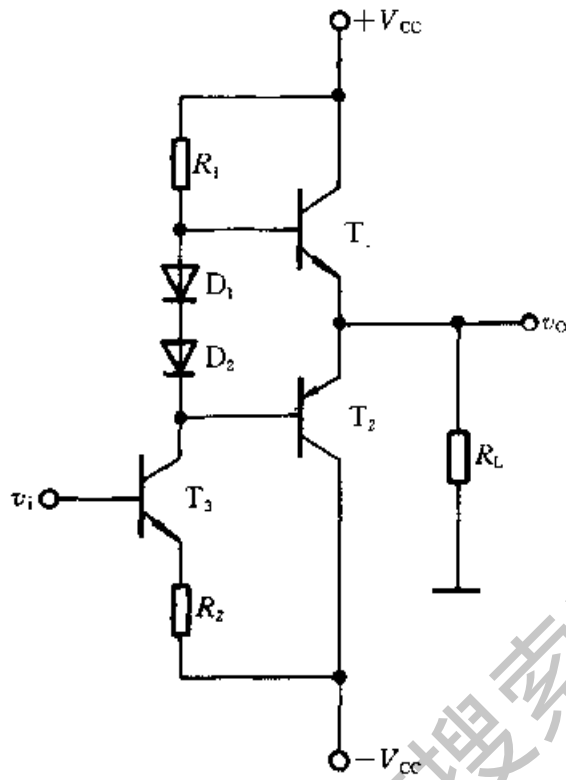
图题 5.3.3

5.3.6 某集成电路的输出级如图题 5.3.6 所示。试说明: (1) R_1 、 R_2 和 T_3 组成什么电路, 在电路中起何作用; (2) 恒流源 I 在电路中起何作用; (3) 电路中引入了 D_1 、 D_2 作为过载保护, 试说明其理由。

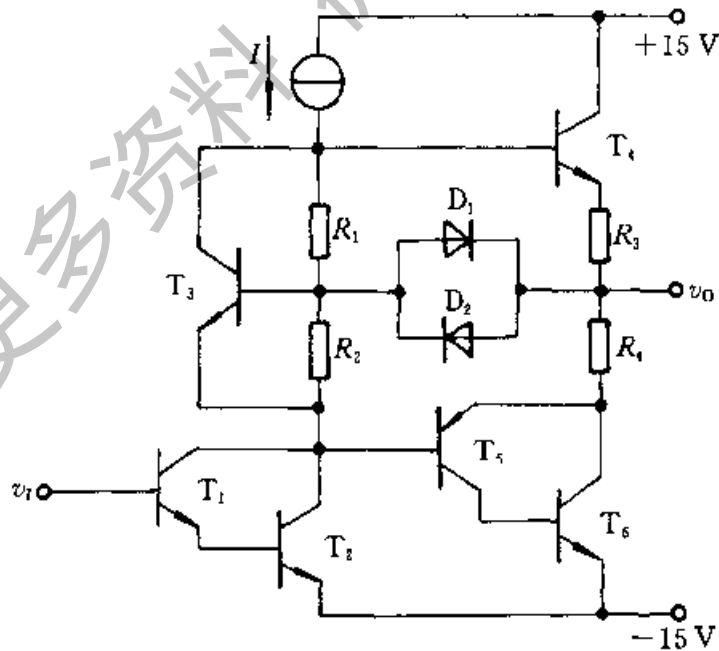
5.3.7 现有一半导体收音机, 输出级采用图题 5.3.7a 所示电路。有人说, 当电源接通后, 无信号输出 (即喇叭不响) 时, 输出级 BJT 的损耗最小, 你认为这种说法对不对? 为什么?

5.3.8 在如图题 5.3.7a 所示电路中, 试用图解法求出负载上的输出功率和效率。设输出变压器效率为 80%。T 型号为 3AX22, 其输出特性如图题 5.3.7b 所示。

提示: 此题的等效交流负载电阻 $R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$, N_1 、 N_2 分别为变压器初、次级绕组的匝数。



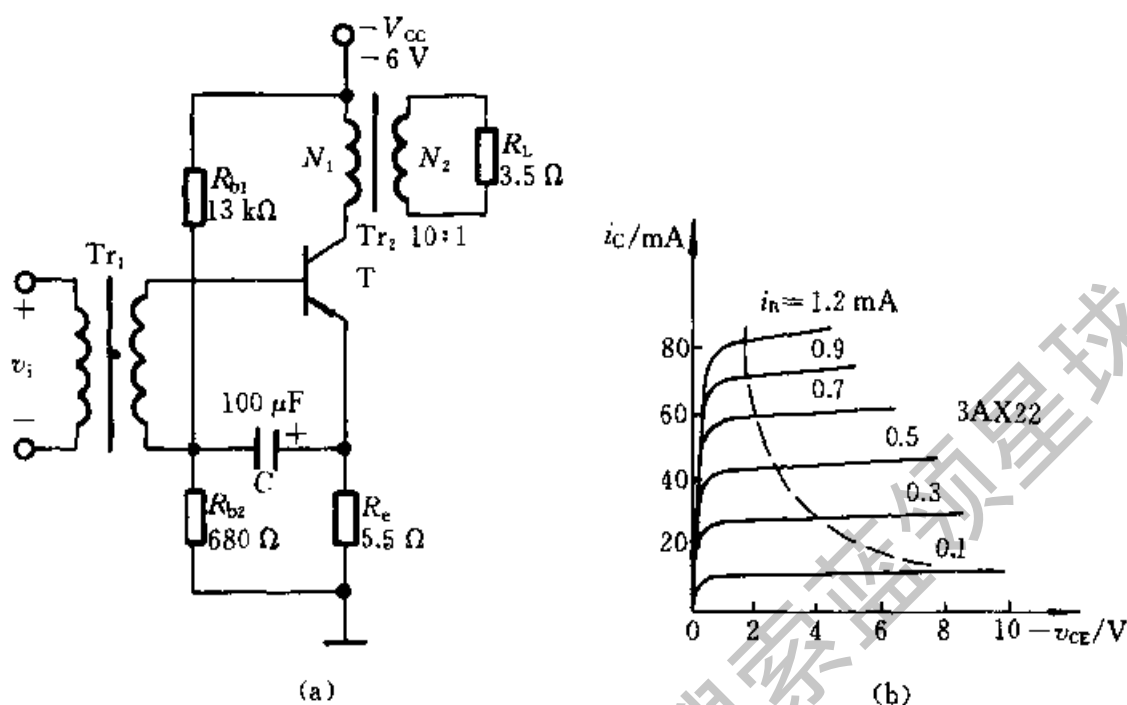
图题 5.3.5



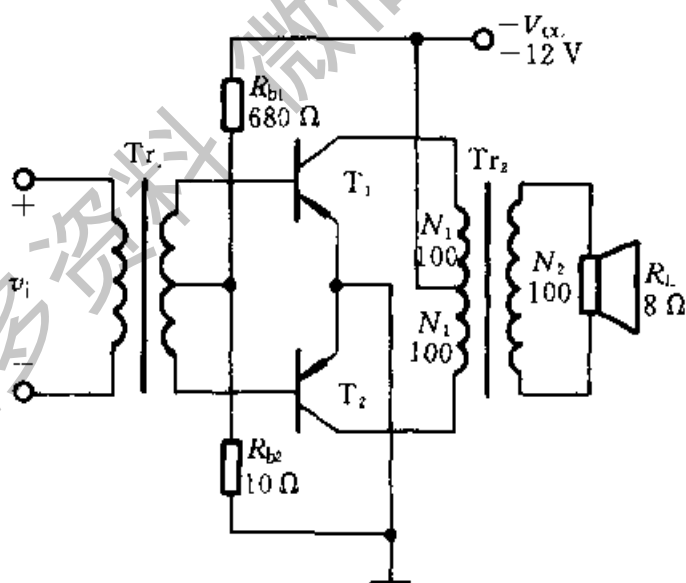
图题 5.3.6

5.3.9 一个简易手提式小型扩音机的输出级如图题 5.3.9 所示。(1) 试计算负载上的输出功率和扩音机效率；(2) 验算功率 BJT3AD1 的定额是否超过。

提示：(1) 电路基本上工作在乙类， T_{r2} 内阻可忽略，变压器效率为 0.8。管子 3AD1



图题 5.3.7

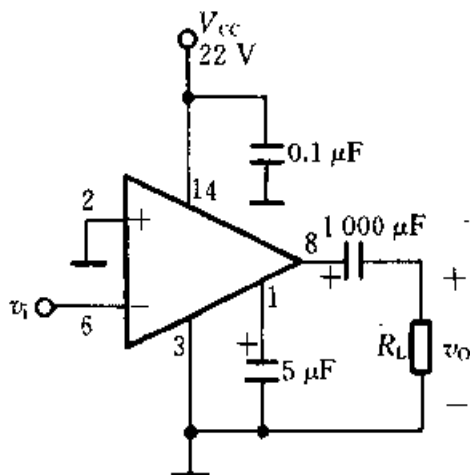


图题 5.3.9

的 $|V_{(BR)CER}| = 30 \text{ V}$, $I_{CM} = 1.5 \text{ A}$, $P_{CM} = 1 \text{ W}$ (加散热片 $150 \times 150 \times 3 \text{ mm}^3$ 时为 8 W); (2) 此题的等效交流负载电阻 $R_L' = (N_1/N_2)^2 R_L$; (3) 可参考双电源互补对称电路的有关计算公式算出 BJT 集电极输出功率, 再乘以变压器效率就得负载 R_L 上的输出功率。

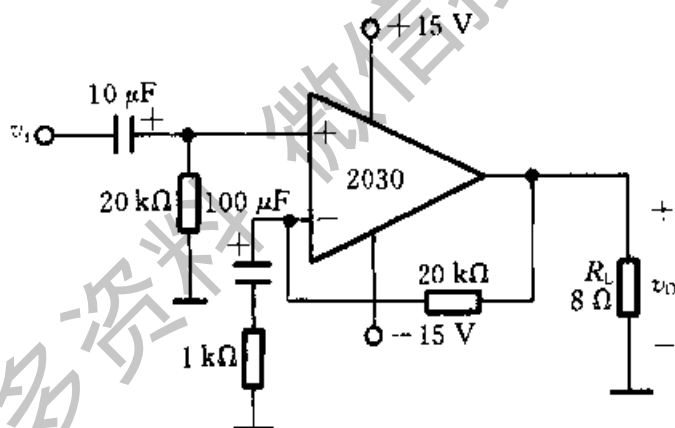
5.4.1 一个用集成功放 LM384 组成的功率放大电路如图题 5.4.1 所示。已知电路在通带内的电压增益为 40 dB , 在 $R_L = 8 \Omega$ 时不失真的最大输出电压(峰-峰值)可达 18 V 。求当 v_i 为正弦信号时: (1) 最大不失真输出功率 P_{om} ; (2) 输出功率最大时的输入电压有

效值。



图题 5.4.1

5.4.2 2030 集成功率放大器的一种应用电路如图题 5.4.2 所示, 假定其输出级 BJT 的饱和压降 V_{CES} 可以忽略不计, v_i 为正弦电压。(1) 指出该电路是属于 OTL 还是 OCL 电路; (2) 求理想情况下最大输出功率 P_{om} ; (3) 求电路输出级的效率 η 。



图题 5.4.2

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE5.1 (1) 乙类互补对称功放电路如图 PSE5.1a 所示, 设输入信号 v_i 为 $1\ \text{kHz}$ 、幅值为 $5\ \text{V}$ 的正弦电压, 试运用 PSPICE 程序观测输出电压 v_o 波形的交越失真, 求出失真发生的范围; (2) 为减小和克服交越失真, 在 T_1 、 T_2 两基极间加上两只二极管 D_1 、 D_2 及相应电路, 如图 PSE5.1b 所示, 构成甲乙类互补对称功放电路。试观察 v_o 的交越失真是否消除; (3) 求最大输出电压范围。

解: (1) 绘出图 PSE5.1a 所示电路, 设置瞬态分析功能。得瞬态波形如图 c 所示, 由

图可看出 v_o 有交越失真。

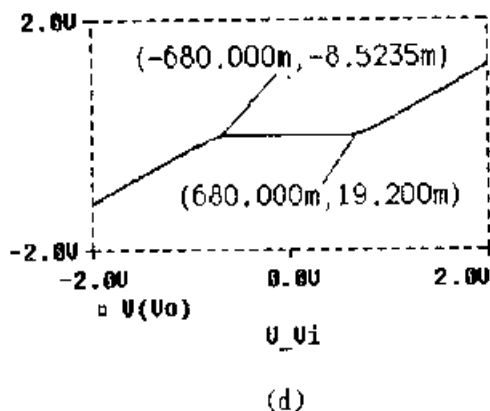
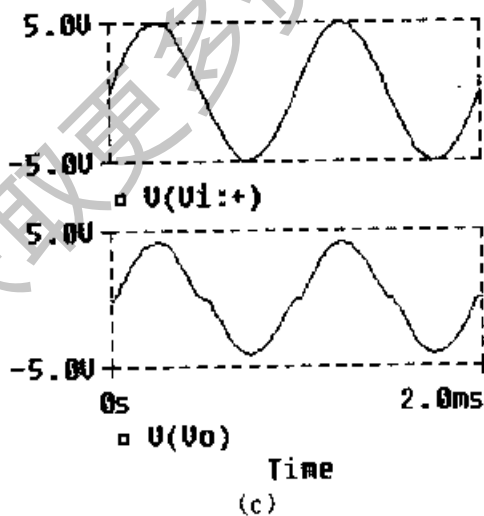
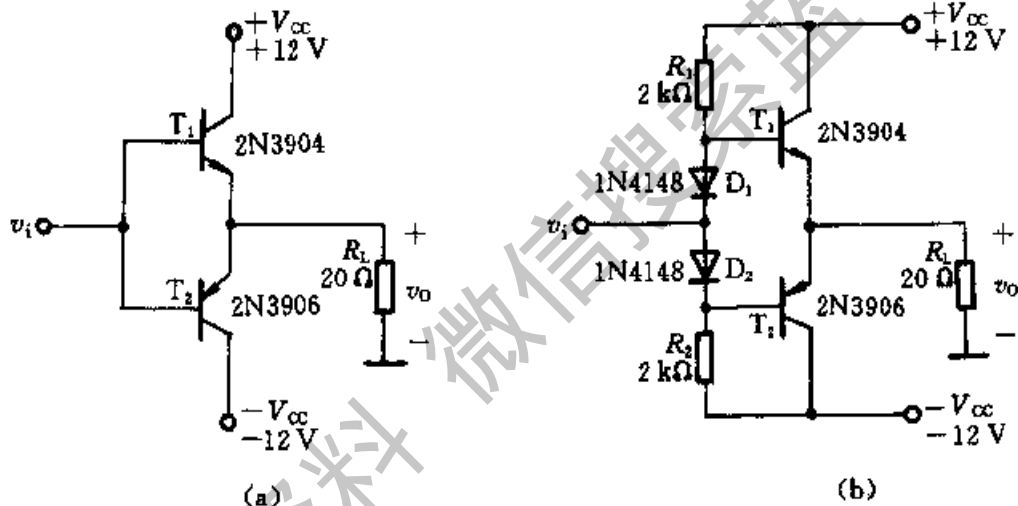
再设置直流扫描分析功能, 设 v_i 的扫描范围为 $-2\text{ V} \sim +2\text{ V}$, 得电压传输特性如图 d 所示。由图中可看出, 输入电压在 $-0.68\text{ V} \sim +0.68\text{ V}$ 范围内输出电压出现失真。

(2) 将电路改成图 PSE5.1b 所示形式, 重复 (1) 的步骤, 可得电路的输出波形和传输特性分别如图 e、f 所示, 由此可以看出, v_o 已无交越失真。

(3) 设置直流扫描分析功能, 设 v_i 的扫描范围为 $-10\text{ V} \sim +10\text{ V}$, 得电压传输特性如图 g 所示, 由图可以看出, 最大输出电压范围约为 $-5\text{ V} \sim +5\text{ V}$ 。

2. PSPICE 习题

PS5.1 一双电源互补对称电路如图 PSE5.1a 所示, 已知 $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_L=16\ \Omega$, v_i 为正弦波电压, 试分别画出 P_V 、 P_o 、 P_{T1} 随 V_{om}/V_{CC} 变化的曲线, 求出负载上可能得到的最大功率 P_{om} 及最大管耗 P_{T1m} 。



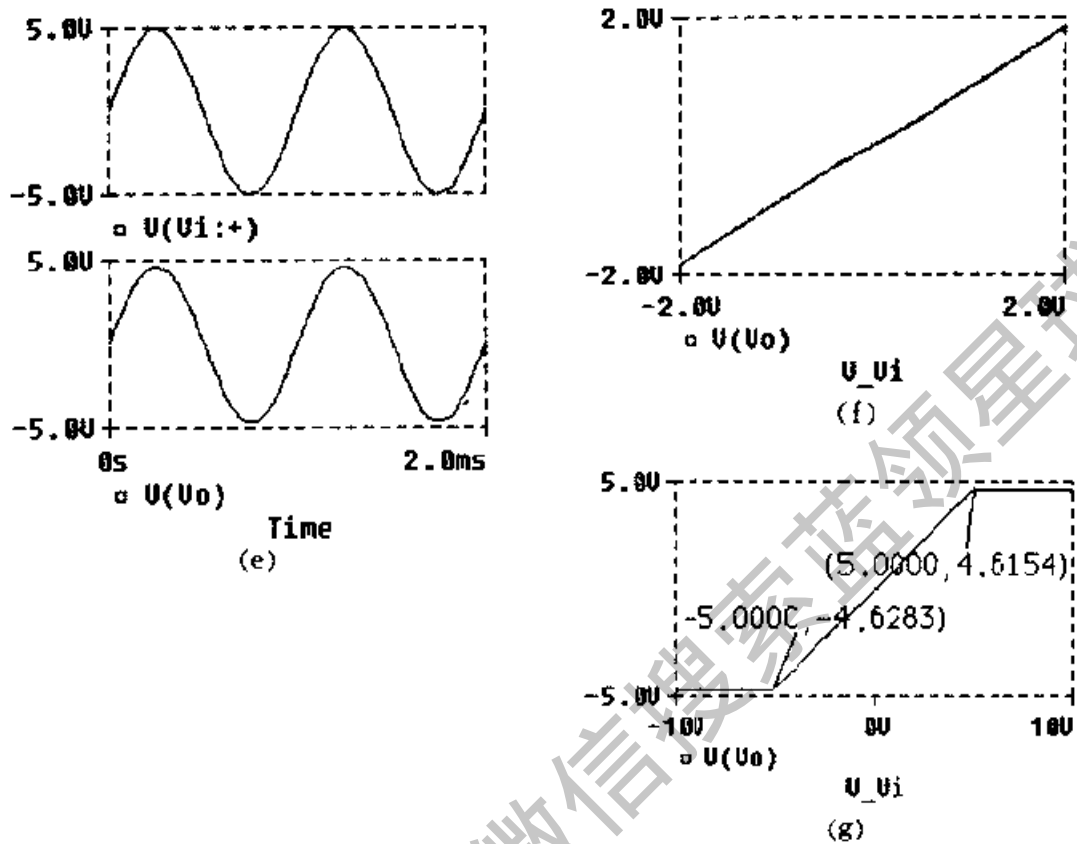


图 PSE5.1

PS5.2 一 OTL 电路如图题 5.3.1 所示, 设 v_i 为正弦波电压, $C=1\ 000\ \mu\text{F}$, T_1 采用 2N3904, T_2 采用 2N3906, $R_L=8\ \Omega$ 。试求最大不失真输出功率为 9 W 时, 电源电压 V_{CC} 至少应为多大?

PS5.3 在图题 5.3.3 所示单电源互补对称电路中, 已知 $V_{CC}=35\ \text{V}$, $R_L=35\ \Omega$, $R_2=0$, $R_1=R_3=1\ \text{k}\Omega$, $C_1=10\ \mu\text{F}$, $C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$, D_1 、 D_2 采用 1N4148, T_1 、 T_2 分别为 2N2222 和 2N2907A, 流过负载电阻的电流 $i_L=0.4\cos\omega t$ (A)。求: (1) 负载上所能得到的功率 P_{o1} ; (2) 电源供给的功率 P_V 。

6 集成电路运算放大器

引言 在半导体制造工艺的基础上,把整个电路中的元器件制作在一块硅基片上,构成特定功能的电子电路,称为**集成电路**。它的体积小,而性能却很好。集成电路按其功能来分,有**数字集成电路**和**模拟集成电路**。模拟集成电路种类繁多,有**运算放大器**、**宽频带放大器**、**功率放大器**、**模拟乘法器**、**模拟锁相环**、**模数和数模转换器**、**稳压电源**和**音像设备**中常用的其他模拟集成电路等。

在模拟集成电路中,**集成运算放大器**(简称**集成运放**)是应用极为广泛的一种。本章首先讨论组成集成运放的基本单元电路、典型集成运放电路及其性能指标,接着简述几种专用型运放。随后对放大电路中的**噪声和干扰**的来源及其抑制措施作简要的介绍。

模拟集成电路一般是由一块厚约 $0.2\sim 0.25\text{ mm}$ 的P型硅片制成,这种硅片是集成电路的基片。基片上可以做出包含有数十个或更多的BJT或FET、电阻和连接导线的电路。外型一般用金属圆壳或双列直插式结构,和分立元件电路相比,模拟集成电路有以下几方面的特点:

(1) 电路结构与元件参数具有对称性

电路中各元件是在同一硅片上,又是通过相同的工艺过程制造出来的,同一片内的元件参数绝对值有同向的偏差,温度均一性好,容易制成两个特性相同的管子或两个阻值相等的电阻。

(2) 用有源器件代替无源器件

电路中的电阻元件是由硅半导体的体电阻构成,电阻值的范围一般为几十欧到 $20\text{ k}\Omega$ 左右,阻值范围不大。此外,电阻值的精度不易控制,误差可达 $10\%\sim 20\%$ 左右,所以在集成电路中,高阻值的电阻多用BJT或FET等有源器件组成的恒流源电路来代替。

(3) 采用复合结构的电路

由于复合结构电路的性能较佳，而制作又不增加多少困难，因而在集成电路中多采用复合管、共射-共基、共集-共基等组合电路。

(4) 级间采用直接耦合方式

电路中的电容量不大，约在几十皮法以下，常用PN结电容构成，误差也较大。至于电感的制造就更困难了，所以，在集成电路中，级间都采用直接耦合方式。

(5) 电路中使用的二极管，多用作温度补偿元件或电位移动电路，大都采用BJT的发射结构成。

模拟集成电路的种类繁多，电路功能也千差万别，但它的基本组成十分相似，因而首先讨论组成集成运放的基本单元电路——电流源和差分式放大电路。

6.1 集成电路运算放大器中的电流源

在电子电路特别是模拟集成电路中，广泛地使用一种单元电路——电流源，它为放大电路提供稳定的偏置电流，或作放大电路的有源负载。我们知道，BJT的输出特性具有恒流的特点，采用适当的辅助电路可以使其恒流特性更接近于理想情况。下面讨论几种常见的电流源。

1. 镜像电流源

电路如图6.1.1所示，设 T_1 、 T_2 的参数完全相同，即 $\beta_1 = \beta_2$ ， $I_{CEQ1} = I_{CEQ2}$ ，由于两管具有相同的基-射极间电压（ $V_{BE1} = V_{BE2}$ ）， $I_{E1} = I_{E2}$ ， $I_{C1} = I_{C2}$ ，当BJT的 β 较大时，基极电流 I_B 可以忽略，所以 T_2 的集电极电流 I_{C2} 近似等于基准电流 I_{REF} ，即

$$I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R} \quad (6.1.1)$$

由上式可以看出，当 R 确定后， I_{REF} 就确定了， I_{C2} 也随之而定，我们把 I_{C2} 看作是 I_{REF} 的镜像，所以称图6.1.1为镜像电流源。此外，由于 T_1 管对 T_2 管具有温度补偿作用， I_{C2} 的温度稳定性也较好。但 I_{REF} 受电源变化的影响大，故要求电源十分稳定。

在图6.1.1的电路中，当 β 不够大时， I_{C2} 与 I_{REF} 就存在一定的差别，为了弥补这一不足，在电路中接入BJT T_3 ，如图6.1.2所示。利用 T_3 的电流放

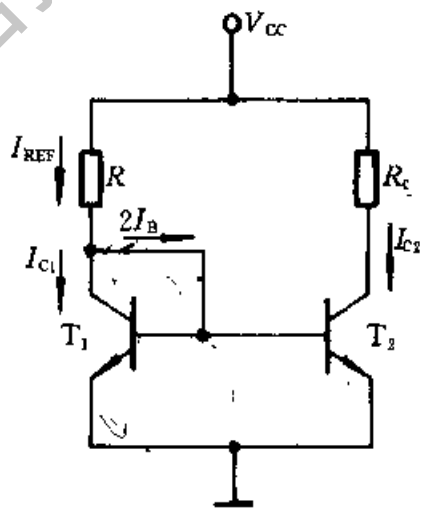


图 6.1.1 镜像电流源

大作用,减小了 I_B 对 I_{REF} 的分流作用,从而提高了 I_{C2} 与 I_{REF} 互成镜像的精度。为了避免 T_3 的电流过小而使 β_3 下降,常在 T_3 的射极加一电阻 R_{e3} , 使 I_{E3} 增大。

镜像电流源电路适用于较大工作电流(毫安数量级)的场合,若需减少 I_{C2} 的值(例如微安级),必要求 R 的值很大,这在集成电路中难以实现。因此,需要研究改进型的电流源。

2. 微电流源

图 6.1.3 是模拟集成电路中常用的一种电流源。与图 6.1.1 相比,在 T_2 的射极电路接入电阻 R_{e2} , 当基准电流 I_{REF} 一定时, I_{C2} 可确定如下:

因为

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE} = I_{E2} R_{e2}$$

所以

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{e2}} \quad (6.1.2)$$

由式 (6.1.2) 可知,利用两管基-射极电压差 ΔV_{BE} 可以控制输出电流 I_{C2} 。由于 ΔV_{BE} 的数值小,故用阻值不大的 R_{e2} 即可获得微小的工作电流,称为微电流源。该电路由于 T_1 、 T_2 是对管,两管基极又连在一起,当 V_{CC} 、 R 和 R_{e2} 为已知时,基准电流 $I_{REF} \approx V_{CC}/R$, 在 V_{BE1} 、 V_{BE2} 为一定值时, I_{C2} 也就确定了;在电路中,当电源电压 V_{CC} 发生变化时, I_{REF} 以及 ΔV_{BE} 也将发生变化,由于 R_{e2} 的值一般为数千欧,使 $V_{BE2} \ll V_{BE1}$, 以致 T_2 的 V_{BE2} 值很小而工作在输入特性的弯曲部分,则 I_{C2} 的变化远小于 I_{REF} 的变化,故电源电压波动对工作电流 I_{C2} 的影响不大。同时,因为 T_1 对 T_2 有温度补偿作用,所以 I_{C2} 的温度稳定性也较好。

例 6.1.1 多路电流源电路如图 6.1.4 所示。已知各 BJT 的参数 β 、 V_{BE} 数值相同,求各电流源 I_{C1} 、 I_{C2} 及 I_{C3} 与基准电流 I_{REF} 的关系式。

解:由图 6.1.4 可知

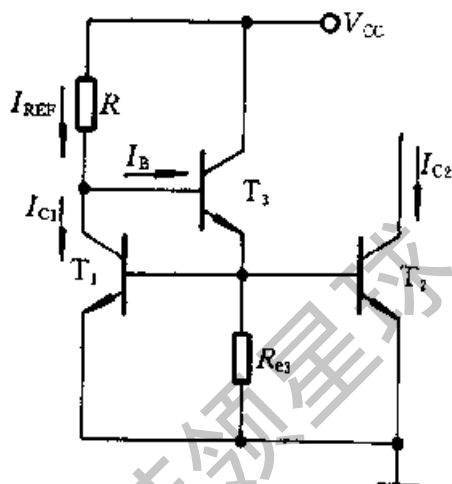


图 6.1.2 带缓冲级的镜像电流源

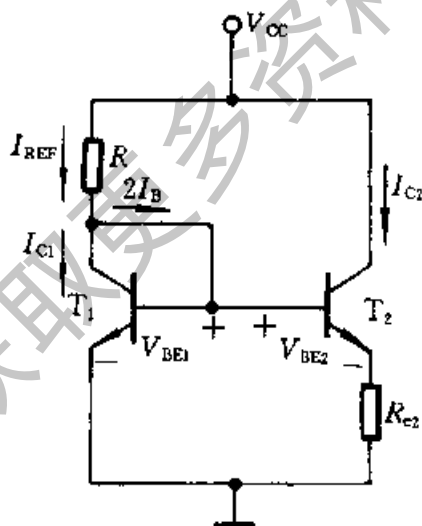


图 6.1.3 微电流源

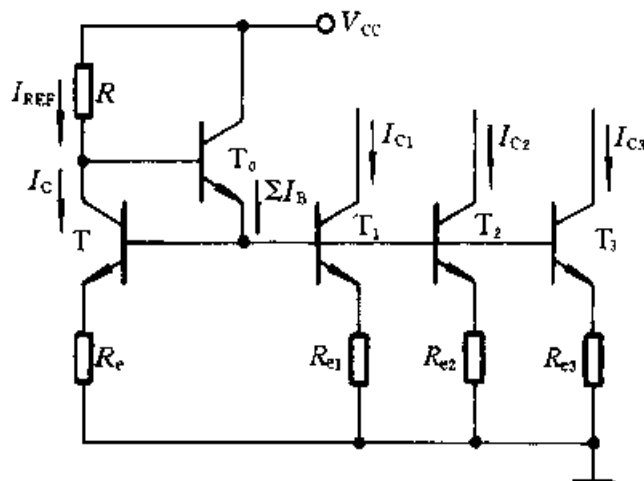


图 6.1.4 多路电流源

$$I_C = I_{REF} - \Sigma I_B / \beta$$

当 β 较大时, 得

$$I_C \approx I_{REF}$$

由于各管的 β 、 V_{BE} 相同, 则

$$I_E R_e \approx I_{REF} R_e = I_{E1} R_{e1} = I_{E2} R_{e2} = I_{E3} R_{e3} \quad (6.1.3)$$

所以
$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{I_{REF} R_e}{R_{e1}}, I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{I_{REF} R_e}{R_{e2}}, I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{I_{REF} R_e}{R_{e3}} \quad (6.1.4)$$

当 I_{REF} 确定后, 改变各电流源射极电阻, 可获得不同比例的输出电流。

3. 电流源用作有源负载

由于电流源具有直流电阻小而交流电阻很大的特点, 在模拟集成电路中, 广泛地把它作为负载使用, 称为有源负载。图 6.1.5 表示电流源作为集电极负载, 图中 T_1 是放大管, T_2 、 T_3 组成镜像电流源作为 T_1 的集电极有源负载。电流 $I_{C2}(=I_{C1})$ 等于基准电流 $I_{C3}(I_{REF})$ 。电流源的交流电阻很大, 在共射电路中, 可使每级的电压增益达 10^5 甚至更高。电流源亦常用作射极负载。

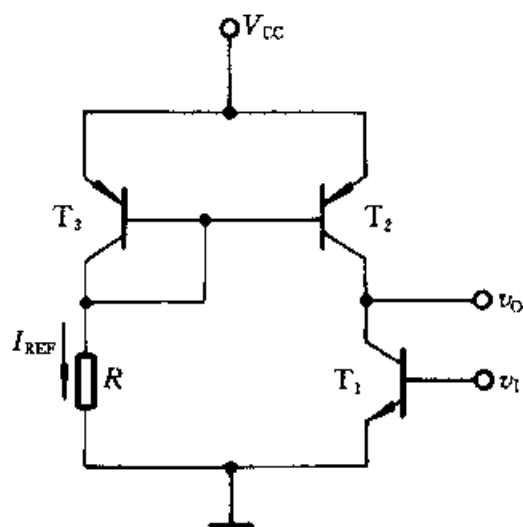


图 6.1.5 电流源用作有源负载

复习思考题

6.1.1 一个高内阻的电压源即可认为是一电流源，利用 BJT 来构成各种电流源电路，其高内阻的特性如何体现？它们各有什么特点？

6.1.2 电流源电路在模拟集成电路中可起什么作用？为什么用它作为放大电路的有源负载？

6.1.3 定性分析图 6.1.6 所示电路，说明 T_1 、 T_2 在电路中的作用。

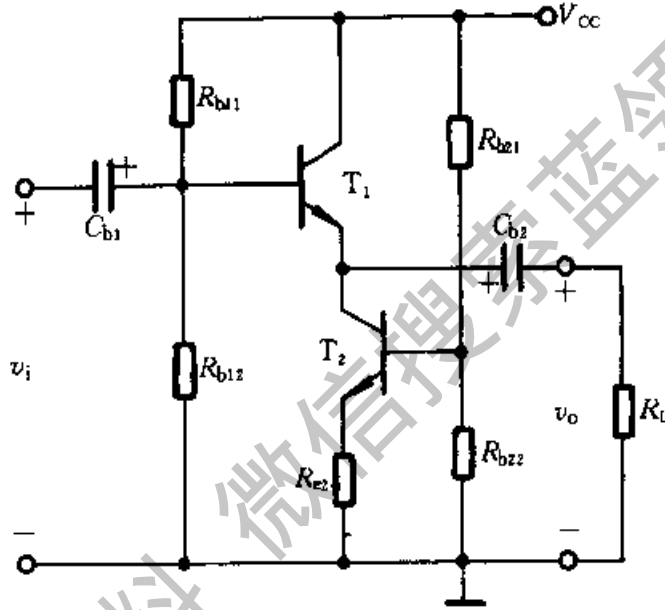


图 6.1.6

6.2 差分式放大电路

差分式放大电路就其功能来说，是放大两个输入信号之差。由于它在电路和性能方面有许多优点，因而成为集成运放的主要组成单元。

图 6.2.1 表示一线性放大电路，它有两个输入端，分别接有信号电压 v_{i1} 与 v_{i2} ；输出端的信号电压为 v_o 。在电路完全对称的理想情况下，输出信号电压可表示为

$$v_o = A_{VD} (v_{i1} - v_{i2}) \quad (6.2.1)$$

式中 A_{VD} 是差分式放大电路的差模电压增益。由式 (6.2.1) 可以看出，放大电路两个输入端所共有的任何信号对输出电压都不会有影响。但在一般情况下，实

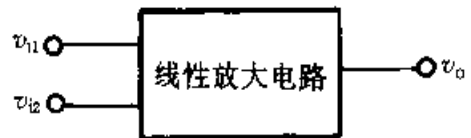


图 6.2.1 理想差分式放大电路
输出与输入关系

实际的输出电压不仅取决于两个输入信号的差模信号 v_{id} ，而且还与两个输入信号的共模信号 v_{ic} 有关，它们分别表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{id} = v_{i1} - v_{i2} \end{array} \right. \quad (6.2.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ic} = \frac{1}{2} (v_{i1} + v_{i2}) \end{array} \right. \quad (6.2.3)$$

就是说，差模信号是两个输入信号之差，而共模信号则是二者的算术平均值。当用共模和差模信号表示两个输入电压时，有

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{i1} = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2} \end{array} \right. \quad (6.2.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{i2} = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2} \end{array} \right. \quad (6.2.5)$$

在差模信号和共模信号同时存在的情况下，对于线性放大电路来说，可利用叠加原理来求出总的输出电压，即

$$v_o = A_{VD}v_{id} + A_{VC}v_{ic} \quad (6.2.6)$$

式中 $A_{VD} = v_{od}/v_{id}$ 为差模电压增益； $A_{VC} = v_{oc}/v_{ic}$ 为共模电压增益。由式 (6.2.6) 可知，如果有两种情况的输入信号，一种情况是 $v_{i1} = +50 \mu\text{V}$ ， $v_{i2} = -50 \mu\text{V}$ ；而另一种情况是 $v_{i1} = 1050 \mu\text{V}$ ， $v_{i2} = 950 \mu\text{V}$ ；那么尽管两种情况下的差模信号 $v_{id} = 100 \mu\text{V}$ 是相同的，但其共模信号却不一致，前者 $v_{ic} = 0$ ，后者 $v_{ic} = 1000 \mu\text{V}$ 。因而差分式放大电路的输出电压是不相同的。

6.2.1 基本差分式放大电路

图 6.2.2 所示是一个基本差分式放大电路。它由两个特性相同的 BJT T_1 、 T_2 组成对称电路，电路参数也对称，即 $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ 等。电路中有两个电源 $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 。两管的发射极连接在一起并接恒流源 I_0 ，恒流源的交流电阻 r_o 很大，在理想情况下为无穷大。这个电路有两个输入端和两个输出端，称双端输入、双端输出电路。下面首先分析电路的工作原理，并介绍其抑制零点漂移的作用，然后对电路的主要技术指标进行计算。

1. 工作原理

(1) 静态分析

当没有输入信号电压，即 $v_{i1} = v_{i2} = 0$ 时，由于电路完全对称， $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ， $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7 \text{ V}$ ，这时 $i_{C1} = i_{C2} = I_C = I_0/2$ ， $R_{c1}I_{C1} = R_{c2}I_{C2} = R_cI_C$ ， $V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CC} - I_C R_c + 0.7 \text{ V}$ ， $v_o = v_{C1} - v_{C2} = 0$ 。由此可知，输入信号电压 ($v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$) 为零时，输出信号电压 v_o 也为零。

(2) 动态分析

当在电路的两个输入端各加一个大小相等、极性相反的信号电压，即

$v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$ 时, 一管电流将增加, 另一管电流则减小, 所以输出信号电压 $v_o = v_{c1} - v_{c2} \neq 0$, 即在两输出端间有信号电压输出。 $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ 就是前面介绍过的差模信号。这种输入方式称为差模输入。

2. 抑制零点漂移的原理

零点漂移 (简称零漂), 就是当放大电路的输入端短路时, 输出端还有缓慢变化的电压产生, 即输出电压偏离原来的起始点而上下漂动。在直接耦合多级放大电路中, 当第一级放大电路的Q点由于某种原因 (如温度变化) 而稍有偏移时, 第一级的输出电压将发生微小的变化, 这种缓慢的微小变化就会逐级被放大, 致使放大电路的输出端产生较大的漂移电压。当漂移电压的大小可以和有效信号电压相比时, 就无法分辨是有效信号电压还是漂移电压, 严重时漂移电压甚至把有效信号电压淹没了, 使放大电路无法正常工作。为了表示由于温度变化引起的漂移, 常把温度升高一度 (1°C) 时, 输出漂移电压 ΔV_o 。按放大电路的总电压增益 A_v 折合到输入端的等效输入漂移电压 $\Delta V_i (= \Delta V_o / A_v \Delta T)$ 作为温漂指标。

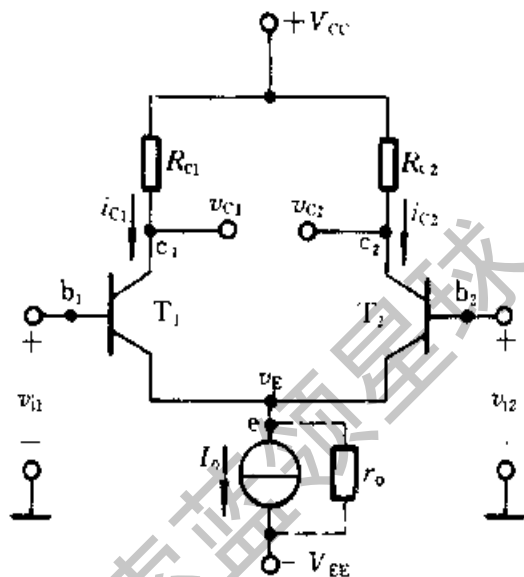


图 6.2.2 基本差分式放大电路

在差分式电路中, 无论是温度变化, 还是电源电压的波动都会引起两管集电极电流以及相应的集电极电压相同的变化, 其效果相当于在两个输入端加入了共模信号, 由于电路的对称性和恒流源偏置, 在理想情况下, 可使输出电压不变, 从而抑制了零点漂移。当然, 在实际情况下, 要做到两管电路完全对称和理想恒流源是比较困难的, 但是输出漂移电压将大为减小。由于这个缘故, 所以差分式放大电路特别适用于作多级直接耦合放大电路的输入级。关于差分式放大电路对于共模信号的抑制作用, 下面将进一步分析。

3. 主要技术指标的计算

(1) 差模电压增益

双端输入、双端输出的差模电压增益

在图 6.2.2 所示的电路中, 若输入为差模方式, 即 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$, 则因一管的电流增加, 另一管的电流减小, 在电路完全对称的条件下, i_{c1} 的增加量等于 i_{c2} 的减小量, 所以流过恒流源的电流 I_0 不变, $v_e = 0$, 故交流通路如图 6.2.3 所示。当从两管集电极作双端输出时, 其差模电压增益与单管放大

电路的电压增益相同, 即

$$\begin{aligned} A_{VD} &= \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_{i1} - v_{i2}} = \frac{2v_{o1}}{2v_{i1}} \\ &= -\frac{\beta R_c}{r_{be}} \quad (6.2.7) \end{aligned}$$

当集电极 c_1 、 c_2 两点间接入负载电阻 R_L 时

$$A'_{VD} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (6.2.8)$$

其中 $R'_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2}$ 。这是因为输入差模信号时, c_1 和 c_2 点的电位向相反的方向变化, 一边增量为正, 另一边增量为负, 并且大小相等, 可见负载电阻 R_L 的中点是交流地电位, 所以在差动输入的半边等效电路中, 负载电阻是 $R_L/2$ 。

综上所述可知, 在电路完全对称、双端输入、双端输出的情况下, 图 6.2.2 的电路与单边电路的电压增益相等。可见该电路是用成倍的元器件以换取抑制零点漂移的能力。

双端输入、单端输出的差模电压增益

如输出电压取自其中一管的集电极 (v_{o1} 或 v_{o2}), 则称为单端输出, 此时由于只取出一管的集电极电压变化量, 所以这时的电压增益只有双端输出时的一半, 即

$$A_{VD1} = \frac{1}{2} A_{VD} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}} \quad (6.2.9)$$

这种接法常用于将双端输入信号转换为单端输出信号, 集成运放的中间级有时就采用这样的接法。

单端输入的差模电压增益

在实际系统中, 有时要求放大电路的输入电路有一端接地。这时可在图 6.2.2 所示的电路中, 令 $v_{i1} = v_{id}$, $v_{i2} = 0$, 就可实现。这种输入方式称为单端输入 (或不对称输入)。图 6.2.4 表示单端输入时的交流通路。图中 r_o 为实际恒流源的交流电阻, 其阻值一般很大, 容易满足 $r_o \gg r_c$ (发射结电阻) 的条件, 这样就可认为 r_o 支路相当于开路, 输入信号电压 v_{id} 近似地均分在两管的输入回路上, 如图中所示。将图 6.2.4 与图 6.2.3 作一比较可知, 两电路中作用于 be 结上的信号分量基本上是一致的。即单端输入时电路的工作状态与双端输入时近似一致。如 r_o 足够大, 则电路由双端输出时, 其差模电压增益与式

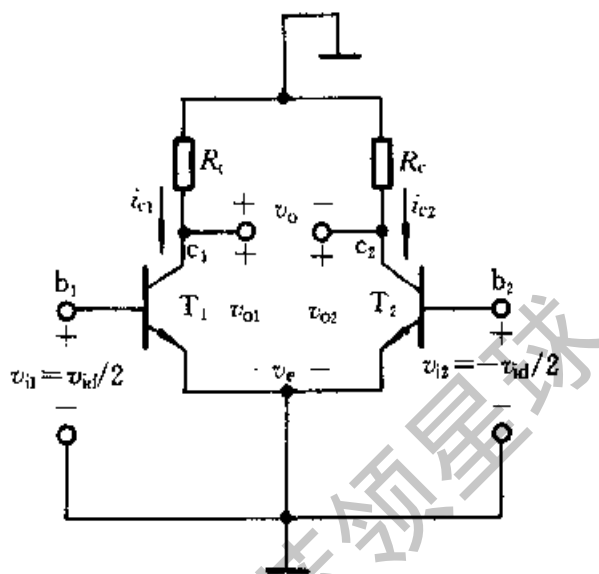


图 6.2.3 基本差分式放大电路的交流通路

(6.2.7) 近似一致；而由单端输出时则与式 (6.2.9) 近似一致；其他指标也与双端输入电路相同。

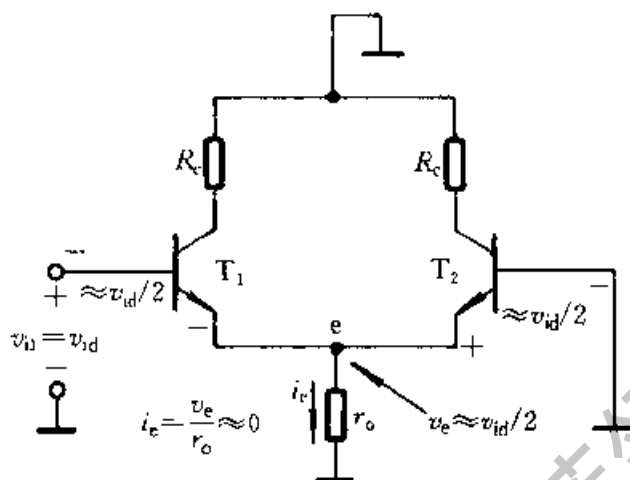


图 6.2.4 单端输入差分放大电路的交流通路

(2) 共模电压增益

双端输出的共模电压增益

当图 6.2.2 所示电路的两个输入端接入共模输入电压，即 $v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$ 时，因两管的电流或是同时增加，或是同时减小，因此有 $v_e = i_e r_o = 2i_{e1} r_o$ ，即对每管而言，相当于射极接了 $2r_o$ 的电阻，其交流通路如图 6.2.5 所示。当从两管集电极输出时，由于电路的对称性，其输出电压为 $v_{oc} = v_{oc1} - v_{oc2} \approx 0$ ，其双端输出的共模电压增益为

$$A_{VC} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = \frac{v_{oc1} - v_{oc2}}{v_{ic}} \approx 0 \quad (6.2.10)$$

实际上，要达到电路完全对称是不容易的，但即使这样，这种电路抑制共模信号的能力还是很强的。如前所述，共模信号就是漂移信号或者是伴随输入信号一起加入的干扰信号（对两边输入相同的干扰信号），因此，共模电压增益越小，说明放大电路的性能越好。

单端输出的共模电压增益

单端输出的共模电压增益表示两个集电极任一端对地的共模输出电压与

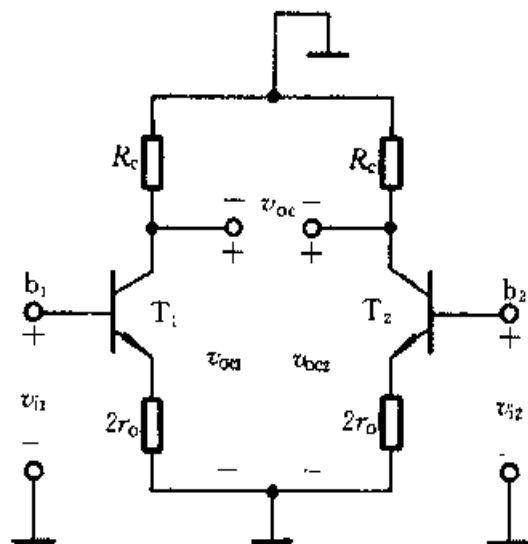


图 6.2.5 基本差分式放大电路在共模输入时的交流通路

共模信号之比, 即

$$A_{VC1} = \frac{v_{oc1}}{v_{ic}} = \frac{v_{\alpha 2}}{v_{ic}} = \frac{-\beta R_c}{r_{be} + (1+\beta) 2r_o} \quad (6.2.11)$$

一般情况下, $(1+\beta) 2r_o \gg r_{be}$, $\beta \gg 1$, 故式 (6.2.11) 可简化为

$$A_{VC1} \approx -\frac{R_c}{2r_o} \quad (6.2.12)$$

由式 (6.2.12) 可以看出, r_o 越大, 即恒流源 I_o 越接近理想情况, A_{VC1} 越小, 说明它抑制共模信号的能力越强。

(3) 共模抑制比 K_{CMR} ①

为了说明差分式放大电路抑制共模信号的能力, 常用共模抑制比作为一项技术指标来衡量, 其定义为放大电路对差模信号的电压增益 A_{VD} 与对共模信号的电压增益 A_{VC} 之比的绝对值, 即

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| \quad (6.2.13)$$

差模电压增益越大, 共模电压增益越小, 则共模抑制能力越强, 放大电路的性能越优良, 因此希望 K_{CMR} 值越大越好。共模抑制比有时也用分贝 (dB) 数来表示:

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| \text{dB} \quad (6.2.14)$$

在基本差分式放大电路中若电路完全对称, 如由双端输出, 则共模电压增益 $A_{VC} = 0$, 其共模抑制比 K_{CMR} 将是一个很大的数值, 理想情况下为无穷大。如从单端输出, 则根据式 (6.2.9) 和式 (6.2.12) 可得共模抑制比的表达式为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD1}}{A_{VC1}} \right| \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}} \quad (6.2.15)$$

由上式可知, 恒流源的交流电阻 r_o 的数值越大, 抑制共模信号的能力愈强, 这与前面分析的结论是一致的。

单端输出时, 总的输出电压由式 (6.2.6) (其中 $A_{VD} = A_{VD1}$, $A_{VC} = A_{VC1}$) 和式 (6.2.15) 得

$$v_{o1} = A_{VD1} v_{id} \left(1 + \frac{v_{ic}}{K_{CMR} v_{id}} \right) \quad (6.2.16)$$

由上式可知, 在设计放大电路时, 必须至少使共模抑制比 K_{CMR} 大于共模信号与差模信号之比, 例如, 设 $K_{CMR} = 1000$, $v_{ic} = 1\text{mV}$, $v_{id} = 1\ \mu\text{V}$, 则式 (6.2.16) 中的第二项与第一项相等, 这就是说, 当放大电路的共模抑制比为

① K_{CMR} 是 CMR (Common Mode Rejection) 的代表符号。

1 000时, 两输入端的信号差为 $1 \mu\text{V}$, 它与两输入端加有相同极性的信号 1 mV 所得到的输出电压相等。显然, 如果将 K_{CMR} 值增至 10 000, 则式 (6.2.16) 中的第二项只有第一项的十分之一, 再一次说明共模抑制比愈高, 抑制共模信号的能力愈强。

(4) 频率响应

双端输入、双端输出的差分式放大电路, 因两边电路对称, 以致可用单边共射极电路来分析。由于存在密勒效应, 其高频响应与共射极放大电路相同。但因差分式放大电路采用直接耦合方式, 因此它具有极好的低频响应。

关于输入电阻和输出电阻的计算, 可按通常的方法处理, 其结果见表 6.2.1, 读者可自行分析。

综上所述可知, 差分式放大电路有两种输入方式和两种输出方式, 组合后便有四种典型电路, 现将它们的电路图、技术指标和用途归纳为表 6.2.1, 以便于比较和应用。

6.2.2 FET 差分式放大电路

图 6.2.2 所示的由 BJT 组成的差分式电路对共模输入信号有相当强的抑制能力, 但它的差模输入阻抗很低。因此, 高输入阻抗模拟集成电路中, 常采用输入电阻高、输入偏置电流很小的 FET 差分式放大电路。

图 6.2.6 所示为带恒流源的 JFET 差分式放大电路。其中 JFET T_1 、 T_2 是差分对管, BJT T_3 、 T_4 及 R_1 、 R_2 、 R_3 组成恒流源电路, 用于抑制共模信号, 该电路是单入-单出差分式放大电路, 其差模电压增益为

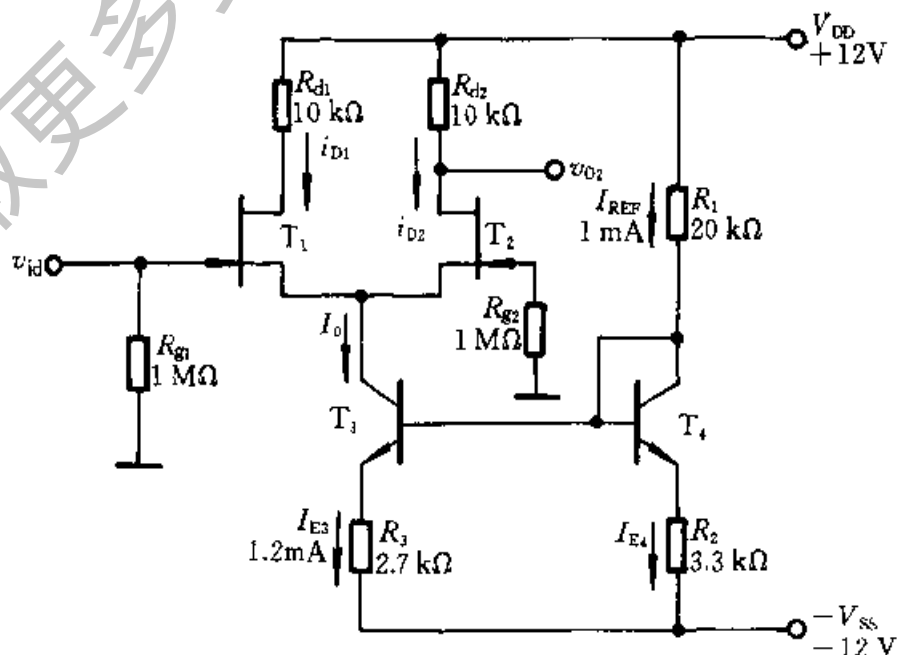


图 6.2.6 JFET 差分式放大电路

$$A_{VD2} = \frac{v_{o2}}{v_{id}} = +\frac{1}{2}g_m R_d \quad (6.2.17)$$

式中 g_m 为 T_1 、 T_2 的互导； $R_d = R_{d1} = R_{d2}$ 。

FET 差分式放大电路的电路结构、工作原理和分析方法与 BJT 差分式放大电路基本相同，并具有相同的电路特点，只不过是用 FET 的小信号模型来分析计算而已。由 JFET 构成的差分式放大电路的输入电阻可达 $10^{12} \Omega$ ，输入

表 6.2.1 差分式放大电路

| 输入方式 | 双 端 输 入 | |
|-----------------|---|---|
| 原理电路图 | | |
| 输出方式 | 双端 | 单端 |
| 差模电压增益 A_{VD} | $A_{VD} = \frac{v_o}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$ | $A_{VD1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{v_{o2}}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}}$ |
| 共模电压增益 A_{VC} | $A_{VC} \rightarrow 0$ | $A_{VC1} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$ |
| 共模抑制比 K_{CMR} | $K_{CMR} \rightarrow \infty$ | $K_{CMR} \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}}$ |
| 差模输入电阻 R_{id} | $R_{id} = 2r_{be}$ | |
| 共模输入电阻 R_{ic} | $R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1+\beta) 2r_o]$ | |
| 输出电阻 R_o | $R_o = 2R_c$ | $R_o = R_c$ |
| 高频响应 | 与共射极电路相同 | |
| 用途 | 1. 用于输入、输出不需要一端接地时 2. 常用于多级直接耦合放大电路的输入级、中间级 | 将双端输入转换为单端输出，常用于多级直接耦合放大电路的输入级和中间级 |

偏置电流约为 100 pA 数量级；而 MOSFET 差分式放大电路的输入电阻则可达 $10^{15} \Omega$ ，而输入偏置电流在 10 pA 以下。

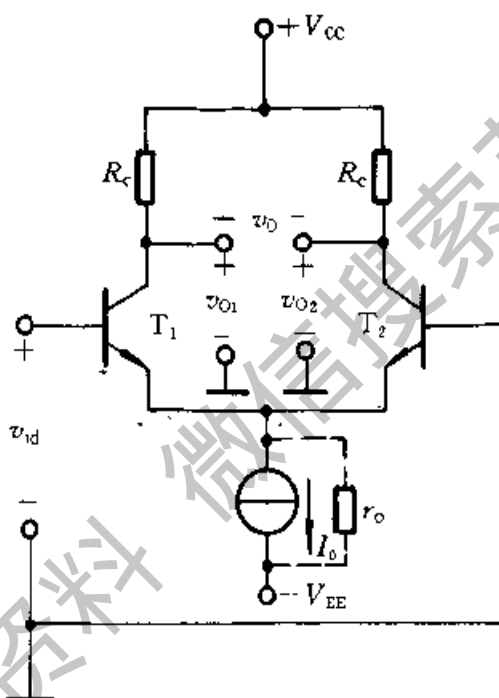
例 6.2.1 NMOSFET 差分式放大电路如图 6.2.7 所示，试简述它的电路结构和工作原理。

解：(1) 电路结构

耗尽型 NMOSFET 对管 T_1 、 T_2 组成双人-双出差分式放大电路，增强型

几种接法的性能指标比较

单 端 输 入



| 双端 | 单端 |
|--|--|
| $A_{VD} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$ | $A_{VD1} = \frac{v_{O1}}{v_{id}} = -\frac{v_{O2}}{v_{id}} = \dots \frac{\beta R_c}{2r_{be}}$ |
| $A_{VC} \rightarrow 0$ | $A_{VC1} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$ |
| $K_{CMR} \rightarrow \infty$ | $K_{CMR} \approx +\frac{\beta r_o}{r_{be}}$ |
| $R_{id} = 2r_{be}$ | |
| $R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1 + \beta) 2r_o]$ | |
| $R_o = 2R_c$ | $R_o = R_c$ |
| 从 v_{O2} 输出， T_1 管是共射电路， T_2 管是共基电路，故 T_1 、 T_2 组成共射-共基电路，有效地提高了上限频率 | |
| 将单端输入转换为双端输出，常用于多级直接耦合放大电路的输入级 | 用在放大电路输入电路和输出电路均需有一端接地的电路中 |

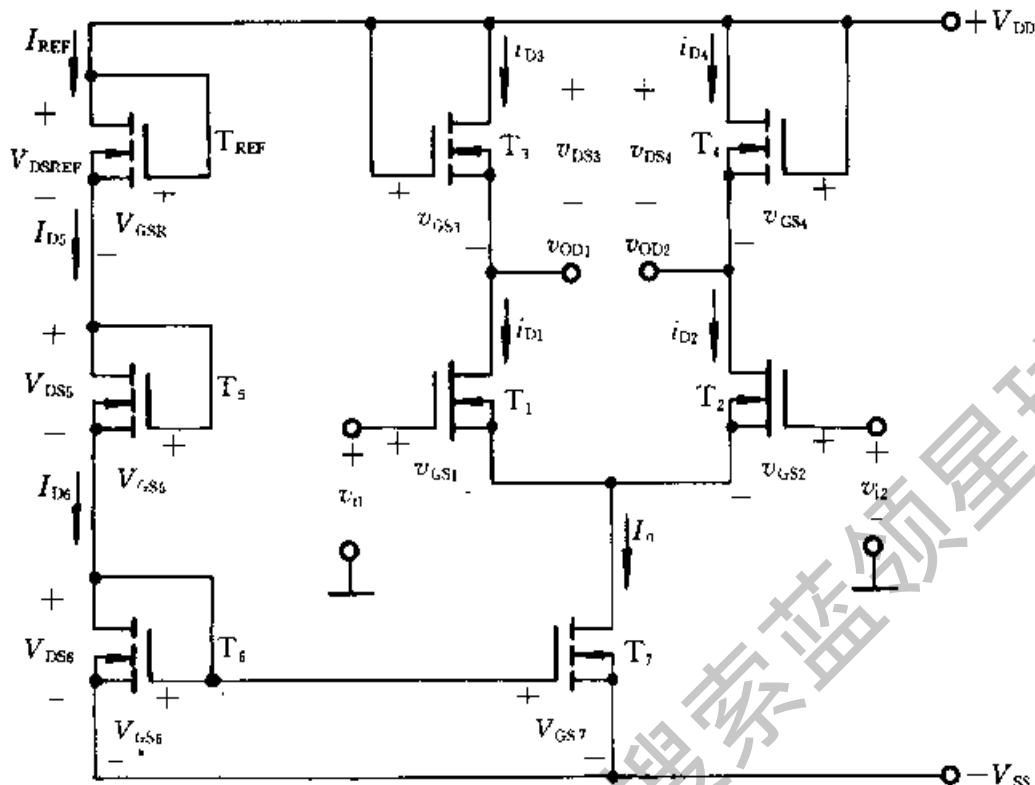


图 6.2.7 NMOSFET 差分式放大电路

NMOSFET 对管 T_3 、 T_4 构成差分放大电路的有源负载， T_{REF} 、 T_5 、 T_6 组成偏置电路，决定电路的基准电流 I_{REF} ， T_6 、 T_7 对管组成镜像电流源，供给 T_1 、 T_2 的源极恒流源 I_0 。电路中 NMOSFET 的衬底（P 型半导体）均接至负电源 $-V_{SS}$ 或低电位处，保证衬底与 N 沟道形成的 PN 结处于反向偏置状态。

(2) 工作原理

在偏置电路中， T_{REF} 、 T_5 及 T_6 各管的栅极均与漏极相连，电路的基准电流 $I_{REF} = I_{D5} = I_{D6} = I_0$ 。静态时，输入电压 $v_{i1} = v_{i2} = 0$ ，由于电路完全对称， T_1 与 T_2 ， T_3 与 T_4 ， T_6 与 T_7 完全匹配， $V_{DS3} = V_{DS4}$ ，所以 $i_{D1} = i_{D2} = I_0/2$ ，输出电压 $v_o = v_{OD1} - v_{OD2} = 0$ 。当输入信号电压 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$ 时，一管 T_1 电流 i_{D1} 增加，另一管 T_2 电流 i_{D2} 减小，使负载管 T_3 的 v_{DS3} 增加， T_4 的 v_{DS4} 减小，所以输出电压 $v_o = v_{OD1} - v_{OD2} \neq 0$ ，其差模电压增益 $A_{VD} = v_o/v_{id} = -2g_m (r_{ds1} \parallel r_{ds3})$ 。式中 g_m 、 r_{ds1} 分别为 T_1 或 T_2 管的互导和动态漏源电阻， r_{ds3} 为 T_3 或 T_4 的动态漏源电阻，它的大小分别决定于 MOSFET 的几何尺寸和开启电压。

讨论 除上面介绍的 JFET 和 MOSFET 的差分放大电路外，还有 CMOS 差分放大电路，这种电路以 NMOS 管为放大管，以 PMOS 管为负载管，因此负载管具有较大的小信号等效电阻，从而能得到较高的电压增益。此外，由于混合集成工艺的发展，BJT 器件与 FET 器件常集成在一块芯片中，出现了所谓 BiFET 和 BiCMOS 模拟集成电路，后面的章节还要陆续介绍。

6.2.3 差分式放大电路的传输特性

前面讨论了差分式放大电路在小信号线性工作状态下的放大作用。而大信号工作时，差分式放大电路的放大作用有什么变化呢？这就需要知道输出信号随输入信号的变化规律，描述这种规律的曲线称为传输特性（或转移特性）。了解传输特性对正确分析、设计电路都是有帮助的。下面以图 6.2.2 所示电路为例进行讨论。

传输特性就是放大电路输出差模信号随输入差模信号变化的曲线，它可以利用 BJT 的 be 结电压 v_{BE} 与发射极电流 i_E 的基本关系 ($i_E = I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$) 求出 i_{C1} , $i_{C2} = f(v_{id})$ 的关系，即得出差分式放大电路的传输特性^① 如图 6.2.8 中实线所示。从传输特性可看出：

1. 当 $v_{i1} - v_{i2} = v_{id} = 0$ 时, $i_{C1} + i_{C2} = I_0$, $i_{C1} = i_{C2} = I_0/2$, 即 $i_{C1}/I_0 = i_{C2}/I_0 = 0.5$, 电路处于静态工作状态, 在曲线的 Q 点。

2. v_{id} 在 $0 \sim \pm V_T$ 范围内, 当 v_{id} 增加时, i_{C1} 增加, i_{C2} 减小, i_{C1} 、 i_{C2} 与 v_{id} 间呈线性关系, 放大电路工作在放大区。本章所讨论的放大电路工作状态即局限于这个线性范围, 如图 6.2.8 中用虚线所标示的线性区间。对应于曲线上 Q 点的斜率是差分放大对管 BJT 互导 g_m 的最大值。

3. 当 $v_{id} \geq 4V_T$, 即超过 ± 100 mV 时, 曲线趋于平坦。当 v_{id} 增大时, 一管电流 i_{C1} 趋于饱和值, 另一管电流 i_{C2} 趋于零 (截止), $i_{C1} - i_{C2}$ 几乎不变, 此时电路工作在特性的非线性区。差分式放大电路呈现良好的限幅特性。

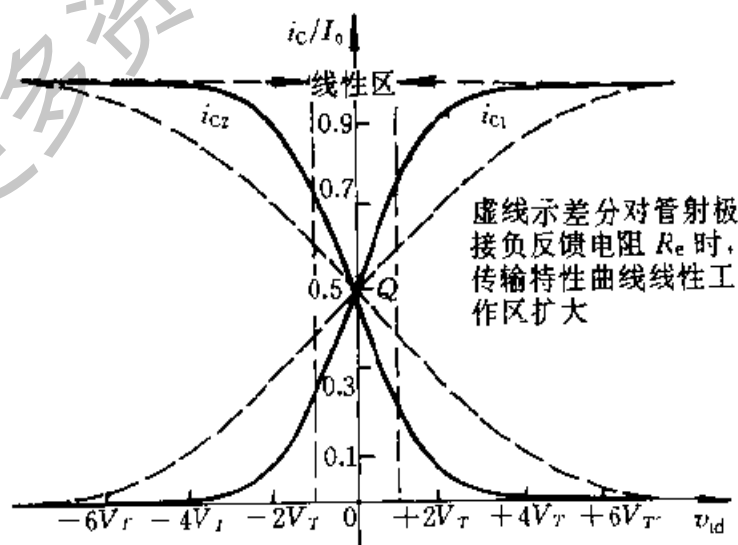


图 6.2.8 表示 i_{C1} 和 i_{C2} 与 v_{id} 关系的传输特性

^① 见本书第三版上册第 205~206 页。

4. 扩大传输特性的线性工作范围,可在两管发射极上分别串接电阻 $R_{e1}=R_{e2}=R_e$ 来改善,利用 R_e 的电流负反馈^①作用,使传输特性曲线斜率减小(即 g_m 减小),线性区扩大,如图 6.2.8 中的虚线所示。

必须指出,最大差模输入电压的幅值还受 BJT be 结反向击穿电压的限制。通常称为最大输入差模电压范围。

关于 FET 差分式放大电路的传输特性,具有类似的特点,可参阅文献 [2]。

复习思考题

6.2.1 放大电路产生零点漂移的主要原因是什么?有甲乙两个直接耦合放大电路,它们的电压增益分别为 10^3 和 10^5 ,如测出甲乙两放大电路输出端的漂移电压都是 200 mV,它们的漂移指标是否相同?是否两个放大电路都可放大 0.1 mV 的信号?

6.2.2 图 6.2.2 差分式放大电路能抑制零点漂移的原因是什么?恒流源 I_0 的交流电阻 r_0 对共模电压增益 A_{VC} 有什么影响?在画差模交流通路和共模交流通路时, r_0 应如何处理?

6.2.3 双端输入、双端输出差分式放大电路如图 6.2.2 所示。在理想情况下,当 $v_{i1}=25$ mV, $v_{i2}=10$ mV, $A_{VD}=100$, $A_{VC}=0$ 时,求差模输入电压 v_{id} 、共模输入电压 v_{ic} 和输出电压 $v_o=v_{o1}-v_{o2}$ 各为多少?

6.2.4 如何定义共模抑制比 K_{CMR} ?在差分式放大电路中,为什么用 K_{CMR} 作为它的重要性能指标之一。 K_{CMR} 值的高低各表示什么物理意义?

6.2.5 在双端输入、双端输出与单端输入、双端输出两种差分式放大电路中,相应的电压增益相同,其物理本质是什么?

6.2.6 从输入和输出关系看,差分式放大电路有几种连接方式?试比较它们的性能指标和用途。

6.3 集成电路运算放大器

6.3.1 简单的集成电路运算放大器

集成电路运算放大器是一种高电压增益、高输入电阻和低输出电阻的多级直接耦合放大电路,它的类型很多,电路也不一样,但结构具有共同之处,图 6.3.1 表示集成运放的内部电路组成原理框图。图中输入级一般是由 BJT、

① 见第 7 章。

JFET 或 MOSFET 组成的差分式放大电路,利用它的对称特性可以提高整个电路的共模抑制比和其他方面的性能,它的两个输入端构成整个电路的反相输入端和同相输入端。电压放大级的主要作用是提高电压增益,它可由一级或多级放大电路组成。输出级一般由电压跟随器或互补电压跟随器所组成,以降低输出电阻,提高带负载能力。偏置电路是为各级提供合适的工作电流。此外还有一些辅助环节,如电平移动电路、过载保护电路以及高频补偿环节等。

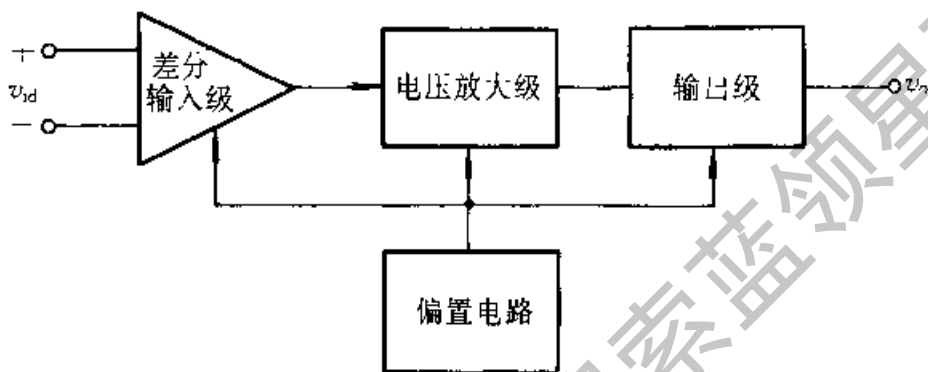


图 6.3.1 集成电路运算放大器内部组成原理框图

一个简单运算放大器的原理电路如图 6.3.2a 所示。 T_1 、 T_2 对管组成差分式放大电路,信号由双端输入、单端输出。为了提高整个电路的电压增益,电压放大级由 T_3 、 T_4 组成复合管共射极电路。由 T_5 、 T_5 所组成的两级电压跟随器构成电路的输出级,它不仅可以提高带负载的能力,而且可进一步使直流电位下降,以达到输入信号电压 $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ 为零时,输出电压 $v_o = 0$ 。 R_7 和 D 组成低电压稳压电路以供给 T_5 的基准电压,它与 T_5 一起构成电流源电路以提高 T_5 的电压跟随能力 (R_3 的作用,读者可自行分析)。由此可见,运算放大器有两个输入端(即反相输入端 1 和同相输入端 2),与一个输出端 3。与此相对应,在图 b 中画出了运算放大器的代表符号,其中反相输入端用“-”号表示,同相输入端用“+”表示。器件外端输入、输出相应地用 N、P 和 O 表示。利用瞬时极性法分析图 6.3.2a 可知:当输入信号电压 v_{i1} 从反相输入端输入时 ($v_{i2} = 0$),如 v_{i1} 的瞬时变化极性为 (+) 时,各级输出端的瞬时电位极性为: v_{c2} (+) \rightarrow v_{o2} (-) \rightarrow v_{B5} (-) \rightarrow v_o (-),则输出信号电压 v_o 与 v_{i1} 反相;同理,当输入信号电压从同相端输入 v_{i2} ($v_{i1} = 0$) 时,可以检验,输出电压 v_o 与 v_{i2} 同相。

例 6.3.1 电路如图 6.3.2a 所示,设所有 BJT 的 $\beta = 100$, $V_{BE} = 0.7\text{ V}$, $r_{ce} = \infty$, $\mu_r = 0$, $r_{be1} = r_{be2} = 5.2\text{ k}\Omega$, $r_{be3} = 260\text{ k}\Omega$ ^①, $r_{be4} = r_{be5} = 2.6\text{ k}\Omega$ 和

① 因 T_3 管的发射极电流很小,致使 r_{be3} 的值甚大。

$r_{be6} = 0.25 \text{ k}\Omega$ 。(1) 分析放大电路的直流工作状态；(2) 计算放大电路总的电压增益。

解：(1) 放大电路的直流分析

当 $v_{i1} = v_{i2} = 0$ 时， $v_o = 0$ 。可计算如下：

$$I_{C7} = I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (-V_{EE})}{R_8} = \left(\frac{10 - 0.7 + 10}{19.3} \right) \text{ mA} \approx 1 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C7} = 0.5 \text{ mA}$$

为简化起见，可以认为 $V_{BE3} \approx V_{BE4} = V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ，可得

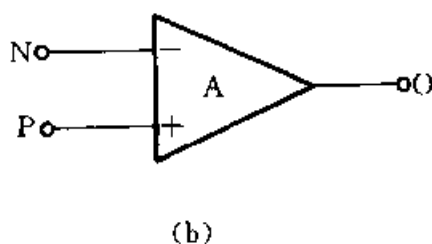
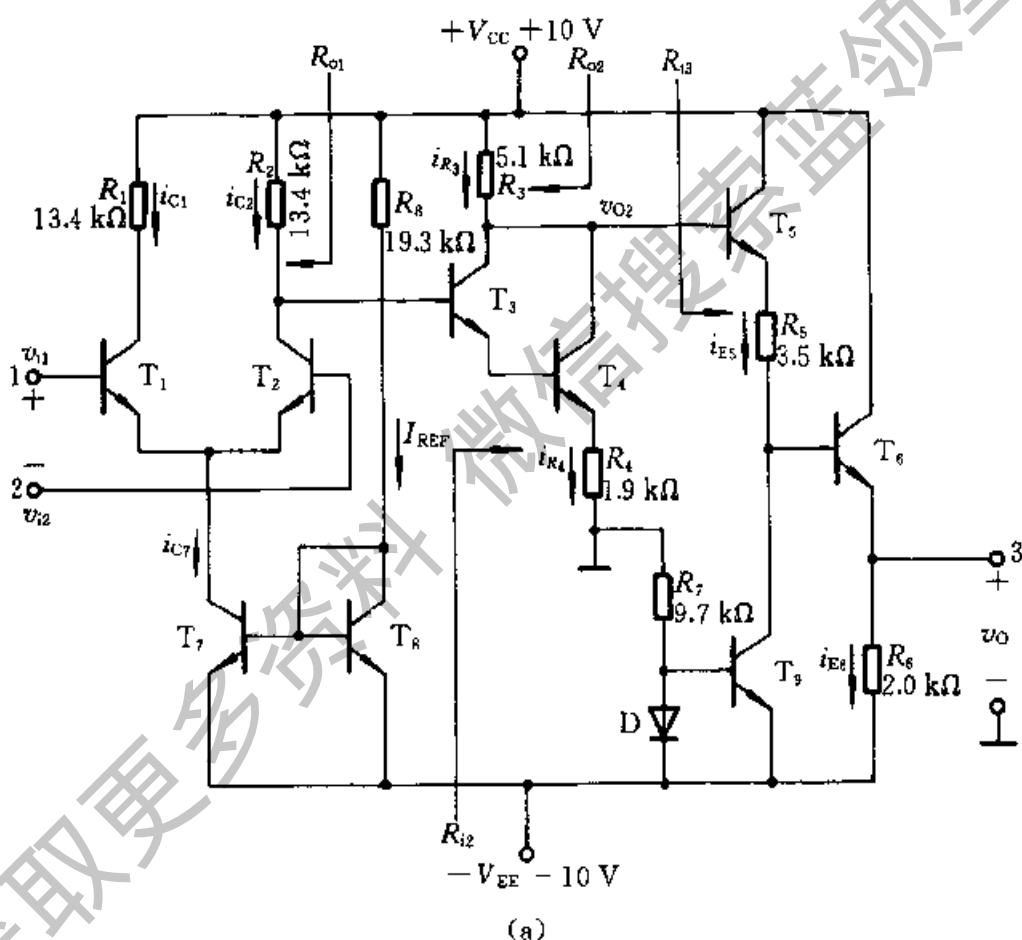


图 6.3.2 简单的运算放大器电路

(a) 原理电路 (b) 代表符号

$$I_{R3} = I_{R4} = \frac{V_{CC} - (I_{C2}R_2 + 2V_{BE})}{R_1} = \left[\frac{10 - (0.5 \times 13.4 + 1.4)}{1.9} \right] \text{mA} = 1 \text{mA}$$

$$I_{E5} = \frac{V_{CC} - I_{R3}R_3 - V_{BE5} - V_{BE5}}{R_5} = \left(\frac{10 - 5.1 \times 1 - 1.4}{3.5} \right) \text{mA} = 1 \text{mA}$$

$$I_{E6} = \frac{-(-V_{EE})}{R_6} = \left(\frac{10}{2} \right) \text{mA} = 5 \text{mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = (V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_E) = (10 - 0.5 \times 13.4 + 0.7) \text{V} = 4 \text{V}$$

$$V_{CE4} = (V_{CC} - I_{R3}R_3) - (V_{CC} - I_{R2}R_2 - 2V_{BE}) = 3 \text{V}$$

$$V_{CE6} = 10 \text{V}$$

(2) 放大电路总电压增益的计算

这里所用的解题思路是：把前级的开路电压作为下级的信号源电压；前级的输出电阻作为下级的信号源内阻，而下一级的输入电阻就是前级的负载。设 v_{o1} 、 v_{o2} 和 v'_{o1} 、 v'_{o2} 分别为各级的输出电压和输出开路电压。

A_{VD} 、 A_{V2} 、 A_{V3} 和 A'_{VD} 、 A'_{V2} 、 A'_{V3} 分别为各级的电压增益和空载时的电压增益。电路的总电压增益为

$$A_V = \frac{v_{o1}}{v_{i2} - v_{i1}} \cdot \frac{v_{o2}}{v_{o1}} \cdot \frac{v_o}{v_{o2}} = A_{VD} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3}$$

① 输入级的电压增益

输入级的空载电压增益为

$$A'_{VD} = \frac{\beta R_1}{2r_{be1}} = \frac{100 \times 13.4 \times 10^3}{2 \times 5.2 \times 10^3} = -129$$

第一级的输出电压 v_{o1} 与开路电压 v'_{o1} 有如下关系

$$v_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}} v'_{o1}$$

其中 R_{i2} 是复合管 T_3 、 T_4 放大电路的输入电阻，可计算如下：

$$R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta) [r_{be4} + (1 + \beta) R_4] = 19.9 \text{M}\Omega$$

第一级输出电阻为

$$R_{o1} = R_2 = 13.4 \text{k}\Omega$$

由于 $R_{i2} \gg R_{o1}$ ，因此有

$$v_{o1} \approx v'_{o1}$$

故

$$A_{VD} \approx A'_{VD}$$

② 电压放大级的电压增益

电压放大级的空载电压增益为

$$A'_{V2} = \frac{v'_{o2}}{v_{o1}} \approx -\frac{\beta^2 R_3}{R_{i2}} = -2.6$$

输出级的输入电阻为

$$R_{i3} = r_{bc5} + (1 + \beta) [R_5 + r_{bc6} + (1 + \beta) R_6] = 20.8 \text{ M}\Omega$$

电压放大级的输出电阻为

$$R_{o2} = R_3 = 5.1 \text{ k}\Omega$$

显然可得

$$v_{o2} \approx v'_{o2}$$

故

$$A_{V2} = A'_{V2}$$

③ 输出级的电压增益近似为 1

④ 总电压增益为

$$A_V = A_{VD} A_{V2} A_{V3} = (-129) \times (-2.6) \times 1 = 335$$

上例说明，多级放大电路的总电压增益等于各级电压增益的乘积，级间的相互关系表现为各级的输入和输出电阻之间的关系。这种解题的思路对于各种耦合方式的多级放大电路具有普遍意义。

6.3.2 通用型集成电路运算放大器

本节介绍一种通用型集成运算放大器 741 作为模拟集成电路的典型例子，其原理电路如图 6.3.3a 所示。下面介绍电路的组成及工作原理。

1. 偏置电路

741 型集成运放由 24 个 BJT、10 个电阻和一个电容所组成。在体积小的条件下，为了降低功耗以限制温升，必须减小各级的静态工作电流，故采用微电流源电路。

741 的偏置电路如图 6.3.3a 所示，图中由 $+V_{CC} \rightarrow T_{12} \rightarrow R_5 \rightarrow T_{11} \rightarrow -V_{EE}$ 构成主偏置电路，决定偏置电路的基准电流 I_{REF} 。主偏置电路中的 T_{11} 和 T_{10} 组成微电流源电路 ($I_{REF} \approx I_{C11}$)，由 I_{C10} 供给输入级中 T_3 、 T_4 的偏置电流。 I_{C10} 远小于 I_{REF} 。

T_8 和 T_9 为一对横向 PNP 型管^①，它们组成镜像电流源， $I_{E8} = I_{E9}$ ，供给输入级 T_1 、 T_2 的工作电流 ($I_{E8} \approx I_{C10}$)，这里 I_{E9} 为 I_{E8} 的基准电流。于是 $I_{C1} = I_{C2} = (1 + 2/\beta) I_{C8}/2$ ， $I_{C1} \approx I_{C3} = I_{C4} \approx I_{C5} = I_{C6}$ 。必须指出，输入级的偏置电路本身构成反馈环，可减小零点漂移。例如，当温度升高时，引进 I_{C3} 、 I_{C4} 的增加，则产生如下的自动调整过程：

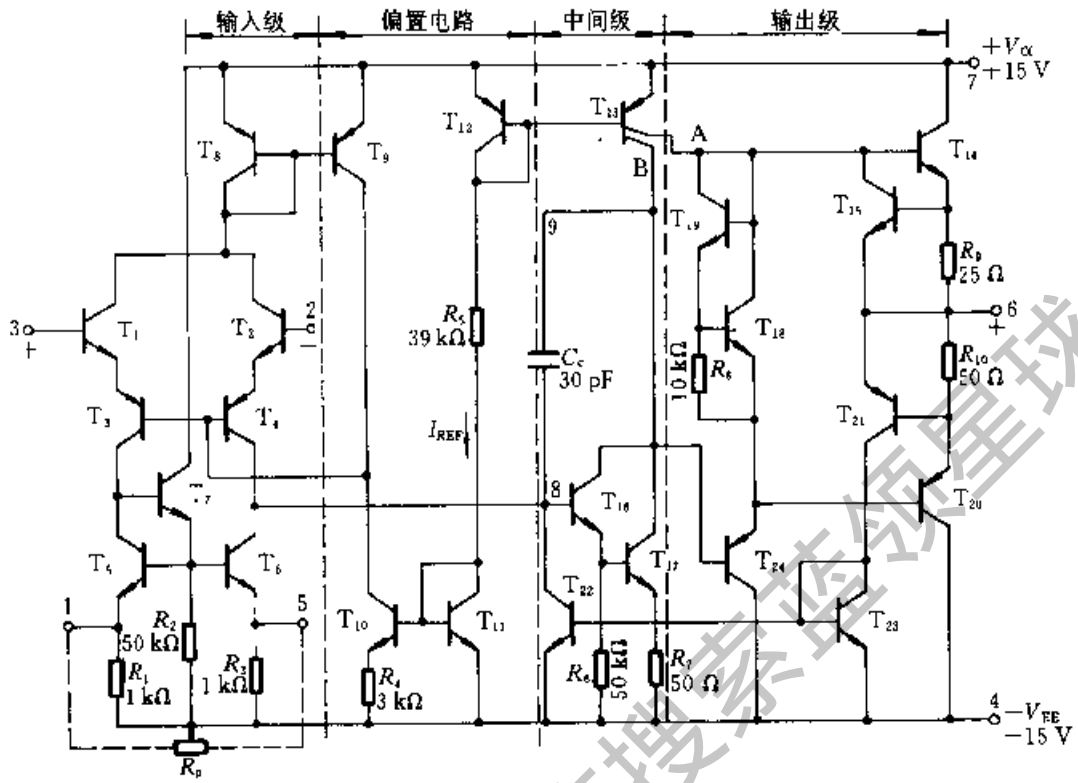
$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow (I_{C3} + I_{C4}) \uparrow \rightarrow I_{E8} \uparrow \rightarrow I_{E9} \uparrow \rightarrow I_{C9} \uparrow \rightarrow I_{3,4} \downarrow$$

$$(\because I_{C9} + I_{3,4} = I_{C10} \approx \text{常数})$$

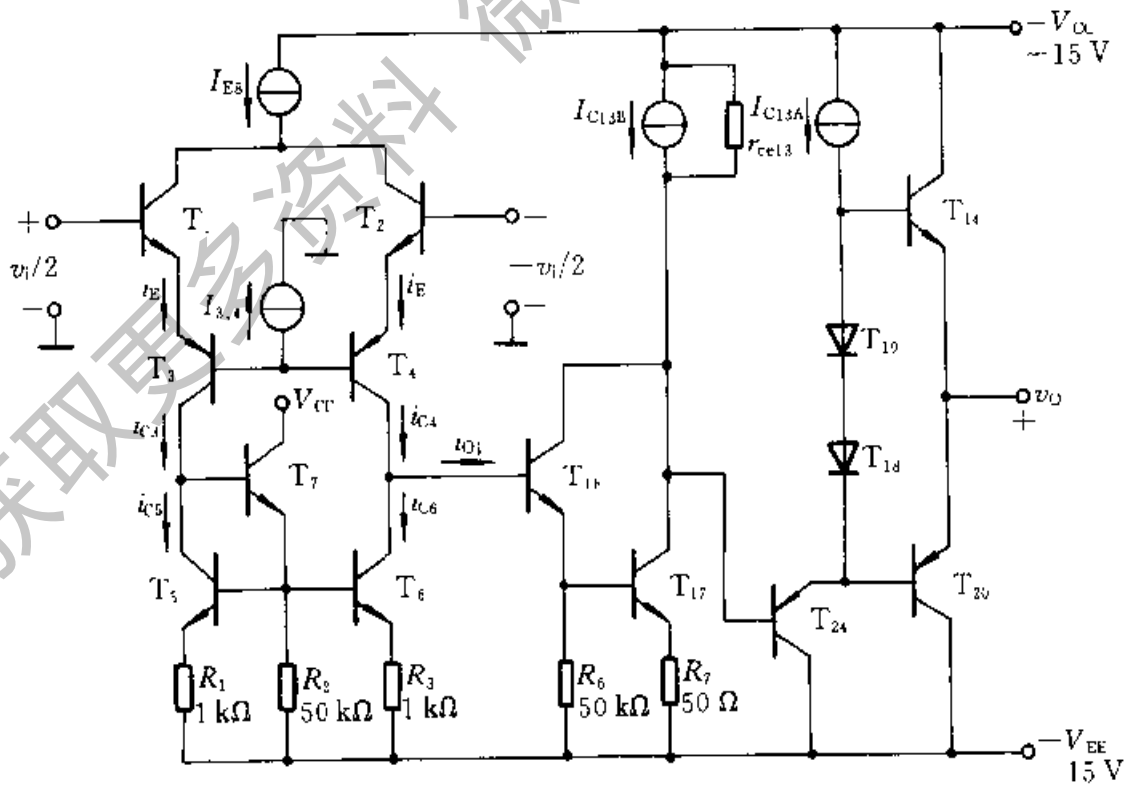
$$(I_{C3} + I_{C4}) \downarrow \leftarrow$$

① 见本书第二版上册第 491~493 页。

② $I_{3,4}$ 为 T_3 、 T_4 两管基极电流之和。



(a)



(b)

图 6.3.3 741 型集成运算放大器

(a) 原理电路 (b) 简化电路

由此可见, 由于 I_{C10} 恒定, 上述反馈作用保证了 I_{C3} 和 I_{C4} 十分恒定, 从而起到了稳定工作点的作用, 提高了整个电路的共模抑制比。

T_{12} 和 T_{13} 构成双端输出的镜像电流源, T_{13} 是一个双集电极的横向 PNP 型 BJT, 可视为两个 BJT, 它们的两个基-集结彼此并联。一路输出为 T_{13B} 的集电极, 使 $I_{C16} + I_{C17} = I_{C13B}$, 主要作为中间放大级的有源负载; 另一路输出为 T_{13A} 的集电极, 供给输出级的偏置电流, 使 T_{14} 、 T_{20} 工作在甲乙类放大状态。

2. 输入级

图 6.3.3b 为 741 的简化电路, 只是将图 6.3.3a 中的产生恒定电流的电路都用恒流源代替。输入级是由 $T_1 \sim T_6$ 组成的差分式放大电路, 由 T_6 的集电极输出, T_1 、 T_3 和 T_2 、 T_4 组成共集-共基复合差分电路。纵向 NPN 管 T_1 、 T_2 组成共集电路可以提高输入阻抗, 而横向 PNP 管 T_3 、 T_4 组成的共基电路和 T_5 、 T_6 、 T_7 组成的有源负载, 有利于提高输入级的电压增益、最大差模输入电压并扩大共模输入电压范围, 同时可以改善频率响应^①。另外, 有源负载比较对称, 有利于提高输入级的共模抑制比。 T_7 用来构成 T_5 、 T_6 的偏置电路。在这一级中, T_7 的 β_7 比较大, I_{B7} 很小, 所以 $I_{C3} = I_{C5}$ 。这就是说, 无论有无差模信号输入, 总有 $I_{C3} = I_{C5} = I_{C6}$ 的关系。

当输入信号 $v_i = 0$ 时, 差分输入级处于平衡状态, 由于 T_{16} 、 T_{17} 组成的复合管的等效 β 值很大, 因而 I_{B16} 可以忽略不计, 这时 $I_{C3} = I_{C5} = I_{C4} = I_{C6}$, 输出电流 $i_{O1} = 0$ 。

当接入信号 v_i 并使同相输入端为 (+), 反相输入端为 (-) 时, 则有

$$\begin{aligned} i_{C6} &= i_{C5} = i_{C3} = I_{C3} + i_{c3} \\ i_{C4} &= I_{C4} - i_{c4} \end{aligned}$$

而

$$i_{c3} = -i_{c4} = i_c$$

所以, 输出电流 $i_{O1} = i_{c4} - i_{c6} = (I_{C4} - i_{c4}) - (I_{C6} + i_{c6}) = -2i_c$, 这就是说, 差分输入级的输出电流为两边输出电流变化量的总和, 使单端输出的电压增益提高到近似等于双端输出的电压增益。

当输入为共模信号时, i_{c3} 和 i_{c4} 相等, $i_{O1} = 0$, 从而使共模抑制比大为提高。

3. 中间级

这一级由 T_{16} 、 T_{17} 组成复合管共射极放大电路, 集电极负载为 T_{13B} 所组成的有源负载, 其交流电阻很大, 故本级可以获得很高的电压增益, 同时也具有较高的输入电阻。

4. 输出极

本级是由 T_{14} 和 T_{20} 组成的互补对称电路。为了使电路工作于甲乙类放大

^① 见第 3 章。

状态, 利用 T_{18} 管的集-射两端电压 V_{CE18} 接于 T_{14} 和 T_{20} 两管基极之间 (见图 6.3.3a), 给 T_{14} 、 T_{20} 提供一起始偏压, 同时利用 T_{19} 管 (接成二极管) 的 V_{BE19} 连于 T_{18} 管的基极和集电极之间, 形成负反馈偏置电路, 从而使 V_{CE18} 的值比较恒定。这个偏置电路由 T_{13A} 组成的电流源供给恒定的工作电流, T_{24} 管接成共集电路以减小对中间级的负载影响。

为了防止输入级信号过大或输出短路而造成的损坏, 电路内备有过流保护元件。当正向输出电流过大, 流过 T_{14} 和 R_9 的电流增大, 将使 R_9 两端的压降增大到足以使 T_{15} 管由截止状态进入导通状态, V_{CE15} 下降, 从而限制了 T_{14} 的电流。在负向输出电流过大时, 流过 T_{20} 和 R_{10} 的电流增加, 将使 R_{10} 两端电压增大到使 T_{21} 由截止状态进入导通状态, 同时 T_{23} 和 T_{22} 均导通, 降低 T_{16} 及 T_{17} 的基极电压, 使 T_{17} 的 V_{C17} 和 T_{24} 的 V_{E24} 上升, 使 T_{20} 趋于截止, 因而限制了 T_{20} 的电流, 达到保护的日的。

整个电路要求当输入信号为零时输出也应为零, 这在电路设计方面已作考虑。同时, 在电路的输入级中, T_5 、 T_6 管发射极两端还可接一电位器 R_p , 中间滑动触头接 $-V_{EE}$, 从而改变 T_5 、 T_6 的发射极电阻, 以保证静态时输出为零。

关于 741 的主要参数见表 6.5.1。

复习思考题

6.3.1 集成运放的输入级为什么采用差分式放大电路? 对集成运放的中间级和输出级各有什么要求? 一般采用什么样的电路形式?

6.3.2 集成运放 741 的电路如图 6.3.3a 所示。(1) 指出电路中的电流源电路, 并说明它们的作用; (2) 试说明输入级、中间级和输出级的电路形式和特点; (3) 试用瞬时极性法判断 741 型运放的同相输入端 P 和反相输入端 N。

6.4 集成电路运算放大器的主要参数

为了正确地挑选和使用集成运放, 必须搞清它的参数的含义, 现分别介绍如下:

1. 输入失调电压 V_{IO}

一个理想的集成运放, 当输入电压为零时, 输出电压也应为零 (不加调零装置)。但实际上它的差分输入级很难做到完全对称, 通常在输入电压为零时, 存在一定的输出电压。在室温 (25℃) 及标准电源电压下, 输入电压为零时, 为

了使集成运放的输出电压为零,在输入端加的补偿电压叫做失调电压 V_{IO} 。实际上指输入电压 $V_I=0$ 时,输出电压 V_O 折合到输入端的电压的负值,即 $V_{IO} = -(V_O|_{V_I=0})/A_{VO}$ 。 V_{IO} 的大小反应了运放制造中电路的对称程度和电位配合情况。 V_{IO} 值愈大,说明电路的对称程度愈差,一般约为 $\pm(1\sim 10)\text{mV}$ 。

2. 输入偏置电流 I_{IB}

BJT 集成运放的两个输入端是差分对管的基极,因此两个输入端总需要一定的输入电流 I_{BN} 和 I_{BP} 。输入偏置电流是指集成运放输出电压为零时,两个输入端静态电流的平均值,如图 6.4.1 所示。当 $V_O=0$ 时,偏置电流为

$$I_{IB} = (I_{BN} + I_{BP}) / 2 \quad (6.4.1)$$

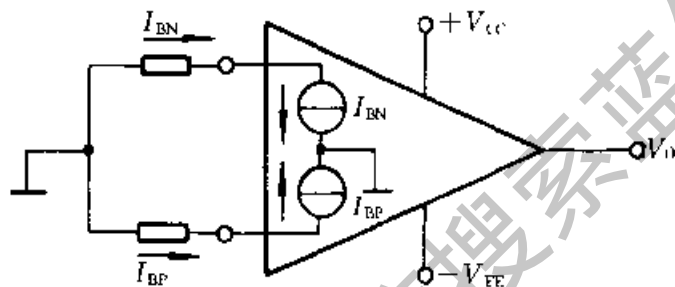


图 6.4.1 输入偏置电流

输入偏置电流的大小,在电路外接电阻确定之后,主要取决于运放差分输入级 BJT 的性能,当它的 β 值太小时,将引起偏置电流增加。从使用角度来看,偏置电流愈小,由于信号源内阻变化引起的输出电压变化也愈小,故它是重要的技术指标。一般为 $10\text{ nA}\sim 1\text{ }\mu\text{A}$ 。

3. 输入失调电流 I_{IO}

在 BJT 集成电路运放中,输入失调电流 I_{IO} 是指当输出电压为零时流入放大器两输入端的静态基极电流之差,即

$$I_{IO} = |I_{BP} - I_{BN}| \quad (6.4.2)$$

由于信号源内阻的存在, I_{IO} 会引起一输入电压,破坏放大器的平衡,使放大器输出电压不为零。所以,希望 I_{IO} 愈小愈好,它反映了输入级差分对管的不对称程度,一般约为 $1\text{ nA}\sim 0.1\text{ }\mu\text{A}$ 。

4. 温度漂移

放大器的温度漂移是漂移的主要来源,而它又是由输入失调电压和输入失调电流随温度的漂移所引起的,故常用下面方式表示:

(1) 输入失调电压温漂 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ ^①

① 这里的温度 T 均用 $^{\circ}\text{C}$ 作单位。

这是指在规定温度范围内 V_{IO} 的温度系数，也是衡量电路温漂的重要指标。 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 不能用外接调零装置的办法来补偿。高质量的放大器常选用低漂移的器件来组成，一般约为 $\pm (10\sim 20) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

(2) 输入失调电流温漂 $\Delta I_{IO}/\Delta T$

这是指在规定温度范围内 I_{IO} 的温度系数，也是对放大电路电流漂移的度量。同样不能用外接调零装置来补偿。高质量的每度几个 pA 。

5. 最大差模输入电压 V_{idmax}

所指的是集成运放的反相和同相输入端所能承受的最大电压值。超过这个电压值，运放输入级某一侧的 BJT 将出现发射结的反向击穿，而使运放的性能显著恶化，甚至可能造成永久性损坏。利用平面工艺制成的 NPN 管约为 $\pm 5 \text{ V}$ 左右，而横向 BJT 可达 $\pm 30 \text{ V}$ 以上。

6. 最大共模输入电压 V_{icmax}

这是指运放所能承受的最大共模输入电压。超过 V_{icmax} 值，它的共模抑制比将显著下降。一般指运放在作电压跟随器时，使输出电压产生 1% 跟随误差的共模输入电压幅值，高质量的运放可达 $\pm 13 \text{ V}$ 。

7. 最大输出电流 I_{omax}

是指运放所能输出的正向或负向的峰值电流。通常给出输出端短路的电流。

8. 开环差模电压增益 A_{vo}

是指集成运放工作在线性区，接入规定的负载，无负反馈情况下的直流差模电压增益。 A_{vo} 与输出电压 V_O 的大小有关。通常是在规定的输出电压幅度（如 $V_O = \pm 10 \text{ V}$ ）测得的值。 A_{vo} 又是频率的函数，频率高于某一数值后，

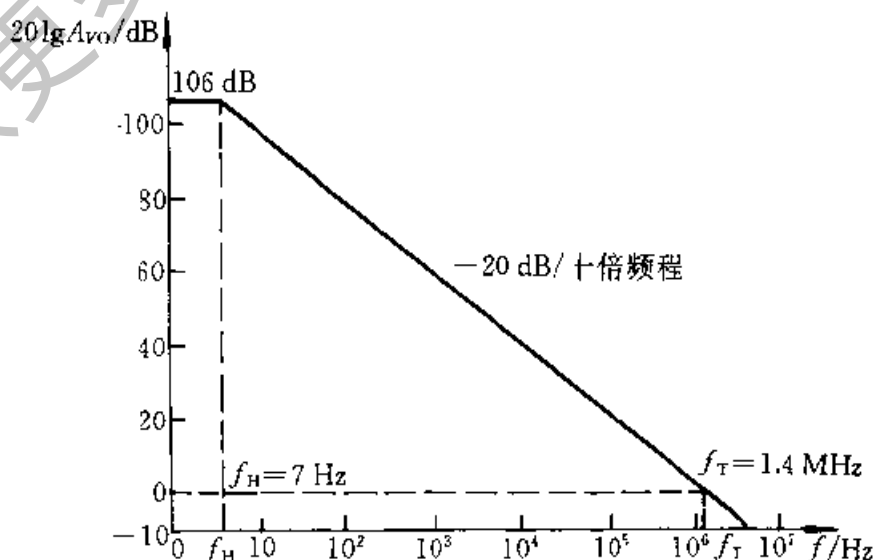


图 6.4.2 741 型运放 A_{vo} 的频率响应

A_{VO} 的数值开始下降。图 6.4.2 表示 741 型运放 A_{VO} 的频率响应。

9. 开环带宽 BW (f_H)

开环带宽 BW 又称为 -3 dB 带宽, 是指开环差模电压增益下降 3 dB 时对应的频率 f_H 。741 型集成运放的频率响应 $A_{VO}(f)$ 如图 6.4.2 所示。由于电路中补偿电容 C 的作用, 它的 f_H 约为 7 Hz。

10. 单位增益带宽 BW_G (f_T)

对应于开环电压增益 A_{VO} 频率响应曲线上其增益下降到 $A_{VO}=1$ 时的频率, 即 A_{VO} 为 0 dB 时的信号频率 f_T 。它是集成运放的重要参数。741 型运放的 $A_{VO}=2 \times 10^5$ 时, 它的 $f_T=A_{VO} \cdot f_H=2 \times 10^5 \times 7 \text{ Hz}=1.4 \text{ MHz}$ 。

11. 转换速率 S_R ①

转换速率是指放大电路在闭环状态下, 输入为大信号(例如阶跃信号)时, 放大电路输出电压对时间的最大变化速率, 即

$$S_R = \left. \frac{dv_o(t)}{dt} \right|_{\max} \quad (6.4.3)$$

集成运放的频率响应和瞬态响应在大信号时与小信号时有很大的差别。在大信号输入时, 特别是大的阶跃信号加入时, 运放将工作到非线性区域, 通常它的输入级会产生瞬时饱和或截止现象。从频率范围来看, 这将使大信号频带宽度总要比小信号时为窄; 而从瞬态响应来看, 将使放大电路的输出电压不能即时地跟随阶跃输入电压变化。输出电压变化如图 6.4.3 所示, 这就提出了转换速率的问题。由于转换速率与闭环电压增益有关, 因此一般规定用集成运放在单位电压增益、单位时间内输出电压的变化值, 来标定转换速率。

转换速率的大小与许多因素有关, 其中主要是与运放所加的补偿电容, 运放本身各级 BJT 的极间电容、杂散电容, 以及放大电路提供的充电电流等因

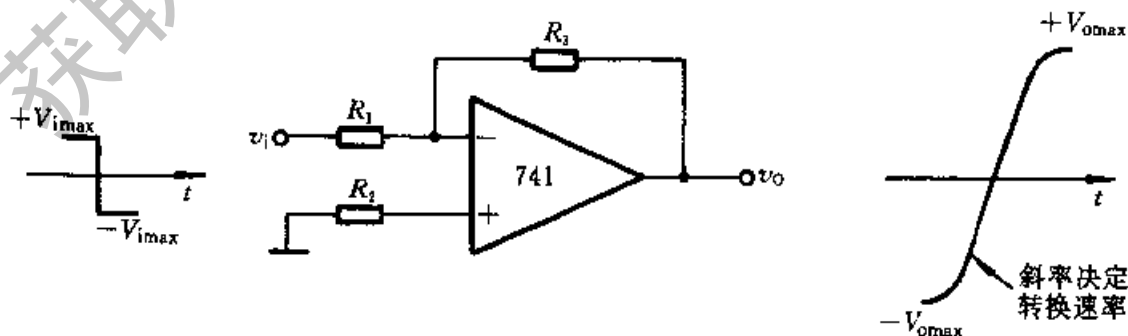


图 6.4.3 输出电压波形受转换速率限制的情况

① S_R 是 Slew Rate 的缩写。

素有关。在输入大信号的瞬变过程中,输出电压只有在电路的电容被充电后才随输入电压作线性变化,通常要求运放的 S_R 大于信号变化斜率的绝对值。

如在运放的输入端加一正弦电压 $v_i = V_{im} \sin \omega t$, 输出电压 $v_o = -V_{om} \sin \omega t$ 。输出电压的最大变化速率为

$$S_R = \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{t=0} = V_{om} \omega \cos \omega t \Big|_{t=0} = 2\pi f V_{om} \quad (6.4.4)$$

为了使输出电压波形不因 S_R 的限制而产生失真,必须使运放的 S_R 为

$$S_R \geq 2\pi f V_{om} \quad (6.4.5)$$

以 741 型运放为例, $S_R = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$, 当输出电压幅值 $V_{om} = 10 \text{ V}$ 时, 它的最大不失真频率应为 8 kHz 。

S_R 是在大信号和高频信号工作时的一项重要指标, 目前一般运放在 $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ 以下。

除上述参数外, 还有共模抑制比 K_{CMR} 、差模输入电阻 r_{id} , 共模输入电阻 r_{ic} , 输出电阻 r_o 、电源参数 (电源电压范围 $V_{CC} + V_{EE}$ 、电源电流 I_{OC}) 和功耗 P_{CO} (指运放有输入信号和接上负载时, 运放允许耗散的最大功率) 等, 这些参数的含义在前面各节已经介绍过, 这里不再赘述。

表 6.5.1 中列出了几种运放的典型参数值。

在对运放电路的分析中, 为简化起见, 通常把实际运放视为理想器件。在理想运放中, 把 A_{VO} 、 r_{id} 、 BW 、 S_R 和 K_{CMR} 视为无穷大。把 r_o 、 V_{IO} 、 I_{IO} 、 I_{IB} 、 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 视为零。早期集成运放的性能指标与理想参数相差甚远。由于现代集成电路制造工艺的进步, 已经生产出各类接近理想参数的集成电路运算放大器。

复习思考题

- 6.4.1 集成电路运放的输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 和输入偏置电流 I_{IB} 是如何定义的? 它们对运放的工作产生什么影响?
- 6.4.2 集成运放的温度漂移能否用外接调零装置来补偿?
- 6.4.3 集成运放的转换速率 S_R 受限制的原因是什么?
- 6.4.4 741 型集成运放的 $S_R = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$, 当信号工作频率为 10 kHz 时, 它的最大不失真输出电压幅值为多少?

*6.5 专用型集成电路运算放大器

集成运放在近几年得到非常迅速的发展。除了具有高电压增益的通用型

外, 还有性能更优良和具有特殊功能的集成运放, 可分为高输入阻抗、低漂移、高精度、高速、宽带、低功耗、高压、大功率和程控型等专用型集成运放, 现简要介绍如下。

1. 高输入阻抗型

这种类型集成运放的差模输入电阻 $r_{id} > (10^9 \sim 10^{12}) \Omega$, 输入偏置电流 I_{IB} 为几皮安~几十皮安, 故又称为低输入偏置电流型。

实现这些指标的主要措施, 一般是利用 FET 输入阻抗高、BJT 电压增益高的优点, 由 BJT 与 FET 相结合而构成差分输入级电路, 常称为 BiFET 型。下面以 LF356 集成运放为例进行分析, 为了便于分析, 将 LF356 电路中的恒定电流都用恒流源代替, 得到简化的原理电路, 如图 6.5.1 所示。值得指出的是, 图 6.5.1 中全部电流源画成理想的, 即 $r_{\text{电流源}} = \infty$, 而实际上电流源的内阻为有限值。

LF356 是由 P 沟道 JFET T_1 和 T_2 构成双端输入、双端输出带恒流源负载 (I_1 、 I_2) 的差分输入级, 本级提供了约 30 pA 的低输入偏置电流和约 $10^{12} \Omega$ 的高输入电阻, T_1 、 T_2 的工作电流 $I_{1,2}$ 是由多集电极的 BJT 管提供 (图中略); 中间电压放大级由 BJT T_3 、 T_4 组成的双端输入、单端输出带恒流源 (I_6) 负载的差分式放大电路, 和由 T_7 组成的电压跟随器构成; 由 NPN 型 BJT T_9 和 PNP 型复合管 (由 P 沟道 JFET T_8 与 NPN 型 BJT T_{10} 构成) 组成的互补对称输出级。为了使电路处于甲乙类工作状态, 利用二极管 D_1 接于 T_9 的基极和 T_8 的栅极 g_s 之间, 给 T_9 、 T_8 提供一起始偏压。

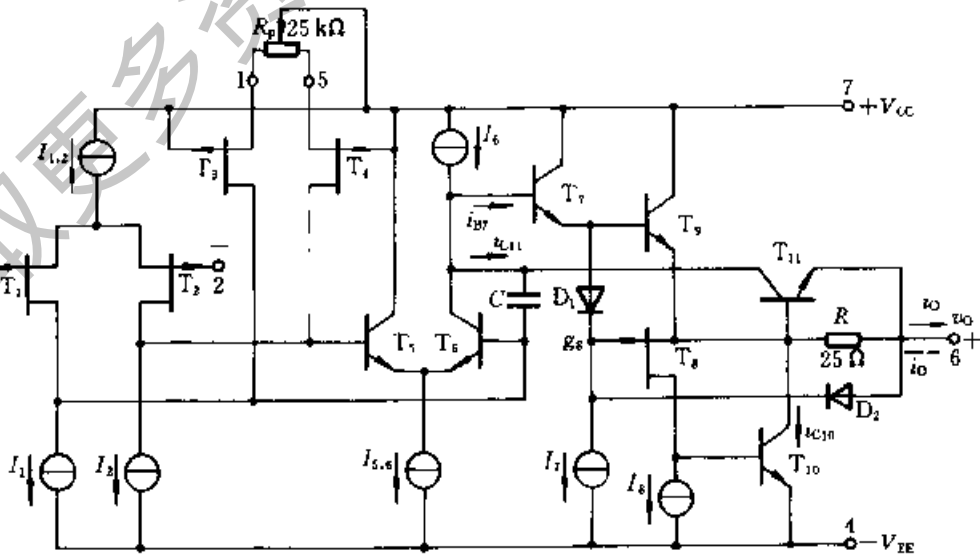


图 6.5.1 LF356 型运放的简化原理电路

T_{11} 、 R 和 D_2 构成输出电流过载保护环节。 R 为过载电流取样电阻。当输

出端“拉电流”（流向输出端，如 i_o 实线所示）大于 20 mA 时， T_{11} 导通而分流 i_{C11} ，使 T_7 的基极电流 i_{B7} 减小， i_{E8} 减小，抑制了输出电流的增大。同样，当“灌电流”（流入输出端，如 i_o 虚线所示）大于 20 mA 时， D_2 导通， T_8 的栅极电位 v_{g8} 上升， T_{10} 的基极电位 v_{B10} 降低， i_{C10} 减小，抑制了输出电流的增大。

P 沟道 JFET T_3 、 T_4 和外接电位器 R_p 构成两个电流源， R_p 可调节 T_3 、 T_4 两管漏极电流的相对比例，从而改变送入中间电压放大级的输入电流，实现失调电流的补偿。电容 C 为电路内部的密勒补偿电容，以增大运放的单位增益带宽 $BW_G (f_T)$ 。

LF356 各级的偏置电流都较大，使放大电路对电容的充电电流较大，因此 S_R 和 f_T 都较大，电路的总电流和功耗较大。其主要参数见表 6.5.1。与 LF356 性能类似的有 LF355、LF347（四运放）。更高输入电阻的还有全 MOSFET 的 CA3130。更小偏置电流的有 AD515、LF0052 等。

由 FET 作输入级，不仅输入电阻高，输入偏置电流低，而且具有高速、宽带和低噪声等优点，但失调电压较大。

目前高输入阻抗型运放广泛用于生物医学电信号测量的精密放大电路、有源滤波器、取样-保持放大器、对数和反对数放大器和模数、数模转换器等。

2. 高精度、低漂移型

这种类型的运放，一般用于毫伏量级或更低的微弱信号的精密检测、精密模拟计算、高精度稳压电源及自动控制仪表中。要求 $\Delta V_{10}/\Delta T < 2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 、 $\Delta I_{10}/\Delta T < 200 \text{ pA}/^\circ\text{C}$ 、 $A_{VO} \geq 120 \text{ dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 110 \text{ dB}$ 、 v_n （噪声电压） $< 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。通常实现这些功能的措施是，在电路结构上除采用超 β BJT 管和低噪声差分式输入级外，还采用热匹配设计和低温度系数的精密电阻，或在电路中加入自动控温电路以减小温漂。此外，近年来利用调制型的自动稳零放大器，获得了更低的温度系数（ $0.1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ）。目前产品有 AD508、OP-27（ $\Delta V_{10}/\Delta T = 0.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ）及由 MOSFET 组成的斩波稳零型的超低漂移器件，如 ICL7650（ $\Delta V_{10}/\Delta T = 0.01 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ），但它的输出电阻较大，所以负载电阻不宜太小。

3. 高速型

对这种类型的运放，要求转换速率 $S_R > 30 \text{ V}/\mu\text{s}$ ，最高可达几百伏/微秒，单位增益带宽 $BW_G > 10 \text{ MHz}$ 。一般用于快速 A/D 和 D/A 转换器、有源滤波器、高速取样-保持电路、锁相环、精密比较器和视频放大器中。实现高速的主要措施是，在信号通道中尽量采用 NPN 型管，以提高转换速率；同时加大工作电流，以使电路中各种电容的电压变化加快；或在电路结构上采用 FET 和 BJT 相兼容的 BiFET，或用全 MOSFET 结构，使电路的输入动态范围加大，因而电路转换速率也增加。目前产品有 $\mu\text{A}715$ 、LH0032 和 AD9618 等，

其中 $\mu\text{A}715$ 的 $S_R < 100 \text{ V}/\mu\text{s}$, $BW_G = 65 \text{ MHz}$, 而 $\text{AD}9618$ 的 S_R 高达 $1800 \text{ V}/\mu\text{s}$, $BW_G = 8 \text{ GHz}$ 。

4. 低功耗型

对于这种类型的运放,要求在电源电压 $\pm 15 \text{ V}$ 时,最大功耗不大于 6 mW ;或要求工作在低电源电压(如 $1.5 \sim 4 \text{ V}$)时,具有低的静态功耗和保持良好的电气性能(如 $A_{VO} = 80 \sim 100 \text{ dB}$)。为此,在电路结构上,一般采用外接偏置电阻和用有源负载代替高阻值的电阻,以保证降低静态偏置电流和总功耗,使电路处于最佳工作状态,以获得良好的电气性能。目前产品有 $\mu\text{PC}253$ 、 $\text{ICL}7641$ 及 $\text{CA}3078$ 等,其中 $\mu\text{PC}253$ 的 $P_C < 0.6 \text{ mW}$, $V_{CC} = (\pm 3 \sim \pm 18) \text{ V}$, $A_{VO} = 110 \text{ dB}$ 。目前产品功耗已达微瓦级,如 $\text{ICL}7600$ 的 V_{CC} (V_{EE}) 为 1.5 V , $P_C = 10 \mu\text{W}$ 。

低功耗型运放一般用于对能源有严格限制的遥测、遥感、生物医学和空间技术研究的设备中。

5. 高压型

为得到高的输出电压或大的输出功率,在电路设计和制作上需要解决 BJT 的耐压、动态工作范围等问题,为此在电路结构上利用 BJT 的 cb 结和横向 BJT (PNP 型) 的耐压性能,或用单管的串接方式来提高耐压,或用 FET 作为输入级,耐压指标可提高到 300 V 左右。此外,为使运放工作在高电压和大电流(或大功率)的情况下,电路中加入一些特殊保护电路。目前产品有 $\text{D}41$ 、 $\text{LM}143$ 及 $\text{HA}2645$ 等,其中 $\text{HA}2645$ 的参数是: $V_{CC} = V_{EE} = (48 \sim 80) \text{ V}$, $V_{omax} = 74 \text{ V}$, $A_{VO} = (160 \sim 200) \text{ dB}$, $V_{IO} \leq 6 \text{ mV}$, $V_{id} = 37 \text{ V}$, 而 $\text{D}41$ 型的电源电压可达到 $\pm 150 \text{ V}$, $V_{icmax} = \pm 125 \text{ V}$ 。

除了以上几种专用型集成运放外,还有互导型 $\text{LM}308$, 程控型 $\text{LM}4250$ 、 $\mu\text{A}776$, 电流型 $\text{LM}1900$ 及仪用放大器 $\text{LH}0036$ 、 $\text{AD}522$ 等。表 6.5.1 列举了典型集成运放的主要参数。

复习思考题

6.5.1 试说明在下列情况下,应选用何种类型的集成运放? 并列出具件型号和满足要求的主要指标。(1) 作为一般交流放大电路;(2) 高阻信号源 ($R_s = 10 \text{ M}\Omega$) 的放大电路;(3) 微弱电信号 ($v_s = 10 \mu\text{V}$) 的放大器。

6.5.2 电路结构由 BiFET 和全 MOSFET 组成的集成运放的输入阻抗范围各为多少? 一般用于什么场合?

6.5.3 高精度、低漂移型; 高速型; 低功耗型和高压型等专用型集成运放, 它们的主要性能指标是什么? 由表 6.5.1 查找出器件型号, 并列出具件型号。

表 6.5.1 典型集成电路运算放大器参数表①

| 参数名称 符号 | 总电源 电压 | | 电源 电流 | 最大输出 电压 | 最大差模 输入电压 | 最大共模 输入电压 | 最大输出 电流 | 输入 电阻 | 输出 电阻 | 开环差模 电压增益 | | 共模抑 制比 | | 电源电压 抑制比② |
|------------|-----------|-------------------|-----------------|-----------------------------|------------------|------------------|------------------|------------------------|-------------------|--------------|-----------------------|-----------|-----------|--------------|
| | min V | max V | | | | | | | | min dB | Typ dB | min dB | Typ dB | |
| 单位 | | | $I_{OC}③$ mA | V_{omax} V | V_{idmax} V | V_{icmax} V | I_{omax} mA | r_{id} k Ω | r_o Ω | min dB | Typ dB | min dB | Typ dB | K_{svr} |
| 型号 | | | | | | | | | | | | | | |
| 741C | 10 | 36 | 2.8 | | ± 30 | ± 12 | | 1000 | 200 | 85 | 106 | ≥ 70 | 90 | 76 90 |
| OP-27 | 8 | 44 | | $\pm 3 \sim \pm 40$ | | | | | | 110 | 120 | | < 126 | |
| OP-07A | 6 | 44 | 4 | | 30 | | | | | 110 | 114 | 110 | 126 | 100 110 |
| LF356 | | ± 15 | | ± 13 | ± 30 | $\pm 15, -12$ | | 10^9 | | | 106 | | 100 | |
| LFT356 | 10 | 44 | 7 | | 30 | | | | | 50 | 200 | 95 | | |
| $\mu A253$ | ± 3 | ± 18 | | ± 13.5 | ± 30 | ± 15 | | 6×10^3 | | 90 | 110 | 100 | 100 | 1~8 |
| $\mu A715$ | | ± 15 | | ± 13 | | ± 12 | | 10^3 | 75 | | 90 | ≤ 92 | | |
| LH0032 | 10 | 36 | 22 | | | | | | | 1 | 2.5 | 50 | 60 | 50 60 |
| HA2645 | 20 | 80 | 4.5 | | 37 | | | | | 100 | 200 | 74 | 10 | 74 90 |
| LH0021 | | ± 12 -10 | | ± 12 V $I_o < 1.2$ A | | | | 10^3 | | | 106 | | 90 | |
| ICL7650 | ± 3 | ± 18 | | | | | | 10^3 | | 120 | 143 | | 120 | |
| LM146 | | ± 15 | | | | | | 10^3 | | | 120 | | 100 | |
| CA3080 | | ± 15 | | | | | | 26 | 15×10^5 | | $\tau_w = 9600 \mu s$ | | 110 | |
| AD522 | ± 10 | ± 36 | | | | | | 10^9 | $70 \sim 100$ | | $0 \sim 50$ | | | |

续表

| 参数名称 符号 | 输入失调电压 | | 失调电压 温漂 | | 输入失调 电流 | | 偏置 电流 | 转换 速率 | 开环 带宽 | 单位增 益带宽 | 噪声 电压 | 功耗 | 备 注 |
|------------|----------------------|----------|--------------------|-----|-----------------------|------|----------|-----------|----------|------------|-----------------|-----------------|--------|
| | Typ | max | Typ | max | Typ | max | | | | | | | |
| 单位 | mV | | mV/°C | | nA | | I_{B} | $V/\mu s$ | Hz | MHz | nV/\sqrt{Hz} | P_{CO} | |
| 型号 | | | | | | | nA | | | | | mW | |
| 741C | 2 | 6 | 20 | 200 | 20 | 200 | | 0.3~0.5 | 7 | 1.2 | 76~90 | <120 | 通用 |
| OP-27 | ≤ 0.03 | | 0.2 | | ≤ 12 | | | 2.8 | | 9 | 3 | ≤ 140 | 高精度 |
| OP-07A | 0.01 | 0.025 | 0.2 | 0.6 | 0.3 | 2 | <2 | 0.17 | | 0.6 | | | 高精度 |
| LF356 | 3 | | 5 | | 3 | | | 12 | | 5 | 15 | <500 | 高输入电阻 |
| LFT356 | | 0.5 | 3 | 5 | 0.003 | 0.02 | 0.07 | 12 | | 4.5 | | | 低偏置 |
| $\mu A253$ | 3 | | 3×10^{-3} | | | | | | 7 | | | ≤ 0.6 | 低功耗 |
| $\mu A715$ | | ≤ 5 | | | ≤ 250 | | | <100 | | 65 | | 165 | 高速 |
| LH0032 | 5 | 15 | 25 | | 0.01 | 0.05 | 0.025 | 500 | | 70 | | | FET 高速 |
| HA2645 | 2 | 6 | 15 | | 12 | 30 | 15 30 | 5 | | 4 | | | 高压 |
| LH0021 | | | 3 | | | | | | | | | 75 | 大功率 |
| ICL7650 | 0.7×10^{-3} | | 0.01 | | 6.5×10^{-3} | | | 2.5 | | 8 | 2×10^3 | 2×10^3 | 斩波稳零 |
| LM146 | 0.5 | | | | 2 | | | 0.4 | | 1.2 | 28 | | 程控 |
| CA3080 | 0.4 | | 2 | | 0.14×10^{-3} | | | 50~70 | | 2 | | 40 | 互导 |
| AD522 | | | 6 | | 20 | | | 10 | | 2~0.04 | | | 仪用放大器 |

① 实用电子电路手册《模拟电路分册》编写组,实用电子电路手册《模拟电路分册》,北京,高等教育出版社,1991.10

② I_{OC} :表示在额定电源电压下,不接输入信号和负载的情况下,流过正、负电源的电流。③ K_{SVR} (电源电压抑制比) $=\Delta V_{IO}/\Delta(V_{CC}+V_{EE})$,式中 ΔV_{IO} 表示由于电源电压变化引起输出电压变化 ΔV_{IO} 折算到输入端的输入失调电压 ΔV_{IO} 。

* 6.6 放大电路中的噪声与干扰

放大电路是一种弱电系统，具有很高的灵敏度，很容易接受外界和内部一些无规则信号的影响。也就是当放大电路的输入端短路时，输出端仍有杂乱无规则的电压输出，利用示波器或扬声器就可觉察到。这就是放大电路的噪声或干扰电压。如果这些噪声和干扰的大小可以和有用信号相比较时，那么在放大电路的输出端有用信号将被淹没，或者有用信号分量和噪声干扰分量将难以分辨而妨碍了对有用信号的观察和测量。因此，噪声和干扰在高灵敏度放大电路中就成为严重的问题。

6.6.1 放大电路中的噪声

放大电路中的噪声是放大电路中各元器件（包括管子、电阻等）内部载流子运动的不规则所造成的，主要是由电路中的电阻热噪声和 BJT（或 FET）内部噪声所形成，它实际上是杂乱的无规则的变化电压 v_n 或电流 i_n ，如图 6.6.1 所示。



图 6.6.1 噪声电压（电流）波形

1. 噪声的种类及性质

(1) 电阻的热噪声

任何电阻（导体）即使不与电源接通，它的两端仍有电压，这是由于导体中构成传导电流的自由电子随机的热运动而引起的，因此，某一瞬时向一个方向运动的电子有可能比向另一个方向运动的电子数目为多，也就是说，在任何时刻通过导体每个截面的电子数目的代数和是不等于零的。这一电流流经电路就产生一个正比于电路电阻的电压，称为热噪声电压。

理论和实践都证明，一个阻值为 $R(\Omega)$ 的电阻（或 BJT 的体电阻、FET 的沟道电阻）未接入电路时，在频带宽度 B 内所产生的热噪声电压的均方值为

$$V_n^2 = 4kT \cdot R \cdot B \quad (6.6.1)$$

式中 k 为玻耳兹曼常数，其值为 $1.37 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ， T 是绝对温度 (K)， B 为

频带宽度 (Hz)。

式 (6.6.1) 可改写为功率或电压的形式, 即

$$P_n = \frac{V_n^2}{R} = 4kTB \quad (6.6.2)$$

$$V_n = \sqrt{4kTRB} \quad (6.6.3)$$

由式 (6.6.3) 可以看出, V_n 与温度、电阻值和频带宽度乘积的平方根成正比。

由式 (6.6.2) 有

$$\frac{P_n}{B} = 4kT \quad (6.6.4)$$

P_n/B 称为热噪声的功率频谱密度, 即在限带范围 (例如高至 10^{13}Hz) 内, 对于每一赫具有相同的噪声功率。具有均匀的功率频谱的噪声称为白噪声, 取其与白色光包含的所有可见光的频率成分相似。

式 (6.6.3) 可改写为

$$V_n / \sqrt{B} = \sqrt{4kTR} \quad (6.6.5)$$

V_n / \sqrt{B} 称为热噪声电压密度, 单位为 $\text{nV}/\text{Hz}^{\frac{1}{2}}$ 。

热噪声电压本身是一个非周期变化的时间函数, 因此, 它的频率范围是很宽广的。 V_n 将随频带的增加而增加。所以宽频带放大电路受噪声的影响比窄频带大, 这也是限制宽频带放大电路增益的主要原因。

由于放大电路各处都存在电阻, 因此放大电路到处都会产生热噪声。放大电路的输入电阻对输出端的噪声起着主要的作用, 因为它的噪声电压将逐级被放大。因此, 一个放大电路的频带较宽时, 要求它的输入电阻低, 才能使热噪声电压限制在一定的范围之内。

(2) 三极管的噪声

当有电流流过 BJT 时, 就会产生噪声。BJT 的噪声来源有三种:

① 热噪声

由于载流子不规则的热运动通过 BJT 内的体电阻时而产生。BJT 的发射区、集电区和基区都存在体电阻, 由于 r_e 和 r_c 比 r_{bb} 小得多, 因此 r_{bb} 所产生的噪声是主要的。FET 主要是沟道电阻的热噪声。

② 散粒噪声

通常所说的 BJT 中的电流, 只是一个平均值, 实际上通过发射结注入到基区的载流子数目, 在各个瞬时都不相同, 因而引起发射极电流或集电极电流有一个无规则的波动, 产生散粒噪声。散粒噪声电流为

$$I_n = \sqrt{2qIB} \quad (6.6.6)$$

式中, q 是每个载流子所带电荷量的绝对值, I 表示通过 PN 结电流的平均值, B 为频带宽度。

由式(6.6.6)可以看出,在电流平均值不变的条件下,散粒噪声与温度无关。它也属于白噪声。散粒噪声的功率频谱密度与电流的平均值成正比。FET不产生散粒噪声。

③ 闪烁噪声 ($1/f$)

管子产生闪烁噪声的原因现在还不十分清楚,但被设想为载流子在晶体表面的产生和复合所引起,因此与半导体材料本身及工艺水平有关。这种噪声与频率成反比,所以也叫做 $1/f$ 噪声。在低频时,管子的噪声主要由它决定。

由于管子噪声还与工艺有关,因此,不仅不同型号管子的噪声电压有很大的差异,而且同一型号的管子噪声电压也不相同。

闪烁噪声不仅存在于BJT和FET中,还存在于电阻等其他元器件中。当频率低到一定程度时, $1/f$ 噪声比热噪声还大,因此又称为低频噪声。

值得指出的是,由于FET中不存在载流子的注入、扩散和复合过程,因此它主要是由沟道中载流子的不规则热运动而产生类似电阻的热噪声,称沟道电阻的热噪声。JFET的噪声主要来源于沟道电阻热噪声,而MOSFET是表面场效应器件,故它的 $1/f$ 噪声较严重,因而低频时MOSFET比JFET的噪声大。但应指出,一般而言,FET的噪声比BJT小。此外,电阻元件除了热噪声外,还有 $1/f$ 噪声,低频时, $1/f$ 噪声更为显著,碳膜电阻的 $1/f$ 噪声最大,绕线电阻的 $1/f$ 噪声最小。

集成电路运算放大器的噪声,是由组成运放内部电路的元器件产生的噪声源以及内部电路连接的噪声源累计的结果。在电路中存在多个噪声源时,输出端的噪声如何计算?这是一个复杂的问题,此处不再赘述,有关内容可参阅文献[5]。而实际上,一般是通过实验测量得到,如低噪声运放OP-37在 $f=1\text{ kHz}$ 时,噪声电压密度 $V_n=3\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$,噪声电流密度 $I_n=0.4\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

2. 放大电路的噪声指标——噪声系数

放大电路噪声性能的好坏,可用等效输入噪声电压密度、等效输入噪声电流密度、输出端信噪比(信号功率对噪声功率的比值),噪声系数等来评价。当比较两个低噪声放大电路的设计方案时,通常利用噪声系数 N_F 来衡量噪声的大小,它的定义是

$$N_F = \frac{\text{输入端信号噪声比}}{\text{输出端信号噪声比}} = \frac{P_{S1}/P_{n1}}{P_{S0}/P_{n0}} = \frac{P_{n0}}{A_P P_{n1}} \quad (6.6.7)$$

式中 P_{S1} 、 P_{S0} 分别表示输入端和输出端的信号功率, P_{n1} 表示信号源输入端的噪声功率,等于信号源内阻 R_s 产生的热噪声功率, P_{n0} 表示输出端的总噪声功率,它包括信号源带来的噪声,器件本身的噪声以及放大电路其他元件产生的噪声等。 A_P 表示功率增益。

放大电路不仅把输入端的噪声进行放大,而且放大电路本身也存在噪声。所以,其输出端的信噪比必然小于输入端信噪比。放大电路本身噪声越大,它的输出端信噪比就越小于输入端信噪比, N_F 就越大。

当 N_F 用分贝 (dB) 表示时

$$N_F \text{ (dB)} = 10 \lg \frac{P_{s1}/P_{n1}}{P_{s0}/P_{n0}} = 10 \lg \frac{P_{n0}}{A_P P_{n1}} \text{ (dB)} \quad (6.6.8)$$

如 V_{s1} 、 V_{s0} 分别表示输入端和输出端信号电压, V_{n1} 、 V_{n0} 分别表示输入端和输出端的噪声电压。则因为 $P_{s1} = V_{s1}^2/R_i$, $P_{n1} = V_{n1}^2/R_i$, $P_{s0} = V_{s0}^2/R_o$, $P_{n0} = V_{n0}^2/R_o$, 而又满足 $R_i = R_o$, 则 N_F 可表示为另一种形式:

$$N_F = 20 \lg \frac{V_{s1}/V_{n1}}{V_{s0}/V_{n0}} = 20 \lg \frac{V_{s1}}{V_{n1}} - 20 \lg \frac{V_{s0}}{V_{n0}} \text{ (dB)} \quad (6.6.9)$$

V_{s1}/V_{n1} 及 V_{s0}/V_{n0} 分别表示输入端和输出端信噪电压比。一个无噪声放大电路的噪声系数是 0 dB, 一个低噪声放大电路的噪声系数应小于 3 dB。

3. 减小噪声的措施

(1) 选用低噪声的元器件

在电子电路中, 元器件的内部噪声起着重要的作用, 因此要选用低噪声的元器件。在器件方面宜采用低噪声的 FET 代替 BJT; 选用低噪声集成运放, 如 OP-27, AD745 等; 同时应避免用高阻值的电阻, 为减小电阻的 $1/f$ 噪声常选用绕线式电阻, 其次是金属膜电阻。

(2) 选用合适的放大电路

在低噪声电路中, 一般在低噪声运放电路前再加一高稳定和低噪声的共源-共基串接的前置差分式放大电路。当信号源内阻较大或信号为电流源时, 宜选用 FET 对管; 信号源内阻较小时宜选用 BJT 超 β 对管的前置差分放大电路。

(3) 加滤波环节或加入负反馈电路

在放大电路中频带越宽, 噪声也越大。而有用信号的频率往往在一定范围内, 故可在电路中加入滤波环节去掉噪声; 当有用信号为直流或缓慢变化的信号时, 可在电路中加入负反馈^① 来抑制噪声。

除了在硬件电路采取措施外, 有时还用计算机软件的数据处理方法减小噪声的影响。

6.6.2 放大电路中的干扰

干扰是外界因素对放大电路中各部分的影响所造成的。一般来说, 干扰

^① 见第 7 章。

主要是外界电磁场，接地线不合理和整流电源的交流纹波等原因造成的，即当放大电路输入端输入信号电压 $v_i=0$ 时，输出端可能出现交流干扰电压。

1. 杂散电磁场干扰和抑制措施

电路工作环境一般有许多电磁干扰源，通常包括高压电网、机电设备、电台及自然界的雷电现象等，它们所产生电磁波和尖峰脉冲，可通过接线电容（电场）耦合、电感（磁场）耦合，或交流电源线等进入放大电路，就引入干扰电压。对于一个高增益放大电路来说，只要第一级引进一点微弱的干扰电压，经过各级放大，放大电路的输出端就

有一个较大的干扰电压。

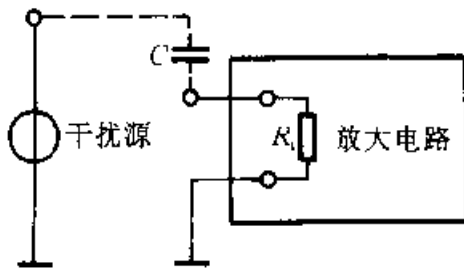


图 6.6.2 由静电感应造成的干扰

图 6.6.2 表示由静电感应造成干扰的原理图。干扰源和放大电路的输入电路（或某些重要元件）之间存在杂散电容 C ，构成了干扰电流的回路。此干扰电流在放大电路输入电阻 R_i 上产生干扰电压。可见，放大电路输入电阻越大或杂散电容 C 越大，干扰电压也越大。

放大电路中的磁性材料元件（如输入变压器等）对空间杂散磁场的干扰是很敏感的。当干扰磁场足够强时，在输入端产生的干扰电压就会妨碍放大电路的正常工作。

对于杂散电磁场的干扰，可采取下列抑制措施：

（1）合理布局

（从放大电路的结构布线来说，电源变压器要尽量远离第一级输入电路，更应远离放大电路。）在安装变压器时要选择它们的安装位置，使之不易对放大电路产生严重干扰。

此外，放大电路的布线要合理，（放大电路的输入线与输出线，交流电源线要分开走线，不要平行走线。输入走线愈长，愈易接受干扰。放大电路要尽量远离干扰源。）

（2）屏蔽

为了减小外界干扰，（可采用屏蔽措施。屏蔽有静电屏蔽和磁场屏蔽两种，屏蔽的结构一般可用铜、铝等金属薄板材料制成，它可以将干扰源或受干扰的元件用屏蔽罩屏蔽起来，并将它妥善接地，特别是多级放大电路的第一级更加重要。）如第一级的输入线采用具有金属套的屏蔽线，屏蔽线的外套要选一点接地。在抗干扰要求较高时，可把放大电路的前级或整个放大电路都屏蔽起来。静电屏蔽采用导电率高的材料，磁屏蔽用具有高导磁率的磁性材料，如坡莫合金或铁等。

静电屏蔽的原理是在屏蔽罩接地后，干扰电流经屏蔽外层短路入地。而干扰源不经过放大电路的输入电阻 R_i ，因此，屏蔽的妥善接地是十分重要的，否则不但不能减小干扰，反而会使干扰增大。

2. 由于接地点安排不正确而引起的干扰

在多级放大电路中，如果接地点安排不当，就会造成严重的干扰。如在同一电子设备中的放大电路由前置差分放大级和功率级所组成，功率级的输出电流是比较大的，此电流通过导线产生的压降，与电源电压一起，作用于前置级，引起骚动，甚至产生振荡。还因负载电流流回电源时，造成机壳（地）与电源负端之间电压波动，而当前置放大电路的输入端接到这个不稳定的“地”上，会引起更为严重的干扰。如将各级的共同端都直接接到直流电源负的共地点，则可克服上述弊端，如图 6.6.3 所示。在某些场合下，也采用 RC 去耦电路，如图 6.6.4 所示。它使强信号放大级与弱信号放大级的交流通路彼此隔离，以防止干扰或低频自激。在要求较严或条件恶劣的情况下，也常采用精密稳压电源对弱信号放大级单独供电。

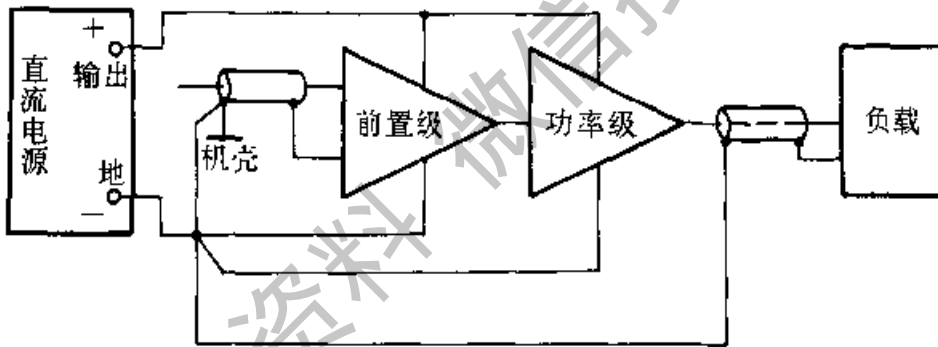


图 6.6.3 接地正确的多级放大电路

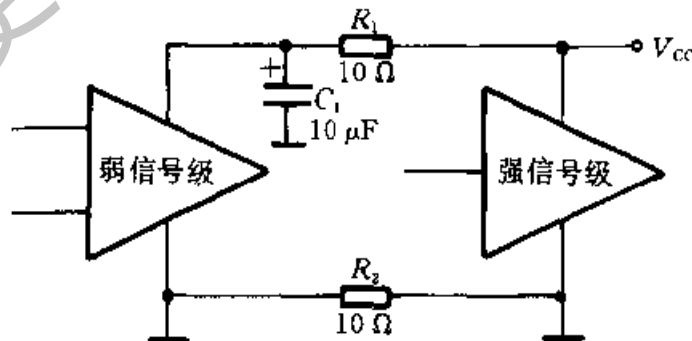


图 6.6.4 RC 去耦电路

3. 由于电子设备的共同端没有正确连接而产生的干扰

当两台电子设备相连时，共同端没有正确地连在一起。电子设备中的电

源变压器原副边之间的漏电作用会产生一感应电压。如果测试仪器的共同端没有和放大电路的共同端连在一起,则即使仪器的输入电压为零,但变压器感应电压却加到了放大电路的输入端而产生干扰电压。因此电子设备连接时,必须把它们的共同端连接在一起,这样才不致使感应电压加到放大电路的输入端。同时将变压器原副边之间加一屏蔽层并把它接地,这样也可减少干扰源。

4. 由于直流电源电压波动引起的干扰

一般放大电路的直流电源是用50Hz的交流电经整流、滤波、稳压后得到的,如果滤波不良,整流电源输出的电压就有50Hz或100Hz的交流电压使集电极电流发生波动而产生干扰电压。特别是第一级,由于电源产生的干扰电压将被以后各级放大而使输出端产生较大的干扰电压。对这种原因所产生的干扰电压可采用稳压电源^①供电,并在稳压电路的输入端和输出端加一足够大的电解电容或钽电容的滤波电路。对于运算放大器,为防止直流电源的干扰,可在电源引脚和地端间加一钽电容(一般为 $10\sim 30\mu\text{F}$)防止低频干扰,加一独石电容($0.01\sim 0.1\mu\text{F}$)防止高频干扰。

5. 由于交流电源串入的干扰

当交流电网的负载突变时(如电机的起动和制动),在负载突变处交流电源线与地之间将产生高频干扰电压。这个电压引起的高频电流将通过直流稳压电源,放大电路及放大电路与地之间的分布电容,经过地线再返回负载突变处组成回路,如图6.6.5虚线所示。这样就构成对放大电路的高频干扰,而且这个高频电流不仅沿导线流动,凡有电容的地方都是良好的通道,如变压器原副边之间的分布电容、放大电路与地之间的分布电容等。

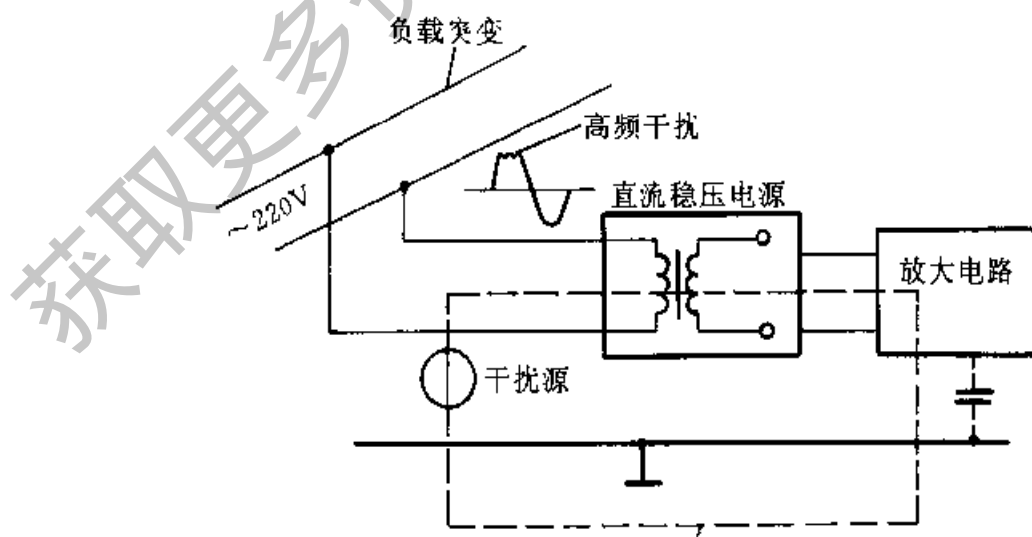


图 6.6.5 交流电网负载突变引起干扰

① 见第10章。

这个高频干扰对高灵敏度放大电路来说影响较大，因此必须采取措施加以抑制。

(1) 稳压电源中电源变压器原副边之间加屏蔽层，同时屏蔽层要很好接地，这样高频电流由变压器原边通过屏蔽层流入地线而不经放大电路。

(2) 在稳压电源交流进线处加滤波电路滤去高频干扰，一般由 L 为几至几十毫亨和 C 为几千微微法组成。

(3) 抑制交流干扰的另一个措施是采用“浮地”，即交流地线与直流地线分开，而且只有交流地线接大地，这样可以避免交流干扰由公共地线串入而影响放大电路的工作。

此外，在放大电路中除了抑制外部干扰源的影响外，还要考虑放大电路本身布线不合理产生的干扰，甚至产生自激振荡。一般用频率补偿技术来消除自激振荡。

6.6.3 低噪声放大电路举例

图 6.6.6 是一个低噪声互阻放大电路（电流-电压变换器）的原理电路^①，是用于生物医学领域测量微弱电流（皮安量级）、低频率（0~10）Hz 的信号。由于信号电流很微弱，因而放大电路前置级（探头）的设计思想集中在低噪

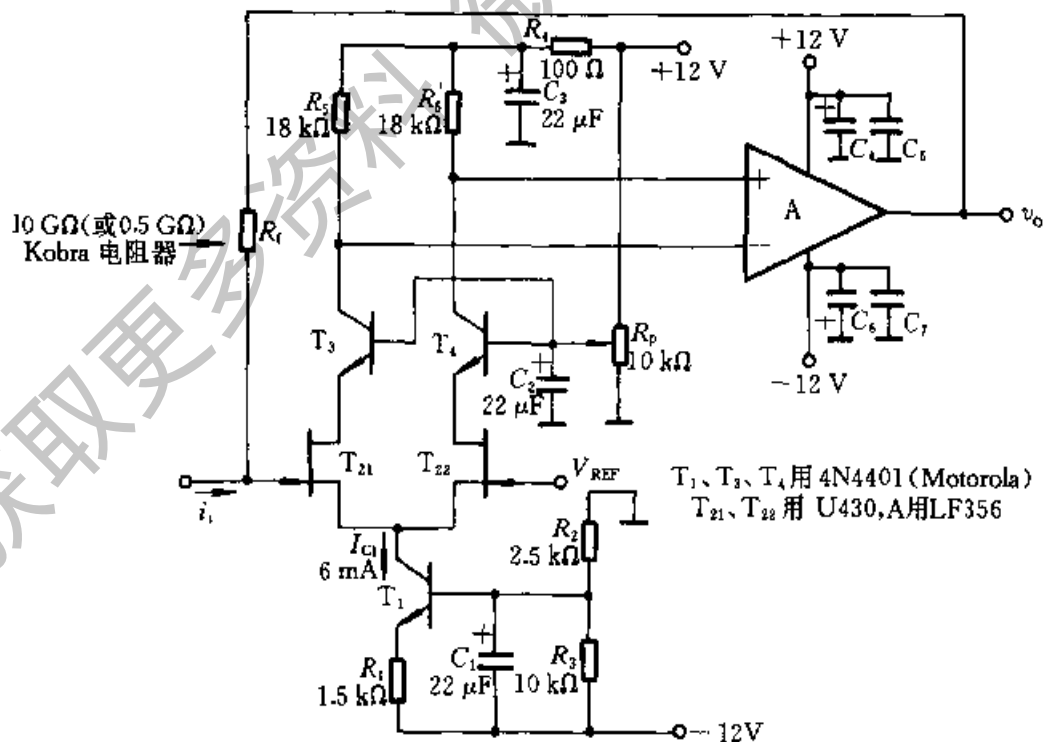


图 6.6.6 低噪声互阻放大电路（电流-电压变换器）

^① 该电路是华中理工大学研制的第二代膜片钳放大器（PC-I 型）的前置放大电路。

声和高输入阻抗上。现就其电路结构和低噪声分析分别介绍如下：

1. 电路结构

该电路为带恒流源的共源-共基串接差分式放大电路，输出接至集成运放 A 进行放大。为使电路稳定地工作，从运放输出端通过电阻 R_f 接到输入端，形成电压并联负反馈电路。并将输入电流 i_i 变换为输出电压 v_o ，其增益为 A_R ，量纲为 Ω 。

2. 低噪声分析

在上述电路结构的条件下，其噪声水平关键取决于所使用的元器件。电路中的恒流源由 BJT T_1 (2N4401, Motorola)、 R_1 、 R_2 和 R_3 组成，在所示参数的情况下，恒流源的 I_{C1} 的值为 6 mA，这样，每边差分式电路的静态电流 $I_{D21} = I_{D22} = 3$ mA，此电流值既限制了电路中过高的噪声电平，也可兼顾电路的增益。

共源电路由 JFET T_{21} 、 T_{22} 对管 (U430, Siliconix, USA) 组成，它属于低噪声 ($v_{2n} = 2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)、高输入阻抗、互导 g_m 也大 (在 $I_D = 3$ mA 时 $g_m = 8$ mS) 的器件。 T_3 、 T_4 为低噪声的 BJT (2N4401) 器件，组成共基放大电路， T_3 、 T_4 在 $I_C = 3$ mA 条件下，噪声电压 $v_{3n} < 1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。该共基电路一方面可以扩展电路的高频响应，同时又将共源电路与负载电阻 R_5 、 R_6 隔离，不致使 R_5 、 R_6 所产生的热噪声电压 ($v_{kn} = 6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) 经 C_{gd} 耦合到两输入端。共源-共基电路的另一特点，是通过电位器 R_f 调整 T_3 、 T_4 的基极电位，从而使 T_{21} 、 T_{22} 和 T_3 、 T_4 具有合适的工作状态，并达到该电路的最佳噪声性能。 C_1 是滤除 -12V 电源的干扰电压， C_2 是滤除电位器 R_f 的热噪声电压和 +12V 电源的干扰电压； C_3 、 R_4 为去耦电路，隔离电源的前后级相互之间的影响，防止低频自激。 $C_4 \sim C_7$ 是减小正、负电源对运放 A 的影响，即减小引入运放的高、低频干扰。

运放 A 为 BiFET 的 LF356，关于它的原理在 6.5 节已介绍过，其噪声电压 $v_{An} = 12\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。它与共源-共基组态配合使用，达到了较好的抑制噪声性能，而满足了低噪声的要求。

反馈电阻 R_f 的阻值较高，达 $G\Omega$ 量级，从理论上讲电阻器的阻值越高，电流噪声越小；但阻值越高，电阻器本身的热噪声和分布电容也大，故选用 Kobra (K & M, Electronics) 的合成膜精密电阻器。

对于低噪声放大电路，除了合理地设计电路结构和选择元器件外，它的制作工艺还须特别讲究，此处从略。

复习思考题

6.6.1 电子电路所用电子器件中有哪几种噪声？其含义如何？在低噪声放大电路的设计中应怎样选用器件？在BJT、JFET和MOSFET三种器件中，何种器件噪声最小？

6.6.2 在测量放大电路输出的电压时，有时会出现50Hz和100Hz的干扰电压，何故？应采用何种措施加以抑制？

6.6.3 现有BJT、JFET和MOSFET三种器件，如果放大的对象是高信号源内阻的电流信号，而且又要求用子低噪声放大电路，你应选用哪种放大器件？

6.6.4 当人们用收音机收听广播时，有时常听到低频的嗡嗡声或高频的尖叫声，这时收音机放大电路中出现了什么干扰和噪声？

小 结

● 集成电路运算放大器是用集成工艺制成的、具有高增益的直接耦合多级放大电路。它一般由输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分组成。为了抑制温漂和提高共模抑制比，常采用差分式放大电路作输入级；中间为电压增益级；互补对称电压跟随电路常用作输出级；电流源电路构成偏置电路。

● 电流源电路是模拟集成电路的基本单元电路，其特点是直流电阻小，交流电阻很大，并具有温度补偿作用。常用来作为放大电路的有源负载和决定放大电路各级Q点的偏置电路。

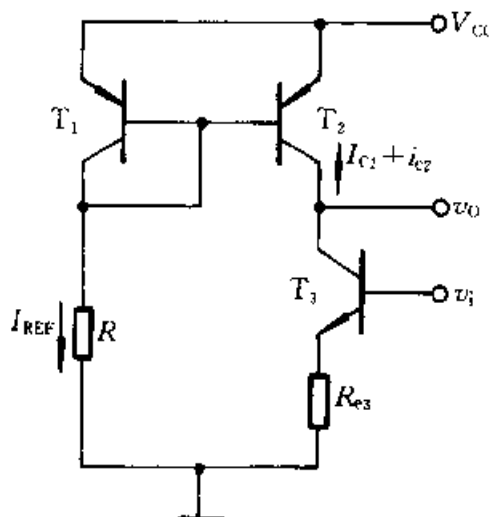
● 差分式放大电路是集成电路运算放大器的重要组成单元，它既能放大直流信号，又能放大交流信号；它对差模信号具有很强的放大能力，而对共模信号却具有很强的抑制能力。由于电路输入、输出方式的不同组合，共有四种典型电路。分析这些电路时，要着重分析两边电路输入信号分量的不同，至于具体指标的计算与共射（或共源）的单级电路基本一致。

● 集成运放是模拟集成电路的典型组件。对于它内部电路的分析和工作原理只要求作定性的了解，目的在于掌握它的主要技术指标，作到根据电路系统的要求，正确地选择元器件。

● 放大电路中噪声和干扰的产生和抑制是电子工程技术中的重要基础知识。要制作高质量的放大电路，不仅需要正确地设计电路，合理地选择元器件，而且对于干扰和噪声的抑制应予以足够的重视。

习 题

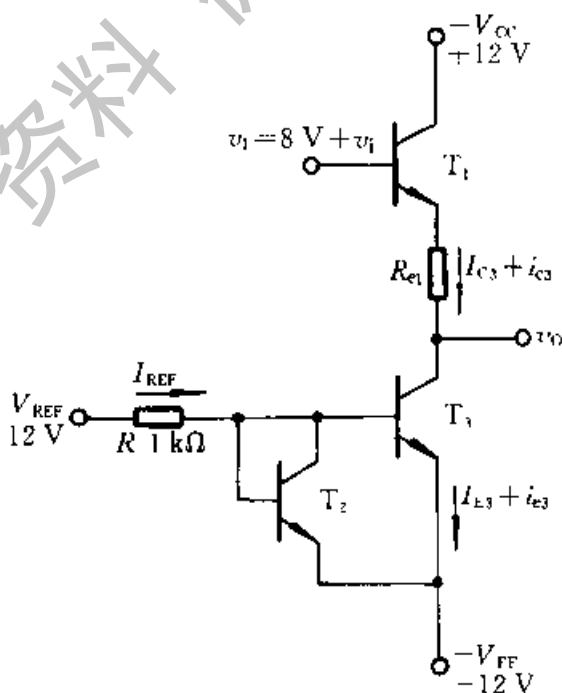
6.1.1 某集成运放的一单元电路如图题6.1.1所示， T_1 、 T_2 的特性相同，且 β 足够



图题 6.1.1

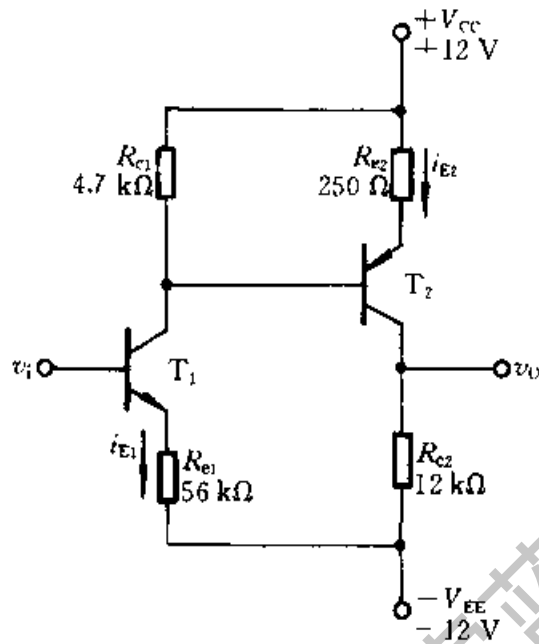
大, 问: (1) T_1 、 T_2 和 R 组成什么电路? 在电路中起什么作用? (2) 写出 I_{REF} 和 I_{C2} 的表达式。设 $V_{BE}=0.7V$, V_{CC} 和 R 均为已知。

6.1.2 电路如图题 6.1.2 所示, 所有 BJT 的 β 均很大, $V_{BE}=0.7V$, 且 T_2 、 T_3 特性相同, 电路参数如图, 问: (1) T_2 、 T_3 和 R 组成什么电路? 在电路中起什么作用? (2) 电路中 T_1 、 R_{e1} 起电平移动作用, 保证 $v_i=0$ 时, $v_o=0$ 。求 I_{REF} 、 I_{C3} 和 R_{e1} 的值。



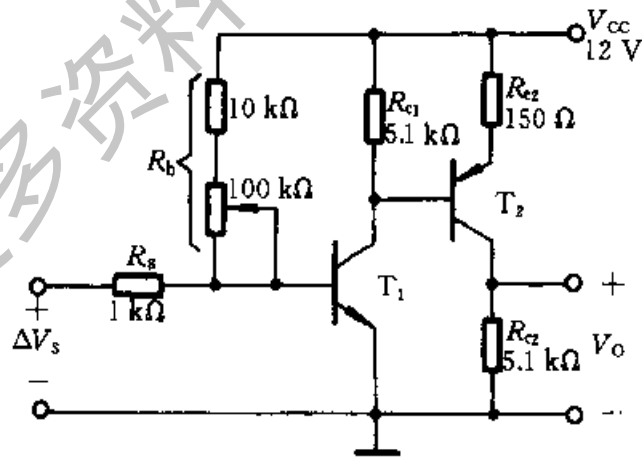
图题 6.1.2

6.1.3 图题 6.1.3 所示是 NPN 型 (T_1) 与 PNP 型 (T_2) 两种硅 BJT 组成的电平移动电路, 设 $|V_{BE}|=0.7V$ 。当 $v_i=0$ 时, 若要求 $v_o=0$, 试计算 I_{E1} 和 I_{E2} 的值。



图题 6.1.3

6.2.1 如图题 6.2.1 所示的放大电路中, 试回答下列问题: (1) 在 $\Delta V_s = 0$ 时, $V_o = 5.1\text{V}$; 当 $\Delta V_s = 16\text{mV}$ 时, $V_o = 9.2\text{V}$, 问电压增益是多少? (2) 如果 $\Delta V_s = 0$, 由于温度的影响, V_o 由 5.1V 变到 4.5V , 问折合到输入端的零点漂移电压 ΔV_s 为多少?

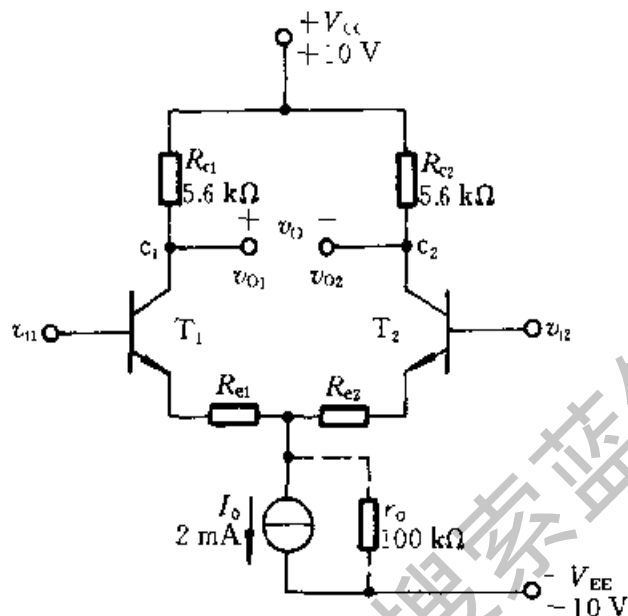


图题 6.2.1

6.2.2 双端输入、双端输出理想的差分式放大电路如图 6.2.2 所示。求解下列问题: (1) 若 $v_{i1} = 1500\mu\text{V}$, $v_{i2} = 500\mu\text{V}$, 求差模输入电压 v_{id} , 共模输入电压 v_{ic} 的值; (2) 若 $A_{VD} = 100$, 求输出电压 v_{Od} 的值; (3) 当输入电压为 v_{id} 时, 若从 T_2 的 c_2 端输出, 求 v_{c2} 与 v_{id} 的相位关系; (4) 若输出电压 $v_o = 1000v_{i1} - 999v_{i2}$ 时, 求电路的 A_{VD} 、 A_{VC} 和 K_{CMR} 的值。

6.2.3 电路如图题 6.2.3 所示, $R_{c1} = R_{c2} = 100\ \Omega$, BJT 的 $\beta = 100$, $V_{BE} = 0.6\text{V}$, 求:

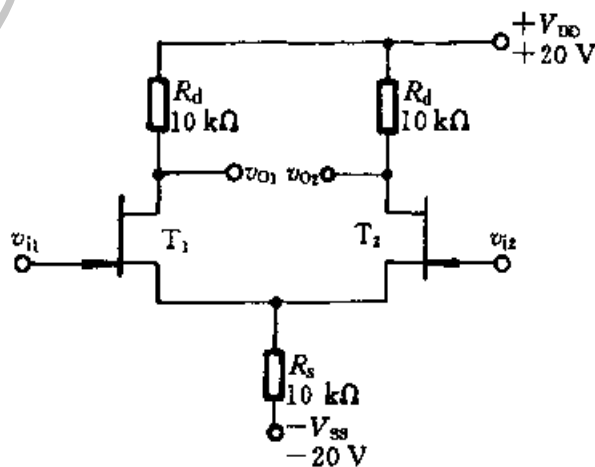
(1) Q 点 (I_{B1} 、 I_{C1} 、 V_{CE1})；(2) 当 $v_{i1}=0.01\text{ V}$ 、 $v_{i2}=-0.01\text{ V}$ 时，求输出电压 $v_o=v_{o1}-v_{o2}$ 的值；(3) 当 c_1 、 c_2 间接入负载电阻 $R_L=5.6\text{ k}\Omega$ 时，求 v_o 的值；(4) 求电路的差模输入电阻 R_{id} 、共模输入电阻 R_{ic} 和输出电阻 R_o 。



图题 6.2.3

6.2.4 电路参数如图题 6.2.3 所示，求：(1) 单端输出且 $R_L=\infty$ 时， $v_{o2}=?$ $R_L=5.6\text{ k}\Omega$ 时， $v'_{o2}=?$ (2) 单端输出时， A_{VD2} 、 A_{VC2} 和 K_{CMR} 的值。(3) 电路的差模输入电阻 R_{id} 、共模输入电阻 R_{ic} 和不接 R_L 时单端输出的输出电阻 R_{o2} 。

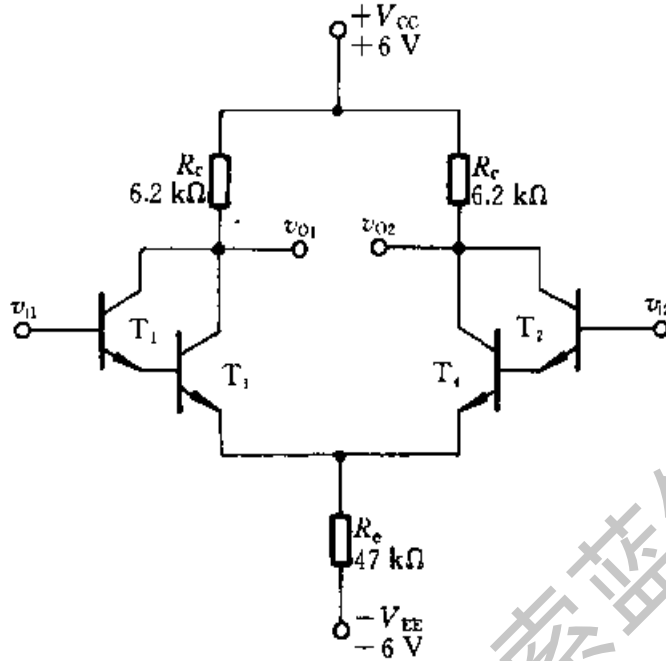
6.2.5 电路如图题 6.2.5 所示，JFET 的 $g_m=2\text{ mS}$ ， $r_{DS}=20\text{ k}\Omega$ 。(1) 求双端输出时的差模电压增益 $A_{VD}=\frac{v_{o1}-v_{o2}}{v_{id}}$ 的值；(2) 求电路改为单端输出时， A_{VD1} 、 A_{VC1} 和 K_{CMR} 的值。



图题 6.2.5

6.2.6 电路如图题 5.2.6 所示，设 BJT 的 $\beta_1=\beta_2=30$ ， $\beta_3=\beta_4=100$ ， $V_{BE1}=V_{BE2}=?$

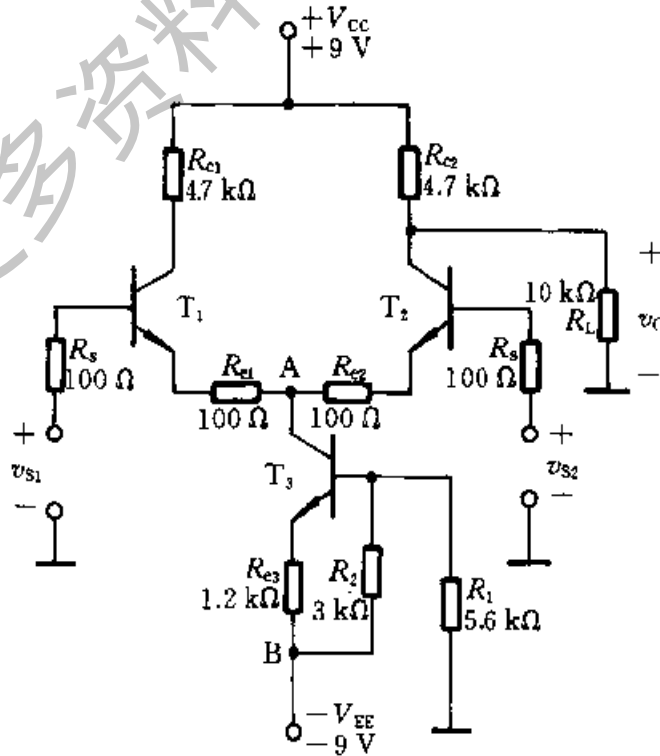
0.6 V, $V_{BE3} = V_{BE4} = 0.7$ V。试计算双端输入、单端输出时的 R_{id} 、 A_{VD1} 、 A_{VC1} 及 K_{CMR} 的值。



图题 6.2.6

6.2.7 电路如图题 6.2.7 所示, 已知 BJT 的 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 50$, $r_{be} = 200$ k Ω , $V_{BE} = 0.7$ V, 试求单端输出的差模电压增益 A_{VD2} 、共模抑制比 K_{CMR} 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

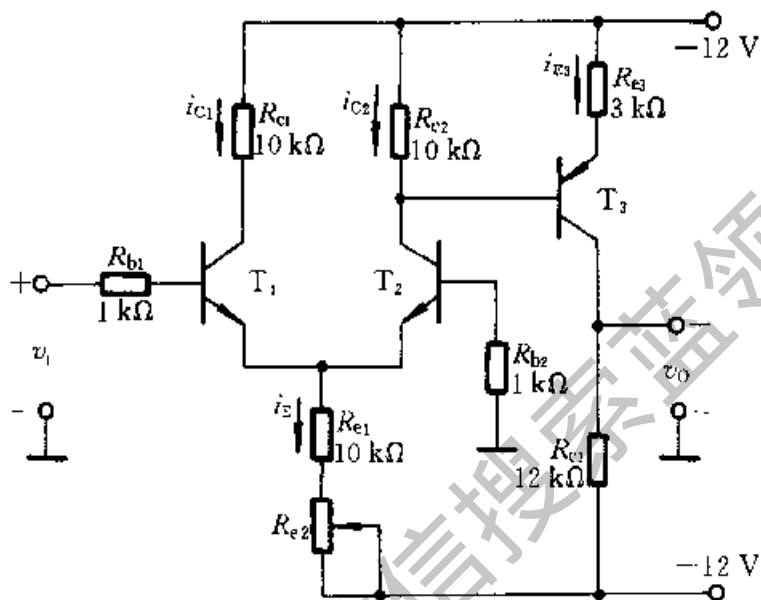
提示: (1) T_3 、 R_1 、 R_2 和 R_3 构成 BJT 电流源;



图题 6.2.7

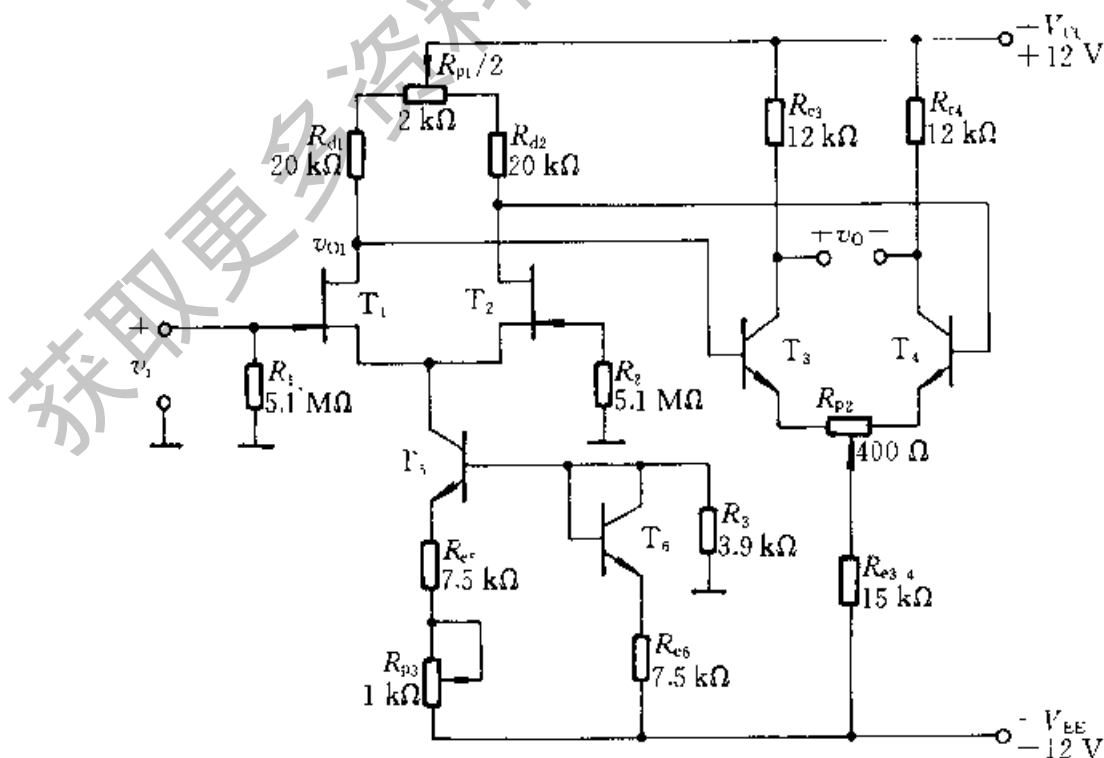
(2) AB 两端的交流电阻 $r_{AB} = r_{ce3} \left(1 + \frac{\beta R_{e3}}{r_{be3} + R_1 \parallel R_2 + R_{e3}} \right)$ 。

6.2.8 电路如图题 6.2.8 所示, BJT T_1 、 T_2 、 T_3 均为硅管, 设 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $\beta_3 = 80$, $|V_{BE}| = 0.7 \text{ V}$, 当 $v_i = 0$ 时 $v_o = 0 \text{ V}$ 。(1) 估算各级的静态电流 I_{C3} 、 I_{C2} 、 I_E , 管压降 V_{CE3} , V_{CE2} , 及 R_{e2} 的值; (2) 求总的电压增益 $A_v = A_{vD2} \cdot A_{v2}$; (3) 当 $v_i = 5 \text{ mV}$ 时, $v_o = ?$ (4) 当电路输出端接一 $R_L = 12 \text{ k}\Omega$ 时的电压增益 A'_v 。



图题 6.2.8

6.2.9 电路如图题 6.2.9 所示, 设所有 BJT 的 $\beta = 20$, $r_{be} = 2.5 \text{ k}\Omega$, $r_{ce} = 200 \text{ k}\Omega$,

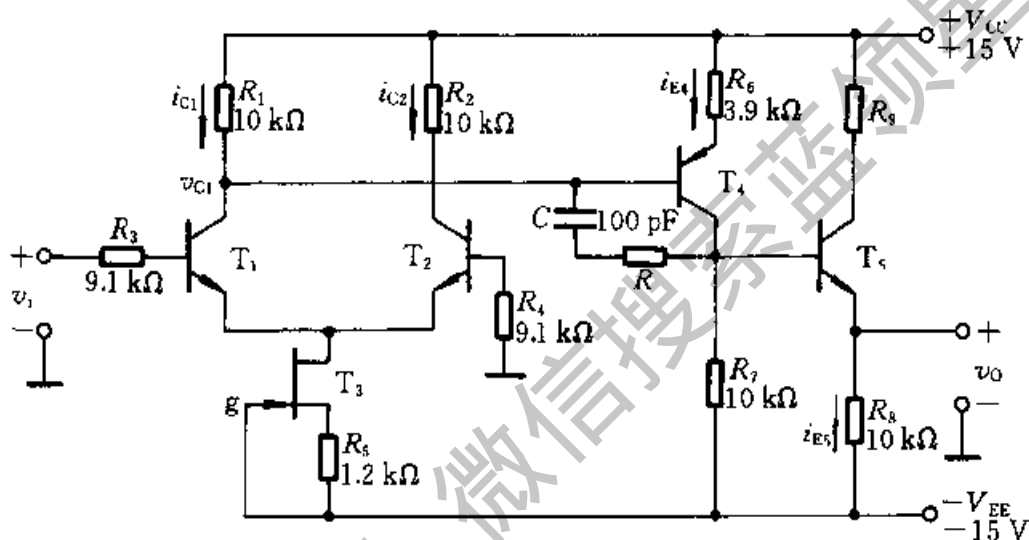


图题 6.2.9

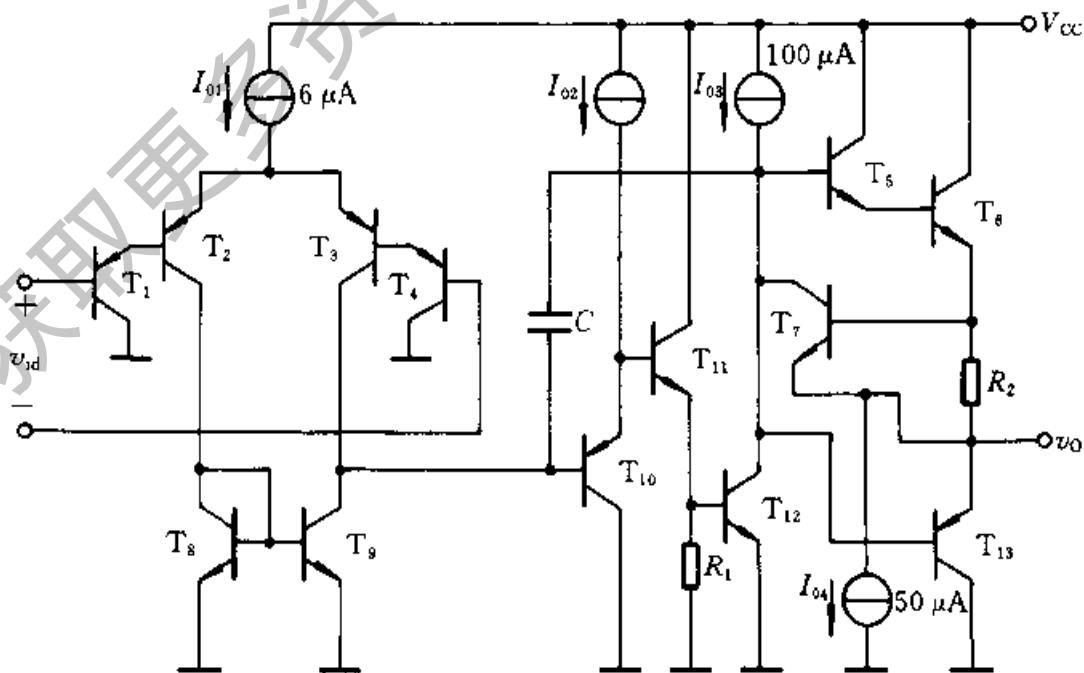
FET 的 $g_m = 4 \text{ mS}$, 其他参数如图所示。求: (1) 两级放大电路的电压增益 $A_{VD} = A_{V1} \cdot A_{V2}$; (2) R_{id} 和 R_o ; (3) 第一级单端输出时的差模电压增益 $A_{VD1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}}$ 、共模电压增益 A_{VC1} 和共模抑制比 K_{CMR} 。

6.2.10 电路如图题 6.2.10 所示, 设 BJT 的 $\beta = 80$, 硅管 $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, T_4 为锗管, $|V_{BE4}| = 0.2 \text{ V}$ 。(1) 当 $v_i = 0$ 时, $v_o = 0$, 求 I_{C3} 、 I_{C4} 、 I_{C1} 及 V_{GS} 的值; (2) 求电路总的电压增益, 并标出输出电压的极性; (3) 当输出端接一负载电阻 $R_L = 12 \text{ k}\Omega$ 时的总电压增益。

(提示: 在电路计算过程中, 忽略 RC 高频补偿电路的作用。)



图题 6.2.10



图题 6.4.1

6.4.1 低功耗型运放 LM324 的简化原理电路如图题 6.4.1 所示。试说明：(1) 输入级、中间级和输出级的电路形式和特点；(2) 电路中 T_8 、 T_9 和电流源 I_{O1} 、 I_{O2} 和 I_{O3} 各起什么作用。

PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE6.1 差分式放大电路如图题 6.2.3 所示，电路参数为 $R_{c1}=R_{c2}=6.8\text{ k}\Omega$ ， $r_o=100\text{ k}\Omega$ ， $I_0=2\text{ mA}$ ， $V_{CC}=-V_{EE}=12\text{ V}$ ，设 BJT 为 2N3904， $\beta=100$ ，试用 PSPICE 分析：

(1) 分别绘出 $R_{e1}=R_{e2}=0$ 和 $R_{e1}=R_{e2}=200\ \Omega$ 时，差模输入情况下 v_{O1} 、 v_{O2} 电压传输特性曲线；

(2) $R_{e1}=R_{e2}=0$ 时， v_{O1} 单端输出的 A_{VD1} 、 A_{VC1} 和 K_{CMR} 的值；

(3) 当 $I_0=1\text{ mA}$ ， $R_{e1}=R_{e2}=0$ ，若 $\beta_1=100$ ，而 $\beta_2=50, 75, 100, 125, 150$ 时，求双端输出时差模电压增益和共模电压增益的变化；

(4) 当 $I_0=1\text{ mA}$ ， $R_{e1}=R_{e2}=0$ ， $\beta_1=\beta_2=100$ ， R_{c2} 不变，若 R_{c1} 变化 $\pm 20\%$ 时，求双端输出时 A_{VD} 和 A_{VC} 的变化。

解：

(1) 作直流扫描分析，得电压传输特性曲线，如图 PSE6.1 所示。由图中看出，引入负反馈后 ($R_{e1}=R_{e2}=200\ \Omega$) 增大了放大电路的线性工作区，但传输特性的斜率变小，放大电路的增益减小。

(2) 作传递函数值分析得： $A_{VD1}=-123.2$ 、 $A_{VC1}=-0.0323$ ， $K_{CMR}=|A_{VD1}|/|A_{VC1}|=3814.24$ 。

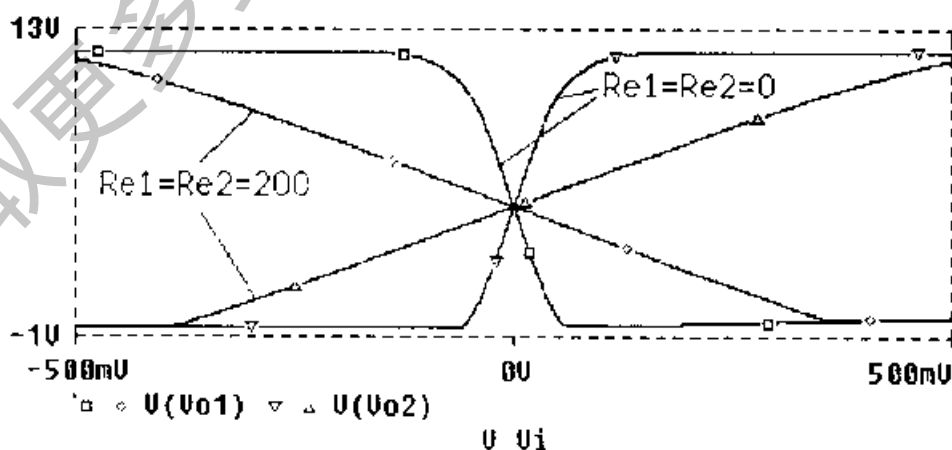


图 PSE6.1 $R_{e1}=R_{e2}=0$ 和 $R_{e1}=R_{e2}=200\ \Omega$ 时的电压传输特性曲线

(3) 作传递函数值分析，同时对 β_2 进行参数扫描，得到如表 PSE6.1 结果。由此看出，BJT 参数 β ($\beta_1=100$ ， β_2 如表所示) 对称与否对共模电压增益影响很大。

(4) 设置传递函数值分析, 考虑 R_{c1} 变化 $\pm 20\%$, 取 $R_{c1} = 5.44 \text{ k}\Omega$ 、 $6.8 \text{ k}\Omega$ 和 $8.16 \text{ k}\Omega$, $R_{c2} = 6.8 \text{ k}\Omega$, 进行分析得到如表 PSE6.2 的结果。由此看出 R_{c1} 、 R_{c2} 不平衡时对电路指标影响很大。

表 PSE6.1

| β_2 | $ A_{VD} $ | $ A_{VC} $ |
|-----------|------------|------------------------|
| 50 | 135.9 | 1.956×10^{-4} |
| 75 | 136.4 | 0.658×10^{-4} |
| 100 | 136.6 | 0 |
| 125 | 136.8 | 0.398×10^{-4} |
| 150 | 136.9 | 0.665×10^{-4} |

表 PSE6.2

| R_{c1} | $ A_{VD} $ | $ A_{VC} $ |
|------------------------|------------|-----------------------|
| $5.44 \text{ k}\Omega$ | 123.5 | 5.73×10^{-3} |
| $6.8 \text{ k}\Omega$ | 136.6 | 0 |
| $8.16 \text{ k}\Omega$ | 149.6 | 5.54×10^{-3} |

2. PSPICE 习题

PS6.1 差分式放大电路如图题 6.2.3 所示, 电路参数与例 PSE6.1 给定值相同。运用 PSPICE 分析该电路。(1) 输入取频率为 1 kHz 、幅值为 10 mV 的正弦信号, 绘出差模输入时, 输出电压 v_{O1} 和 v_{O2} 的波形, 并绘出 $v_O = v_{O1} - v_{O2}$ 的波形; (2) 输入取频率为 1 kHz 、幅值为 100 mV 的正弦信号, 绘出共模输入时, v_{O1} 和 v_{O2} 的波形, 并绘出 $v_O = v_{O1} - v_{O2}$ 的波形。

PS6.2 差分式放大电路如图题 6.2.7 所示, BJT 用 2N2222 型管, $\beta = 50$, 其他参数不变。试运用 PSPICE 分析该电路: (1) 求电路静态工作点; (2) 求单端输出时的差模电压增益 A_{VD2} 、共模电压增益 A_{VC2} 及共模抑制比 K_{CMR} ; (3) 断开负载 R_L , 分别绘出 $R_{c1} = R_{c2} = 0$ 和 $R_{c1} = R_{c2} = 300 \Omega$ 时的电压传输特性曲线, 观察放大电路线性运用时, R_c 对差模输入信号范围的影响。

PS6.3 电路如图题 6.2.9 所示, $R_3 = 6.8 \text{ k}\Omega$, JFET —— T_1 、 T_2 用 2N3819, $g_m = 4 \text{ mS}$, BJT 都用 2N2222 型管且 $\beta = 20$, 试用 PSPICE 分析该电路: (1) 求电路 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 的 Q 点; (2) 求两级放大电路的电压增益; (3) 求第一级单端输出时的 A_{VD1} 、 A_{VC1} 和 K_{CMR} ; (4) 当输入电压 v_i 取频率为 1 kHz 、幅值为 2 mV 的正弦信号时, 绘出单端 (T_4) 输出电压 v_O 的波形。

7 反馈放大电路

引言 在许多实际的物理系统中，都存在着某种类型的反馈，尽管反馈理论首先是在电子技术领域中产生的^①。事实上，反馈概念与理论获得了日益广泛的应用，超越了工程领域，如生物反馈即是一例。在电子电路里，反馈现象是普遍存在的，或以显露或以隐含的方式出现。

反馈有正负之分，在放大电路的设计中，主要引入负反馈以改善放大电路的性能，如在第3章中，利用负反馈的原理以稳定放大电路的工作点。此外，还可增加增益的恒定性，减少非线性失真、抑制噪声、扩展频带以及控制输入和输出阻抗等。所有这些性能的改善是以牺牲放大电路的增益为代价的。至于正反馈，在放大电路中一般比较少用，但在某些振荡电路中，则要有意地引入正反馈以构成自激振荡的条件。

本章从反馈的概念和分类入手，抽象出反馈放大电路的方框图，推导出基本方程式，为讨论反馈效果和分析放大电路的技术指标打下基础。

反馈放大电路的稳定性是电子技术中的重要问题。本章对负反馈电路产生自激的原因与条件进行了简要的分析，并采用频率补偿技术以保证电路稳定地工作。

7.1 反馈的基本概念与分类

7.1.1 反馈的基本概念

所谓反馈，就是在电子系统中把输出回路的电量（电压或电流）馈送到

^① H. W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. Van Nostrand Company, Princeton, N. J., 1945 (中译本：人民邮电出版社，1958)

输入回路的过程。在电子技术领域里，反馈现象是普遍存在的，例如，在第3章讨论BJT的特性时，集电极-发射极电压的大小对基极电流有影响，这种影响在H参数电路中用 h_{re} (μ_r)来表征，这就是一种反馈。由于这种反馈是在器件内部产生的，所以称为内部反馈。又如在第3章讨论放大电路工作点稳定问题时，也曾经利用过反馈的概念，例如，在射极电路里串入一电阻 R_e (图3.5.1)，产生反馈作用以稳定集电极电流 I_c 。在那里是通过外接电路元件来实现反馈的，称为外部反馈。如果 R_e 两端并联有大容量的 C_e ，则 R_e 两端的压降只反映集电极电流直流分量 I_c 的变化，故称为直流反馈。当 R_e 两端不并联 C_e 时， R_e 两端的压降同时也反映了集电极电流交流分量，对交流信号亦起反馈作用，称为交流反馈。本章所讨论的内容主要是针对交流反馈而言的。

在放大电路技术中，除了有目的地引入某种反馈（称为人工反馈）外，有时因为某种杂散参数（杂散电容和杂散电感）的存在，将输出信号反馈到输入端从而产生所谓寄生反馈。寄生反馈是有害的，严重时可使放大电路不能正常工作，在实践中，应当竭力设法避免和消除。

7.1.2 四种类型的反馈组态

在第1章内已经介绍，放大电路有四种类型，即电压放大、电流放大、互阻放大和互导放大等四种。将这四种基本放大电路与适当的反馈网络相结合，根据输出取样和输入比较方式的不同，可以构成四种类型的反馈组态，即：(1) 电压串联负反馈；(2) 电流并联负反馈；(3) 电压并联负反馈；(4) 电流串联负反馈。下面通过具体的电路进行介绍，以期达到正确判断其反馈组态并掌握各自的特点。

1. 电压串联负反馈

电路如图7.1.1所示，基本放大电路就是一只集成运放，用 A 表示；反馈网络是由电阻 R_1 和 R_2 组成的分压器，用 F 表示^①。现在用瞬时变化极性法（简称瞬时极性法）对它的反馈极性进行判断。设想在放大电路的输入端接入一变化的信号电压 v_s ，由它引起电路各节点的电位极性如图中的(+)号所示。显然，由于输入信号 v_s 接在运放的同相输入端，因此 v_o 与 v_s (v_1)同极性。由于 v_o 经反馈网络而产生的反馈电压 v_F 与 v_o 亦同极性，也就是与 v_1 同极性， v_F 抵消了 v_1 的一部分，致使运放两输入端之间的净输入电压 $v_{id} = v_1 - v_F$ ，比无反馈时减小了，电路的输出电压 v_o 亦减小，整个放大电路的电

^① 在反馈环中，基本放大电路左边为入口，右边为出口；而反馈网络适相反，右边为入口，左边为出口，下同。

压增益将降低, 因此, 这时所引入的反馈是负反馈。同时, 由于 v_F 和 v_1 在输入回路中彼此串联, 所以是串联反馈。

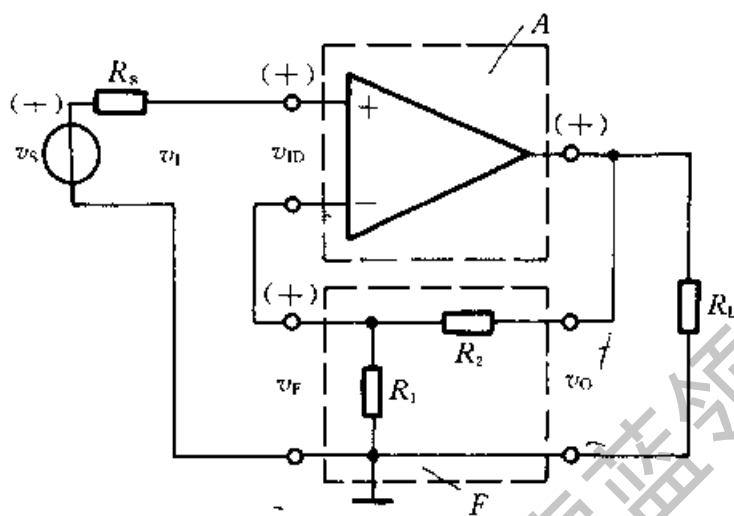


图 7.1.1 电压串联负反馈电路

再从电路的输出端来看, 反馈电压 v_F 是经 R_1 、 R_2 组成的分压器由输出电压 v_o 取样得来, 反馈电压 v_F 是 v_o 的一部分, 即反馈电压与输出电压成比例, 故是电压反馈。总之, 图 7.1.1 的电路是电压串联负反馈电路。

在判断电压反馈时, 可以采用一种简便的方法, 即根据电压反馈的定义——反馈信号与输出电压成比例, 设想将放大电路的负载 R_L 两端短路^①, 短路后如使 $v_F=0$ (或 $i_F=0$), 就是电压反馈。

电压负反馈的重要特点是电路的输出电压趋向于维持恒定, 因为无论反馈信号以何种方式引回到输入端, 实际上都是利用输出电压 v_o 本身通过反馈网络对放大电路起自动调整作用, 这就是电压反馈的实质。例如, 当 v_1 一定时, 若负载电阻 R_L 减小而使输出电压 v_o 下降, 则电路将进行如下的自动调整过程:

$$R_L \downarrow \rightarrow v_o \downarrow \rightarrow v_F \downarrow \rightarrow v_{id} \uparrow \rightarrow v_o \uparrow$$

$$v_o \uparrow \leftarrow v_F \uparrow \leftarrow v_{id} \downarrow \leftarrow v_o \downarrow$$

$$v_i = v_{id} + v_F$$

可见, 反馈的结果牵制了 v_o 的下降, 从而使 v_o 基本维持恒定。

应当指出, 在图 7.1.1 所示的电压串联负反馈电路中, 信号源内阻 R_s 愈小, 反馈效果愈好。

^① 这里作为一种方法, 不是真正短路。

例 7.1.1 由三只硅 BJT T_1 、 T_2 和 T_3 所组成的反馈放大电路如图 7.1.2 所示，试分析该电路所存在的反馈，并判断其反馈组态。

解：(1) 图 7.1.2 所示为两级直接耦合放大电路。第一级为带恒流源 I_0 的差分式放大电路，它既作为电路的输入级，又作为引入反馈的比较环节。第二级由 T_3 组成共射极放大电路，直接从 T_1 的集电极输入，而由它的集电极输出。由 R_5 、 R_6 组成的分压器就是反馈网络 $[(R_5+R_6) \gg R_3]$ ，从它们的抽头端联接到 T_2 的基极输入端。

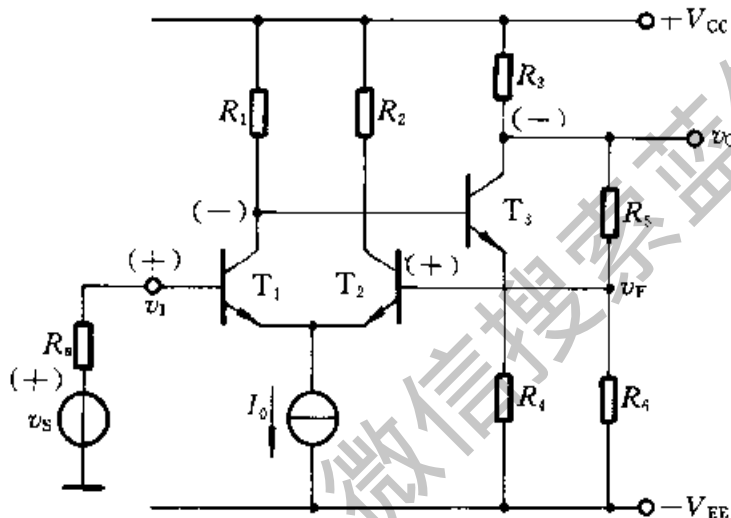


图 7.1.2 例 7.1.1 的电路

(2) 静态情况分析：由于图 7.1.2 所示的电路为直接耦合放大电路，而且通过反馈网络形成闭环系统。所以可从分析电路在静态情况下的直流反馈入手，目的是了解这种反馈能否稳定电路的 Q 点。当 $v_S=0$ 时，电路中各节点电压和支路电流均为静态值，如 V_C 、 I_C 等。假设由于温度的升高致使 I_{C1} 升高，则 V_{C1} 下降， V_{C3} 上升，通过反馈网络使 V_F 亦上升，相当于在 T_2 的基极输入端加一正值的信号电压。此信号电压作用于 T_1 和 T_2 的 b-e 结，而 T_1 的 b-e 结所加的是反向信号电压，故 I_{C1} 减小，从而使 T_1 的 Q 点得到稳定。同时也注意到，温度的变化，对于差分式放大电路来说，其影响相当于共模信号，而差分式放大电路对共模信号具有较强的抑制能力，因而它对稳定电路的 Q 点亦有很好的作用，这也是一种直流负反馈作用，并在第 6 章已作过较详细的讨论。

(3) 反馈组态的判断：用瞬时极性法可以判断该电路的反馈极性。假设在电路的输入端加一信号电压 v_S ，其瞬时变化极性如图中的 v_S 上端的 (+) 号所示，则由它所引起的电路各节点的电位的瞬时极性亦如图中 (+)、(-) 号

所标示^①。可见，在差分式放大电路的两输入端所加入的是同极性的信号。反馈信号 v_F 削弱了输入信号 v_1 ，使电路的电压增益下降，故该电路所引入的是负反馈。而且反馈信号 v_F 通过 T_1 、 T_2 两管的发射结与 v_1 在输入回路中彼此串联，因而属串联反馈。所以图 7.1.2 所示电路的反馈组态为电压串联负反馈。电路的特点与前面所讨论的图 7.1.1 的电路一致。

图 7.1.2 的电路是直接耦合的原理性电路，其不足之处在于当 $v_s=0$ 时， $v_o \neq 0$ 。在第 6 章所讨论的各种集成电路运算放大器中，已采取多种措施来实现零输入时零输出的要求，并有多种直流偏置电路来稳定 Q 点。这里只是利用简单的电路模型以达到深入理解直流反馈和交流反馈的概念。

2. 电流并联负反馈

图 7.1.3 表示电流并联负反馈电路。仍然采用瞬时极性法判断反馈的极性。设在电路的输入端外加一信号电流 i_s ，其瞬时流向如图中的箭头所示，由此而引起电路中各支路的电流 i_1 、 i_{ID} 及 i_F 的流向亦如图中的箭头所示。必须注意到，因 i_s （或 i_1 ）是接到运放的反相输入端，运放输出端对地的电位为负极性（-），输出电流 i_o 的流向如图中的箭头所示。反馈电阻 R_f 与取样电阻 R 的联接点亦处于负电位，故输入电流 i_1 中的绝大部分 i_F 流向反馈网络。

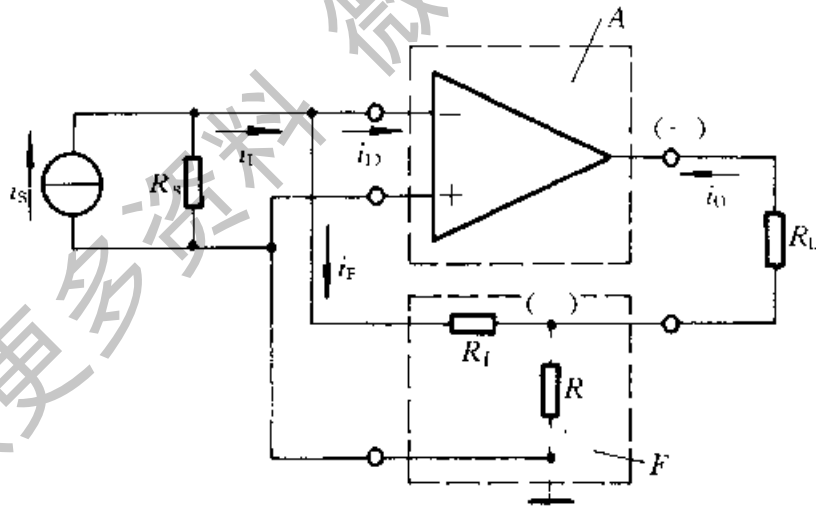


图 7.1.3 电流并联负反馈电路

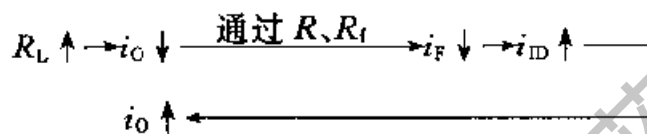
显然，流进运放反相输入端的电流 $i_{ID} = i_1 - i_F$ ，与未接反馈网络时的情况相比， i_{ID} 减小，电路的输出电流 i_o 亦减小，电流增益下降，可见引入的是负

^① 对于零输入非零输出的电路，当加入信号 (v_s 或 i_s) 后，其节点电位或支路电流的总量为直流量与变化量之和，此时的节点电位瞬时变化极性和支路电流的瞬时变化流向，实际上是针对变化量而言的，下同。

反馈。又因反馈信号 i_F 是从输出电流 i_o 取样，所以是电流反馈。另一种比较简便的方法就是将负载 R_L 开路 ($R_L = \infty$)，致使 $i_o = 0$ ，从而使 $i_F = 0$ ^①，即由输出引起的反馈信号消失了，从而确定为电流反馈。

从图 7.1.3 还可以看到，在电路的输入端，反馈电流 i_F 与输入电流 i_i 是以并联的方式进行比较，从而以差值电流 i_{ID} 供给运放，所以是并联反馈。总之，图 7.1.3 所示的电路是电流并联负反馈电路。

电流负反馈的重要特点是趋向于维持输出电流 i_o 恒定，在 i_i 一定的条件下，不论何种原因（例如 R_L 增大等），使 i_o 减小时，负反馈的作用将引起如下的自动调整过程：



可见，电流负反馈作用的结果牵制了 i_o 的减小，使 i_o 基本维持恒定。

应当注意的是，对于图 7.1.3 所示的电路来说，信号源内阻 R_s 的值愈大，反馈效果愈好。

例 7.1.2 由硅 BJT T_1 和 T_2 组成的反馈电路如图 7.1.4 所示，试分析电路结构和其中存在的反馈，并判断其反馈组态。

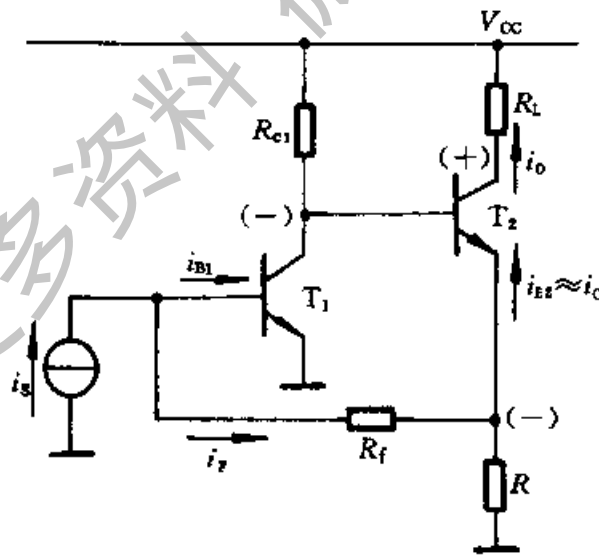


图 7.1.4 例 7.1.2 的电路

解：(1) 电路结构分析：图 7.1.4 所示电路为两级直接耦合放大电路，输

^① 这里的 $i_F = 0$ 是指由 i_o 反馈所产生的一部分，实际上信号电流源 i_s 还会供给 R_f 通路以微小的电流。

入信号为电流源 i_s ，内阻 R_s 的值很高而被忽略；输出量为电流 i_o ，因而它是电流放大电路。

(2) 直流反馈分析：当输入信号电流 $i_s=0$ （开路）时，电路处于直流工作状态。此时，电路中的节点电位和支路电流均为静态值，如 V_C 、 V_E 和 I_B 、 I_E 、 I_O 、 I_F 等。若两 BJT T_1 和 T_2 以及电路各元件参数选择恰当，两管均可得到合适的 Q 点。由于整个电路处于闭环状态，电路中任何节点的电位或任一支路的电流发生变化，必将相互影响而达到自稳平衡。例如，当温度升高时， T_1 的集电极电流 I_{C1} 增加， V_{C1} 下降，从而引起 I_{B2} 减小，随之 I_{C2} (I_{E2}) 和 V_{E2} 亦减小，显然 I_{B1} (I_F) 也减小，结果牵制了 I_{C1} 的增加。这就是说，由于反馈网络 (R 和 R_f 组成) 的接入，形成闭环自动调整作用，导致两管的 Q 点均能趋于稳定。

(3) 交流反馈组态判断：当电路的输入端接入电流信号 i_s 时，其瞬时流向如图中的箭头所示，则由它而引起的电路中各支路电流 i_{B1} 、 i_F 和 i_o (i_{E2}) 的瞬时流向和节点电位的瞬时极性分别如图中的箭头和 (+)、(-) 号所示。将图 7.1.4 与图 7.1.3 作一比较发现，前者亦属电流并联负反馈电路，其差别只在于前者是由两只分立的 BJT 构成的基本放大电路。

以上讨论的电压串联和电流并联两种负反馈电路，从它们的取样对象（电压 v_o 或电流 i_o ）和反馈信号（电压 v_F 和电流 i_F ）与输入信号 [电压 v_i (v_s) 或电流 i_i (i_s)] 的比较方式来看，具有典型性，所得的结论可以推广到其他两种反馈电路中去。

3. 电压并联负反馈

电路如图 7.1.5 所示。首先用瞬时极性法判断电路的反馈极性。假设在输入端所加的信号电流 i_s 的瞬时流向如图中箭头所示，则由于运放的反相作用，得 v_o 的极性是上端为 (-)，此时 i_1 、 i_F 、 i_{ID} 的流向如图中的箭头所示，这样，在相同 i_s 值的作用下，则因 i_F 的分流而使流入运放的电流 i_{IB} 减小， v_o 亦减小，互阻增益下降，故属于负反馈。

输出端的取样对象为 v_o ，故是电压反馈。又因在输入端 i_1 和 i_F 以并联的方式进行比较，并以差值电流 i_{ID} 供给运放，所以是并联反馈。综合起来，图 7.1.5 是电压并联负反馈电路。

前已指出，电压负反馈电路的工作特点是输出电压基本维持恒定。

例 7.1.3 电路如图 7.1.6 所示，由 NPN 型硅 BJT 组成一反相电压放大电路（通常称为集电极-基极偏置电路），集电极与基极之间用电阻 R_f 联接，一方面可以给电路提供合适的 Q 点，同时亦有反馈作用。试分析它能稳定 Q 点的原理，并判断它的交流反馈组态。

解：(1) 由图 7.1.6 可知，信号为电流源 i_s ，假设它的内阻 R_s 很高，故

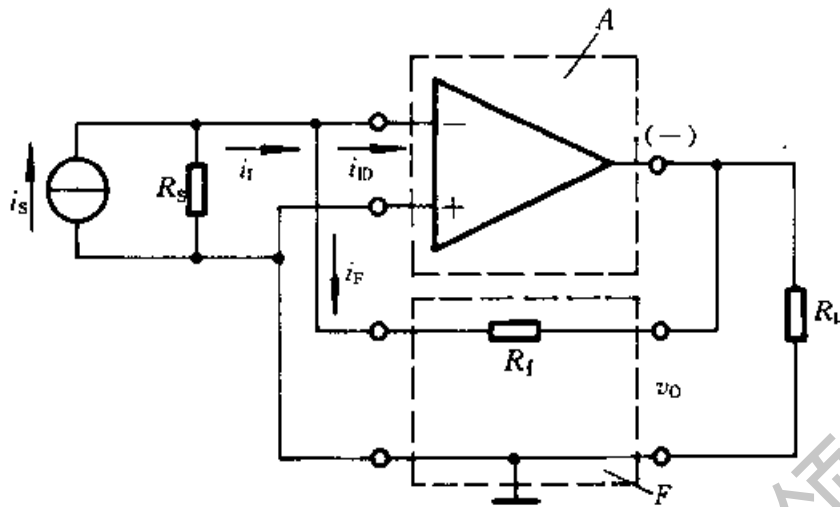


图 7.1.5 电压并联负反馈电路

已略去。在静态情况下, $i_s=0$ (开路)。此时电路中的节点电位和支路电流均为静态值, 如 V_C 、 I_B 、 I_C 、 I_F 等。由图可知

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_f} \approx \frac{V_{CE}}{R_f} \quad (\text{一般有 } V_{CE} \gg V_{BE})$$

当 R_f (称为反馈电阻) 选定后, I_B 与 V_{CE} 成正比。该电路能稳定 Q 点的原理可分析如下: 当温度升高时, I_C 增加, V_{CE} 减小, I_B 相应地减小, 从而牵制了 I_C 的增加。显然, 该电路之所以能够稳定 Q 点的实质在于, 利用 V_{CE} 的变化, 通过反馈电阻 R_f 回送到输入回路控制 I_B 来克服 I_C 的变化。 R_c 的值越大, R_f 越小, 稳定性能则愈好。但 R_f 数值的选择还须考虑电路有一合适的 Q 点。

(2) 关于该电路的反馈组态, 可以用分析图 7.1.5 所示电路同样的方法来判断。但是将图 7.1.6 与图

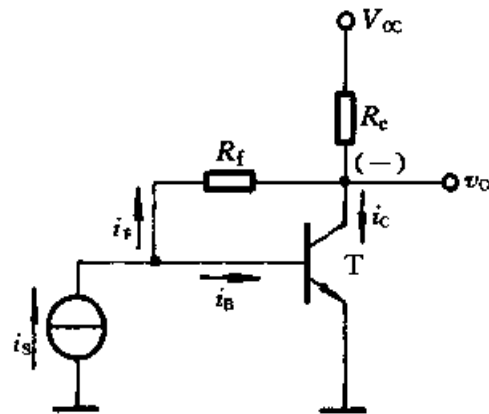


图 7.1.6 例 7.1.3 的电路

7.1.5 所示的两电路作一比较发现, 二者都是反相放大电路, 不同之处在于后者是由单个 BJT 组成, 而前者则是由集成运放所组成, 所以图 7.1.6 所示的电路亦属电压并联负反馈电路。

电压并联负反馈电路常用于输入为高内阻的电流源信号, 而要求输出为

低内阻的电压信号的场合,常称之为电流-电压变换器,其增益的量纲为V/A,即为 Ω ,故称为互阻放大电路。图 6.6.6 的低噪声放大电路即属这种反馈组态。

4. 电流串联负反馈

电路如图 7.1.7 所示。此电路与图 3.5.1 所示的射极偏置电路相似,不过这里是以集成运放作为基本放大电路。同样可用瞬时极性法判断它的反馈极性。当在它的输入端施加一信号电压 v_s , 且其瞬时极性如图中的 (+) 号所示时, 输出电流 i_o 的瞬时流向亦如图中所示。当 i_o 流过 R_L 和 R_f (反馈电阻亦即取样电阻)^① 时, 在 R_f 两端产生反馈电压 v_F , 其极性亦如图 7.1.7 所示。显然, 在输入回路中, v_F 抵消了 v_s (或 v_i) 的一部分, 所以基本放大电路的净输入电压 v_{id} 减小, i_o 亦减小, 其互导增益下降, 故所引入的是负反馈。由于在电路中采取输出电流取样、输入串联比较, 故图 7.1.7 所示的电路为电流串联负反馈电路。如前所述, 电流负反馈电路的特点是能维持输出电流基本恒定。

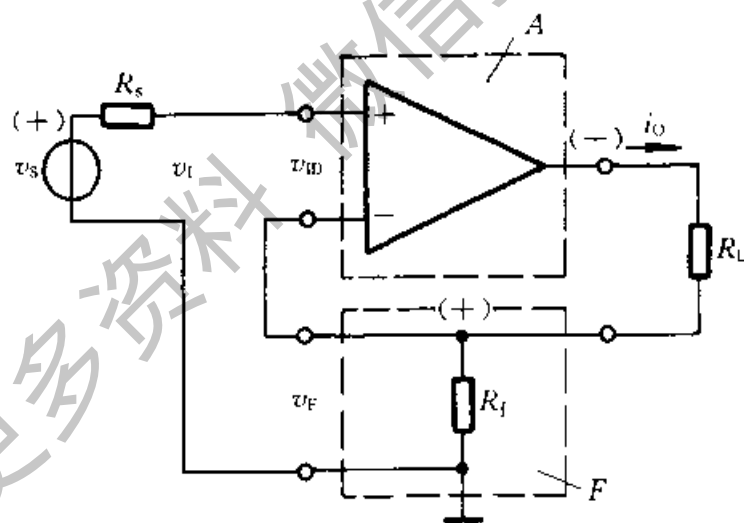


图 7.1.7 电流串联负反馈电路

例 7.1.4 由 JFET 组成的互导放大电路如图 7.1.8 所示, 试分析该电路中存在的反馈, 并判断其反馈组态。

解: (1) 该电路实际上是在第 4 章讨论过的源极偏置电路。在 $v_s=0$ 时, 由于源极电阻 R_f 的直流电流负反馈作用, 能建立并稳定电路的 Q 点。

^① 在图 3.5.1 中, 反馈电阻为 R_c 。

(2) 当输入端接入交流信号电压 v_s , 且它的瞬时变化极性为 (-) 时, 则由此而引起的漏极电位为 (-), 源极电位为 (+)。显然, 在输入回路中, 实际上作用于 g 、 s 两极间的信号电压 $v_{gs} = v_G - v_F$, 即净输入信号电压被削弱, 互导增益下降, 属负反馈。与图 7.1.7 类似, 图 7.1.8 所示的互导放大电路的反馈组态是电流串联负反馈。

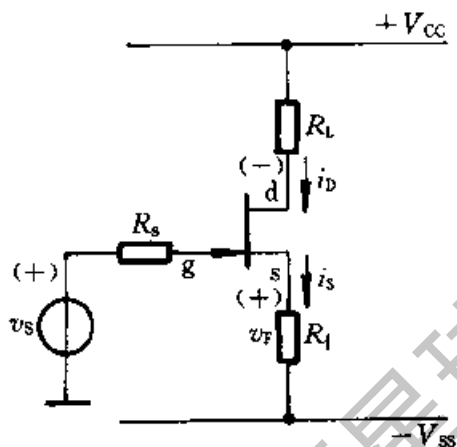


图 7.1.8 JFET 互导放大电路

电流串联负反馈电路常用于电压-电流变换器中。图 1.1.1 中石英预制棒加热炉的温度控制即是一例。

复习思考题

7.1.1 什么叫反馈? 什么叫直流反馈和交流反馈?

7.1.2 试在前几章已学过的放大电路中, 列举一、两种引入反馈的电路, 判断它们是直流反馈还是交流反馈? 并用瞬时极性法判断它们的反馈极性和组态。

7.1.3 为什么在串联负反馈中, 信号源内阻 R_s 的值愈小, 其反馈效果愈好? 而在并联负反馈中情况适相反, 信号源内阻 R_s 的值愈大, 其反馈效果愈好?

7.1.4 图 7.1.2 为零输入、非零输出的直接耦合放大电路, 为了改善此电路的性能, 使该电路变为零输入时、零输出的电路, 并有一定的带负载的能力, 试拟出一改进方案, 并说明理由。

7.2 负反馈放大电路的方框图及增益的一般表达式

7.2.1 负反馈放大电路的方框图

上节所讨论的四种类型的负反馈电路 (图 7.1.1~图 7.1.8), 可用图 7.2.1 所示的一般方框图来表示。图中 \dot{X} 表示一般信号量^①, 既可表示电压, 也可表示电流, 带箭头的线条表示各组成部分的连线, 信号沿箭头方向传输。

^① 从本节开始, 假设输入信号为正弦波, 故用相量 \dot{X} 表示一般的信号量, 相应的电压、电流相量分别表示为 \dot{V} 、 \dot{I} 。

符号 \otimes 表示比较环节(比较电路),源信号 \dot{X}_s 经变换网络,即由 R_s 与反馈放大电路输入电阻 R_i 构成的衰减电路后,得输入信号 \dot{X}_i ,它与反馈信号 \dot{X}_f 在这里进行比较。考虑图中所示输入端的+、-符号(对应于电路中信号的假定正向),其输出为差值信号 \dot{X}_d (即净输入信号), $\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$ 。

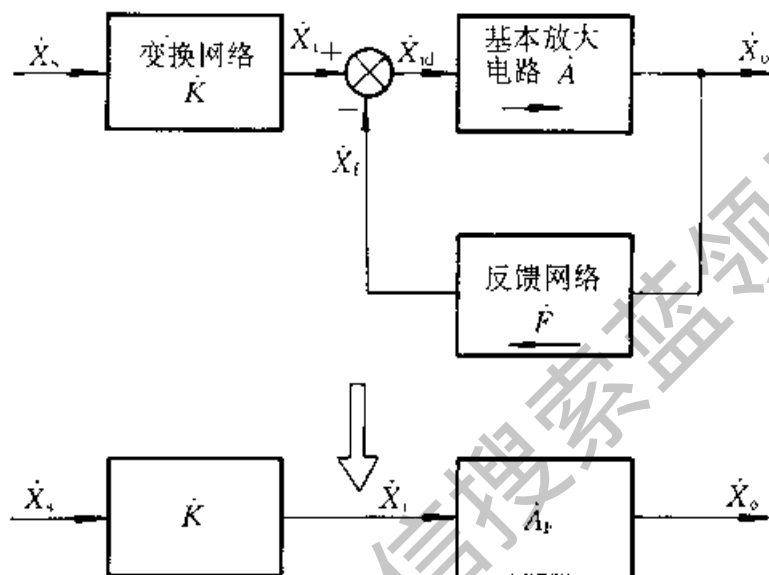


图 7.2.1 反馈放大电路的一般方框图

由基本放大电路和反馈网络组成的闭合环路叫做反馈环,由一个反馈环组成的放大电路叫做单环反馈放大电路。图 7.2.1 中所示的信号传输方向是一种理想的情况,此时认为基本放大电路的信号传输方向为自左至右,而反馈网络则相反,如方框内的箭头所示,以后将看到,实际情况略有出入,但作为工程上的近似分析还是允许的。

7.2.2 负反馈放大电路增益的一般表达式

1. 一般表达式的推导

由图 7.2.1 所示的一般方框图可知,各信号量之间有如下的关系:

$$\dot{X}_o = \dot{A} \dot{X}_d \quad (7.2.1a)$$

$$\dot{X}_f = \dot{F} \dot{X}_o \quad (7.2.1b)$$

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f \quad (7.2.1c)$$

$$\dot{X}_i = \dot{K} \dot{X}_s \quad (7.2.1d)$$

其中, \dot{A} 为基本放大电路的增益, \dot{F} 为反馈网络的反馈系数, \dot{K} 为变换网络的变换系数,它们可能是正负实数,但一般来说,它们都是信号频率的复

函数。

根据关系式 (7.2.1a~d), 经综合整理, 可得负反馈放大电路增益 (闭环) 的一般表达式如下:

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \quad (7.2.2a)$$

及

$$\dot{A}_{FS} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_s} = \dot{K}\dot{A}_F \quad (7.2.2b)$$

应当注意, 在计算基本放大电路的增益时, 必须考虑反馈网络和外接负载的影响。

式 (7.2.2a) 是负反馈放大电路的基本方程式, 在以后的分析中将经常用到。

式 (7.2.2b) 是以源信号 \dot{X}_s 为基础的增益表达式, 它与式 (7.2.2a) 相比多乘了一个变换系数 \dot{K} , 这在图 7.2.1 的下方已明显地表示出来。

由式 (7.2.2a) 可以看出, 放大电路引入反馈后, 其增益改变了。引入反馈后的增益 $|\dot{A}_F|$ 的大小与 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 这一因数有关。由于在一般情况下, \dot{A} 和 \dot{F} 都是频率的函数, 它们的幅值和相位角均将随频率而变。下面分三种情况加以讨论:

(1) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| > 1$, 则 $|\dot{A}_F| < |\dot{A}|$, 即引入反馈后, 增益减小了, 这种反馈一般称为负反馈。

(2) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| < 1$, 则 $|\dot{A}_F| > |\dot{A}|$, 即有反馈时, 放大电路的增益增加, 这种反馈称为正反馈。正反馈虽然可以提高增益, 但使放大电路的性能不稳定, 所以很少用。

(3) 若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$, 则 $|\dot{A}_F| \rightarrow \infty$, 这就是说, 放大电路在没有输入信号时, 也有输出信号, 叫做放大电路的自激。关于这个问题将在 7.5 节和第 9 章专门讨论。

2. 反馈深度

如前所述, 负反馈放大电路的 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 愈大, 放大电路的增益减小愈多, 因此, $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 的值是衡量负反馈程度的一个重要指标, 称为反馈深度。从后面的讨论中将得知, 负反馈对放大电路性能的改善与反馈深度有关。

3. 环路增益

假设将输入信号短接, 即 $\dot{X}_i = 0$, 并将图 7.2.1 所示的反馈环在某一点处断开, 例如在比较环节与基本放大电路输入端之间断开, 则可得到图 7.2.2 所示的开环方框图, 其中符号 \ominus 表示反相的意思, 因为当 $\dot{X}_i = 0$ 时, $\dot{X}_d =$

$\dot{X}_i - \dot{X}_i = -\dot{X}_i$ 。这样, 信号从基本放大电路输入端 (a 点) 输入, 按箭头方向绕行一周到 b 点, 则得

$$\text{环路增益} = \frac{\dot{V}_b}{\dot{V}_a} = -\dot{A}\dot{F} \quad (7.2.3)$$

由上分析可知, 1 与环路增益之差 $1 - (-\dot{A}\dot{F}) = 1 + \dot{A}\dot{F}$ 就是反馈深度。反馈深度和环路增益都是描述反馈放大电路性能的重要指标, 以后将经常用到。

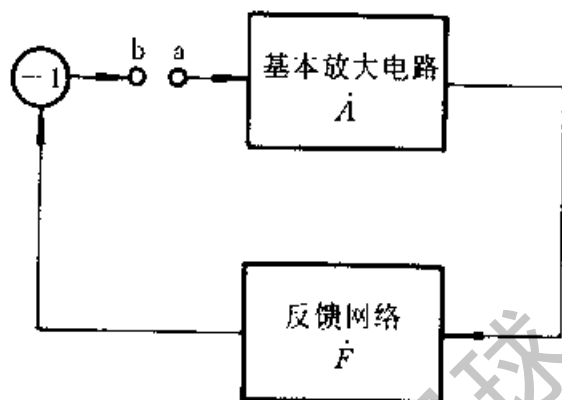


图 7.2.2 环路增益的图解

复习思考题

7.2.1 图 7.2.1 所示的单向传输理想方框图, 与实际反馈放大电路的差别在哪里? 试从图 7.1.1 至图 7.1.8 所示的各电路中, 选出一、两种并评价其单向化的可行性与合理性。

7.3 负反馈对放大电路性能的改善

负反馈虽然使放大电路的增益下降, 但能从多方面改善放大电路的性能, 现分述如下。

7.3.1 提高增益的恒定性

由于多种原因, 例如环境温度的变化, 器件的老化和更换以及负载的变化等, 都能致使电路元件参数和放大器件的特性参数发生变化, 因而导致放大电路增益的改变。引入负反馈后, 像在前面分析四种类型的负反馈电路那样, 当输入信号 (\dot{V}_i 或 \dot{I}_i) 一定时, 电压负反馈能使输出电压基本维持恒定, 电流负反馈能使输出电流基本维持恒定, 总的来说, 就是能维持增益恒定。从数学表达式来看, 当反馈很深, 即 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$ 时, 式 (7.2.2a) 将简化为

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad (7.3.1)$$

这就是说, 引入深度负反馈后, 放大电路增益只决定于反馈网络, 而与基本放大电路几乎无关。反馈网络一般是由一些性能比较稳定的无源线性元件

(如 R 、 C 等) 所组成, 因此引入负反馈后增益是比较恒定的。

在一般情况下, 为了从数量上表示增益的恒定程度, 常用有、无反馈两种情况下增益相对变化之比来评定。由于增益的恒定性是用它的绝对值的变化来表示的, 在不考虑相位关系时, 用正实数 A 和 F 分别表示增益 \dot{A} 和反馈系数 \dot{F} 的绝对值, 则式 (7.2.2a) 变为

$$A_F = \frac{A}{1+AF} \quad (7.3.2)$$

在上式中, 对 A 取导数得

$$\frac{dA_F}{dA} = \frac{(1+AF) - AF}{(1+AF)^2} = \frac{1}{(1+AF)^2}$$

或

$$dA_F = \frac{dA}{(1+AF)^2}$$

以式 (7.3.2) 来除, 得

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A} \quad (7.3.3)$$

上式表明, 引入负反馈后, 增益的相对变化是未加负反馈时增益相对变化的 $1/(1+AF)$, 例如, 当 $1+AF=10$ (通常是容易满足这一条件的) 时, 那么引入负反馈后, \dot{A}_F 的相对变化只有 A 的相对变化的十分之一。假若由于某种原因, 在未加反馈时增益变化了 5%, 那么, 一旦引入负反馈, 闭环增益的变化就减小到 0.5% 了。如需全面考察 A 、 F 和 K 的变化对闭环增益的影响, 则可根据式 (7.2.2b) 来分析。

必须着重指出, 由于输入、输出信号量的不同, 增益的含意是广义的, 不

表 7.3.1 反馈放大电路中的电压、电流信号及 \dot{A}_F 、 \dot{F} 的含义

| 信号或信号传递比 | 反 馈 类 型 | | | |
|--------------------------------------|--|--|--|--|
| | 电压串联 图 7.1.1 | 电流并联 图 7.1.3 | 电压并联 图 7.1.5 | 电流串联 图 7.1.7 |
| \dot{X}_o | 电压 | 电流 | 电压 | 电流 |
| $\dot{X}_i, \dot{X}_f, \dot{X}_d$ | 电压 | 电流 | 电流 | 电压 |
| $\dot{A} = \dot{X}_o / \dot{X}_d$ | $\dot{A}_V = \dot{V}_o / \dot{V}_d$ | $\dot{A}_I = \dot{i}_o / \dot{I}_d$ | $\dot{A}_R = \dot{V}_o / \dot{I}_d$ | $\dot{A}_G = \dot{i}_o / \dot{V}_d$ |
| $\dot{F} = \dot{X}_f / \dot{X}_o$ | $\dot{F}_V = \dot{V}_f / \dot{V}_o$ | $\dot{F}_I = \dot{i}_f / \dot{i}_o$ | $\dot{F}_G = \dot{I}_f / \dot{V}_o$ | $\dot{F}_R = \dot{V}_f / \dot{i}_o$ |
| $\dot{A}_F = \dot{X}_o / \dot{X}_i$ | $\dot{A}_{VF} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$ | $\dot{A}_{IF} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i}$ | $\dot{A}_{RF} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{i}_i}$ | $\dot{A}_{GF} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{V}_i}$ |
| $= \frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}}$ | $= \frac{\dot{A}_V}{1+\dot{A}_V\dot{F}_V}$ | $= \frac{\dot{A}_I}{1+\dot{A}_I\dot{F}_I}$ | $= \frac{\dot{A}_R}{1+\dot{A}_R\dot{F}_G}$ | $= \frac{\dot{A}_G}{1+\dot{A}_G\dot{F}_R}$ |

一定是电压增益，具体情况须视反馈的组态而定，现归纳如表 7.3.1 所示，其中 \dot{A}_V 、 \dot{A}_I 分别表示电压增益和电流增益；而 \dot{A}_R 、 \dot{A}_G 则分别表示互阻增益和互导增益。相应的反馈系数 \dot{F}_V 、 \dot{F}_I 、 \dot{F}_G 、 \dot{F}_R 的量纲也各不相同，但 $\dot{A}\dot{F}$ 总是无量纲的。

7.3.2 减少非线性失真

在多级放大电路的最后几级，包括功率输出级及驱动级，输入信号的幅度较大，在动态过程中，放大器件可能工作到它的传输特性的非线性部分，因而使输出波形产生非线性失真。引入负反馈后，可使这种非线性失真减少，现以下例说明：

电压放大电路的一种典型的开环传输特性如图 7.3.1 中曲线 1 所示，图中曲线斜率的变化反映增益因输入信号的大小而改变。 v_O 与 v_I 之间的这种非线性关系，是放大电路产生非线性失真的来源。前已讨论，在深度负反馈的条件 ($|1+\dot{A}\dot{F}|\gg 1$) 下，由式 (7.3.1) 可知，反馈放大电路的增益近似为 $1/\dot{F}$ ，而与基本放大电路（开环）的增益几乎无关，所以，电压放大电路的闭环传输特性曲线可近似为一条直线，如曲线 2 所示。与曲线 1 相比，在同样输出电压幅度的情况下，斜率（即增益）虽然降低了，但增益因输入信号的大小而改变的程度却大为减小，这说明 v_O 与 v_I 之间几乎呈线性关系，亦即减少了非线性关系。

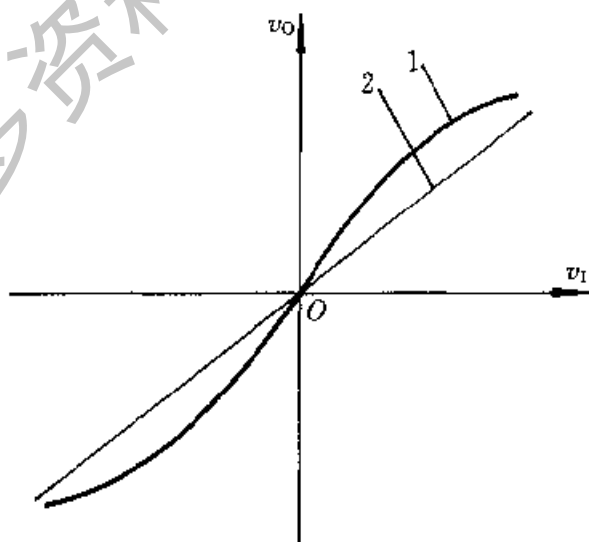


图 7.3.1 放大电路的传输特性：1——开环特性；2——闭环特性

应当注意的是，负反馈减少非线性失真所指的是反馈环内的失真。如果输入波形本身就是失真的，这时即使引入负反馈，也是无济于事的。

7.3.3 抑制反馈环内噪声

对放大电路来说，噪声或干扰是有害的，以下介绍负反馈能抑制噪声的原理。设在图 7.3.2a 中，增益为 \dot{A}_{v1} 的放大电路的输入端，存在输入信号 \dot{V}_s 和噪声或干扰电压 \dot{V}_n ①。此时电路的信噪比为

$$\frac{S}{N} = \frac{|\dot{V}_s|}{|\dot{V}_n|} \quad (7.3.4)$$

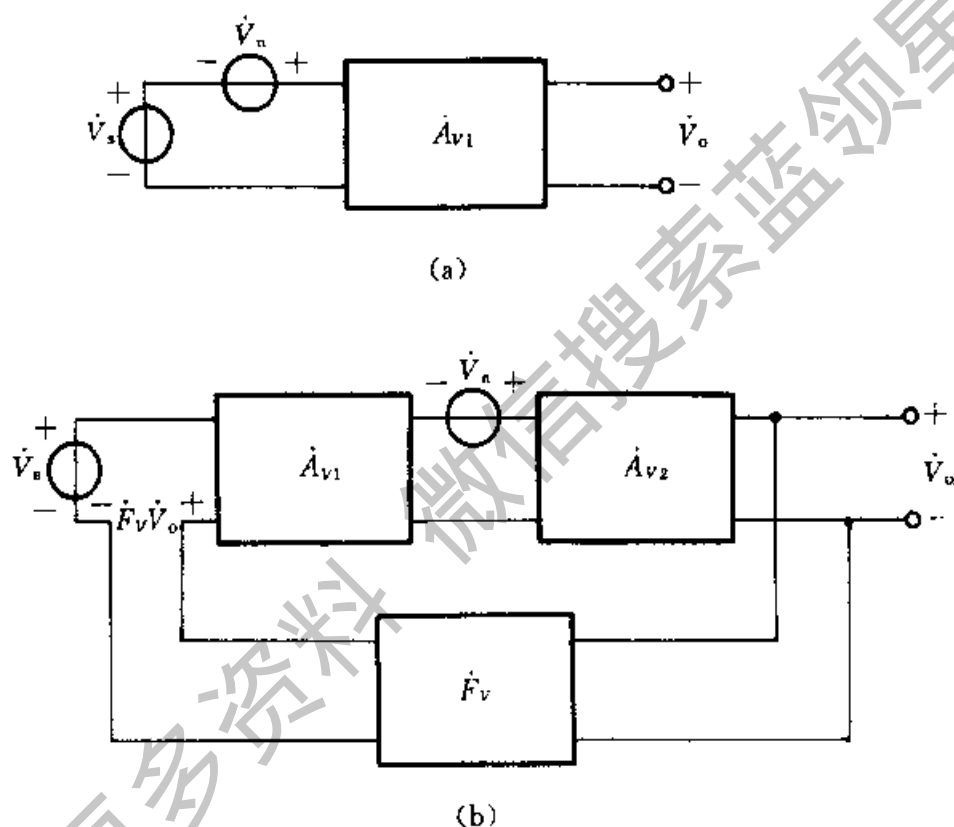


图 7.3.2

(a) 放大电路的信号电压 \dot{V}_s 与噪声电压 \dot{V}_n

(b) 增加一无噪声的前置放大级并构成负反馈系统

为了提高电路的信-噪比，在图 7.3.2a 的基础上，另外增加一增益为 \dot{A}_{v2} 的前置级，并认为该级为无噪声的，然后对此整体电路加一反馈系数为 \dot{F}_v 的反馈网络，如图 7.3.2b 所示。由此可得反馈系统输出电压的表达式为

① 一般而言，噪声电压 v_n 的频谱分布很广，严格地说，用 \dot{V}_n 来表示是不妥的，这里只是说明负反馈能抑制噪声并提高信噪比的原理。

$$\dot{V}_o = \dot{V}_s \frac{\dot{A}_{v1}\dot{A}_{v2}}{1 + \dot{A}_{v1}\dot{A}_{v2}\dot{F}_v} + \dot{V}_n \frac{\dot{A}_{v1}}{1 + \dot{A}_{v1}\dot{A}_{v2}\dot{F}_v}$$

于是可得新的信噪比为

$$\frac{S}{N} = \frac{|\dot{V}_s|}{|\dot{V}_n|} |\dot{A}_{v2}|$$

它比原有的信-噪比提高了 $|\dot{A}_{v2}|$ 倍。必须注意的是,无噪声放大电路 \dot{A}_{v2} 在实践中是很难做到的,但可使它的噪声尽可能小,如精选器件、调整参数,改进工艺等。

例如,一台扩音机的功率输出级常有交流哼声,来源于电源的50Hz的干扰。其前置级或电压放大级,由稳定的直流电源供电,噪声或干扰较小,当对整个系统的后面几级外加一负反馈环时,对改善系统的信噪比具有明显的效果。

7.3.4 扩展频带

频率响应是放大电路的重要特性之一,而频带宽度是它的重要技术指标。在某些场合下,往往要求有较宽的频带。引入负反馈是展宽频带的有效措施之一。下面介绍负反馈能扩展频带的原理。

设放大电路的高频响应用下面的单极点函数^①来表示

$$A(j\omega) = \frac{A_M}{1 + j\omega/\omega_H} \quad (7.3.5)$$

式中 A_M 为放大电路的中频增益, ω_H 为上限角频率。当引入负反馈并假设反馈网络的反馈系数是与频率无关的实数 F 时,则有

$$A_F(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + FA(j\omega)} \quad (7.3.6)$$

将式(7.3.5)代入式(7.3.6)得

$$A_F(j\omega) = \frac{A_M/(1 + A_M F)}{1 + j\omega/\omega_H(1 + A_M F)}$$

由此可知,反馈放大电路的中频增益为 $A_M/(1 + A_M F)$,上限角频率 ω_{HF} 变为

$$\omega_{HF} = \omega_H(1 + A_M F) \quad (7.3.7)$$

这说明引入负反馈之后,放大电路的上限频率增加了,增加的程度与反馈深度有关。

同理,若放大电路的开环增益具有下限角频率 ω_L ,则引入负反馈之后,其下限角频率 ω_{LF} 变为

^① 见3.7节RC低通电路的频率响应。

$$\omega_{LF} = \frac{\omega_L}{1 + A_M \dot{F}} \quad (7.3.8)$$

7.3.5 对输入电阻和输出电阻的影响

输入电阻 在反馈电路中, 不论取样对象 (\dot{V}_o 或 \dot{I}_o) 如何, 其输入电阻取决于反馈网络与基本放大电路输入端的连接方式。

在串联负反馈的情况下, 由于 \dot{V}_i 与 \dot{V}_f 在输入回路中彼此串联, 且极性相反, 其结果导致输入电流 \dot{I}_i 的减小, 从而引起输入电阻 R_{if} ($=\dot{V}_i/\dot{I}_i$) 比无反馈时的输入电阻 R_i 增加。反馈愈深, R_{if} 增加愈甚。

并联负反馈的情况适相反, 由于输入电流 \dot{I}_i ($=\dot{I}_{id} + \dot{I}_f$) 的增加, 致使 R_{if} 减小。反馈愈深, R_{if} 减小愈甚。

输出电阻 从 7.3.1 节的分析已知, 电压串联负反馈能维持闭环电压增益 $|\dot{A}_{VF}|$ 基本恒定, 而电压并联负反馈能维持闭环互阻增益 $|\dot{A}_{RF}|$ 基本恒定。换句话说, 当输入电压 $|\dot{V}_i|$ 或电流 $|\dot{I}_i|$ 一定时, 它们的输出电压都趋向于维持恒定 (例如用改变负载电阻 R_L 来测试)。输出电压恒定与输出电阻低是密切相关的。显然, 这时输出电阻 R_{of} 比无反馈时的输出电阻 R_o 为小。反馈愈深, 输出电阻减小愈甚。

另一方面, 电流串联负反馈能维持闭环互导增益 $|\dot{A}_{CF}|$ 基本恒定; 而电流并联负反馈则能维持闭环电流增益 $|\dot{A}_{IF}|$ 基本恒定。换句话说, 当输入电压 $|\dot{V}_i|$ 或输入电流 $|\dot{I}_i|$ 一定时, 它们的输出电流趋向于维持恒定。输出电流恒定与输出电阻高是紧密相关的。反馈愈深, 输出电阻将增加愈多。

关于反馈放大电路的输入电阻和输出电阻的定量计算将在 7.4.2 节讨论。

综上所述, 可以得到这样的结论: 负反馈之所以能够改善放大电路的多方面的性能, 归根结底是由于将电路的输出量 (\dot{V}_o 或 \dot{I}_o) 引回到输入端与输入量 (\dot{V}_i 或 \dot{I}_i) 进行比较, 从而随时对输出量进行调整。 前而研究过的增益恒定性的提高、非线性失真的减少、抑制噪声、扩展频带以及对输入电阻和输出电阻的影响, 均可用自动调整作用来解释。反馈愈深, 即 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 的值愈大时, 这种调整作用愈强, 对放大电路性能的改善愈为有益。但是, $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 的值愈大, 增益下降愈多。由此可知, 负反馈对放大电路性能的改善, 是以牺牲增益为代价的。另一方面, 也必须注意到, 反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 或环路增益 $|\dot{A}\dot{F}|$ 的值也不能无限制地增加, 否则在多级放大电路中, 将容易产生不

稳定现象(自激),这一问题,将在第7.5节讨论。因此,这里所得的结论,在一定条件下才是正确的,不能一概而论,不能绝对化。

对于一张电子电路图,首先要善于判断引入了什么类型的反馈,并能定性分析它的特点,从而明确它的用途。其次就是对它的增益能作近似的计算。掌握这两点,对于分析问题和解决问题是十分必要的。

为了便于比较和应用,现将负反馈对各类放大电路性能的影响总结于表7.3.2中。

表 7.3.2 负反馈对放大电路性能的影响

| 电路组态 项 目 | (1)电压串联 | (2)电流并联 | (3)电压并联 | (4)电流串联 |
|--------------------------|--|--|-----------------------------|--------------------------------------|
| 参考电路 | 图 7.1.1 | 图 7.1.3 | 图 7.1.5 | 图 7.1.7 |
| 输出电阻 R_{of} | 减小 | 增加 | 减小 | 增加 |
| 输入电阻 R_{if} | 增加 | 减小 | 减小 | 增加 |
| 维持何种增益 \dot{A}_F 恒定 | $\dot{A}_{VF} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ | $\dot{A}_{IF} \approx \frac{R_f + R}{R}$ | $\dot{A}_{RF} \approx -R_f$ | $\dot{A}_{CF} \approx \frac{1}{R_f}$ |
| 非线性失真与噪声 | 减小 | 减小 | 减小 | 减小 |
| 通频带 | 增宽 | 增宽 | 增宽 | 增宽 |
| 用 途 | 电压放大电路的 输入级或中间级 | 电流放大 | 电流-电压变换 器及放大电路的 中间级 | 电压-电流变换 器及放大电路的 输入级 |

关于四种类型负反馈电路全面的定量分析将在7.4.2节讨论。

复习思考题

7.3.1 反馈放大电路的闭环增益表达式(7.3.1)中 $\dot{A}_F \approx 1/F$ 的物理意义是什么?

7.3.2 试列举在放大电路中引入负反馈后产生的四种效果,并从物理概念上加以说明。

7.3.3 在多级放大电路中,为了抑制噪声,为什么特别重视第一级的低噪声设计?若引入负反馈,则反馈环外的前置级的低噪声设计显得更为重要,何故?

7.3.4 在多级放大电路中,其输出级多属功率放大级,这时容易产生非线性失真或工频(50 Hz)干扰,试问用什么方法可以有效地改善上述工作情况?

7.3.5 在反馈放大电路中,往往是直流反馈与交流反馈并存,试以图3.5.1和图7.1.6所示的两电路为例,说明两种反馈各起什么作用?

7.4 负反馈放大电路的分析方法

从原则上来说,反馈放大电路是一个带反馈回路的有源线性网络。利用大家都熟悉的电路理论中的节点电位法、回路电流法或双口网络理论均可求解。但是,当电路较复杂时,这类方法使用起来很不方便。

我们从工程实际出发,首先讨论在深度负反馈的条件下,近似计算反馈电路的增益,然后介绍小信号模型分析法。

7.4.1 深度负反馈条件下的近似计算

1. 增益的近似表达式

前已讨论,在深度负反馈的条件下,放大电路的增益表达式可近似为[见式(7.3.1)]

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad (|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1)$$

这就是说,只要求出 \dot{F} , \dot{A}_F 的值也就确定了。

例 7.4.1 电路如图 7.4.1 所示,试近似计算它的电压增益并对它的输入电阻和输出电阻作定性分析。

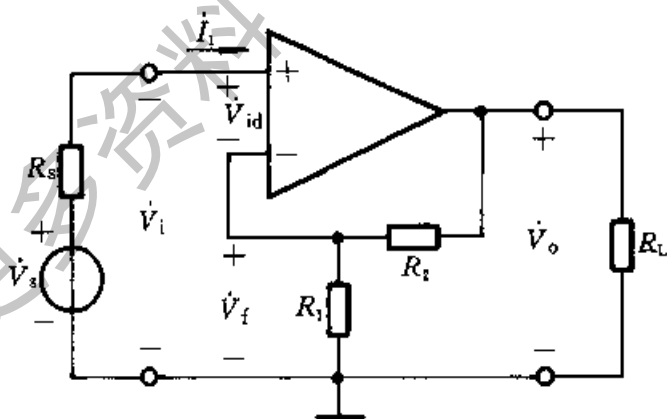


图 7.4.1 例 7.4.1 的电路

解: 图 7.4.1 所示电路为电压串联负反馈电路(见图 7.1.1),其反馈系数为

$$\dot{F}_V = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

当 $|1 + \dot{A}_V \dot{F}_V| \gg 1$ 时,有

$$\dot{A}_{VF} \approx \frac{1}{\dot{F}_V} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.4.1)$$

由于电压串联负反馈电路中, 在深度负反馈的条件下, 反馈电压 \dot{V}_f 与输入电压 \dot{V}_i 接近相等, 致使 $|\dot{I}_i|$ 大为减小, 故 R_{if} 比运放的输入电阻 r_i 提高很多倍, 而根据电压反馈的特点, 其输出电阻 R_{of} 远比运放的输出电阻 r_o 为低。关于 R_{if} 和 R_{of} 的定量计算见例 7.4.5。

2. 虚短概念的运用

在深度负反馈的条件下, 由式 (7.3.1) 可知

$$\dot{F}\dot{X}_o \approx \dot{X}_i$$

或

$$\dot{X}_i \approx \dot{X}_o \quad (7.4.2)$$

上式表明, 在深度负反馈的条件下, 反馈信号 \dot{X}_f 与输入信号 \dot{X}_i 接近相等, 或者说基本放大电路净输入信号减小到几乎为零, 即 $\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f \approx 0$ 。

以图 7.4.1 所示的电路为例, 当集成运放用作基本放大电路时, 其开环电压增益 A_{VO} 很高 (如 10^5), 很容易实现深度负反馈, 即容易满足式 (7.4.2) 的条件, 此时 $\dot{V}_{id} \approx 0$, 这就叫做运放两输入端的虚假短接或称虚短, 同时因运放的输入电阻很高 (如 $1M\Omega$ 以上), 则有 $\dot{I}_{id} \approx 0$, 这叫做运放两输入端的虚假断路或称虚断。例如, 运用虚短和虚断的概念, 由图 7.4.1 可得: $\dot{V}_i \approx \dot{V}_f = \dot{V}_o R_1 / (R_1 + R_2)$, 故有 $\dot{A}_{VF} = \dot{V}_o / \dot{V}_i \approx 1 + R_2 / R_1$ 。

虚短和虚断是两个重要的概念, 在今后分析反馈电路时, 将经常用到。

下面再举一例以说明虚短概念的灵活运用。

例 7.4.2 电路如图 3.5.1 所示, 它是 BJT 射极偏置电路, 其交流通路如图 7.4.2 所示, 但略去了直流偏置电路。试近似计算它的电压增益 $\dot{A}_{VF} = \dot{V}_o / \dot{V}_i$ 。

解: (1) 图 3.5.1 与图 7.1.8 所示两电路的结构相似。前者为射极偏置电路, 后者为源极偏置电路。它们都利用电路中的直流反馈以稳定 Q 点。在例 7.1.4 中已经分析, 图 7.1.8 所示 JFET 互导放大电路为电流串联负反馈电路。仿此亦可分析图 3.5.1 所示的 BJT 互导放大电路亦属电流串联负反馈电路。

(2) 根据图 7.4.2 所示的交流通路, 利用虚短的概念, 可直接计算其电压增益。按照图中各电压、电流的假定正向, $\dot{V}_{be} \approx 0$, $\dot{V}_i \approx \dot{V}_e \approx \dot{I}_e R_e$, 而 $\dot{V}_o \approx -\dot{I}_c R_c$, 故得

$$\dot{A}_{VF} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_o R_c}{\dot{I}_o R_e} = -\frac{R_c}{R_e} \quad (7.4.3)$$

将式 (7.4.3) 与式 (3.5.4) 作一比较可知, 当电路①处于深度负反馈, 例如在 β 值甚大时, 式 (3.5.4) 即简化为式 (7.4.3), 其物理意义是明显的。

根据电流串联负反馈的特点, 图 7.5.1 (图 7.4.2) 所示电路的输入电阻 R_{if} 提高很多 (参阅式 3.5.5); 而由于电流反馈的作用, BJT 的恒流特性得到改善, 故其输出电阻大为增加, 但它作为电压放大电路使用时, 其实际的输出电阻 $R_{of} \approx R_c$ 。

电流串联负反馈电路一般用作电压-电流变换器。因其输入电阻高的特点, 有时亦可作为多级放大电路的输入级使用。

例 7.4.3 单管互阻放大电路如图 7.1.6 所示, 试近似计算它的互阻增益并定性地分析它的输入和输出电阻。

解: (1) 互阻增益的近似计算: 前已指出, 因这种电路适用于高内阻的电流信号源, 故可略去 R_s 的影响。当电路中的参数选择得当, 例如选用 β 值较高的 BJT, R_c 的值选得较大, 而 R_f 的值选得较小, 则可形成深度负反馈。这样, 根据式 (7.4.2) 的关系有 $\dot{I}_s \approx \dot{I}_f$ ②, 而 $\dot{I}_f = -\dot{V}_o/R_f$, 其中负号表示反相作用, 故得

$$\dot{A}_{Rf} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_s} \approx \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_f} = -R_f \quad (7.4.4)$$

(2) 输入电阻和输出电阻的定性分析: 由于输入电流 $\dot{I}_s = \dot{I}_{id} + \dot{I}_f$, 而 $\dot{I}_{id} \approx 0$, 所以 $\dot{V}_{id} (= \dot{I}_{id} r_{be}) \approx 0$, 故得 $R_{if} = \dot{V}_{id}/\dot{I}_s (= \dot{I}_f) \approx 0$; 由于电压负反馈的特点, 输出电压能维持基本恒定, 故 R_{of} 比无反馈时的输出电阻 R_c 减小很多。更全面的分析计算, 见本章 PSPICE 例题 PSE7.1。

例 7.4.4 电路如图 7.1.3 所示, 试近似计算它的电流增益并定性地分析它的输入电阻和输出电阻。

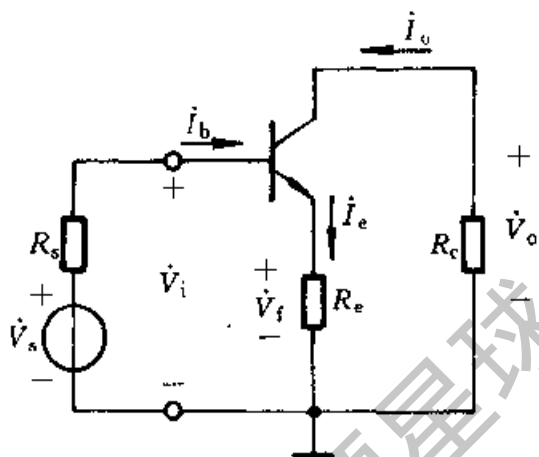


图 7.4.2 例 7.4.2 的电路

① 注意式 (7.4.3) 与式 (3.4.4) 中 R_c 与 R_f 的区别。

② 略去电路中的直流分量, 信号用相量表示。

解：(1) 这种电路适用于高内阻的电流信号源，故 R_s 的影响可以忽略。在深度负反馈的条件下，根据式 (7.4.2)，有 $\dot{I}_i (\dot{I}_s) = \dot{I}_f$ 的关系。由于此时输入端（运放的反相输入端）存在虚地的现象（因 $\dot{I}_{id} \approx 0$ ，故 $\dot{V}_{id} = \dot{I}_{id} r_i \approx 0$ ），故可令输入端对地短路来求得 \dot{I}_f 与 \dot{I}_o 的关系，即

$$\dot{I}_f = \frac{R}{R_f + R} \dot{I}_o$$

所以电流增益

$$\dot{A}_{if} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_s} \approx \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_f} = \frac{R_f + R}{R} \quad (7.4.5)$$

(2) 输入电阻和输出电阻的定性分析：考虑到 $\dot{I}_{id} \approx 0$ 和 $\dot{V}_{id} \approx 0$ ，所以电路的输入电阻近似地表示为 $R_{id} = \dot{V}_{id} / \dot{I}_i (\dot{I}_s) \approx 0$ 。更全面的定量分析，可参阅 PSPICE 例题 PSE7.2。

以上所讨论的负反馈放大电路中，其基本放大电路是无反馈的，或是具有局部负反馈的。但在某些场合下，为了提高增益，在基本放大电路中有意地引入局部正反馈，现用下例来说明。

例 7.4.5 图 7.4.3 表示反馈电路的交流通路。BJT T_1 、 T_2 和 T_3 组成一三级直接耦合放大电路，从电路的电压输出端通过电阻 R_f 与电路的输入端相联，形成大环反馈。(1) 试判断电路中大环反馈的组态；(2) 判断基本放大电路中 T_2 和 T_3 所引入的反馈极性；(3) 求大环反馈的闭环增益的近似表达式；(4) 定性分析该电路的输入电阻和输出电阻。

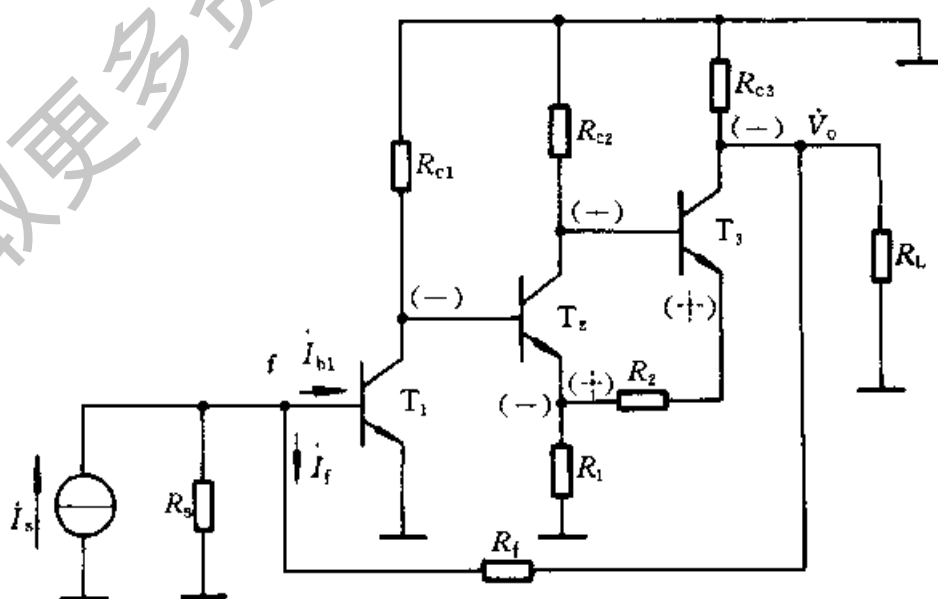


图 7.4.3 例 7.4.5 的电路

解：(1) 判断大环反馈的组态：首先用瞬时极性法判断电路的极性。设想在电路的输入端加入一电流源信号 \dot{I}_s ，其瞬时流向如图中的箭头所示，则由此而引起的电路中各支路电流的流向亦如图中的箭头所示；而各节点的电位极性如图中的 (+)、(-) 号所示，可见输出电压 \dot{V}_o 的极性为 (-)。将这种情况与图 7.1.5 相比可知，图 7.4.3 的电路为电压并联负反馈电路。

(2) 第二、三级电路所引入的局部反馈极性的判断：这里存在两种极性的反馈，首先是在 T_2 的射极电阻 R_1 上产生本级电流串联负反馈（与图 3.5.1 的电路相同）；其次是由第三级 T_3 的射极电流经电阻 R_2 在 R_1 上产生的电流串联正反馈，如图中用 (+) 号所示。对于 T_2 的发射结，这时 $|\dot{V}_{R_1}|$ 受到削弱，即 $|\dot{V}_{be2}|$ 得到了加强，说明 T_2 、 T_3 两级之间引入的是正反馈。所以，反馈电压 \dot{V}_{R_1} 是两种极性反馈的综合效果。

(3) 求大环闭环互阻增益 \dot{A}_{RF} ：由于电路的开环互阻增益很高，较易实现深度负反馈；仿照例 7.4.3，由式 (7.4.4) 得 $\dot{A}_{RF} \approx -R_f$ 。

(4) 输入电阻和输出电阻：与例 7.4.3 类似， $R_{if} \approx 0$ ；而由于电压反馈的特点， R_{of} 比基本放大电路的输出电阻小得多。

直至目前为止，所讨论的负反馈放大电路，其反馈网络都是由无源元件（如 R 、 C ）所组成。实用上，反馈网络亦可用有源器件来构成，下例说明这种方案。

例 7.4.6 由运放 A_1 、 A_2 和 A_3 组成的反馈放大电路如图 7.4.4 所示。试判断电路中存在何种反馈组态，并导出其闭环电压增益 \dot{A}_{VF} 的表达式。设运放是理想的。

解：(1) 判断电路的反馈组态：在图 7.4.4 所示的电路中，由运放 A_1 和 A_2 组成基本放大电路，输入电压为 \dot{V}_i ，输出电压为 \dot{V}_o ，属电压放大电路。反馈网络则由分压器 (R_3 、 R_4)、运放 A_3 和 R_5 、 R_6 组成的同相放大电路以及第二分压器 (R_7 、 R_8) 所组成，属有源反馈网络。

设想在放大电路的输入端，加入一正极性的信号电压 \dot{V}_i 时，则因经两级反相电压放大，在输出端得 \dot{V}_o 与 \dot{V}_i 同相。输出电压 \dot{V}_o 经反馈网络得 R_8 上的反馈电压 \dot{V}_f 与 \dot{V}_o 同相，即与 \dot{V}_i 同相。因而 \dot{V}_f 削弱了输入信号，故电路属负反馈电路。而且 \dot{V}_f 与 \dot{V}_i 在输入回路中彼此串联，所以电路的反馈组态为电压串联负反馈。

(2) 求闭环电压增益 \dot{A}_{VF} ：由题意已知，各运放均是理想的，即由运放组

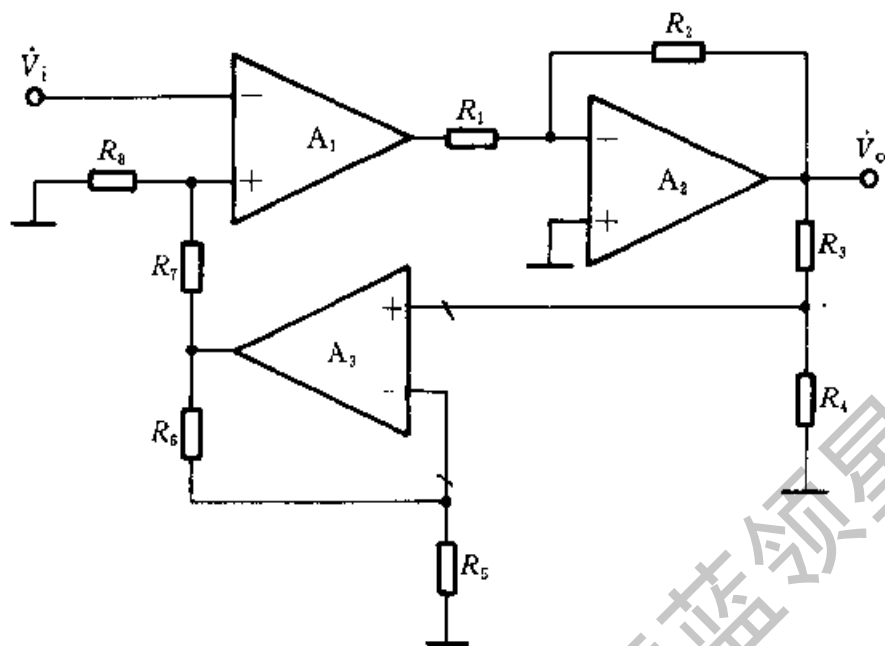


图 7.4.4 例 7.4.6 的电路

成的电路均处于深度负反馈的情况，大环反馈亦处在深度负反馈的状态；根据式 (7.4.2) 有 $\dot{V}_f = \dot{V}_i$ 而 \dot{V}_f 可由下式求得：

$$\dot{V}_f = \dot{V}_o \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_5 + R_6}{R_5} \right) \left(\frac{R_8}{R_7 + R_8} \right)$$

故得

$$\dot{A}_{VF} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_f} = \frac{(R_3 + R_4) R_5 (R_7 + R_8)}{R_4 (R_5 + R_6) R_8}$$

* 7.4.2 小信号模型分析法

前节讨论了在深度负反馈的条件下，近似计算反馈放大电路的增益，并定性地分析了电路的输入电阻和输出电阻。这在工程上的近似方法中有其重要的意义，并可建立和熟悉某些重要的概念。

本节以集成运放的低频小信号模型为基础，较全面地分析反馈放大电路的增益，输入电阻和输出电阻，特别是运用 PSPICE 程序，此法更具优越性，较易实现。现以电压串联负反馈电路为例，介绍小信号模型分析法。

例 7.4.7 电路如图 7.1.1 所示，集成运放的 $A_{V0} = 10^5$ ， $r_i = 1\text{M}\Omega$ ， $r_c = 100\ \Omega$ ；反馈网络的电阻 $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$ ， $R_2 = 50\ \text{k}\Omega$ ，求闭环电压增益 \dot{A}_{VF} ， R_{if} 和 R_{of} 。

解：(1) 画出反馈电路的小信号等效电路，包括运放的低频小信号模型和反馈网络的等效电路。运放的低频小信号模型如图 7.4.5 的上面部分所示，

其中 r_i 和 r_o 为运放的输入和输出电阻， $\dot{A}_{VO}\dot{V}_{id}$ 为受控电压源。

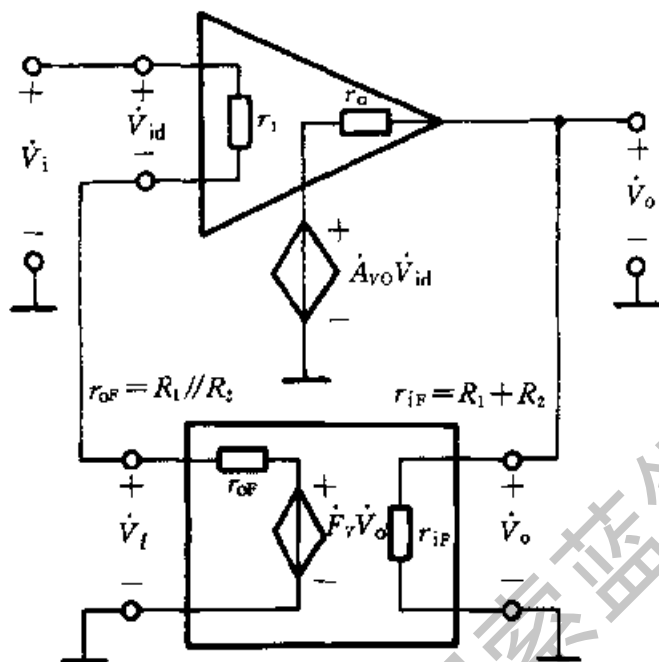


图 7.4.5 图 7.1.1 的小信号等效电路

反馈网络的等效电路，可以按照这样的原则来获得：即保持它自右至左的正向传输，而略去它的自左至右的反向传输，这是因为在利用图 7.2.1 来推导反馈放大电路的闭环增益表达式时，认为信号在基本放大电路 A 及反馈网络 F 中均是按框图中箭头所指的方向单向地传输，据此，可以认为反馈网络的右端为入口，而左端为出口。输出电压 \dot{V}_o 通过 R_1 、 R_2 的分压作用，按戴维南定理等效为带内阻 r_{oF} ($=R_1 \parallel R_2$) 的受控电压源 $\dot{F}_V \dot{V}_o$ ，其中 $F_V = R_1 / (R_1 + R_2)$ 。为略去反馈网络的反向传输，可将运放的反相输入端与反馈网络的联接处断开，从而得到 $r_{iF} = R_1 + R_2$ ，这样的处理是接近实际情况的，因 $R_2 \gg R_1$ ，反馈网络的反向传输是受到很强的衰减的。因此，图 7.4.3 所示的小信号等效电路，是符合图 7.2.1 所示的单向传输方框图的。

(2) 求电路的闭环电压增益

根据负反馈放大电路增益的一般表达式 (7.2.2a)，应首先求出基本放大电路的电压增益 \dot{A}_V 和反馈系数 \dot{F}_V ，再求闭环电压增益 \dot{A}_{VF} 。在求开环电压增益 \dot{A}_V 时，原则上应将反馈网络对基本放大电路输入端和输出端的负载影响考虑进去。这只要令 $\dot{F}_V = 0$ 或 $\dot{F}_V \dot{V}_o = 0$ 即可实现。这时基本放大电路输入端的负载为 r_{oF} ，而输出端的负载为 r_{iF} 。考虑例题中已给定的参数，有 $r_{iF} = R_1 +$

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega \gg r_o$ (100Ω), 而 $r_{oF} = R_1 \parallel R_2 = \frac{10 \text{ k}\Omega \times 50 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega} = 8.3 \text{ k}\Omega \gg r_1$ ($1 \text{ M}\Omega$), 因而 r_{iF} 和 r_{oF} 对基本放大电路的负载作用均可忽略不计, 故 $\dot{A}_V = A_{V0} = 10^5$; 而 $\dot{F}_V = R_1 / (R_1 + R_2) = 10 \text{ k}\Omega / (10 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega) = 1/6$, 可见 $\dot{A}_V \dot{F}_V \gg 1$, 故有 $\dot{A}_{VF} \approx 1/\dot{F}_V = 6$ 。

(3) 求电路的输入电阻

计算电压串联负反馈电路输入电阻的电路如图 7.4.6 所示。设在电路输入端外加一测试电压 \dot{V}_T , 由此可算得相应的测试电流为

$$\dot{I}_T = \frac{\dot{V}_T - \dot{A}_V \dot{F}_V \dot{V}_{id}}{r_i + r_{oF}} \quad (7.4.6)$$

式中 $\dot{V}_{id} = \dot{I}_T r_i$, 代入上式整理得

$$\dot{I}_T (r_i + r_{oF} + \dot{A}_V \dot{F}_V r_i) = \dot{V}_T$$

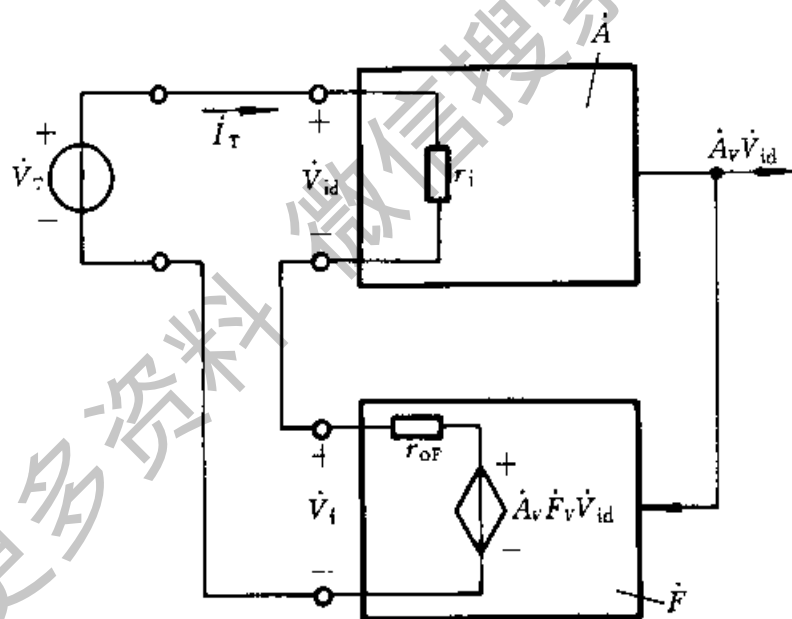


图 7.4.6 计算电压串联负反馈电路的输入电阻的电路

或

$$R_{if} = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = r_i (1 + \dot{A}_V \dot{F}_V) + r_{oF} \quad (7.4.7)$$

在深度负反馈的条件下, $|1 + \dot{A}_V \dot{F}_V| \gg 1$, 或 $|\dot{A}_V \dot{F}_V| \gg 1$

则有 $R_{if} \approx r_i |1 + \dot{A}_V \dot{F}_V| \approx |\dot{A}_V \dot{F}_V| r_i$ (7.4.8)

将已知的参数代入上式并考虑 $\dot{A}_V = A_{V0} = 10^5$, $\dot{F}_V = 1/6 \approx 0.17$ 则得 $R_{if} \approx$

$10^5 \times 0.17 \times 1 \text{ M}\Omega = 17 \text{ G}\Omega$ 。

(4) 求电路的输出电阻

计算电压串联负反馈电路的输出电阻的电路如图 7.4.7 所示。首先令 $\dot{V}_i = 0$ ①, 此时图 7.4.7 中的受控电压源 $\dot{A}_v \dot{V}_{id} = -\dot{A}_v \dot{V}_f = -\dot{A}_v \dot{F}_v \dot{V}_o$, 在输出端外加一测试电压 \dot{V}_T , 求出相应的测试电流 \dot{I}_T , 则有 $R_{of} = \dot{V}_T / \dot{I}_T$ 。

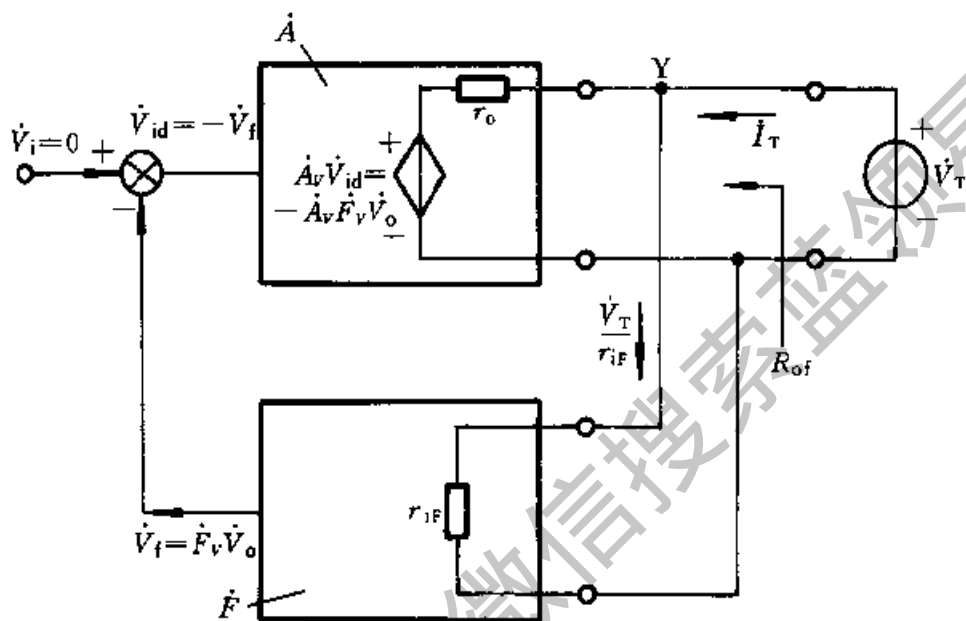


图 7.4.7 计算电压串联负反馈电路输出电阻的电路

在图 7.4.7 所示电路的节点 Y 处, 按照 KCL 有

$$\dot{I}_T = \frac{\dot{V}_T - (-\dot{A}_v \dot{F}_v \dot{V}_o)}{r_o} + \frac{\dot{V}_T}{r_{if}} \quad (7.4.9)$$

式中的 $\dot{V}_o = \dot{V}_T$, 于是受控源变为 $-\dot{A}_v \dot{F}_v \dot{V}_T$ 。由式 (7.4.9) 得

$$R_{of} = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = \left[\frac{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v}{r_o} + \frac{1}{r_{if}} \right]^{-1} = \frac{r_o}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v} \parallel r_{if} \quad (7.4.10)$$

在深度负反馈的条件下, 有 $|1 + \dot{A}_v \dot{F}_v|$ 或 $|\dot{A}_v \dot{F}_v| \gg 1$ 的关系, r_{if} 的值的可以忽略不计, 故

$$R_{of} \approx \frac{r_o}{|\dot{A}_v \dot{F}_v|} \quad (7.4.11)$$

将有关参数代入上式得 $R_{of} = 100 \Omega / (10^5 \times 0.17) = 0.00958 \Omega$ 。

① 严格地说, 应令 $\dot{V}_i = 0$ 。

以上采用小信号模型分析法,全面地分析了电压串联负反馈电路的闭环电压增益、输入电阻和输出电阻。仿此,对其他三种类型反馈电路亦可进行分析。现将该方法的具体步骤归纳如下:

1. 画出基本放大电路的小信号等效电路,其中放大器件的小信号模型,对于分立的三端器件(BJT或FET)按第3、4章的方法处理;对于集成运放,则可按例7.4.7中的方法处理。但应注意,集成运放通常给出的参数有 A_{v0} 、 r_i 和 r_o ,而反馈放大电路有四种组态,必须考虑四种基本放大电路模型之间的相互转换关系,这在1.2节中已作过简要的介绍。

2. 画出反馈网络的带受控源的等效电路,其中包括三个参数:

(1) 反馈系数 F 根据反馈系数的定义有 $\dot{F} = \dot{X}_f / \dot{X}_o$ 。由于反馈组态的不同, \dot{X}_f 和 \dot{X}_o 可以是电压,也可以是电流,因而 \dot{F} 的量纲也各异。据此,可直接从电路求得,如电压串联负反馈电路的反馈系数 $\dot{F}_v = \dot{V}_f / \dot{V}_o = R_1 / (R_1 + R_2)$ (见图7.1.1)。电流并联负反馈电路的反馈系数 $\dot{F}_i = \dot{I}_f / \dot{I}_o = R / (R + R_f)$ (见图7.1.3和例7.4.4),如此等等。

(2) 反馈网络的输入电阻 R_{if} 和输出电阻 r_{of} 反馈网络的主要作用是传送反馈信号 \dot{X}_f ,但是反馈网络自身的输入电阻 r_{if} 和输出电阻 r_{of} 无疑是对基本放大电路的出、入两端产生负载影响。通常可以采用如下的两条法则来求得 r_{if} 和 r_{of} :

① r_{if} 如系串联反馈,可令输入回路开路,如系并联反馈,可令输入节点短路来求得。

② r_{of} 如系电压反馈,可令输出节点短路($\dot{V}_o = 0$),如系电流反馈,则可令输出回路开路($R_L = \infty$)来求得。

根据上述法则可以求得电压串联负反馈电路(图7.1.1)的 $r_{if} = R_1 + R_2$, $r_{of} = R_1 \parallel R_2$,受控电压源 $\dot{V}_f = \dot{F}_v \dot{V}_o$,如图7.4.5所示。仿此,可以求得电流并联负反馈电路(图7.1.3)的 $r_{if} = R_f \parallel R$, $r_{of} = R_f + R$ 和受控电流源 $\dot{F}_i \dot{I}_o$ [$\dot{F}_i = \dot{I}_f / \dot{I}_o = R / (R_f + R)$]。

必须注意,反馈网络的 r_{if} 和 r_{of} 分别是基本放大电路的出口和入口的负载,在计算电路的开环增益(基本放大电路的增益)时应予考虑。上述二种电路具有代表性,余下的二种电路可照此进行分析。

小信号模型分析法的优点是能较全面地分析反馈放大电路的技术指标,缺点是较烦琐,比较费时。但以此方法为基础,应用PSPICE程序进行分析,则显得很方便。

实用上,根据电路设计的要求,可先用工程近似的方法作为初步估算,如

有必要时, 可作较详细的分析。

本章末附有 PSPICE 例题, 对单个 BJT 的互阻放大电路 (集电极-基极偏置电路) 和由运放组成的电流并联负反馈电路进行了分析, 可供参考。

复习思考题

7.4.1 在负反馈电路中, 什么叫虚短和虚断, 其物理实质是什么?

7.4.2 在表 7.3.2 中的第 4 行, 列出了四种类型负反馈电路的闭环增益的近似表达式。试从图 7.1.5 和图 7.1.7 所示两电路直接求出 \dot{F}_G 和 \dot{F}_R , 然后由 $\dot{A}_F \approx 1/\dot{F}$ 的近似公式, 证明 $\dot{A}_{RF} \approx -R_1$ 和 $\dot{A}_{GF} \approx 1/R_1$ 。

7.5 负反馈放大电路的稳定问题

从前面的讨论得知, 负反馈对放大电路性能的改善取决于反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 或环路增益 $|\dot{A}\dot{F}|$ 的大小, $|\dot{A}\dot{F}|$ 值越大, 放大电路的性能越优良。

然而反馈过深, 有时放大电路就不能稳定地工作, 而产生振荡现象, 称为放大电路的自激。这时, 即使不加任何输入信号, 放大电路也会产生一定频率的信号输出。这种现象破坏了放大电路的正常工作, 应该尽量避免并设法消除。

下而首先分析产生自激的原因, 研究放大电路稳定工作的条件, 最后讨论保证放大电路稳定运行的频率补偿方法。

7.5.1 负反馈放大电路的自激及稳定工作的条件

1. 自激振荡现象

在中频范围内, 负反馈放大电路有 $\varphi_s + \varphi_f = 2n \times 180^\circ$, $n=0, 1, 2, \dots$, (φ_s, φ_f 分别为 \dot{A}, \dot{F} 的相角), \dot{X}_i 与 \dot{X}_f 同相。根据式 (7.2.1b) 的关系可知, 在这种情况下, \dot{X}_o 将是 \dot{X}_i 和 \dot{X}_f 的代数差值, 所以必有 $\dot{X}_o < \dot{X}_i$ 。这样, 反馈放大电路的输出信号 \dot{X}_o 就减小, 使负反馈作用正常地体现出来。

然而在高频和低频情况下, $\dot{A}\dot{F}$ 将产生附加相移, 这就使 \dot{X}_i 和 \dot{X}_f 间出现一个相位差, \dot{X}_o 的大小则由 \dot{X}_i 和 \dot{X}_f 的相量差来决定。我们设想在某一频率下, $\dot{A}\dot{F}$ 的附加相移达到 180° , 即 $\varphi_s + \varphi_f = (2n+1) \times 180^\circ$, $n=0, 1, 2, \dots$, 则 \dot{X}_i 和 \dot{X}_f 必然会由中频时的同相变为反相。根据式 (7.2.1b) 的关系可知,

在这种情况下, \dot{X}_{id} 将是 $|\dot{X}_i|$ 和 $|\dot{X}_f|$ 的代数和, 因此必有 $|\dot{X}_{id}| > |\dot{X}_i|$, 导致 $|\dot{X}_o|$ 增大。这时, 假设没有外加信号, 即 \dot{X}_o 。经过反馈网络和比较电路后, 得到 $\dot{X}_{id} = 0 - \dot{X}_f = -\dot{F}\dot{X}_o$, 送到放大电路的输入端再放大后, 得到一个增强了的信号 $-\dot{A}\dot{F}\dot{X}_o$, 如果这个信号恰好等于 \dot{X}_o , 即 $-\dot{A}\dot{F}\dot{X}_o = \dot{X}_o$ ($-\dot{A}\dot{F} = 1$), 则放大电路将可能产生自激振荡, 这种现象如图 7.5.1 所示。

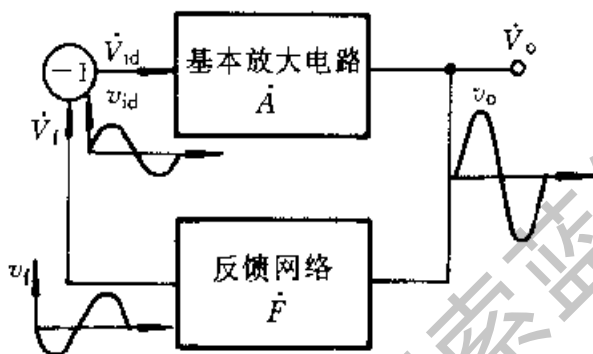


图 7.5.1 负反馈放大电路的自激振荡现象

由上可知, 负反馈放大电路产生自激振荡的根本原因之一是 $\dot{A}\dot{F}$ 的附加相移。

2. 稳定工作条件

由上分析可知, 当环路增益等于 1 时, 即

$$-\dot{A}\dot{F} = 1 \quad \text{或} \quad \dot{A}\dot{F} = -1$$

时, 负反馈放大电路产生自激振荡, 上面的后一式子可以改写为

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (7.5.1)$$

$$\text{及} \quad \varphi_a + \varphi_f = (2n+1) \times 180^\circ, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (7.5.2)$$

式 (7.5.1) 和式 (7.5.2) 分别称为自激振荡的幅值条件和相位条件。为了使负反馈放大电路稳定地工作, 必须设法破坏上述两个条件, 要求在 $\varphi_a + \varphi_f$ 为 $(2n+1) \times 180^\circ$ 的情况下, 满足 $|\dot{A}\dot{F}| < 1$ 。这就是判别负反馈放大电路稳定性的条件。在工程上, 为了直观地运用这个条件, 通常采用 $\dot{A}\dot{F}$ 的频率响应来进行分析, 如图 7.5.2 所示。其中图 a 为幅频响应, 图 b 为相频响应。为简明起见, 假设反馈网络是电阻性的, $\varphi_f = 0$ 。所以系统的相频响应仅是反映基本放大电路的相移 φ_a 。 φ_a 为负值表示基本放大电路具有典型的多极点传递函数。由图可知, 当 $\omega = \omega_{180}$ 时, $\varphi_a = -180^\circ$, 而 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| < 0$ dB。而当 $\omega = \omega_0$ 时, $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0$ dB, $|\varphi_a| < 180^\circ$ 。可见它们所代表的放大电路在闭环状态

下是不会产生自激振荡的，也就是稳定的。

为了使我们所设计的反馈放大电路可靠地稳定，我们引用了稳定裕度的概念，并用增益裕度 G_m 和相位裕度 φ_m 从数量上表示（见图 7.5.2）如下：

$$G_m = 1 - |\dot{A}_{180}F| \quad (7.5.3a)$$

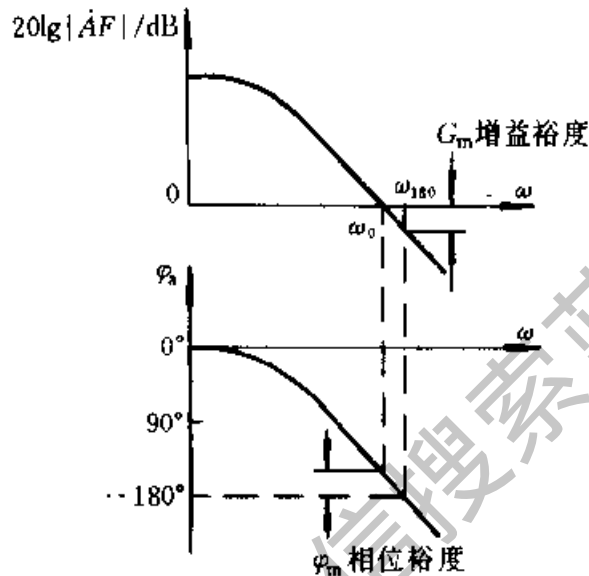


图 7.5.2 反馈放大电路环路增益 $\dot{A}F$ 的频率响应

$$\text{或} \quad G_m = 0 \text{ (dB)} - 20\lg|\dot{A}_{180}F| \text{ (dB)} \quad (7.5.3b)$$

式中 \dot{A}_{180} 是相移 φ_s 为 -180° 时的增益。

$$\varphi_m = \varphi_s(\omega_0) - (-180^\circ) = 180^\circ + \varphi_s(\omega_0) \quad (7.5.4)$$

式中 $\varphi_s(\omega_0)$ 是 $\omega = \omega_0$ 时，基本放大电路的相角，其值为负。

在上式中，若 φ_m 为正，则表明相移 φ_s 到达 -180° 之前， $20\lg|\dot{A}F|$ 即已衰减为 0 dB，此时反馈电路是稳定的。反之，若 φ_m 为负，则表明相移 φ_s 到达 180° 之后 $20\lg|\dot{A}F|$ 才衰减为 0 dB。这意味着在 $\omega = \omega_{180}$ 时， $|\dot{A}F| > 1$ ，因而反馈电路是不稳定的。

在工程实践中，通常要求 $G_m \leq -10 \text{ dB}$ ， $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。按此要求设计的放大电路，不仅可以在预定的工作情况下满足稳定条件，而且当环境温度、电路参数及电源电压等因素发生变化时，也能满足稳定条件，这样的放大电路才能正常地工作。

应当注意，以上所讨论的负反馈放大电路的稳定性是假定基本放大电路是稳定的，即开环状态下是稳定的。

3. 负反馈放大电路稳定性分析

在分析反馈放大电路的稳定性时，往往是利用基本放大电路开环增益的波特图。为了分析方便，仍然假设反馈网络是电阻性的，此时 $\varphi_f=0$ ， $\dot{F}=F$ 。这样，就可以在 $20\lg|\dot{A}|$ 的同一坐标平面上，绘出一条水平线 $20\lg\frac{1}{F}$ ，两曲线之差为

$$20\lg|\dot{A}| - 20\lg\frac{1}{F} = 20\lg|\dot{A}F| \quad (7.5.5)$$

这就是以 dB 为单位的环路增益。因而可以通过检验两曲线之差来分析放大电路的稳定性。

假设某电压放大电路的波特图如图 7.5.3 (其中相频响应未用对数方法绘制)，直流电压增益 A_{v0} 为 100 dB，三个极点频率 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 的值分别为 10^5 、 10^6 、 10^7 rad/s，其中 ω_1 为主极点。由于它们的分布彼此相距较近，从 ω_1 到 ω_3 之间的相角积累为 -45° 到 -225° ，如图 7.5.3 的相频响应 φ_a 所示。相角 φ_a 为 -180° 时的角频率 ω_{180} 落在 -40 dB/十倍频程的线段内。

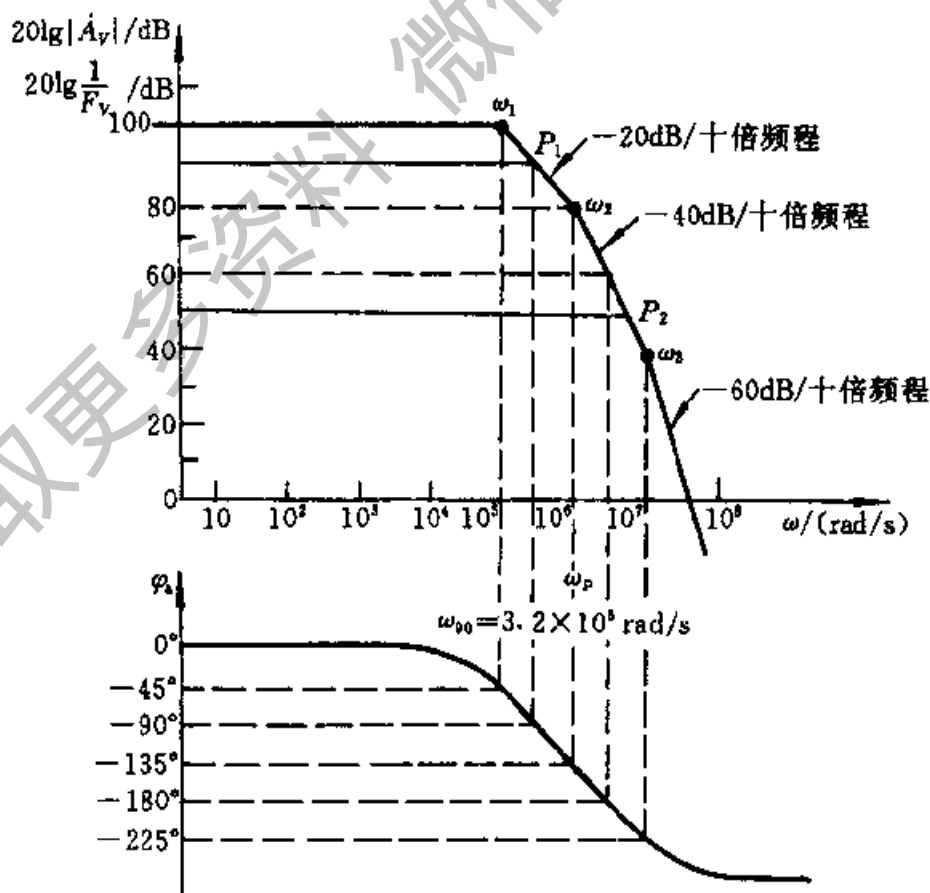


图 7.5.3 反馈放大电路稳定性图解

由于图 7.5.3 的纵坐标同时表示 $20\lg|\dot{A}_v|$ 和 $20\lg\frac{1}{F_v}$ ，因而可以利用该图作负反馈放大电路的稳定性分析。在图上首先考察 $20\lg\frac{1}{F_v}$ 为 90 dB 的水平线，而环路增益为 $20\lg|\dot{A}_v|$ 与此水平线 $20\lg\frac{1}{F_v}$ 之差，在低频情况下，其差值为 100 dB ($20\lg A_{v0}$) - 90 dB ($20\lg\frac{1}{F_v}$) = 10 dB。两曲线 $20\lg|\dot{A}_v|$ 与 $20\lg\frac{1}{F_v}$ 相交于 P_1 点，对应于 $20\lg|\dot{A}_v F_v| = 0$ dB ($|\dot{A}_v F_v| = 1$)。从图 7.5.3 可知，此时的 $\varphi_s = -90^\circ$ ，相应的相位裕度 $\varphi_m = 180^\circ + (-90^\circ) = 90^\circ$ ；增益裕度 $G_m = 0$ dB - $20\lg|\dot{A}_{v(180)} F_v| = -|60$ dB - 90 dB| = -30 dB，故负反馈放大电路是稳定的。

再考察另一种情况，欲使放大电路在低频情况下，获得 50 (=100-50) dB 的环路增益，可在图 7.5.3 上取另一条水平线 $20\lg\frac{1}{F_v} = 50$ dB，它与 $20\lg|\dot{A}_v|$ 曲线相交于 P_2 点，注意此时同样对应于 $20\lg|\dot{A}_v F_v| = 0$ dB，相应的 $|\varphi_s| > 180^\circ$ 。由图可见，在 φ_s 到达 -180° 之前以及 $\varphi_s = -180^\circ$ 时， $20\lg|\dot{A}_v F_v| > 0$ dB，因而放大电路是不稳定的。由于 -180° 相角点往往出现在幅频响 $20\lg|\dot{A}_v|$ 的 -40 dB/十倍频程的线段内，因而 $20\lg\frac{1}{F_v}$ 的取值，一般应使其水平线与 $20\lg|\dot{A}_v|$ 曲线的 -20 dB/十倍频程的线段相交，使电路工作稳定，此时的相位裕度 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。据此对图 7.5.3 进行分析，可以得出低频环路增益的最大值 $20\lg|\dot{A}_v F_v|_{\max} = 100$ dB - 80 dB = 20 dB。

综上所述表明，在电阻性反馈网络的情况下，欲使波特图如图 7.5.3 所示的放大电路稳定地工作，环路增益的极限值只有 20 dB，相当于 $|\dot{A}_v F_v| = 10$ ，这数值显然是不够大的，不利于改善放大电路多方面的性能。为克服这一不足，可以采用频率补偿技术来解决。

7.5.2 频率补偿技术

通常可在基本放大电路 A 或在反馈网络 F 中，增加一些元件（如 R、C 等）以改变反馈放大电路的开环频率响应，使得在保证一定的增益裕度或相位裕度的前提下获得较大的环路增益。这种作用称为频率补偿，为此而构成的电路称为补偿网络。

补偿的指导思想是，人为地将电路的各个极点的间距拉开，特别是使主极点和其相近的极点的间距拉大，从而可以按预定的目标改变相频响应并有效地增加环路增益。这是针对前述在保证反馈放大电路稳定工作的条件并增

加低频环路增益而提出的重要概念。

上述补偿概念可以在基本放大电路的内部或外部增加一补偿极点来实现。设基本放大电路的开环传递函数如下式所示：

$$A_{V1}(j\omega) = \frac{A_{VO}}{(1+j\omega/\omega_1)(1+j\omega/\omega_2)(1+j\omega/\omega_3)} \quad (7.5.6)$$

式中 $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ 。如前所述, 这个三极点传递函数的相位在 ω_1 与 ω_3 之间达到 -180° 。若在此放大电路的传递函数中增加一补偿极点 ω_c , 则在式(7.5.6)的分母中增加一二项式因子, 因而式(7.5.6)变为

$$\begin{aligned} A_{V2}(j\omega) &= A_{V1}(j\omega) \cdot \frac{1}{1+j\omega/\omega_c} \\ &= \frac{A_{VO}}{(1+j\omega/\omega_1)(1+j\omega/\omega_2)(1+j\omega/\omega_3)(1+j\omega/\omega_c)} \end{aligned} \quad (7.5.7)$$

如 ω_c 选择得比补偿前 ω_{90} (φ 为 -90° 时的角频率) 为低, 则因补偿极点对附加相移的贡献以致在达到新的 ω_{180} 之前使环路增益 $|\dot{A}_V F_V| < 1$, 从而使电路稳定地工作, 并可获得有较高的低频环路增益。下面通过一例题来说明极点频率 ω_c 的确定方法。

例 7.5.1 设某电压放大电路具有如图 7.5.3 所示的开环频率响应, 将它组成负反馈放大电路, 并设反馈网络是电阻性的。为了使反馈放大电路的 F_V 为 0.02 时能稳定地工作, 试求出补偿极点 ω_c 及相应的低频环路增益 $|\dot{A}_V F_V|$ 的值。

解: (1) 稳定条件分析: 为了求出补偿极点 ω_c 的值, 首先来考察图 7.5.3 中的 ω_{90} ($3.2 \times 10^5 \text{ rad/s}$), 此时 $\varphi = -90^\circ$, 若 ω_c 选择得比原 ω_{90} 低得多 (即前面所提及的拉大间距) 以致它在原 ω_{90} 处的相移达到 -90° , 则在原 ω_{90} (新 ω_{180}) 处的总相移达到 -180° 。因此, 加入补偿极点后稳定条件变为

$$|\dot{A}_{V(90)} F_V| < 1 \quad (7.5.8a)$$

或
$$20 \lg |\dot{A}_{V(90)} F_V| < 0 \text{ dB} \quad (7.5.8b)$$

图 7.5.3 所示的补偿前的 $20 \lg |\dot{A}_{V(90)}| = 90 \text{ dB}$ 。若要求其闭环电压增益为 34 dB; 则反馈系数应设置为 0.02 或 -34 dB 。若补偿极点 ω_c 加入后的稳定条件如式 (7.5.8) 所示, 则 $20 \lg |\dot{A}_{V(90)}|$ 的值必须由 90 dB 减小到 34 dB, 使 $|\dot{A}_{V(90)} F_V|$ 不致超过 1。

(2) 确定 ω_c 的值, 如图 7.5.4 所示。设对应于极点 ω_c , 由基本放大电路直流增益开始, 画一条斜率为 -20 dB/十倍频程 的斜线, 并为原来各极点的增益衰减所叠加, 如图 7.5.4 的实线所示。在 ω_{90} 处, 增益 $20 \lg |\dot{A}_{V(90)}|$ 的衰减量为 $-(90 \text{ dB} - 34 \text{ dB}) = -56 \text{ dB}$ 。因此 ω_c 比 ω_{90} 所低的十倍频程数为

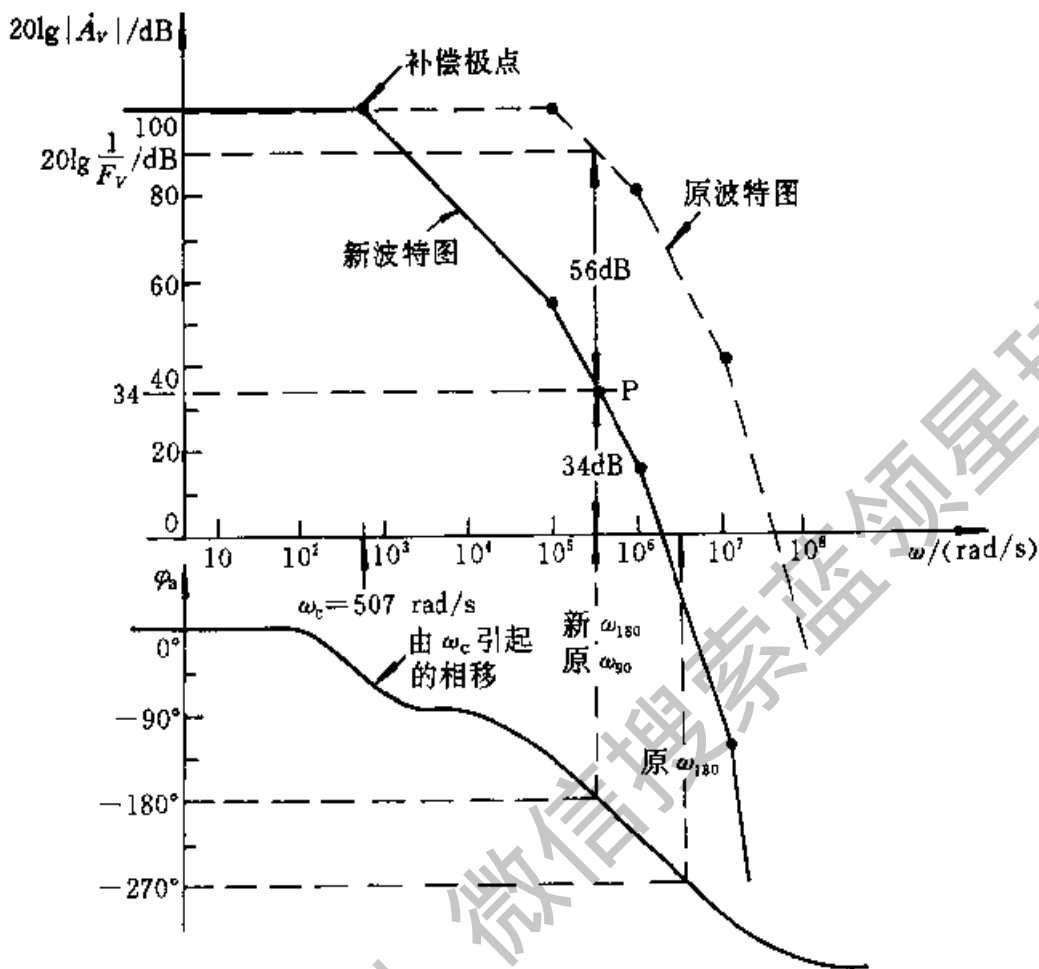


图 7.5.4 加入补偿极点 $\omega_c = 507 \text{ rad/s}$ 后, 放大电路 (图 7.5.3) 的波特图

$$\frac{-56 \text{ dB}}{-20 \text{ dB/十倍频程}} = 2.8 \text{ 个十倍频程}$$

因而 ω_c 的值可计算如下:

$$\omega_c = \frac{\omega_{90}}{10^{2.8}} = \frac{3.2 \times 10^5 \text{ rad/s}}{631} = 507 \text{ rad/s}$$

应当指出的是, 从补偿极点 ω_c 到 P 点之间包含两个线段, 它们的斜率分别为 -20 dB/十倍频程 和 -40 dB/十倍频程 。因而 ω_c 的计算值有一定的误差。

图 7.5.3 所代表的基本放大电路, 比较其补偿前后的两种结果可知, 在保证电路稳定的前提下, 补偿后的电路能获得较高的低频环路增益 (56 dB), 比补偿前的 20 dB 增加了一倍多。但这是以牺牲带宽为代价的。

例 7.5.2 工程实用上, 也常以至少 45° 的相位裕度来保证反馈放大电路稳定地工作。在上例的基础上, 设 $F_v = 1$ (电压跟随器), 试求补偿极点 ω_c 的值, 使电路具有 45° 的相位裕度。

解: 因已知 $F_v = 1$, 故环路增益 $|\dot{A}_v F_v|$ 的频率响应与 $|\dot{A}_v|$ 完全相同。令 $\varphi_a = -135^\circ$ 时极点频率为 ω_p 。由图 7.5.3 可知, $\omega_p = 10^6 \text{ rad/s}$, 若 $\omega_c < \omega_p$, 则

ω_c 在 ω_p 处所形成的附加相移将为 -90° ，从而导致总的相移为 $-90^\circ - 135^\circ = -225^\circ$ ；如果能使 $20\lg|\dot{A}_v|$ 的值在 ω_p 处减至 0 dB，那么在 ω_p 处修改后的相移将达到理想的相位裕度，其值为 $180^\circ - 225^\circ = -45^\circ$ 。如图 7.5.3 所示，在 ω_p 处 $20\lg|\dot{A}_v| = 80$ dB。因此 ω_c 将置于比 ω_p 低 -80 dB/(-20 dB/十倍频程) = 4 个十倍频程，即

$$\omega_c = \frac{\omega_p}{10^4} = 100 \text{ rad/s}$$

一般在制造过程中，即对集成电路运算放大器进行了频率补偿，如 741 放大器在电压增益级即用密勒补偿的方式作了补偿^①，以致它在 F_v 为任意值，甚至等于 1（电压跟随器）时，均能稳定地工作。对于集成运放 LF357，只有在 $F_v < 0.2$ 时，才能稳定。

在某些情况下，也可在基本放大电路的外部加入一个补偿极点使反馈电路能稳定地工作，其原理如图 7.5.5 所示。如果反馈网络对补偿网络的负载影响不大（如 R_1 、 R_2 的值选得较大），则补偿极点 $\omega_c = 1/(R_c C_c)$ 。此法比较灵活方便，但其缺点是减小了运放的增益，带宽也变窄了。

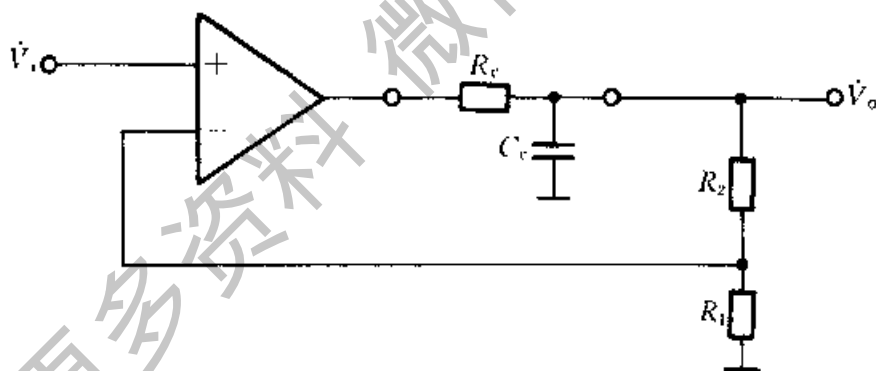


图 7.5.5 外部补偿的原理图

复习思考题

7.5.1 反馈放大电路产生自激的原因是什么？

7.5.2 什么叫做频率补偿？补偿的指导思想是人为地将放大电路的各个极点，特别是使主极点与其相近的极点频率的间距增大，其意义何在？

^① 即在 BJT 的集电极与基极之间加入一小电容，例如 30pF，这种频率补偿的方法，在分立器件电路里也常采用。

小 结

● 在放大电路中，把输出回路的电学量（电压或电流）馈送到输入回路的过程称为反馈。本章主要讨论负反馈对放大电路性能的改善。

● 本章所采用的讨论思路是从反馈的基本概念入手，应用瞬时极性法判断其反馈极性并确定四种类型的反馈组态；由此抽象出反馈放大电路的理想模型——单向传输的方框图，并导出其闭环增益的一般表达式 $\dot{A}_F = \dot{A} / (1 + \dot{A}\dot{F})$ 。在应用这个标准公式时，既要注意对电路作合理的近似，使之符合单向性，同时也要注意反馈网络对电路的输入端和输出端的负载作用。此外，对 \dot{A} 、 \dot{F} 在不同电路中的含义亦应予以重视。

● 负反馈可以提高增益的恒定性、减少非线性失真、抑制噪声、扩展频带和控制输入电阻及输出电阻。这些性能的改善与反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 有关，反馈愈深，改善的程度愈好。但反馈深度也不宜无限制地增加，否则容易引起放大电路的自激振荡。

● 负反馈放大电路的分析方法可分为两个层次。首先，在深度负反馈的条件下，利用 $\dot{A}_F \approx 1/\dot{F}$ 或 $\dot{X}_i \approx \dot{X}_i$ 的关系可以近似计算增益 \dot{A}_F ；其次，利用反馈电路的小信号等效电路可以定量计算反馈电路的 \dot{A}_F 、输入电阻 R_{if} 和输出电阻 R_{of} 。

● 负反馈放大电路工作不稳定的原因是由于 $\dot{A}\dot{F}$ 的附加相移达到 -180° 时，若其幅值 $|\dot{A}\dot{F}| \geq 1$ ，则产生自激振荡，由负反馈变成了正反馈。采用频率补偿技术可以消除自激，其指导思路是将基本放大电路的传递函数的极点之间距离，特别是主极点与相近极点间的间距拉开，从而可以获得较高的低频环路增益。

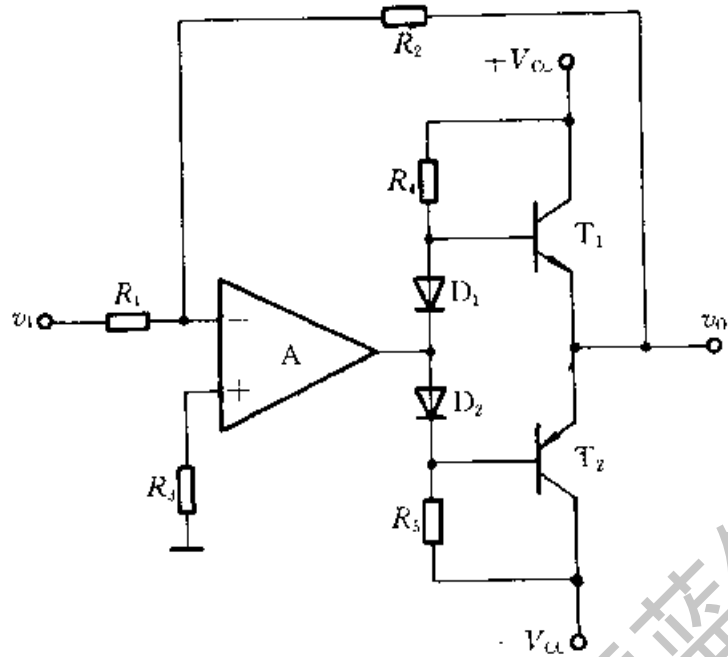
习 题

7.1.1 在图题 7.1.1 所示的各电路中，哪些元件组成了级间反馈通路？它们所引入的反馈是正反馈还是负反馈？是直流反馈还是交流反馈（设各电路中电容的容抗对交流信号均可忽略）？

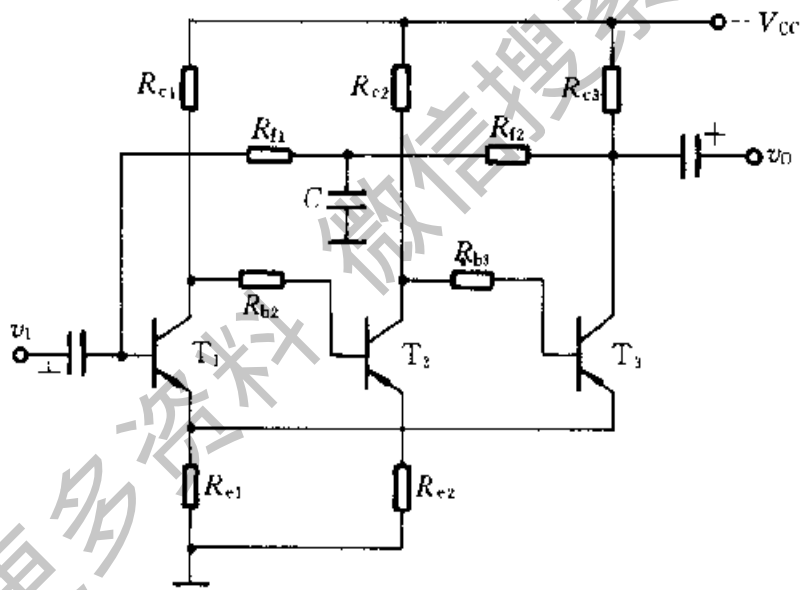
7.1.2 试判断图题 7.1.1 所示各电路的级间交流反馈的组态。

7.1.3 在图题 7.1.3 所示的两电路中，从反馈的效果来考虑，对信号源内阻 R_s 的大小有何要求？

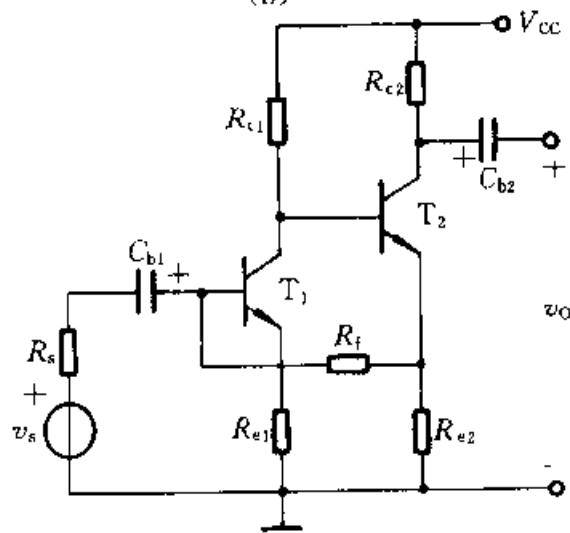
7.1.4 电路如图题 7.1.4 所示。(1) 分别说明由 R_{f1} 、 R_{f2} 引入的两路反馈的类型及各



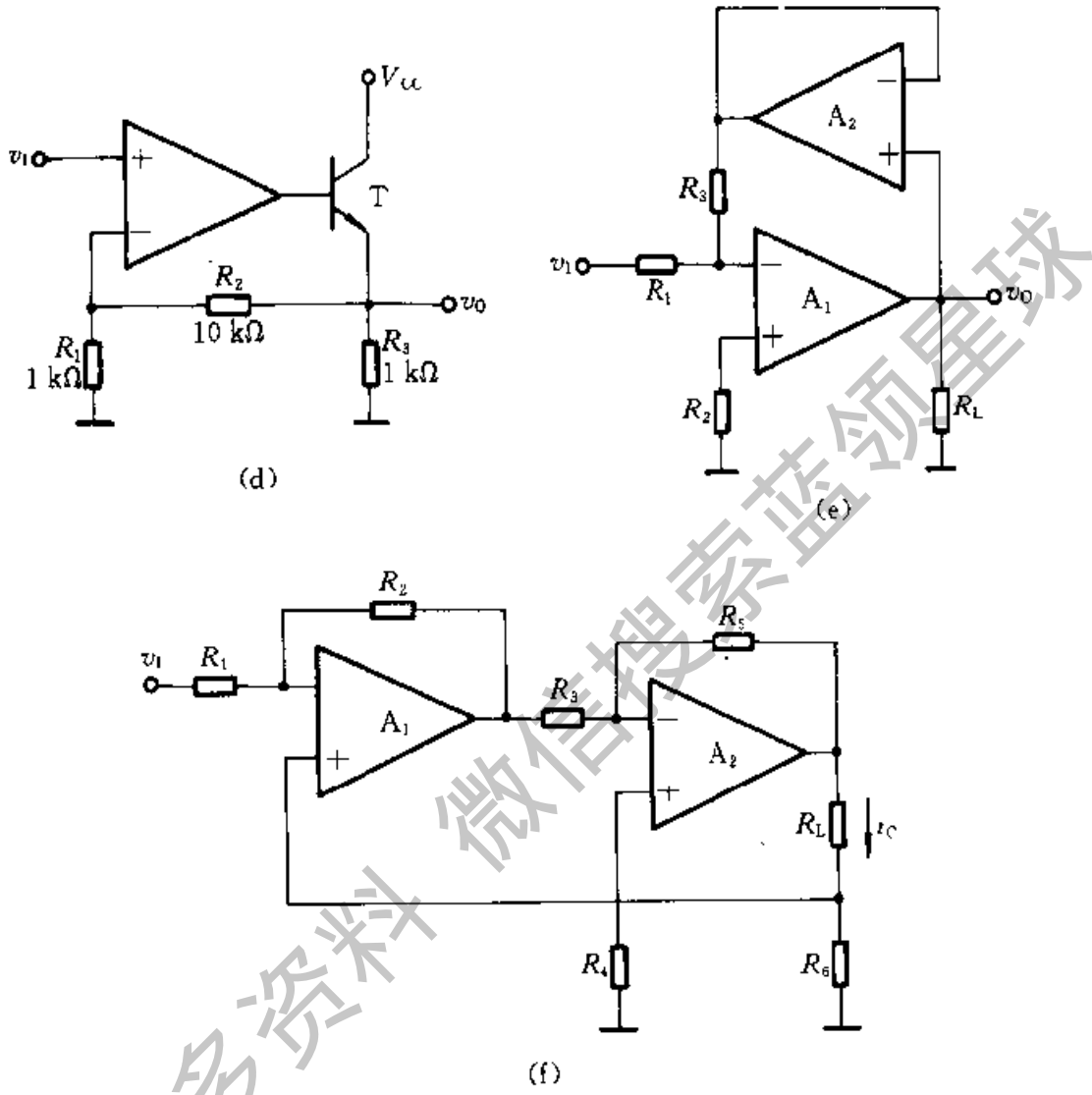
(a)



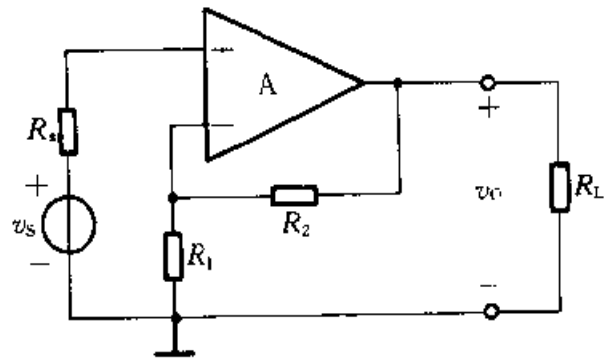
(b)



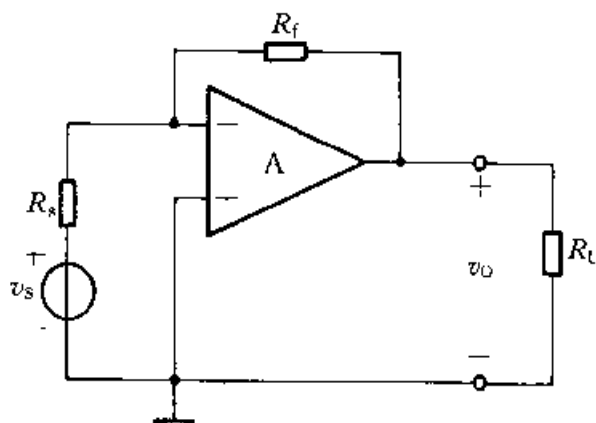
(c)



图题 7.1.1

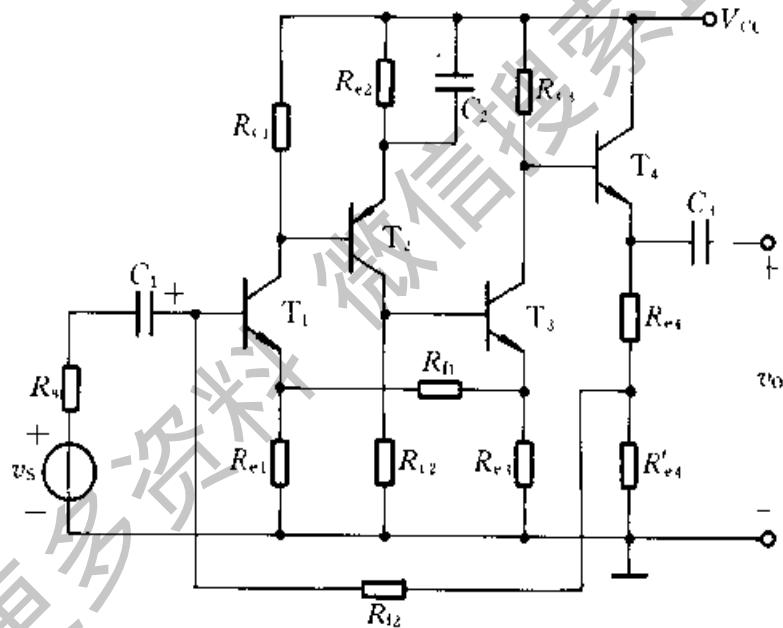


(a)



(b)

图题 7.1.3



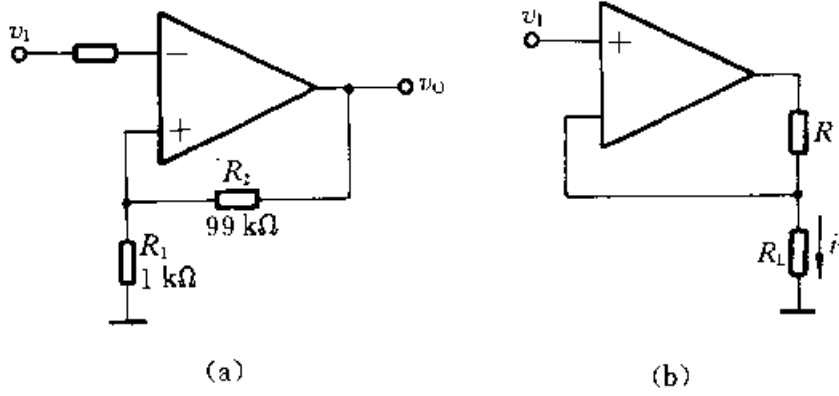
图题 7.1.4

自的主要作用；(2) 指出这两路反馈在影响该放大电路性能方面可能出现的矛盾是什么？(3) 为了消除上述可能出现的矛盾，有人提出将 R_{12} 断开，此办法是否可行？为什么？你认为怎样才能消除这个矛盾？

7.1.5 试指出图题 7.1.5a、b 所示电路能否实现规定的功能，若不能，应如何改正？

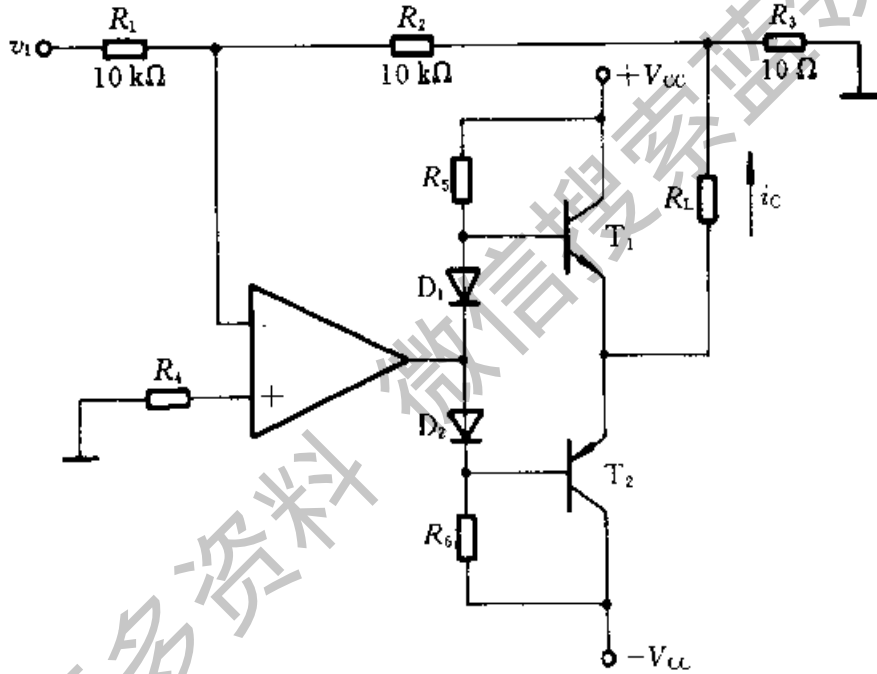
7.1.6 设图题 7.1.6 所示电路中的开环增益 \dot{A} 很大。(1) 指出所引反馈的类型；(2) 写出输出电流 \dot{i}_o 的表达式；(3) 说明该电路的功能。

7.1.7 由集成运放 A 及 BJT T_1 、 T_2 组成的放大电路如图题 7.1.7 所示，试分别按下列要求将信号源 v_s 、电阻 R_f 正确接入该电路。(1) 引入电压串联负反馈；(2) 引入电压

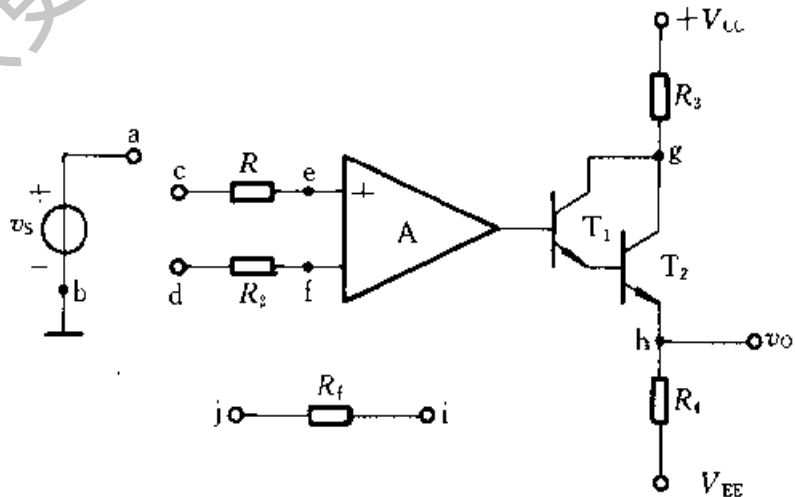


图题 7.1.5

(a) $A_{VF}=100$ 的直流放大电路 (b) $i_L = v_1/R$ 的压控电流源



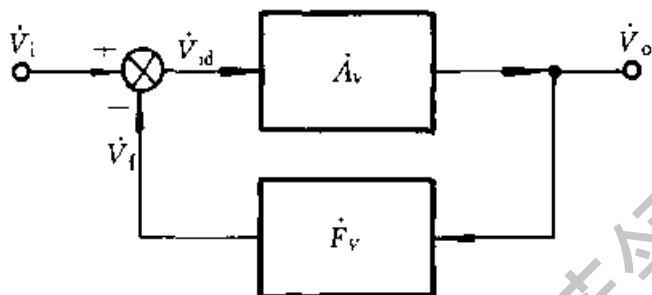
图题 7.1.6



图题 7.1.7

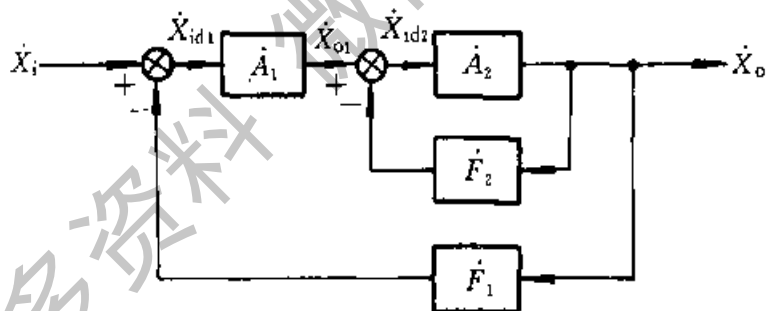
并联负反馈；(3) 引入电流串联负反馈；(4) 引入电流并联负反馈。

7.2.1 某反馈放大电路的方框图如图题 7.2.1 所示，已知其开环电压增益 $\dot{A}_v = 2000$ ，反馈系数 $\dot{F}_v = 0.0495$ 。若输出电压 $\dot{V}_o = 2\text{ V}$ ，求输入电压 \dot{V}_i 、反馈电压 \dot{V}_f 及净输入电压 \dot{V}_{id} 的值。



图题 7.2.1

7.2.2 某反馈放大电路的方框图如图题 7.2.2 所示，试推导其闭环增益 \dot{X}_o/\dot{X}_i 的表达式。



图题 7.2.2

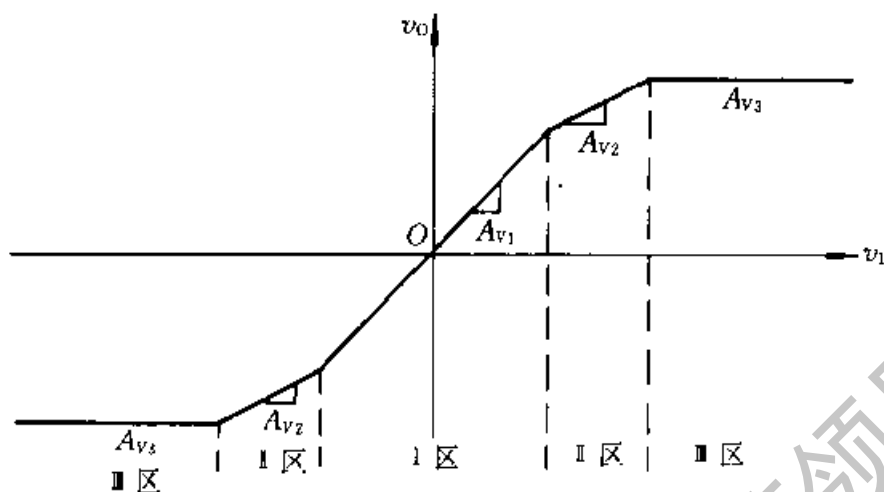
7.2.3 由运放组成的同相放大电路中，运放的 $A_{v0} = 10^6$ ， $R_f = 47\text{ k}\Omega$ ， $R_1 = 5.1\text{ k}\Omega$ ，求反馈系数 \dot{F}_v 和闭环电压增益 \dot{A}_{vF} 。

7.3.1 一放大电路的开环电压增益为 $A_{v0} = 10^4$ ，当它接成负反馈放大电路时，其闭环电压增益为 $A_{vF} = 50$ ，若 A_{v0} 变化 10%，问 A_{vF} 变化多少？

7.3.2 负反馈放大电路的反馈系数 $|\dot{F}_v| = 0.01$ ，试绘出闭环电压增益 $|\dot{A}_{vF}|$ 与开环电压增益 A_{v0} 之间的关系曲线，设 A_{v0} 在 1 与 1000 之间变化。

7.3.3 设一非线性放大电路的电压传输特性的示意图如图题 7.3.3 所示。为简明起见，不考虑相位关系，所有变量均用实数。其中一象限 I 区的斜率 $A_{v1} = 2 \times 10^3$ ($0 < v_o < 5\text{ V}$)；II 区的斜率 $A_{v2} = 0.5 \times 10^3$ ($5\text{ V} < v_o < 12\text{ V}$)；三象限类似。若用此放大电路组成

一负反馈放大电路，其反馈系数 $F_V = 0.05$ ，试描绘此放大电路的闭环传输特性 v_1-v_{OF} 。



图题 7.3.3

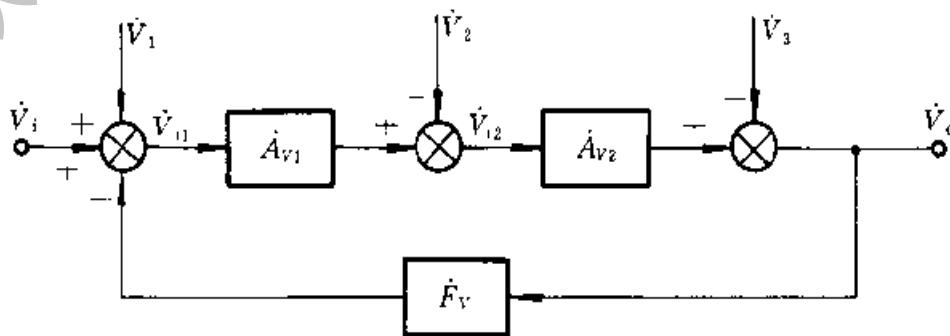
7.3.4 放大电路的传输特性如图题 7.3.3 所示。设 $A_{v1} = 1200$ ， $A_{v2} = 400$ 。将此放大电路构成负反馈放大电路，试选择一反馈网络的反馈系数 F_V ，使得闭环增益 A_{vF} 下降不多于 5%，设此时放大电路工作在 II 区内，求出对应于所选定 F_V 时的 A_{vF} 。

7.3.5 设某电压放大电路的开环传输特性 V_1-V_O 。具有四个区域，其斜率各不相同。从原点起，当 $V_1 = 0.2 \text{ V}$ 时， $V_O = 2 \text{ V}$ ； $V_1 = 0.6 \text{ V}$ 时， $V_O = 4 \text{ V}$ ；而当 $V_1 \geq 1 \text{ V}$ 时， V_O 达到 5 V 。由此放大电路组成一负反馈放大电路，并设 $F_V = 0.1$ ，试描绘 v_1-v_{OF} 的关系曲线，并令 $0 < V_O < 5 \text{ V}$ 。

7.3.6 设某运算放大器的增益-带宽积为 $4 \times 10^5 \text{ Hz}$ ，若将它组成一同相放大电路时，其闭环增益为 50，问它的闭环带宽为多少？

7.3.7 一运放的开环增益为 10^6 ，其最低的转折频率为 5 Hz 。若将该运放组成一同相放大电路，并使它的增益为 100，问此时的带宽和增益-带宽积各为多少？

7.3.8 反馈放大电路的方框图如图题 7.3.8 所示，设 \dot{V}_1 为输入端引入的噪声， \dot{V}_2 为基本放大电路内引入的干扰（例如电源干扰）， \dot{V}_3 为放大电路输出端引入的干扰。放大电



图题 7.3.8

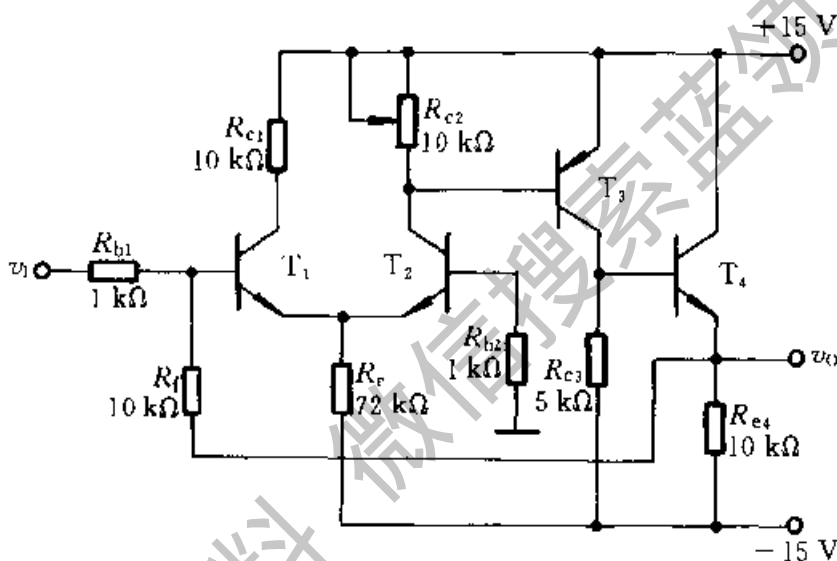
路的开环电压增益为 $\dot{A}_V = \dot{A}_{V1} \dot{A}_{V2}$ 。证明

$$\dot{V}_o = \frac{\dot{A}_V [(\dot{V}_1 + \dot{V}_1) - \dot{V}_2 / \dot{A}_{V1} - \dot{V}_3 / \dot{A}_V]}{1 + \dot{A}_V \dot{F}_V}$$

并说明负反馈抑制干扰的能力。

7.3.9 图题 7.1.1 所示各电路中, 哪些电路能稳定输出电压? 哪些电路能稳定输出电流? 哪些电路能提高输入电阻? 哪些电路能降低输出电阻?

7.3.10 电路如图题 7.3.10 所示。(1) 指出由 R_f 引入的是什么类型的反馈; (2) 若要求既提高该电路的输入电阻又降低输出电阻, 图中的连线应作哪些变动? (3) 连线变动前后的闭环电压增益 \dot{A}_{VF} 是否相同? 估算其数值。



图题 7.3.10

7.4.1 电路如图 7.1.2 所示, 试近似计算它的闭环电压增益并定性地分析它的输入电阻和输出电阻。

7.4.2 电路同前题, 试计算它的闭环电压增益 \dot{A}_{VF} , R_{if} 和 R_{of} 。

7.4.3 电路如图 7.1.5 所示, 试用虚短概念近似计算它的互阻增益 \dot{A}_{RF} , 并定性地分析它的输入电阻和输出电阻。

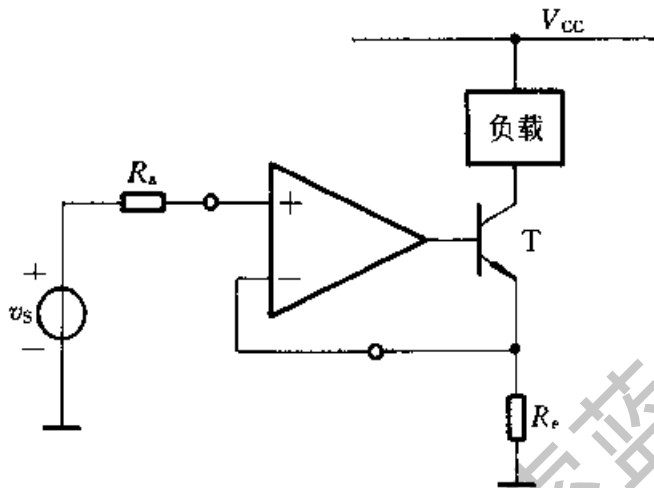
7.4.4 在图题 7.1.1a、b、c、e 所示各电路中, 在深度负反馈的条件下, 试近似计算它的闭环增益。

7.4.5 试近似计算图题 7.1.4 所示电路的闭环互阻增益 \dot{A}_{RF} , 设 R_i 的值很高, 已略去。

7.4.6 利用小信号模型分析法, 导出图 7.1.8 所示 JFET 互导放大电路的 \dot{A}_{GF} 和 R_{of} 的表达式, 包括 JFET 的漏源极电阻 r_d , 并将所求得结果与用近似分析的方法所得的结果进行比较。

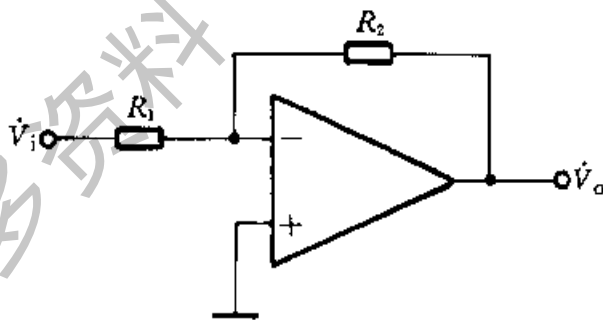
7.4.7 电路如图题 7.4.7 所示, 它可以信号电压源 v_s 转换为一电流源输出。(1) 求

出由运放-BJT-电阻所构成的组合电路的开环互导增益 \dot{A}_G ; (2) 求反馈系数 $\dot{F}_R = \dot{V}_F / \dot{I}_o$ (设 $\dot{i}_e \approx \dot{i}_o$, 并将运放视为理想的); (3) 选择 R_e 的值使得 $\dot{A}_G = 100 \text{ mS}$; (4) 设运放的参数为 $A_{v0} = 10^4$, $r_o = 200 \Omega$, $r_i = 500 \text{ k}\Omega$, 若 $R_e = 1 \text{ k}\Omega$, \dot{A}_{GF} 的值将为多少?



图题 7.4.7

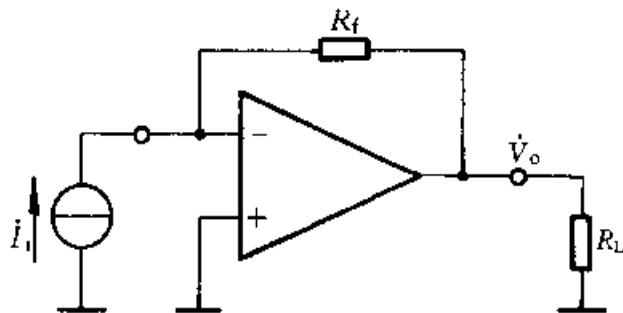
7.4.8 试应用反馈原理分析图题 7.4.8 所示的电路。设运放的 $A_{v0} = 10^6$, $r_i = 10 \text{ M}\Omega$, $r_o = 50 \Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ 。求电路的闭环电压增益 $\dot{A}_{VF} = \dot{V}_o / \dot{V}_i$ 和 R_{if} , 对 R_{of} 亦作定性的分析。



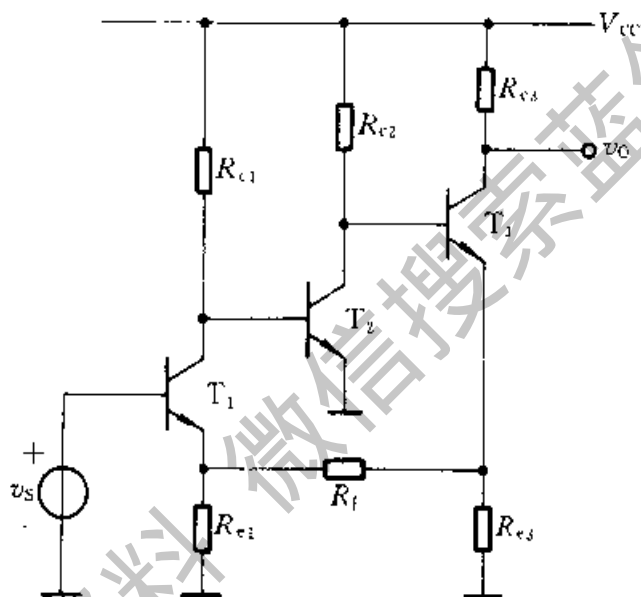
图题 7.4.8

7.4.9 电流-电压变换器电路如图题 7.4.9 所示。设运放的参数为 $A_{v0} = 2 \times 10^5$, $r_i = 2 \text{ M}\Omega$, $r_o = 75 \Omega$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 。求 \dot{A}_{RF} , 并定性分析 R_{if} 和 R_{of} 。

7.4.10 图 7.4.10 所示是宽频带放大器 MC1553 的部分电路, 设三只 BJT 的 $\beta = 100$, 电路参数为 $R_{c1} = 9 \text{ k}\Omega$, $R_{c2} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{c3} = 600 \Omega$, $R_{e1} = R_{e3} = 100 \Omega$, $R_f = 640 \Omega$ 。偏置电路 (图中未示出) 使各管的静态集电极电流的值分别为: $I_{C1} = 0.6 \text{ mA}$, $I_{C2} = 1 \text{ mA}$, 和 $I_{C3} = 4 \text{ mA}$ 。(1) 判断电路的反馈组态; (2) 画出电路的小信号等效电路, 包括基本放大电路的小信号等效电路和反馈网络的等效电路 (含 r_{if} , r_{of} 和 $\dot{F}_R \dot{I}_o$); (3) 求闭环互导增益 \dot{A}_{GF} , R_{if} 和 R_{of} 。



图题 7.4.9



图题 7.4.10

7.5.1 设某集成运放的开环频率响应的表达式为

$$A_v = \frac{10^5}{(1 + j \frac{f}{f_{H1}})(1 + j \frac{f}{f_{H2}})(1 + j \frac{f}{f_{H3}})}$$

其中 $f_{H1} = 1 \text{ MHz}$, $f_{H2} = 10 \text{ MHz}$, $f_{H3} = 50 \text{ MHz}$ 。(1) 画出它的波特图；(2) 若利用该运放组成一电阻性负反馈放大电路，并要求有 45° 的相位裕度，问此放大电路的最大环路增益为多少？(3) 若用该运放组成一电压跟随器，能否稳定地工作？

7.5.2 设某运放开环频率响应如图 7.5.3 所示。若将它接成一电压串联负反馈电路，其反馈系数 $F_v = R_1 / (R_1 + R_2)$ 。为保证该电路具有 45° 的相位裕度，试问 F_v 的变化范围为多少？环路增益的范围为多少？

7.5.3 负反馈放大电路与题 7.5.2 相同，若补偿后的运放开环频率响应如图 7.5.4 所示。为保证该电路稳定地工作， $|F_v|$ 的变化范围和相应的环路增益 $|\dot{A}_v F_v|$ 为多少？并选择一合适的 $|F_v|$ 值。

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE7.1 — BJT 互阻放大电路如图 7.1.6 所示。设 BJT 的型号为 NPN 型硅管 2N3904, $\beta=100$ 。电路参数为: $R_c=500\ \Omega$, $R_f=10\ \text{k}\Omega$, $V_{CC}=12\ \text{V}$ 。试运用 PSPICE 对电路作如下的分析: (1) 当温度在 -30°C 到 $+50^\circ\text{C}$ 的情况下, 集电极电流 I_c 的变化情况。如果反馈电阻 R_f 从 $5\ \text{k}\Omega$ 到 $50\ \text{k}\Omega$ 之间变化时, 在同样的温度变化范围内, I_c 的变化情况如何? (2) 若其他参数不变, R_c 从 $500\ \Omega$ 到 $1\ \text{k}\Omega$ 之间变化, 问 V_o 、 I_c 、 R_i 、 R_o 和 A_{REF} 相应的变化如何? 并与工程上的近似估算相比较。

解: (1) 设置直流扫描分析和参数分析, 得到如图 PSE7.1 的结果。由图中看出当温度在 -30°C 到 $+50^\circ\text{C}$ 的情况下, 对于反馈电阻 R_f 取不同值时, 集电极电流 I_c 的变化情况。由图可知, R_f 愈小, I_c 的变化范围愈小, 说明电路稳定 Q 点的性能愈好。图 7.1.6 所示的电路为集电极-基极偏置电路, 在例 7.1.3 中, 对其利用直流反馈以稳定 Q 点已作过定性的分析, 这里的分析结果更为全面具体。

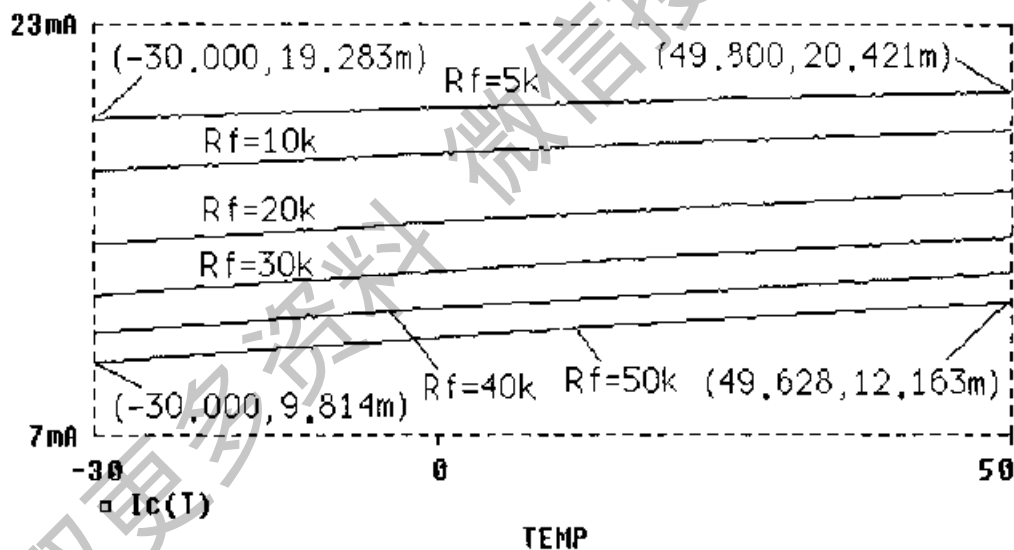


图 PSE7.1

(2) 设置直流工作点分析和传递函数值分析。当 R_c 从 $500\ \Omega$ 到 $1\ \text{k}\Omega$ 之间变化时, V_o 、 I_c 、 R_i 、 R_o 和 A_{REF} 相应的变化情况如下表所示。

| | $R_c=500\ \Omega$ | $R_c=600\ \Omega$ | $R_c=700\ \Omega$ | $R_c=800\ \Omega$ | $R_c=900\ \Omega$ | $R_c=1\ \text{k}\Omega$ |
|--------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------------|
| V_o/V | 2.6611 | 2.3652 | 2.1468 | 1.9792 | 1.8467 | 1.7392 |
| I_c/mA | 18.5 | 15.9 | 13.9 | 12.4 | 11.2 | 10.2 |
| R_i/Ω | 33.25 | 32.99 | 32.8 | 32.67 | 32.59 | 32.55 |
| R_o/Ω | 93.19 | 93.94 | 94.33 | 94.5 | 94.69 | 94.81 |
| $A_{REF}/\text{k}\Omega$ | -7.816 | -8.143 | -8.384 | -8.568 | -8.712 | -8.829 |

* $R_f=10\ \text{k}\Omega$

由上表可知, 当 BJT 的 $\beta=100$, $R_c=1\ \text{k}\Omega$ 时, 电路的反馈较深, 因而其互阻增益

$A_{RF} = -8.829 \text{ k}\Omega$, 与 $-R_f = -10 \text{ k}\Omega$ 接近。 R_i 和 R_o 的值也符合定性分析的结果。

例 PSE7.2 电流并联负反馈电路如图 7.1.3 所示。设集成运放的型号为 741, 其参数为 $A_{VO} = 1.992 \times 10^5$, $r_i = 0.9963 \text{ M}\Omega$, $r_o = 100 \Omega$; 反馈网络的电阻 $R_f = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 100 \Omega$; $R_s = 500 \text{ k}\Omega$ 。试运用 PSPICE 分析该电路的 \dot{A}_{VF} 、输入电阻 R_{if} 和输出电阻 R_{of} 。

解: 设置交流扫描分析, 可得

$$A_{VF} = 6.5 \times 10^3$$

$$R_{of} = 0.082 \Omega$$

再根据输出电阻的定义, 将 i_s 开路, 但保留 R_s , 在 $R_L = \infty$ 的条件下, 在输出端外加一测试电压源, 进行交流扫描分析得 $R_{of} = 19.859 \text{ M}\Omega$ 。

例 PSE7.3 设某集成运放的传递函数共有三个极点, 即 $\omega_1 = 10^5 \text{ rad/s}$, $\omega_2 = 10^6 \text{ rad/s}$, $\omega_3 = 10^7 \text{ rad/s}$; 其开环电压增益 $A_{VO} = 10^5$; 试运用 PSPICE 作如下分析: (1) 求该运放的幅频响应和相频响应; (2) 若利用该运放组成一电压串联负反馈电路, 其反馈网络为电阻性的, 并要求 $\varphi_m = 45^\circ$, 求 F_V 的值; (3) 当引入反馈使 $|\dot{A}_V F_V| = 1$, $\varphi_m = -180^\circ$ 时, 输入一幅值为 1 mV , 频率为 240 kHz 的正弦波信号, 观察负反馈放大电路的输出电压波形, 并作出其幅频响应; (4) 为使该运放组成一电压跟随器时能稳定地工作, 再加入补偿极点 ω_c , 试确定此极点的时间常数 RC , 并作出其开环频率响应。(提示: 运放用压控电压源模拟, 极点由 RC 低通电路确定)

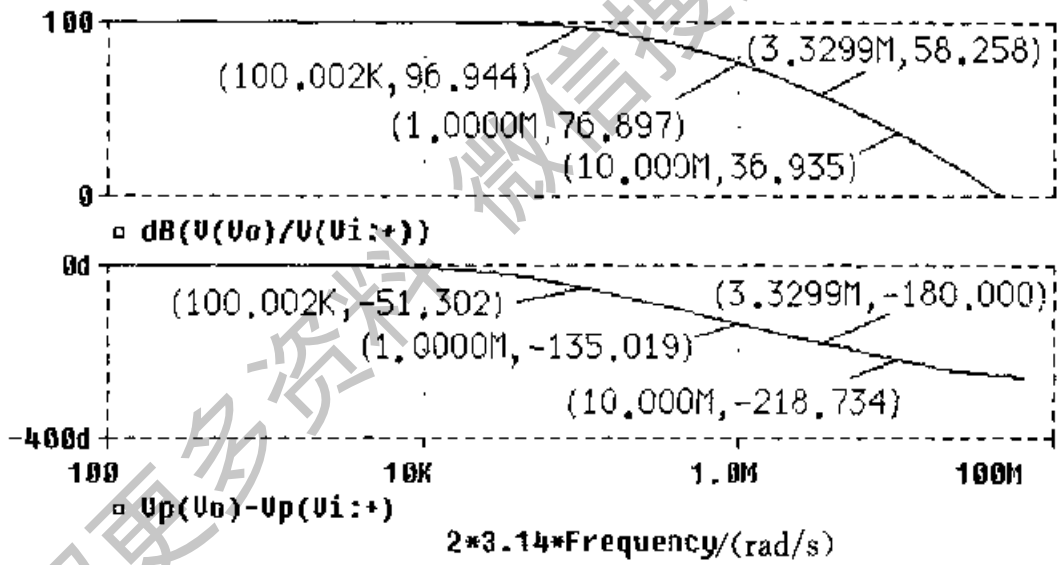
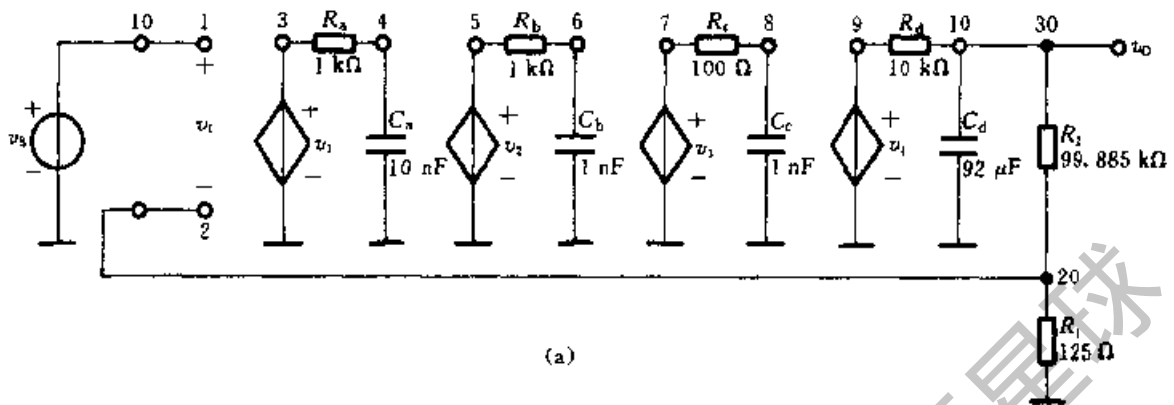
解: (1) 设运放由图 PSE7.3a 来模拟。前三级的增益为 1, 第四级为 10^5 ; 补偿极点由 R_d 、 C_d 构成。将电路接成开环状态, 进行交流扫描分析, 得幅频响应和相频响应如图 PSE7.3b 所示。其中横轴 $2 * 3.14 * \text{Frequency}$ 为角频率, 单位为 rad/s 。

(2) 引入负反馈后, 要求有 45° 的相位裕度, 表明当 $|\dot{A}_V F_V| = 1$ 时, $|\varphi_m| \leq 135^\circ$ 。由图 PSE7.3b 可以看出, 当 $\varphi_m = -135^\circ$ 时, $20 \lg |\dot{A}_{V(135)}| = 76.897 \text{ dB}$ 。此时, 如亦取 $20 \lg \frac{1}{F_V} = 20 \lg |\dot{A}_{V(135)}| = 76.897 \text{ dB}$, 则有 $|\dot{A}_{V(135)} F_V| = 1 (0 \text{ dB})$ 。可见当 $20 \lg \frac{1}{F_V} > 76.897 \text{ dB}$ 时, 均能保证 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。

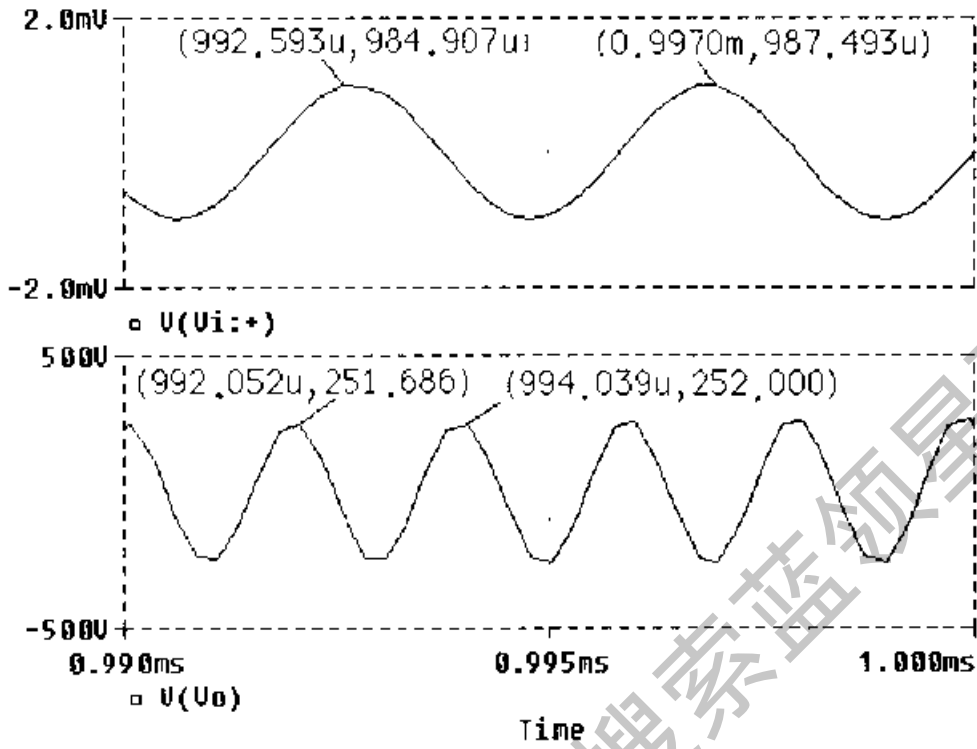
(3) 在引入负反馈后, 电路产生振荡的情况下, 闭环放大电路的输入、输出波形如图 PSE7.3c 所示。由图可知, 输出波形已不再是输入波形经过放大后的结果, 其频率为 503.27 kHz , 角频率为 $6.28 \times 503.27 \text{ kHz} = 3.16 \times 10^6 \text{ rad/s}$, 即输出波形的频率为 $\varphi_m = -180^\circ$ 附近的频率。图 PSE7.3d 是产生振荡过程的输出波形。

(4) 当在运放的输出端加入一补偿极点 $\omega_c = 1/R_d C_d$, 其中 $R_d = 10 \text{ k}\Omega$, $C_d = 92 \mu\text{F}$, 则运放用作电压跟随器时, 能稳定地运行, 其开环频率响应如图 PSE7.3e 所示, 其中 $2 * 3.14 * \text{Frequency}$ 为角频率, 单位为 rad/s 。由图可以看出, 环路增益在 0 dB 以上时 (注意环路增益即补偿后的 $|\dot{A}_V|$, 因 $F_V = 1$), 均能保证 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 。

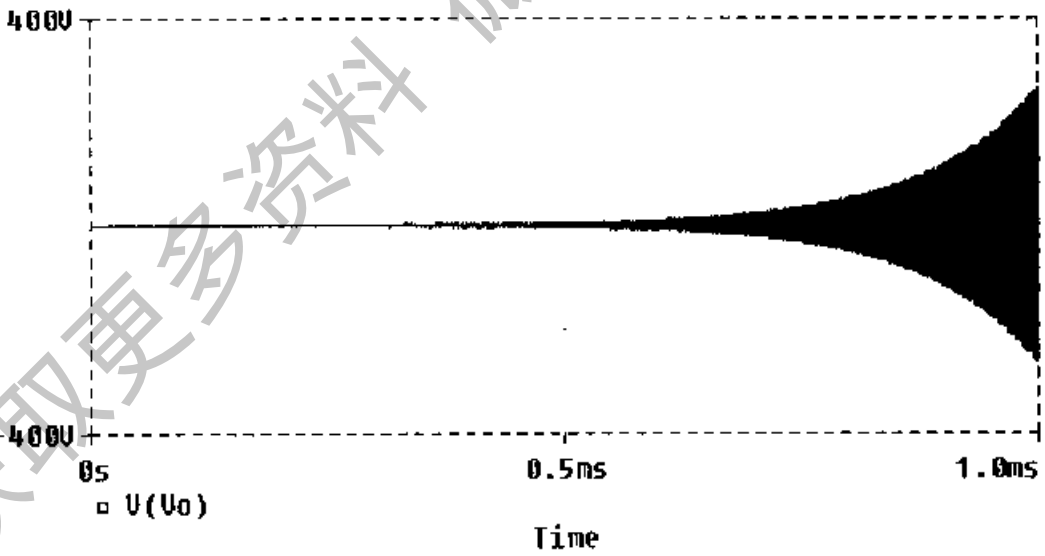
本例是运用 PSPICE 对一只运放进行了仿真, 并以其幅频响应和相频响应为基础, 对它的工作稳定性进行了分析, 其中也包括频率补偿技术部分, 内容是比较全面的。但是应当注意到, 图 PSE7.3a 的电路是利用压控电压源来构成的线性电路, 没有非线性的限制, 且未给出直流电源电压, 因而在图 PSE7.3c、d 输出电压波形中, 其幅值超出了通常的数量范围, 这在实际运放中是不会出现的。



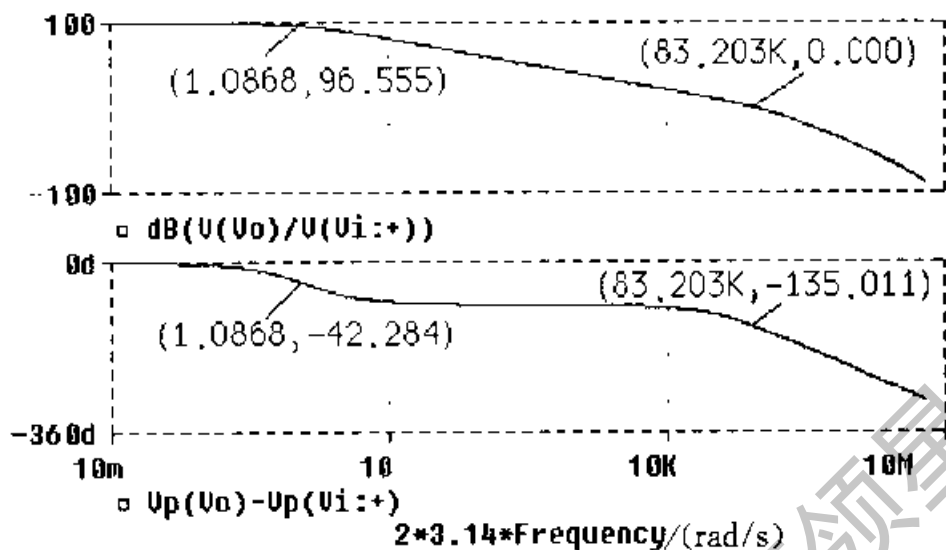
获取更多资料 微信号: 索蓝领星球



(c)



(d)



(e)

图 PSE7.3 例 PSE7.3 的电路及分析结果

- (a) 运放模拟原理图 (b) 运放的开环频率响应 (c) 输入和输出波形
 (d) 产生振荡过程的波形 (e) 运放用作电压跟随器时的频率响应

2. PSPICE 习题

PS7.1 电路如图 7.1.1 所示。集成运放选用 $\mu A741$ ，其参数为 $A_{v0}=1.992 \times 10^5$ ， $r_i=0.9963 \text{ M}\Omega$ ， $r_o=100 \Omega$ ，反馈网络的电阻 $R_1=10 \text{ k}\Omega$ ， $R_2=50 \text{ k}\Omega$ 。试运用 PSPICE 分析该电路的闭环电压增益 A_{vF} 、输入电阻 R_{if} 和输出电阻 R_{of} 。

PS7.2 电路如图题 7.4.10 所示，电路参数如题 7.4.10 中所给定，试运用 PSPICE 分析该电路的互导增益 $\dot{A}_{GF}=\dot{I}_o/\dot{V}_i$ (\dot{V}_s)， R_{if} 和 R_{of} 。

PS7.3 设某集成运放的开环频率响应的表达式为

$$\dot{A}_v = \frac{10^5}{(1+j\frac{f}{10^5})(1+j\frac{f}{10^6})(1+j\frac{f}{10^7})}$$

式中 f 的单位为 Hz。试运用 PSPICE 作如下分析：(1) 求出该运放的幅频响应和相频响应；(2) 若利用该运放组成一电压串联负反馈电路，并要求有 45° 的相位裕度时，放大电路的最大环路增益为多少？(3) 若由该运放组成一电压跟随器，能否稳定地工作？

8 信号的运算与处理电路

引言 集成运放的基本应用电路,从功能来看,有信号的运算、处理和产生电路等。这里所讨论的是模拟信号运算电路,包括加法、减法、微分、积分、对数、反对数(指数)运算电路以及乘法和除法运算电路等。

信号处理电路的内容也较广泛,包括有源滤波、精密二极管整流电路、电压比较器和取样-保持电路等。这里只重点讨论有源滤波电路,信号产生电路将在第9章讨论。

第7章在讨论在深度负反馈条件下对负反馈电路进行近似计算时,曾经得出两个重要的概念:

1. 集成运放两个输入端之间的电压通常接近于零,即 $v_1 = v_N - v_P \approx 0$,若把它理想化,则有 $v_1 = 0$,但不是短路,故称为**虚短**。
2. 集成运放两输入端几乎不取用 currents,即 $i_1 \approx 0$,如把它理想化,则有 $i_1 = 0$,但不是断开,故称**虚断**。

利用这两个概念,分析各种运算与处理电路的线性工作情况将十分简便。

8.1 基本运算电路

本节将讨论的基本数学运算有:加、减、积分和微分等四种运算。一般,是由集成运放外加反馈网络所构成的运算电路来实现。在分析这些电路时,要注意输入方式,判别反馈类型,并利用虚短、虚断的概念,得出近似的结果,然后联系实际,作些补充说明。

比例运算电路有同相输入和反相输入两种,分别属于电压串联负反馈和电压并联负反馈电路,其比例系数即为反馈放大电路的增益,已在第7章中讨论过,此处不再赘述。

8.1.1 加法电路

如果要将两个电压 v_{S1} 、 v_{S2} 相加，可以利用图 8.1.1 所示的电路来实现。这个电路接成反相放大器，由于电路存在虚短， $v_I = 0$ ，在 P 端接地时， $v_N = 0$ ，故 N 点为虚地。显然，它是属于多端输入的电压并联负反馈电路。利用 $v_I = 0$ ， $i_I = 0$ 和 $v_N = 0$ 的概念，对反相输入节点可写出下面的方程式：

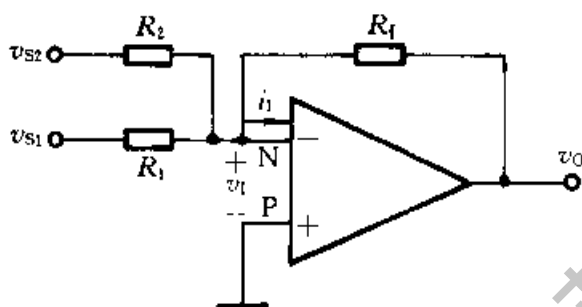


图 8.1.1 加法电路

$$\frac{v_{S1} - v_I}{R_1} + \frac{v_{S2} - v_I}{R_2} = \frac{v_I - v_O}{R_f} \quad (8.1.1a)$$

或

$$\frac{v_{S1}}{R_1} + \frac{v_{S2}}{R_2} = -\frac{v_O}{R_f} \quad (8.1.1b)$$

由此得

$$-v_O = \frac{R_f}{R_1} v_{S1} + \frac{R_f}{R_2} v_{S2} \quad (8.1.1c)$$

这就是加法运算的表达式，式中负号是因反相输入所引起的。若 $R_1 = R_2 = R_f$ ，则式 (8.1.1c) 变为

$$-v_O = v_{S1} + v_{S2} \quad (8.1.1d)$$

如在图 8.1.1 的输出端再接一级反相电路，则可消去负号，实现完全符合常规的算术加法。图 8.1.1 所示的加法电路可以扩展到多个输入电压相加。加法电路也可以利用同相放大电路组成（见习题 8.1.1）。

8.1.2 减法电路

1. 利用反相信号求和以实现减法运算

电路如图 8.1.2 所示。第一级为反比例放大电路，若 $R_{11} = R_1$ ，则 $v_{O1} = -v_{S1}$ ；第二级为反相加法电路，则可导出

$$v_O = -\frac{R_{f2}}{R_2} (v_{O1} + v_{S2}) = \frac{R_{f2}}{R_2} (v_{S1} - v_{S2}) \quad (8.1.2a)$$

若 $R_2 = R_{f2}$ ，则式 (8.1.2a) 变为

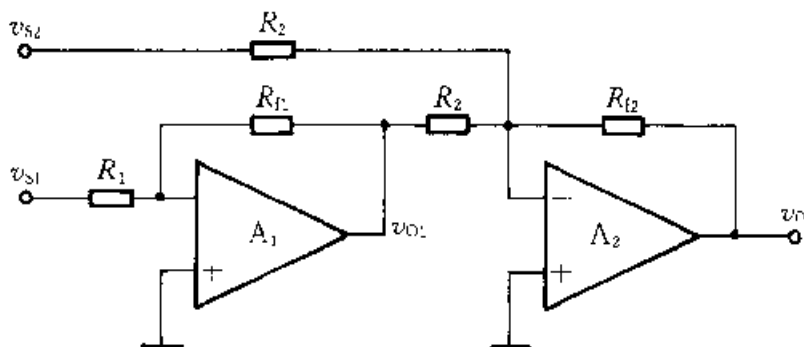


图 8.1.2 用加法电路构成减法电路

$$v_O = v_{S1} - v_{S2} \quad (8.1.2b)$$

反相输入结构的减法电路，由于出现虚地，放大电路没有共模信号，故允许 v_{S1} 、 v_{S2} 的共模电压范围较大，且输入阻抗较低。在电路中，为减小温漂提高运算精度，同相端须加接平衡电阻（见习题 8.1.3 及 8.1.5）。

2. 利用差分式电路以实现减法运算

图 8.1.3 所示是用来实现两个电压 v_{S1} 、 v_{S2} 相减的电路，从电路结构上来看，它是反相输入和同相输入相结合的放大电路。在理想运放的情况下，有 $v_P = v_N$ ，就是说电路中存在虚短现象，同时运放两输入端存在共模电压。伴随 $v_I = 0$ ，也有 $i_I = 0$ ，由此可得下列方程式：

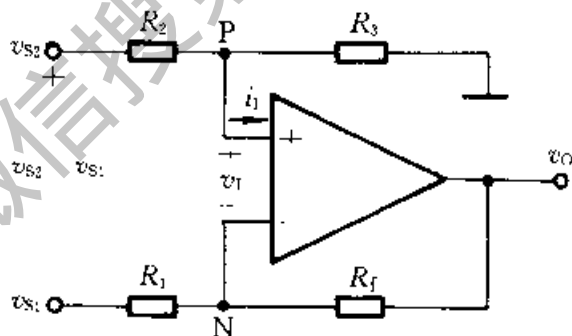


图 8.1.3 减法器

$$\frac{v_{S1} - v_N}{R_1} = \frac{v_N - v_O}{R_f} \quad (8.1.3)$$

$$\text{及} \quad \frac{v_{S2} - v_P}{R_2} = \frac{v_P}{R_3} \quad (8.1.4)$$

注意 $v_N = v_P$ ，由式 (8.1.3) 解得 v_N ，然后代入式 (8.1.4)，可得

$$v_O - \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) v_{S2} - \frac{R_f}{R_1} v_{S1}$$

在上式中，如果选取电阻值满足 $R_f/R_1 = R_3/R_2$ 的关系，输出电压可简化为

$$v_O = \frac{R_f}{R_1} (v_{S2} - v_{S1}) \quad (8.1.5)$$

即输出电压 v_O 与两输入电压之差 $(v_{S2} - v_{S1})$ 成比例，所以图 8.1.3 所示的减法电路实际上就是一个差分式放大电路。当 $R_f = R_1$ 时， $v_O = v_{S2} - v_{S1}$ 。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。差分式放大电路除了可作为减法运算单元外，也可

用于自动检测仪器中。性能更好的差分式放大电路可用多只集成运放来实现。

例 8.1.1 图 8.1.4 所示是一个具有高输入阻抗，低输出阻抗的仪用放大器。假设集成运放是理想的，试证明

$$v_o = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_1 - v_2)$$

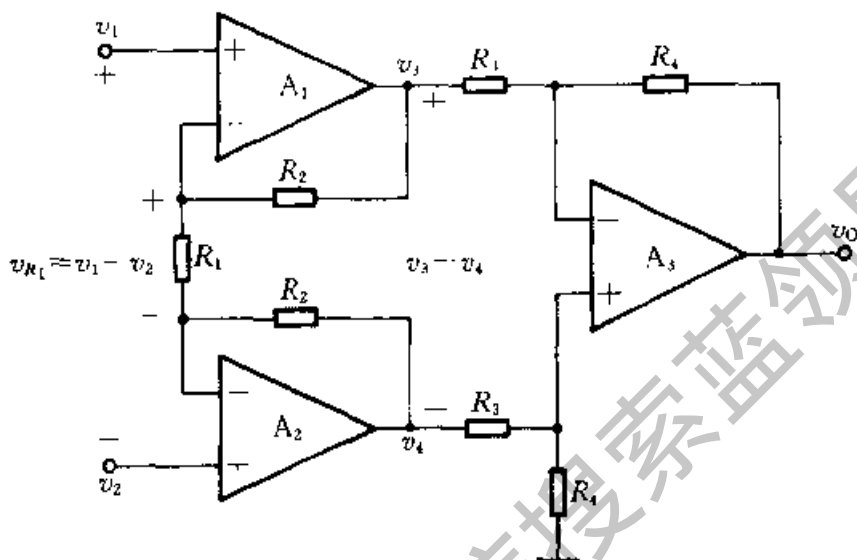


图 8.1.4

解：此放大器由运放 A_1 、 A_2 组成第一级差分式电路， A_3 组成第二级差分式电路。在第一级电路中， v_1 、 v_2 分别加到 A_1 和 A_2 的同相端， R_1 和两个 R_2 组成的反馈网络，引入了深度的电压串联负反馈，两运放 A_1 、 A_2 的两输入端形成虚短和虚断，因而有 $v_{R_1} = v_1 - v_2$ 和 $v_{R_1}/R_1 = (v_3 - v_4)/(2R_2 + R_1)$ ，故得

$$v_3 - v_4 = \frac{2R_2 + R_1}{R_1} v_{R_1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_1 - v_2)$$

根据式 (8.1.5) 的关系，可得

$$v_o = -\frac{R_4}{R_3} (v_3 - v_4) = -\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (v_1 - v_2)$$

讨论：该放大器第一级是具有深度电压串联负反馈的电路，所以它的输入电阻很高。若 A_1 、 A_2 选用相同特性的运放，则它们的共模输出电压和漂移电压也都相等，再通过 A_3 组成的差分式电路，可以互相抵消，故它有很强的共模抑制能力和较小的输出漂移电压，同时该电路有较高的差模电压增益。但为进一步提高电路的性能，应严格挑选几个外接电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 。目前这种仪用放大器已有多种型号的单片集成电路，如 LH0036 即是其中的一种，它只需要外接电阻 R_1 [一般取 $R_1 = 50\text{k}\Omega / (A_v - 1)$]。它的几项主要指标为

$A_V=1\sim 1000$, $R_i=300\text{ M}\Omega$, $K_{\text{CMR}}=100\text{ dB}$, $V_{\text{IO}}=0.5\text{ mV}$, $I_{\text{IO}}=10\text{ nA}$, $\Delta V_{\text{IO}}/\Delta T=10\text{ }\mu\text{V}/\text{C}$, $S_{\text{R}}=0.3\text{ V}/\mu\text{s}$, 当 $A_V=1$ 时, $BW_{\text{C}}=350\text{ kHz}$ 。这类放大器在工程实践中应用很广。性能更好的仪用放大器可参阅有关文献^①。

8.1.3 积分电路

积分电路如图 8.1.5 所示。利用虚地的概念: $v_{\text{I}}=0$, $i_{\text{I}}=0$, 因此有 $i_1=i_2=i$, 电容 C 就以电流 $i=v_{\text{S}}/R$ 进行充电。假设电容器 C 初始电压为零, 则

$$v_{\text{I}} - v_{\text{O}} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int i_1 dt = \frac{1}{C} \int \frac{v_{\text{S}}}{R} dt$$

$$\text{或 } v_{\text{O}} = - \frac{1}{RC} \int v_{\text{S}} dt \quad (8.1.6)$$

上式表明, 输出电压 v_{O} 为输入电压 v_{S} 对时间的积分, 负号表示它们在相位上是相反的。

当输入信号 v_{S} 为图 8.1.6a 所示的阶跃电压时, 在它的作用下, 电容将以近似恒流方式进行充电, 输出电压 v_{O} 与时间 t 成近似线性关系, 如图 8.1.6b 所示。因此

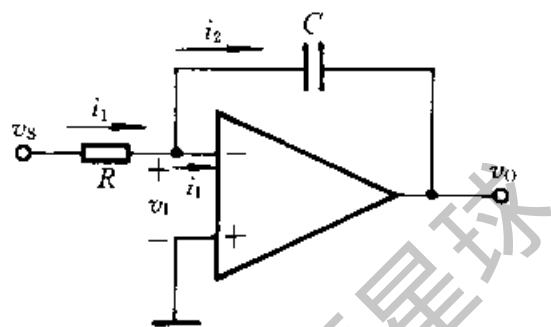


图 8.1.5 积分电路

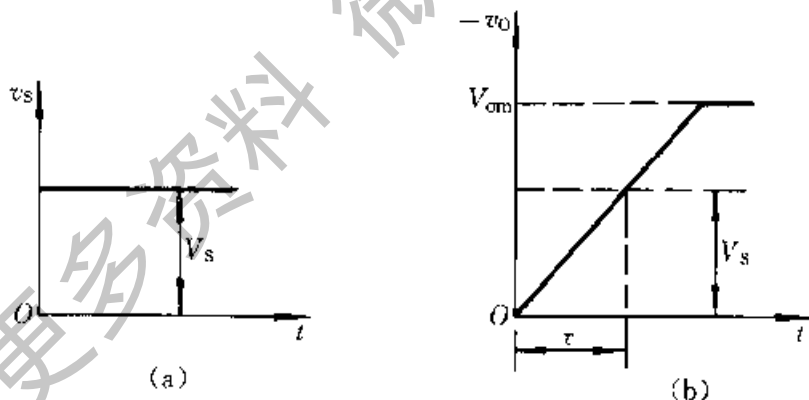


图 8.1.6 积分电路的阶跃响应

(a) 输入波形 (b) 输出波形

$$v_{\text{O}} \approx - \frac{V_{\text{S}}}{RC} t = - \frac{V_{\text{S}}}{\tau} t \quad (8.1.7)$$

式中 $\tau=RC$ 为积分时间常数。由图 8.1.6b 可知, 当 $t=\tau$ 时, $-v_{\text{O}}=V_{\text{S}}$ 。当 $t>\tau$, v_{O} 增大, 直到 $-v_{\text{O}}=+V_{\text{om}}$, 即运放输出电压的最大值 V_{om} 受直流电源电

^① 朱达斌、张宝玉、张文骏编著。模拟集成电路的特性及应用, 北京: 航空工业出版社, 1994 年

压的限制, 致使运放进入饱和状态, v_o 保持不变, 而停止积分。

当应用图 8.1.5 作积分运算时, 由于集成运放输入失调电压、输入偏置电流和失调电流的影响, 常常出现积分误差。例如, 当 $v_s=0$ 时, $v_o \neq 0$ 且作缓慢变化, 形成输出误差电压。针对这种情况, 可选用 V_{IO} 、 I_{IB} 、 I_{IO} 较小和低漂移的运放, 并在同相端接入可调平衡电阻; 或选用输入级为 FET 组成的 BiFET 运放。

积分电容器 C 存在的漏电流也是产生积分误差的来源之一, 选用泄漏电阻大的电容器, 如薄膜电容、聚苯乙烯电容器等可减少这种误差。关于积分误差的进一步讨论见 8.2 节。

图 8.1.5 所示积分电路, 可用来作为显示器的扫描电路及模数转换器或作为数学模拟运算等。

例 8.1.2 设电路如图 8.1.5 所示, 电路中 $R=10\text{ k}\Omega$, $C=5\text{ nF}$, 电容器 C 两端并联电阻 $R_f=1\text{ M}\Omega$, 输入电压 v_s 波形如图 8.1.7a 所示, 在 $t=0$ 时, 电容器 C 的初始电压 $v_c(0)=0$ 。试画出输出电压 v_o 稳态的波形, 并标出 v_o 的幅值。

解: 在 $t=0$ 时, $v_o(0)=0$, 当 $t_1=40\mu\text{s}$ 时

$$\begin{aligned} v_o(t_1) &= -\frac{v_s}{RC}t_1 \\ &= -\frac{-10 \times 40 \times 10^{-6}}{10 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-9}}\text{V} = 8\text{ V} \end{aligned}$$

当 $t_2=120\mu\text{s}$ 时

$$\begin{aligned} v_o(t_2) &= v_o(t_1) - \frac{v_s}{RC}(t_2 - t_1) = \\ &= 8\text{ V} - \frac{5 \times (120 - 40) \times 10^{-6}}{10 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-9}}\text{V} = 0\text{ V} \end{aligned}$$

输出电压 v_o 的波形如图 8.1.7b 所示。

8.1.4 微分电路

将图 8.1.5 积分电路中的电阻和电容元件对换位置, 并选取比较小的时间常数 RC , 便得图 8.1.8 所示的微分电路。在这个电路中, 同样存在虚地、 $v_1=0$ 和 $i_1=0$, $i_1=i_2=i$ 。

设 $t=0$ 时, 电容器 C 的初始电压 $v_c=0$, 当信号电压 v_s 接入后, 便有

$$i = C \frac{dv_s}{dt}$$

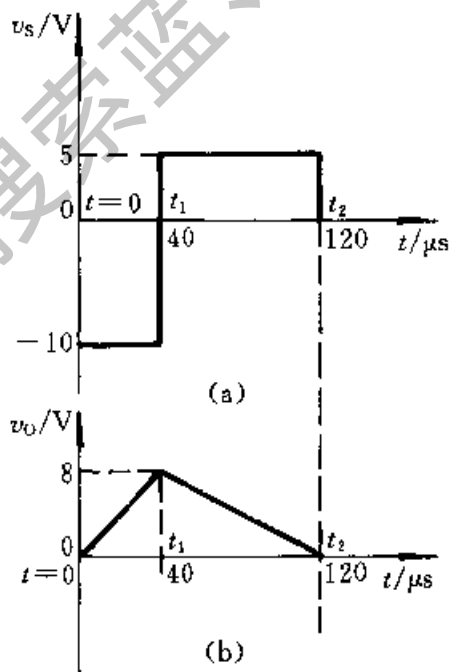


图 8.1.7

(a) v_s 的波形 (b) v_o 的波形

$$v_1 - v_0 = iR = RC \frac{dv_s}{dt}$$

从而得 $-v_0 = RC \frac{dv_s}{dt}$ (8.1.8)

上式表明, 输出电压正比于输入电压对时间的微商。

当输入电压 v_s 为阶跃信号时, 考虑到信号源总存在内阻, 在 $t=0$ 时, 输出电压仍为一个有限值, 随着电容器 C 的充电, 输出电压 v_0 将逐渐地衰减, 最后趋近于零, 如图 8.1.9 所示。

如果输入信号是正弦函数 $v_s = \sin \omega t$, 则输出信号 $v_0 = -RC\omega \cos \omega t$ 。这个式子表明, v_0 的输出幅度将随频率的增加而线性地增加。因此微分电路对高频噪声特别敏感, 以致输出噪声可能完全淹没微分信号。一种改进型的微分电路见习题 8.1.14。

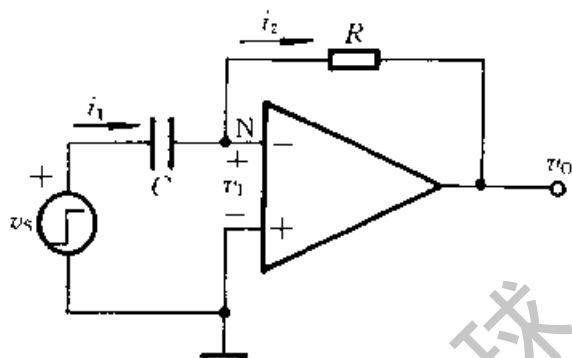


图 8.1.8 微分电路

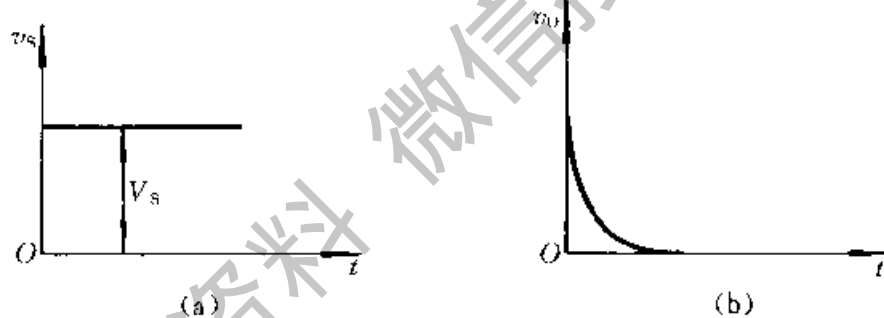


图 8.1.9 微分电路电压波形

(a) 输入 (b) 输出

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

以上分析了加法、减法、积分、微分等运算电路。在这些电路中, Z_1 和 Z_f 只是简单的 R 、 C 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。这样, 电流的表达式就成为 $I(s) = V(s)/Z(s)$, 而输出电压为

$$V_o(s) = -\frac{Z_f(s)}{Z_1(s)} V_s(s) \quad (8.1.9)$$

这是反相运算电路的一般数学表达式。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 8.1.10a 所示是一种比较复杂的运算电路, 它的传递函数为

$$\begin{aligned}
 A(s) &= \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = -\frac{R_f + \frac{1}{sC_f}}{\frac{R_1}{sC_1} / \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)} \\
 &= -\left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{C_1}{C_f} + sR_fC_1 + \frac{1}{sR_1C_1}\right) \quad (8.1.10)
 \end{aligned}$$

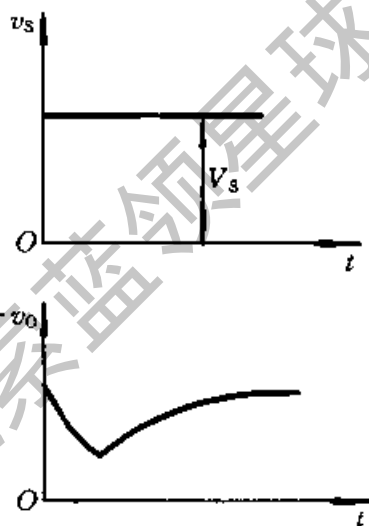
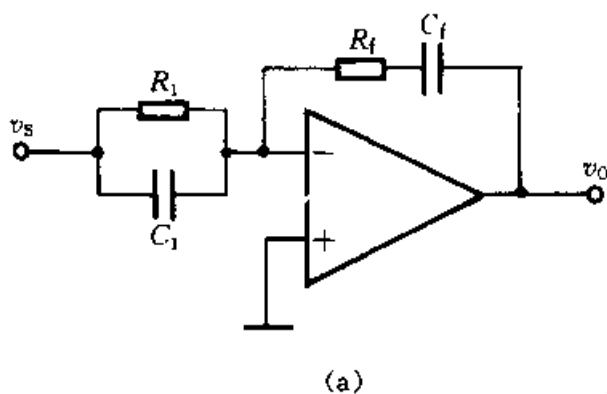


图 8.1.10 比例-积分-微分运算

(a) 电路图 (b) 阶跃响应

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 $1/s$ 表示积分。图 8.1.10b 表示在阶跃信号作用下的响应。

在自动控制系统中, 比例-积分-微分运算经常用来组成 PID^① 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。

复习思考题

8.1.1 在反相求和电路中, 集成运放的反相输入端是如何形成虚地的? 该电路属于何种反馈类型?

8.1.2 说明在差分式减法电路中, 运放的两输入端存在共模电压, 为提高运算精度, 应选用何种运放?

① PID 是英文 Proportional-Integral-Differential 的缩写。

8.1.3 在分析反相加法、差分式减法、反相积分和微分等电路中，所依据的基本概念是什么？KCL 是否得到应用？如何导出它们输入-输出的关系。

8.1.4 在电子模拟运算系统中，常用积分电路而很少用图 8.1.8 所示的微分电路，为什么？

8.2 实际运算放大器运算电路的误差分析

在上面讨论的基本运算电路中，认为运放是理想的，实际上的集成运放并非如此，除 A_{VO} 、 r_i 趋向无限大， r_o 接近于零，它们产生的运算误差在工程上可以忽略外，而 K_{CMR} 为有限值， V_{IO} 、 I_{IO} 、 I_{IB} 、 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 等并不为零，这样必将在运算电路的输出端产生误差，并与有用信号混合在一起，直接影响运算电路的运算精度。下面分别讨论实际运放中，主要非理想参数产生的误差。

1. 共模抑制比 K_{CMR} 为有限值的情况

集成运放的共模抑制比 K_{CMR} 为有限值时，对运算电路将引起误差，现以同相运算放大电路为例来讨论。由图 8.2.1 的电路有

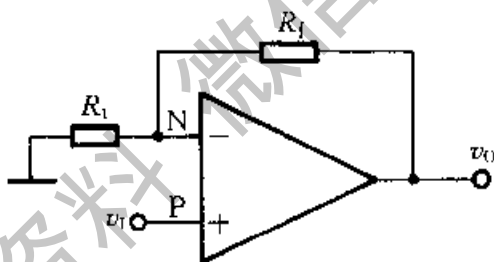


图 8.2.1 同相运算放大电路

$$v_P = v_1$$

$$v_N = v_0 \frac{R_1}{R_1 + R_1}$$

共模输入电压为

$$v_{IC} = \frac{v_P + v_N}{2} = \frac{v_1}{2} + \frac{v_0}{2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_1} \right) \quad (8.2.1)$$

差模输入电压为

$$v_{ID} = v_P - v_N = v_1 - v_0 \frac{R_1}{R_1 + R_1} \quad (8.2.2)$$

运算放大电路的总输出电压为

$$v_O = A_{VD} \textcircled{1} v_{ID} + A_{VC} v_{IC} \quad (8.2.3)$$

① A_{VD} 即为运放的 A_{VO} 值。

将式 (8.2.1) 和式 (8.2.2) 代入式 (8.2.3), 得

$$\begin{aligned}
 A_{VF} = \frac{v_O}{v_1} &= \frac{A_{VD} + \frac{1}{2}A_{VC}}{1 + A_{VD} \frac{R_1}{R_1 + R_f} - \frac{A_{VC}}{2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_f}} \\
 &= \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{(R_1 + R_f)/R_1}{A_{VD}} - \frac{1}{2K_{CMR}}} \quad (8.2.4)
 \end{aligned}$$

由式 (8.2.4) 可以看出, A_{VD} 和 K_{CMR} 越大, A_{VF} 越接近理想情况下的值 $(1 + R_f/R_1)$ 。反之, K_{CMR} 和 A_{VD} 越小, A_{VF} 越小, 即误差越大。

例 8.2.1 已知集成运放的 $A_{VO} = 106$ dB, 用它作为精密电压源 $V_{REF} = 1.2850$ V 的缓冲级, 构成如图 8.2.2 所示的电路。试求 $K_{CMR} = 66$ dB 和 $K_{CMR} \rightarrow \infty$ 两种情况下的输出电压 V_O 和输出电压的相对误差 $\delta = [(V_O - V_{REF})/V_{REF}] \times 100\%$ 的值。

解: (1) 当 $A_{VO} = 106$ dB, $K_{CMR} = 66$ dB, $A_{VF} = 0$ dB, 即 $A_{VO} = 2 \times 10^5$, $K_{CMR} = 2 \times 10^3$, $A_{VF} = 1$ 时, 由式 (8.2.4) 得

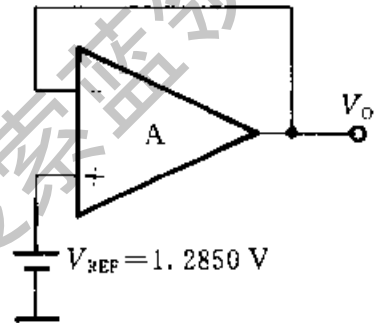


图 8.2.2 例 8.2.1 电路

$$\begin{aligned}
 V_O &= A_{VF} \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{A_{VF}}{A_{VO}} \frac{1}{2K_{CMR}}} V_{REF} \\
 &= 1 \times \frac{1 + \frac{1}{2 \times 2 \times 10^3}}{1 + \frac{1}{2 \times 10^5} - \frac{1}{2 \times 2 \times 10^3}} \times 1.285 \text{ V} = 1.28564 \text{ V} \\
 \delta &= \frac{1.28564 - 1.285}{1.285} \times 100\% = 0.498\%
 \end{aligned}$$

(2) 当 $A_{VO} = 2 \times 10^5$, $K_{CMR} = \infty$ 时

$$\begin{aligned}
 V'_O &= \frac{1}{1 + \frac{1}{2 \times 10^5}} \times 1.285 \text{ V} = 1.284994 \text{ V} \\
 \delta' &= \frac{1.28499 - 1.285}{1.285} \times 100\% = 0.005\%
 \end{aligned}$$

2. 输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 不为零时的情况

输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 不为零时, 运算电路的输出端将产生误差电压。设实际运放的等效电路如图 8.2.3a 的大三角符号 (小三角符号内为理想运放) 所示, 它是根据 V_{IO} 和 I_{IO} 的定义而画出的。为了分析方便, 假设

运放的开环电压增益 A_{VO} 和输入电阻 r_i 均趋近于无限大，外电路电阻 $R_i = R_1 \parallel R_f$ 。利用戴维南定理和诺顿定理可得两输入端的等效电压和等效电阻，如图 8.2.3b 所示。由图可得同相输入端电压

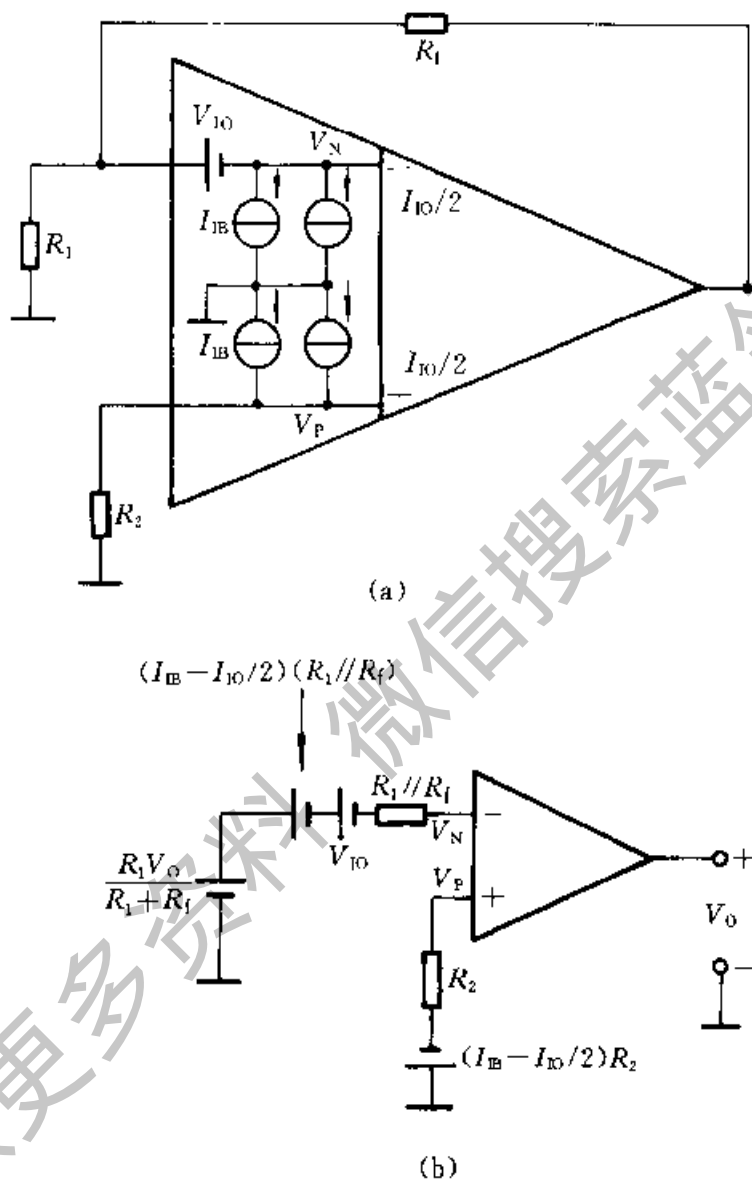


图 8.2.3

(a) V_{IO} 和 I_{IO} 不为零时实际运放的等效电路

(b) 两输入端的等效电路

$$V_P = - \left(I_{IB} - \frac{I_{IO}}{2} \right) R_2 \quad (8.2.5)$$

反相输入端电压

$$V_N = V_O \frac{R_1}{R_1 + R_f} - \left(I_{IB} + \frac{I_{IO}}{2} \right) (R_1 \parallel R_f) - V_{IO} \quad (8.2.6)$$

因 $A_{VO} \rightarrow \infty$ ，有 $V_P \approx V_N$ ，由式 (8.2.5) 和 (8.2.6) 可求出由 V_{IO} 、 I_{IO}

和 I_{IB} 引起的输出误差电压为

$$V_o = (1 + R_f/R_1) \left[V_{I0} + I_{IB} (R_1 \parallel R_f - R_2) + \frac{1}{2} I_{I0} (R_1 \parallel R_f + R_2) \right] \quad (8.2.7)$$

当取 $R_2 = R_1 \parallel R_f$ 时, 由输入偏置电流 I_{IB} 引起的输入误差电压可以消除, 故式 (8.2.7) 可简化为

$$V_o = (1 + R_f/R_1) (V_{I0} + I_{I0} R_2) \quad (8.2.8)$$

由式 (8.2.8) 可见, $(1 + R_f/R_1)$ 和 R_2 越大, V_{I0} 和 I_{I0} 引起的输出误差电压也越大。

当用作积分运算时, 用 $1/(sC)$ 代替 R_f , 输出误差电压为

$$V_o(s) = [1 + 1/(sCR_1)] [V_{I0}(s) + I_{I0}(s)R_2]$$

当 V_{I0} 和 I_{I0} 随着时间变化时, 即有

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{I0}(t) + \frac{1}{R_1 C} \int V_{I0}(t) dt + I_{I0}(t)R_2 + \frac{1}{R_1 C} \int I_{I0}(t)R_2 dt \\ &= [V_{I0}(t) + I_{I0}(t)R_2] + \frac{1}{R_1 C} \left[\int V_{I0}(t) dt + \int I_{I0}(t)R_2 dt \right] \end{aligned} \quad (8.2.9)$$

由式 (8.2.9) 可以看出, 积分时间常数 $\tau = R_1 C$ 越小或积分时间越长, V_{I0} 和 I_{I0} 引起的输出误差电压 $v_o(t)$ 越大。在理想情况下, V_{I0} 、 I_{I0} 为零时, 输出误差电压 $v_o(t)$ 也为零。

可在输入级加一调零电位器, 或在输入端加一补偿电压或补偿电流, 以抵消 V_{I0} 和 I_{I0} 的影响, 使 V_o 为零。

除失调电压 V_{I0} 和失调电流 I_{I0} 对运算放大器的输出误差的影响外, 还有输入失调电压温漂 $\Delta V_{I0}/\Delta T$ 和输入失调电流温漂 $\Delta I_{I0}/\Delta T$ 的影响, 当温度变化时, 同样也会引起输出的误差电压。即有

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \left(\frac{\Delta V_{I0}}{\Delta T} \Delta T + R_2 \frac{\Delta I_{I0}}{\Delta T} \Delta T \right) \quad (8.2.10)$$

应当指出, 由于温漂产生的输出误差难以用人工调零或补偿办法来抵消。尤其是作积分运算时, 积分漂移会导致放大器进入饱和工作状态, 而无法进行正常的积分运算。因此, 在积分电路中, 常选用失调和温漂小的集成运放, 或将时间常数适当选大些。

例 8.2.2 电路如图 8.2.3a 所示的反相比例放大电路, 设电路中 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_1 \parallel R_f$, 运放用 741, 它的 $V_{I0} = 2 \text{ mV}$, $I_{IB} = 80 \text{ nA}$, $I_{I0} = 20 \text{ nA}$ 。(1) 求在放大电路输入端等效的误差电压 V_r 等于多少? (2) 若用图 8.2.4 所示的补偿电路, 其电阻 R_3 上的有效电压 V_{R_3} (即补偿电压 V_c) 应为多少?

解：(1) 等效输入误差电压 V_{lr} 。

已知 $I_{IO}=20\text{ nA}$, $I_{IB}=80\text{ nA}$, 而 $I_{IC}=I_{BP}-I_{BN}$ 和 $I_{IB}=(I_{BN}+I_{BP})/2$, 故 $I_{BN}=70\text{ nA}$, $I_{BP}=90\text{ nA}$, 电路中电阻 R_4 起隔离作用, $R_4 \gg (R_2+R_3)$, 故选 $R_2+R_3=R_1 \parallel R_f$ 时, 得

$$V_P=(R_2+R_3)I_{BP}=(R_1 \parallel R_f)I_{BP}$$

$$=(9.1 \times 90 \times 10^{-3})\text{ mV}=0.82\text{ mV}$$

$$V_N=(R_f \parallel R_1)I_{BN}$$

$$=(9.1 \times 70 \times 10^{-3})\text{ mV}=0.636\text{ mV}$$

当失调电压 V_{IO} 与 V_P 同极性时, 等效输入误差电压

$$V_{lr}=(V_P-V_N)+V_{IO}=[(0.82-0.636)+2]\text{ mV}=2.18\text{ mV}$$

(2) 图 8.2.4 所示为同相放大电路的失调补偿电路, 要求电路中 $R_3 \ll R_2$, 调节电位器 R_p 使 R_3 上的等效电压 $V_{R_3}=2.18\text{ mV}$, 即补偿电压 V_C , 它可补偿 V_{lr} 的影响, 消除 V_{IO} 、 I_{IB} 和 I_{IO} 产生的误差电压。但它不能消除 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 产生的误差电压, 故只适合于温漂要求不高的场合。

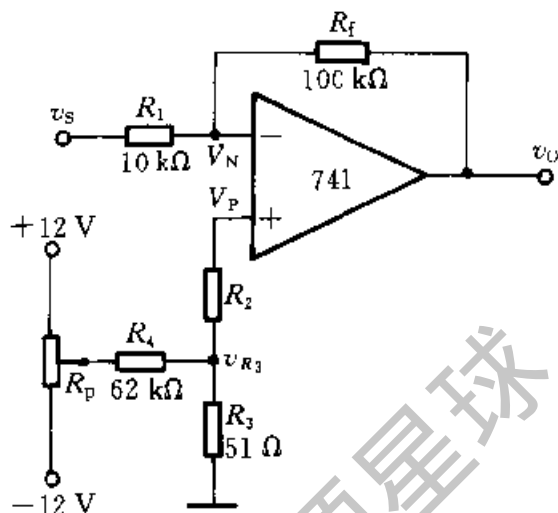


图 8.2.4 V_{IO} 、 I_{IB} 、 I_{IO} 的补偿电路

复习思考题

8.2.1 为了减小运算电路输出端的误差电压, 对集成运放的参数有什么要求? 实用上要减小输出端的误差电压, 可采用何种措施?

8.2.2 为减小共模信号对运算精度的影响, 应选用何种运算电路和何种运放?

8.2.3 为减小运算电路的温度漂移, 应选用何种运放? 温度漂移产生的输出误差电压能否用外接人工调零电路的办法完全抵消?

8.2.4 为减小积分电路的积分误差, 应选用何种运放?

8.3 对数和反对数运算电路

对数、反对数运算电路与加、减、比例等运算电路的组合, 能实现乘、除和不同阶次的幂(非线性)等函数的运算, 因此对数、反对数运算电路得到广泛的应用。

8.3.1 对数运算电路

利用半导体 PN 结的指数型 $V-I$ 特性, 可以实现对数运算。实用上, 如使

NPN 型 BJT 的 $V_{CB} > 0$ (但接近于零), $V_{BE} > 0$, 则在一个相当宽广的范围内 (例如 I_C 从 $10^{-9} \sim 10^{-8}$ A 之间), 集电极电流 I_C 与基-射极电压 V_{BE} 之间具有较为精确的对数关系。它与 PN 结的理想 $V-I$ 特性方程相同, 即 BJT 的 i_C-v_{BE} 关系为

$$i_C \approx i_E = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T} \quad (8.3.1)$$

这是因为一般有 $v_{BE} \gg V_T$ (在室温 300 K 时, $V_T \approx 26$ mV)。 I_{ES} 是发射结反向饱和电流。

由式 (8.3.1) 可得

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} \quad (8.3.2)$$

在反相运算放大电路中, 若 $Z_1 = R$, Z_f 为 BJT, 便得图 8.3.1 所示电路。利用虚地的概念, 有

$$i = i_C = \frac{v_S}{R} \quad (8.3.3)$$

及 $v_O = -v_{CE} = -v_{BE} \quad (8.3.4)$

故由式 (8.3.4) 和式 (8.3.2), (8.3.3), 可得

$$\begin{aligned} v_O = -v_{BE} &= -V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} \\ &= -V_T \ln \frac{v_S}{R} + V_T \ln I_{ES} \end{aligned} \quad (8.3.5)$$

由上式可知, 输出电压和输入电压成对数关系, 输出电压的幅值不能超过 0.7 V。

8.3.2 反对数运算电路

如将图 8.3.1 所示电路中的 R 与 BJT 的位置互换, 便得到图 8.3.2 所示的电路。考虑到 $v_{BE} \approx v_S$, 同样利用 BJT 的 i_C-v_{BE} 关系, 可得

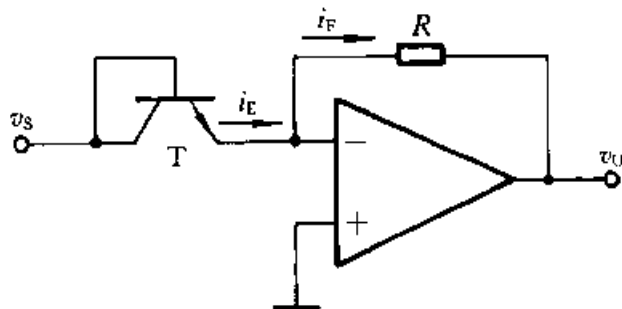


图 8.3.2 反对数运算电路

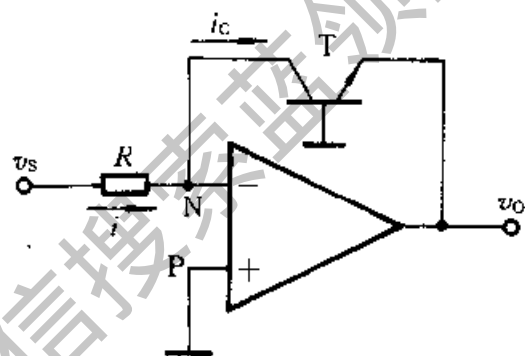


图 8.3.1 对数运算电路

$$i_F \approx i_E = I_{ES} e^{v_S/V_T} \quad (8.3.6)$$

$$\text{及} \quad v_O = -i_F R = -I_{ES} R e^{v_S/V_T} \quad (8.3.7)$$

由此可见, 输出电压与输入电压成反对数(指数)关系。此时, v_S 必须为正值。

最后应当指出, 由式(8.3.5)或式(8.3.7)可见, 输出电压 v_O 都包含对温度敏感的因子 V_T 和 I_{ES} , 故输出电压温漂是严重的, 因此, 实际的对数和反对数运算电路都必须采用有温度补偿的电路 [3]。

* 8.4 模拟乘法器

在对数和反对数运算的基础上, 可以把乘法和除法的运算化简为对数的加法和减法运算, 再进行反对数运算就可以实现乘、除运算的目的。目前已有由对数和反对数运算电路组成的集成乘、除法器, 如 RC4200 对数式乘法器, 但它的输入信号电压要求是单极性的, 是一象限乘法器, 因此它有一定的局限性。下面介绍广泛应用的变跨导式四象限乘法器。

8.4.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

变跨导式模拟乘法器是在带恒流源的差分式放大电路的基础上发展起来的, 与第 6 章所讨论的差分式放大电路的差异在于电流源 i_{EE} 受输入电压 v_Y 的控制, 如图 8.4.1a 所示。由式(6.2.7)的关系得

$$v_{O1} = -\frac{\beta R_c}{r_{bc}} v_X = -g_m R_c v_X \quad (8.4.1)$$

由式(3.7.16)的关系, 得知

$$g_m = \frac{1}{r_c} = \frac{i_{E1}}{V_T}$$

$$\text{而} \quad i_{E1} = \frac{i_{EE}}{2}$$

$$\text{故} \quad g_m = \frac{i_{EE}}{2V_T} \quad (8.4.2)$$

图中 T_3 、 T_4 是压控镜像电流源, 当 $v_Y \gg V_{BE}$ 时, 有

$$i_{EE} = \frac{v_Y}{R} \quad (8.4.3)$$

将式(8.4.2)和式(8.4.3)代入式(8.4.1), 可得

$$v_{O1} = -\left\{ \frac{R_c}{2RV_T} \right\} v_X v_Y = -K v_X v_Y \quad (8.4.4)$$

式中 $K = R_c / (2RV_T)$, 输出电压为

$$v_O = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)v_{O1} = -K \frac{R_2}{R_1} v_X v_Y \quad (8.4.5)$$

由式(8.4.5)可知, v_O 与 v_X 、 v_Y 的乘积成正比。电路是由 v_Y 控制恒流源 T_3 、 T_4 的电流 i_{EE} , i_{EE} 的变化导致 BJT T_1 和 T_2 的跨导 g_m 变化, 因此该电路称为变跨导式模拟乘法器。应当指出的是, 图中 T_1 、 T_2 的输出电压 v_{O1} 是接至由运放 A 组成的差分式电路的输入端, 它不仅将双端输入 v_{O1} 转换为单端输出 v_O , 同时又有放大和抑制共模信号的作用。图 8.4.1b 所示为同相(或反相)乘法器的符号。

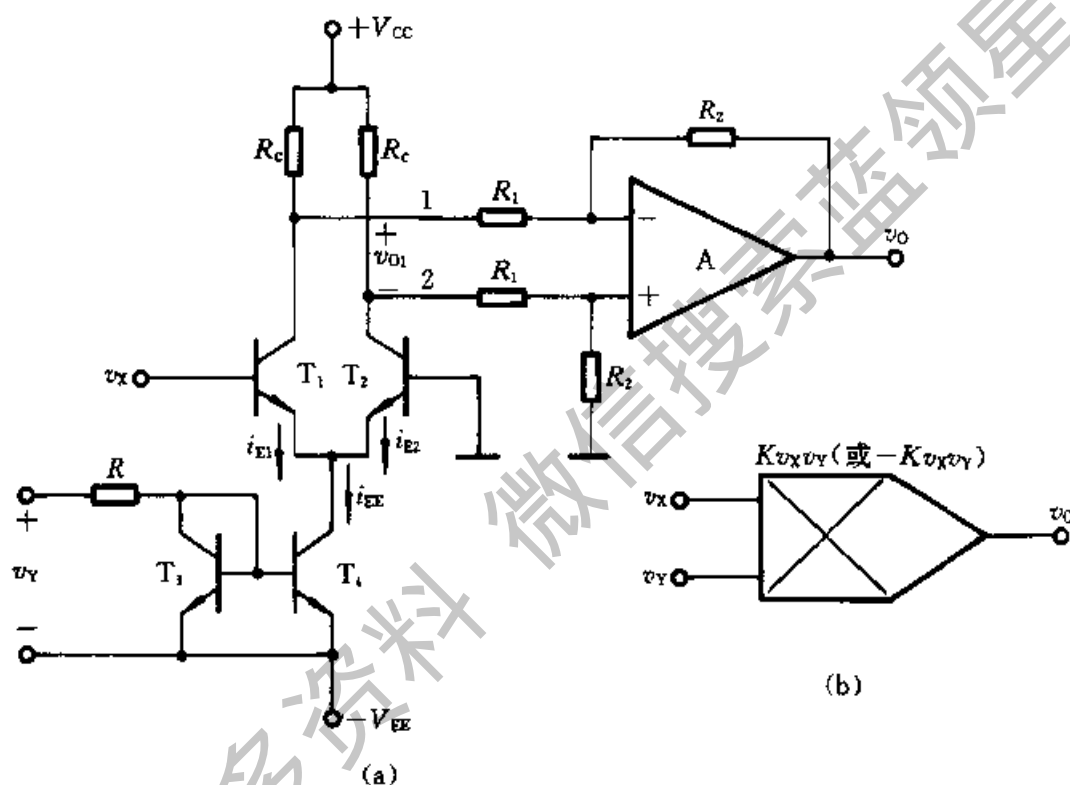


图 8.4.1 变跨导二象限乘法器

(a) 原理电路 (b) 同相(或反相)乘法器符号

图 8.4.1a 所示的乘法电路不仅精度差 (v_Y 幅值小时误差大), 而且 v_Y 必须为正值才能工作。虽然 v_X 可正、可负, 但电路只能作为二象限乘法器。为了使两输入电压 v_X 、 v_Y 均能在任意极性下正常工作, 可采用如图 8.4.2 所示的双平衡式四象限乘法器。该电路由两个并联工作的差分式电路 T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 及 T_5 、 T_6 构成的压控电流源电路组成。

由图 8.4.2 电路可知, 若 $I_{ES1} = I_{ES2} = I_{ES}$, 并利用式(8.3.1)的关系, 则有

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{(v_{BE1} - v_{BE2})/V_T} = e^{v_X/V_T} \quad (8.4.6)$$

由于

$$i_{C1} + i_{C2} = i_{C5} \quad (8.4.7a)$$

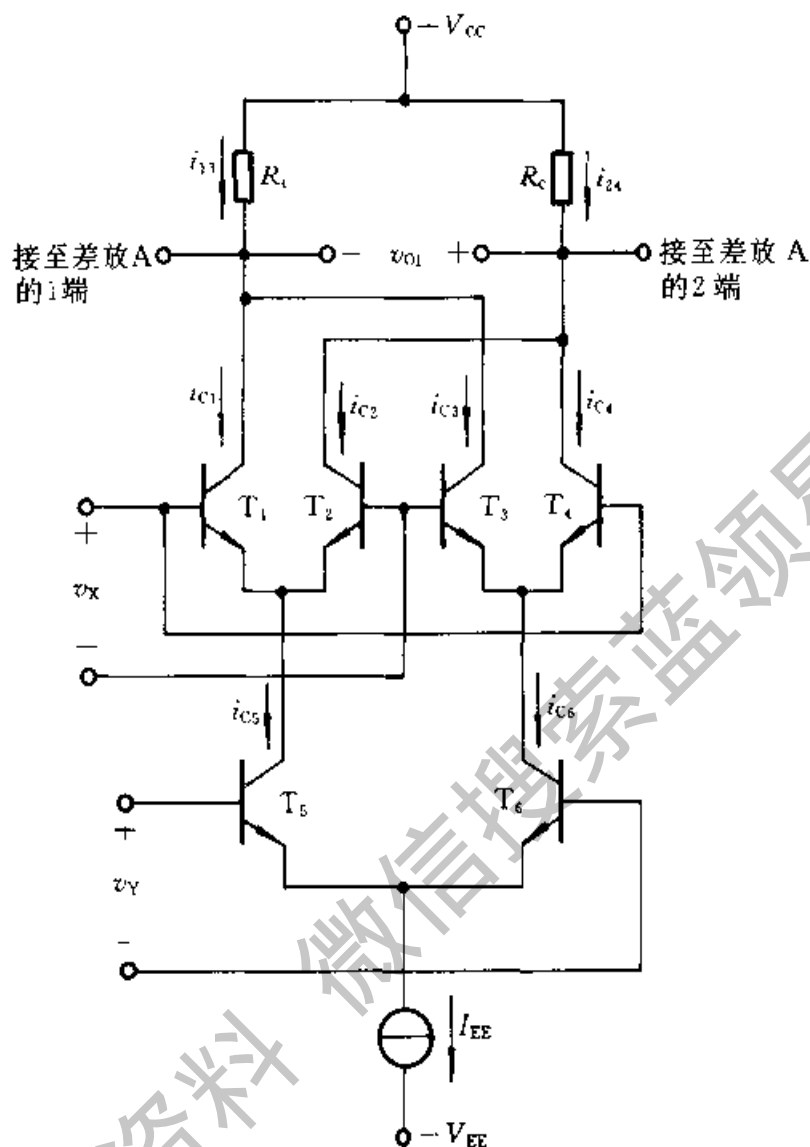


图 8.4.2 双平衡式四象限乘法器原理图

$$i_{C1} + i_{C3} = i_{C6} \quad (8.4.7b)$$

由式 (8.4.6) 及式 (8.4.7a) 可得

$$i_{C1} = \frac{e^{v_X/V_T}}{e^{v_X/V_T} + 1} i_{C5}; \quad i_{C2} = \frac{i_{C5}}{e^{v_X/V_T} + 1} \quad (8.4.8)$$

因此有

$$i_{C1} - i_{C2} = i_{C5} \frac{e^{v_X/V_T} - 1}{e^{v_X/V_T} + 1} = i_{C5} \operatorname{th} \frac{v_X}{2V_T} \quad (8.4.9)$$

同理可得

$$i_{C4} - i_{C3} = i_{C6} \operatorname{th} \frac{v_Y}{2V_T} \quad (8.4.10)$$

① 双曲正切函数 th 可参阅《数学手册》编写组, 数学手册, 第 52 页, 北京: 高等教育出版社,

$$i_{C5} - i_{C6} = I_{EE} \text{th} \frac{v_Y}{2V_T} \quad (8.4.11)$$

因而在图中假定正向的条件下, 输出电压 v_{O1} 为

$$v_{O1} = (i_{13} - i_{24})R_c = [(i_{C1} - i_{C2}) - (i_{C4} - i_{C3})]R_c \quad (8.4.12)$$

式中 $i_{13} = i_{C1} + i_{C3}$, $i_{24} = i_{C2} + i_{C4}$, 考虑式 (8.4.9) 和式 (8.4.10) 的关系, 代入式 (8.4.12) 中, 得

$$v_{O1} = (i_{C5} - i_{C6})R_c \text{th} \frac{v_X}{2V_T} \quad (8.4.13)$$

由式 (8.4.11) 和式 (8.4.13), 可得

$$v_{O1} = R_c I_{EE} \text{th} \frac{v_X}{2V_T} \text{th} \frac{v_Y}{2V_T} \quad (8.4.14)$$

根据 $|X| \ll 1$ 时, $\text{th}X = X$, 当 $v_X \ll 2V_T$, $v_Y \ll 2V_T$ ① (即 v_X 及 v_Y 分别远小于 52 mV) 时, 上式可简化为

$$v_{O1} = \frac{R_c I_{EE}}{4V_T^2} v_X v_Y \quad (8.4.15a)$$

或

$$v_{O1} = K v_X v_Y \quad (8.4.15b)$$

式中 $K = \frac{R_c I_{EE}}{4V_T^2}$ 。

由式 (8.4.15b) 可知, 当输入信号较小时, 可得到理想的相乘作用。 v_X 或 v_Y 均可取正或负极性, 故图 8.4.2 所示电路具有四象限乘法功能。当输入信号较大时, 会带来严重的非线性影响。为此, 在 v_X 信号之前加一非线性补偿电路, 以扩大输入信号 v_X 的线性范围。其扩大线性工作范围和提高温度稳定性的改进型电路, 读者可参阅有关文献②。

变跨导式模拟乘法器目前性能很好, 种类也很多, 如 AD 634、AD 534L 等, 其中 AD534L 的精度 δ ③ = 0.25%, 带宽 $BW = 1$ MHz, 转换速率 $S_R = 20$ V/ μ s, 且不需外接元件, 无需调零即可使用。

8.4.2 模拟乘法器的应用

利用集成模拟乘法器和集成运放相组合, 通过各种不同的外接电路, 可组成除法、开方及平方等运算电路, 还可组成各种函数发生器、调制解调和锁相环电路等。下面介绍几种基本应用。

① 从差分式放大电路的传输特性(图 6.2.8)来看, 当差模输入信号小于 $V_T/2$ 时, 可认为是线性运用, 与这里近似条件基本一致。

② 可参阅本书第三版第 362~365 页。

③ $\delta = (V_{om} - V_o) / V_o$, 其中 V_{om} 为实测输出电压的最大值, V_o 为理想输出电压值。

1. 除法运算电路

图 8.4.3 所示为除法运算电路。利用虚地的概念有

$$\frac{v_{x1}}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} = 0 \quad (8.4.16)$$

由乘法器的功能，有下列关系

$$v_2 = K v_0 v_{x2} \quad (8.4.17)$$

因此得

$$v_0 = -\frac{R_2}{KR_1} \cdot \frac{v_{x1}}{v_{x2}} \quad (8.4.18)$$

应当指出，在图 8.4.3 所示电路中，只有当 v_{x2} 为正极性时，才能保证运算放大器是处于负反馈工作状态，而 v_{x1} 则可正可负，故属二象限除法器。若 v_{x2} 为负值时，可在反馈电路中引入一反相电路。

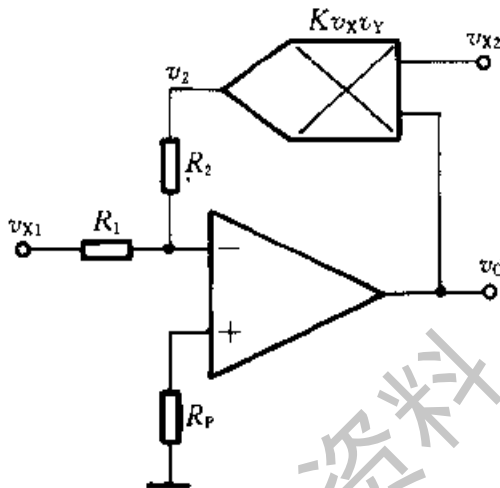


图 8.4.3 除法运算电路

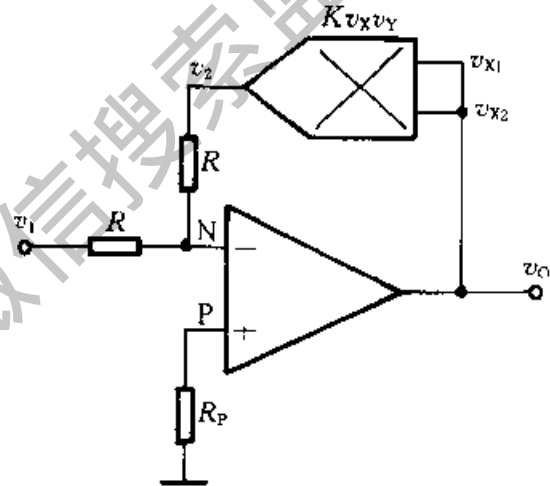


图 8.4.4 负电压开平方运算电路

2. 开平方电路

电路如图 8.4.4 所示，根据虚地概念有

$$\frac{v_2}{R} + \frac{v_1}{R} = 0$$

或

$$v_2 = -v_1$$

又根据乘法器电路得到

$$K v_0^2 = v_2 = -v_1$$

$$v_0 = \sqrt{-\frac{v_1}{K}} \quad (8.4.19)$$

由式 (8.4.19) 可见， v_0 是 $-v_1$ 的平方根，输入电压 v_1 必为负值。若 v_1 为正电压，则无论 v_0 是正或负，乘法器输出电压 v_2 均为正值，导致运放的反馈极

性变正,使运放不能正常工作,所以必须将乘法器输出电压 v_2 经过一反相器 A_2 加到运放 A_1 输入端,电路如图 8.4.5 所示。由图可知

$$v_0 = \sqrt{\frac{R_2}{KR_1}} v_1 \quad (8.4.20)$$

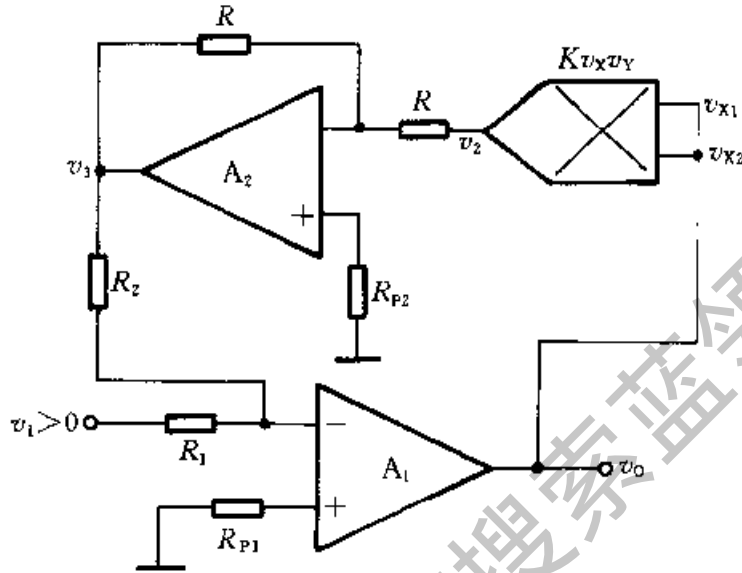


图 8.4.5 正电压平方根运算电路

同理,运算放大器的反馈电路中串入多个乘法器就可以得到开高次方运算电路。如利用两个乘法器组成开立方运算电路(见习题 8.4.4)。

3. 调制和解调

调制和解调在通信、广播、电视和遥控等领域中得到广泛的应用。利用模拟乘法器的功能很容易实现调制和解调的功能。

调制 现以无线电调幅广播为例来说明调幅原理。在这种调制过程中,音频信号需用高频信号来运载,这里的高频信号称为**载波信号**,音频信号称为**调制信号**。将音频信号“装载”于高频信号的过程称为**调制**。在图 8.4.6a 中,模拟乘法器的两个输入端加入载波信号 $v_c = V_c \cos \omega_c t$ 和调制信号 $v_s = V_s \cos \omega_s t$ 。模拟乘法器的输出电压为

$$v_{O1} = KV_s V_c \cos \omega_s t \cos \omega_c t = V \cos \omega_c t \quad (8.4.21)$$

式中 $V = KV_s V_c \cos \omega_s t$, 是已调信号 v_{O1} 的振幅, V 是随调制信号 v_s 而变化的,故称为**调幅 (AM)**^①, 而式 (8.4.21) 又可改写为

$$v_{O1} = \frac{KV_s V_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t] \quad (8.4.22)$$

① AM 是 Amplitude Modulation 的缩写。

由上式可见，乘法器的输出是一标准的调幅波。输出电压的频谱仅由两个边频 $(\omega_c + \omega_s)$ 和 $(\omega_c - \omega_s)$ 组成。实际上，音频信号的 ω_s 不是单一频率，而是一个频带，如 20 Hz~5kHz。若载波信号的频率为 $f_c = 800$ kHz 时，则下边频 $(\omega_c - \omega_s)$ 和上边频 $(\omega_c + \omega_s)$ 成为下边带和上边带，即以载波的频率 800 kHz 为中心的频带。

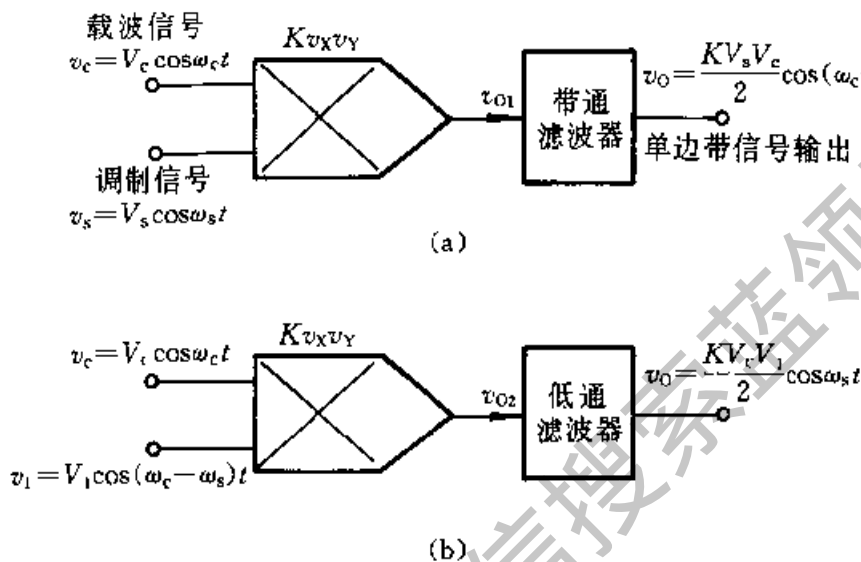


图 8.4.6

(a) 振幅调制器 (b) 振幅解调器

若在调制器输出端加一个带通滤波器，滤掉频率为 $(\omega_c + \omega_s)$ 的上边带信号，如图 8.4.6a 所示，就变成单边带振幅调制器，它的输出电压为

$$v_o = \frac{KV_s V_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_s)t \quad (8.4.23)$$

解调 调幅波的解调亦称检波，是调幅的逆过程，即从调幅波提取调制（音频）信号的过程称为解调，如图 8.4.6b 所示，它也是用一个模拟乘法器和滤波器来实现解调功能的。乘法器的两个输入端分别接入调幅波的下边带信号 $v_1 = V_1 \cos(\omega_c - \omega_s)t$ 和载波信号 $v_c = V_c \cos \omega_c t$ ，其输出电压为

$$v_{o2} = \frac{KV_c V_1}{2} [\cos \omega_s t + \cos(2\omega_c - \omega_s)t] \quad (8.4.24)$$

通过低通滤波器，滤除不需要的频率 $(2\omega_c - \omega_s)$ 信号，而取出的调制信号为

$$v_o = K \frac{V_c V_1}{2} \cos \omega_s t \quad (8.4.25)$$

相乘检波器的工作频率一般在 10 MHz 以下，当工作频率较高时，可用简单的二极管检波电路，此时不需要将双边带变为单边带信号。

调制/解调用的模拟乘法器，因载波频率较高，一般选用开关乘法器，可选用开关速度较高的 MC 1596 型乘法器。

目前,模拟乘法器的应用极其广泛,随着集成乘法器品种的增多、成本降低、精度提高和应用方便(已去掉调零电路)等多方面的优点,它会像集成运放一样,共同推进电子技术的发展。

复习思考题

8.4.1 什么叫变跨导式模拟乘法器?说明二象限变跨导式乘法器的原理。

8.4.2 列举3种乘法器的应用电路。

8.5 有源滤波电路

滤波器是一种能使有用频率信号通过而同时抑制(或大为衰减)无用频率信号的电子装置。工程上常用它来作信号处理、数据传送和抑制干扰等。这里主要是讨论模拟滤波器。以往这种滤波电路主要采用无源元件 R 、 L 和 C 组成,60年代以来,集成运放获得了迅速发展,由它和 R 、 C 组成的有源滤波电路,具有不用电感、体积小、重量轻等优点。此外,由于集成运放的开环电压增益和输入阻抗均很高,输出阻抗又低,构成有源滤波电路后还具有一定的电压放大和缓冲作用。但是,集成运放的带宽有限,所以目前有源滤波电路的工作频率难以做得很高,这是它的不足之处。

8.5.1 基本概念及初步定义

1. 初步定义

滤波电路的一般结构如图8.5.1所示。图中的 $v_1(t)$ 表示输入信号, $v_0(t)$ 为输出信号。

假设滤波电路是一个线性时不变网络,则在复频域内有

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

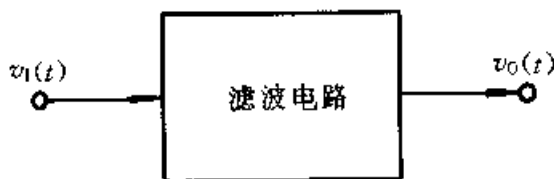


图 8.5.1 滤波电路的一般结构图

式中 $A(s)$ 是滤波电路的电压传递函数,一般为复数。对于实际频率来说

($s=j\omega$), 则有

$$A(j\omega) = |A(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)} \quad (8.5.1)$$

这里 $|A(j\omega)|$ 为传递函数的模, $\varphi(\omega)$ 为其相位角。

此外, 在滤波电路中所关心的另一个量是时延 $\tau(\omega)$, 它定义为

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} (s) \quad (8.5.2)$$

通常用幅频响应来表征一个滤波电路的特性, 欲使信号通过滤波器的失真很小, 则相位和时延响应亦需考虑。当相位响应 $\varphi(\omega)$ 作线性变化, 即时延响应 $\tau(\omega)$ 为常数时, 输出信号才可能避免失真。显然, 这和第3章讨论线性失真时所得结论是一致的。

2. 有源滤波电路的分类

对于幅频响应, 通常把能够通过的信号频率范围定义为通带, 而把受阻或衰减的信号频率范围称为阻带, 通带和阻带的界限频率叫做截止频率。

理想滤波电路在通带内应具有零衰减的幅频响应和线性的相位响应, 而在阻带内应具有无限大的幅度衰减 ($|A(j\omega)|=0$)。按照通带和阻带的相互位置不同, 滤波电路通常可分为以下几类:

低通滤波电路 其幅频响应如图 8.5.2a 所示, 图中 A_0 表示低频增益 $|A|$ 为增益的幅值。由图可知, 它的功能是通过从零到某一截止角频率 ω_H 的低频信号, 而对大于 ω_H 的所有频率则完全衰减, 因此其带宽 $BW=\omega_H$ 。

高通滤波电路 其幅频响应如图 8.5.2b 所示。由图可以看到, 在 $0<\omega<\omega_L$ 范围内的频率为阻带, 高于 ω_L 的频率为通带。从理论上来说, 它的带宽 $BW=\infty$, 但实际上, 由于受有源器件带宽的限制, 高通滤波电路的带宽也是有限的。

带通滤波电路 其幅频响应如图 8.5.2c 所示。图中 ω_L 为低边截止角频率, ω_H 为高边截止角频率, ω_0 为中心角频率。由图可知, 它有两个阻带: $0<\omega<\omega_L$ 和 $\omega>\omega_H$, 因此带宽 $BW=\omega_H-\omega_L$ 。

带阻滤波电路 其幅频响应如图 8.5.2d 所示。由图可知, 它有两个通带: $0<\omega<\omega_L$ 及 $\omega>\omega_H$, 和一个阻带: $\omega_H<\omega<\omega_L$ 。因此它的功能是衰减 ω_L 到 ω_H 间的信号。同高通滤波电路相似, 由于受有源器件带宽的限制, 通带 $\omega>\omega_L$ 也是有限的。

带阻滤波电路抑制频带中点所在角频率 ω_0 也叫中心角频率。

全通滤波电路没有阻带, 它的通带是从零到无穷大, 但相移的大小随频率改变。如图 8.5.2e 所示。

前面介绍的是滤波电路的理想情况, 进一步讨论会发现, 各种滤波电路的实际频响特性与理想情况是有差别的, 设计者的任务是力求向理想特性

逼近。

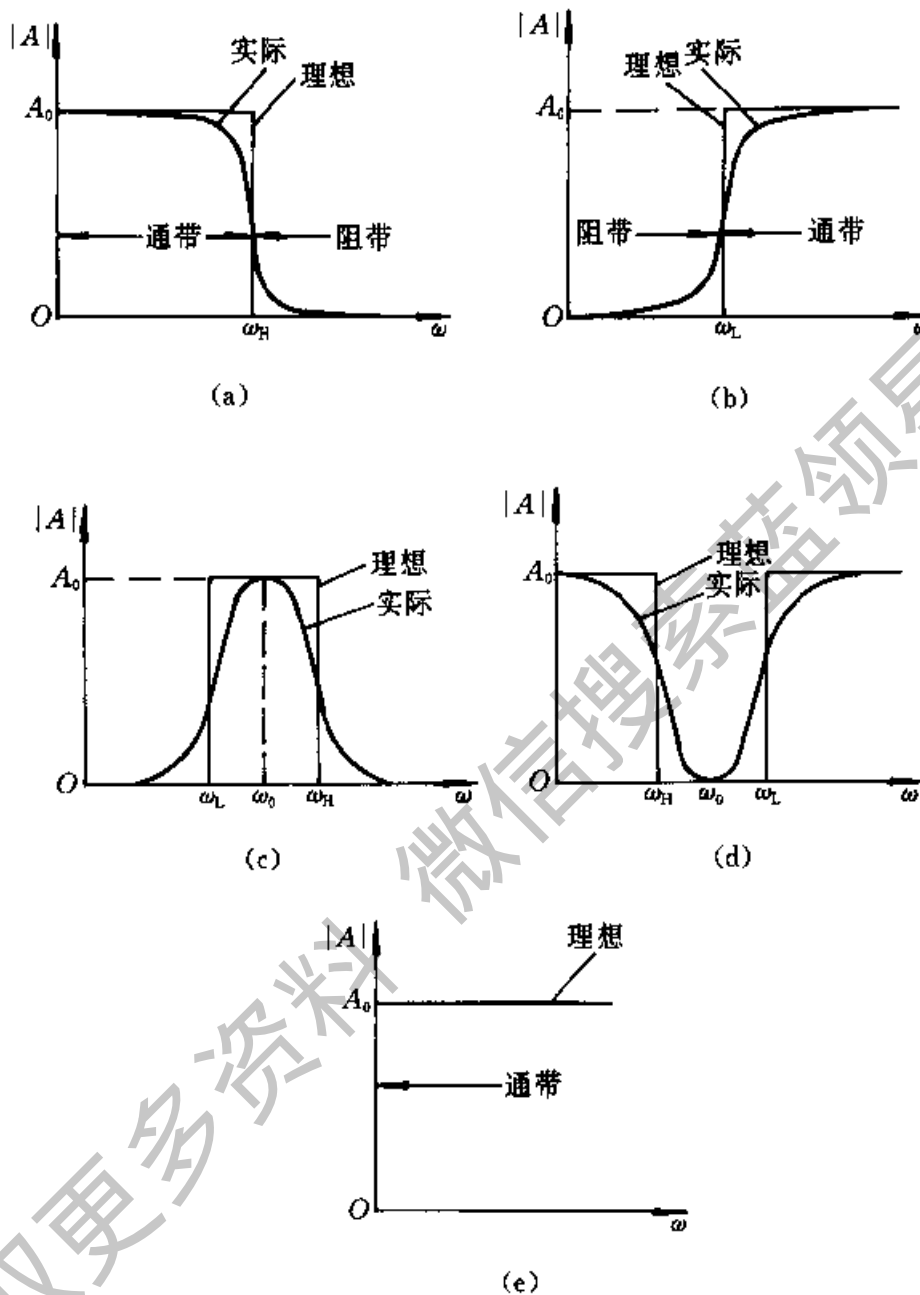


图 8.5.2 各种滤波电路的幅频响应

- (a) 低通滤波电路 (LPF^①) (b) 高通滤波电路 (HPF) (c) 带通滤波电路 (BPF)
 (d) 带阻滤波电路 (BEF) (e) 全通滤波电路 (APF)

8.5.2 一阶有源滤波电路

如果在一级 RC 低通电路^② 的输出端再加上一个电压跟随器，使之与负

① LPF、HPF、BPF、BEF 和 APF 分别为 Low Pass Filter、High Pass Filter、Band Pass Filter、Band Elimination Filter、All Pass Filter 的缩写。

② 见 3.7.1 节。

载很好地隔离开来, 就构成了一个简单的一阶有源低通滤波电路, 如图 8.5.3a 所示。由于电压跟随器的输入阻抗很高、输出阻抗很低, 因此, 其带负载能力很强。

如果希望电路不仅有滤波功能, 而且能起放大作用, 则只要将电路中的电压跟随器改为同相比例放大电路即可, 如图 8.5.3b 所示。下面介绍它的性能。

1. 传递函数

由图 8.5.2a 知, 低通滤波电路的通带电压增益 A_0 是 $\omega=0$ 时输出电压 v_o 与输入电压 v_i 之比, 对于图 8.5.3b 来说, 通带电压增益 A_0 等于同相比例放大电路的电压增益 A_{VF} , 即

$$A_0 = A_{VF} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (8.5.3)$$

根据第 3 章对 RC 低通电路的分析结果, 由图 8.5.3b 有

$$V_F(s) = \frac{1}{1+sRC} V_i(s) \quad (8.5.4)$$

因此, 可导出电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = A_{VF} \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_n}} = \frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_n}} \quad (8.5.5)$$

式中 $\omega_n = 1/(RC)$, ω_n 称为特征角频率。

由于式 (8.5.5) 中分母为 s 的一次幂, 故上式所示滤波电路称为一阶低通有源滤波电路。

一阶高通滤波电路可由图 8.5.3a 和图 8.5.3b 的 R 和 C 交换位置来组成, 这里不再赘述。

2. 幅频响应

对于实际的频率来说, 式 (8.5.5) 中的 s 可用 $s=j\omega$ 代入, 由此可得

$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{A_0}{1+j\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)} \quad (8.5.6a)$$

$$|A(j\omega)| = \frac{|V_o(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} = \frac{A_0}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (8.5.6b)$$

显然, 这里的 ω_n 就是 -3 dB 截止角频率 ω_H 。由式 (8.5.6b) 可画出图 8.5.3b 的幅频响应, 如图 8.5.3c 所示。

从图 8.5.3c 所示幅频响应来看, 一阶滤波器的滤波效果还不够好, 它的衰减率只是 20 dB/十倍频程。若要求响应曲线以 -40 或 -60 dB/十倍频程的

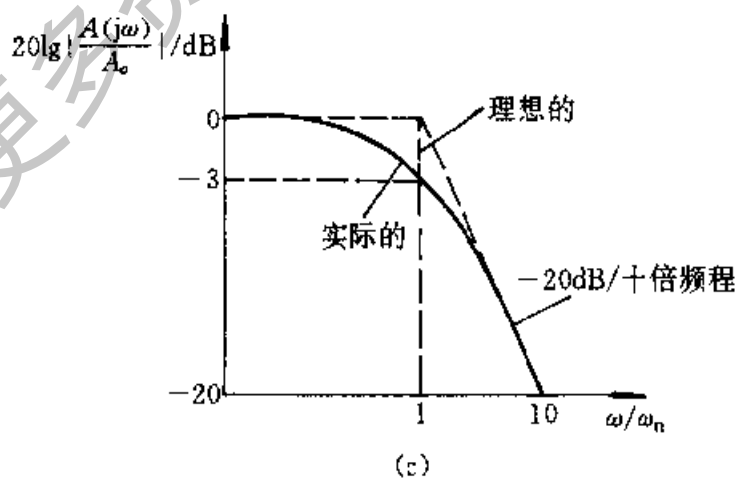
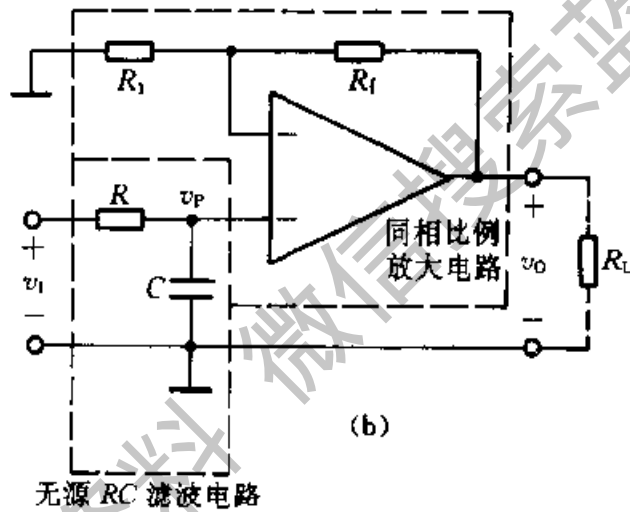
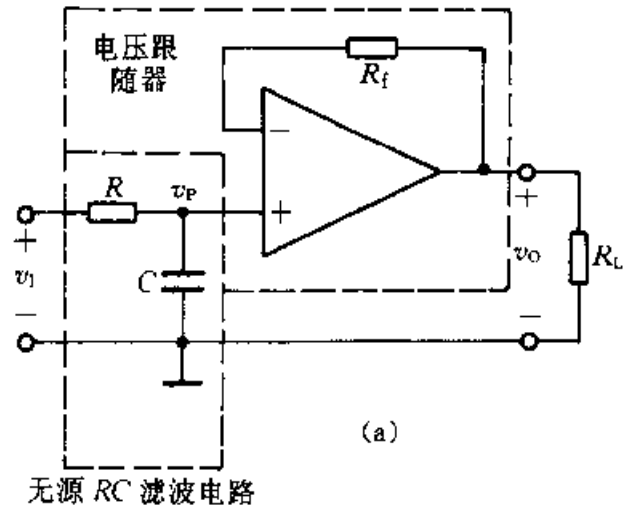


图 8.5.3 一阶低通滤波电路

- (a) 具有电压跟随器的低通滤波电路 (b) 带同相比例放大电路的低通滤波电路
- (c) 幅频响应

斜率变化, 则需采用二阶、三阶或更高阶次的滤波电路。实际上, 高于二阶

的滤波电路都可以由一阶和二阶有源滤波电路构成。因此，下面重点地研究二阶有源滤波电路的组成和特性。

8.5.3 二阶有源滤波电路

集成运放在有源 RC 滤波电路中作为高增益有源器件使用时，可组成无限增益^①多反馈环型有源滤波电路，而当作为有限增益有源器件使用时，则可组成所谓压控电压源滤波电路 VCVS^②。下面以压控电压源有源滤波电路为主进行讨论。

1. 压控电压源低通滤波电路

二阶压控电压源低通滤波电路如图 8.5.4 所示。由图可见，它是由两节 RC 滤波电路和同相比例放大电路组成，其中同相比例放大电路实际上就是所谓的压控电压源。其特点是，输入阻抗高，输出阻抗低。

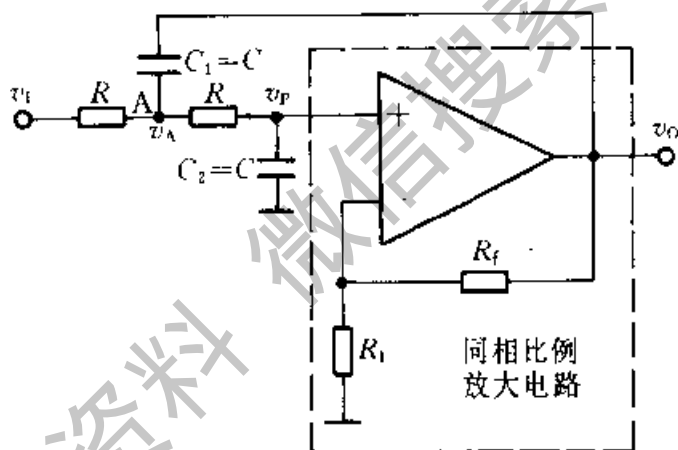


图 8.5.4 二阶压控电压源低通滤波电路

前已指出，同相比例放大电路的电压增益就是低通滤波器的通带电压增益，即 $A_0 = A_{VF} = 1 + R_f/R_1$ 。

(1) 传递函数

考虑到集成运放的同相输入端电压为

$$V_P(s) = \frac{V_o(s)}{A_{VF}} \quad (8.5.7)$$

而 $V_P(s)$ 与 $V_A(s)$ 的关系为

$$V_P(s) = \frac{V_A(s)}{1 + sRC} \quad (8.5.8)$$

① 意思是所用集成运放的 A_{VO} 值很高。

② VCVS 为 Voltage-Controlled Voltage Source 的缩写。

对于节点 A,应用 KCL 可得

$$\frac{V_i(s) - V_A(s)}{R} - [V_A(s) - V_o(s)]sC - \frac{V_A(s) - V_P(s)}{R} = 0 \quad (8.5.9)$$

将式(8.5.7)~(8.5.9)联立求解,可得电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})sCR + (sCR)^2} \quad (8.5.10)$$

$$\text{令} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (8.5.11)$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{VF}} \quad (8.5.12)$$

$$\text{则有} \quad A(s) = \frac{A_{VF}\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} = \frac{A_0\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (8.5.13)$$

式(8.5.13)为二阶低通滤波电路传递函数的典型表达式。其中 $\omega_n = 1/(RC)$ 为特征角频率,而 Q 则称为等效品质因数。式(8.5.10)表明, $A_0 = A_{VF} < 3$, 才能稳定工作。当 $A_0 = A_{VF} \geq 3$ 时, $A(s)$ 将有极点处于右半 s 平面或虚轴上,电路将自激振荡。

(2) 幅频响应

用 $s = j\omega$ 代入式(8.5.13),可得幅频响应和相频响应表达式,分别为

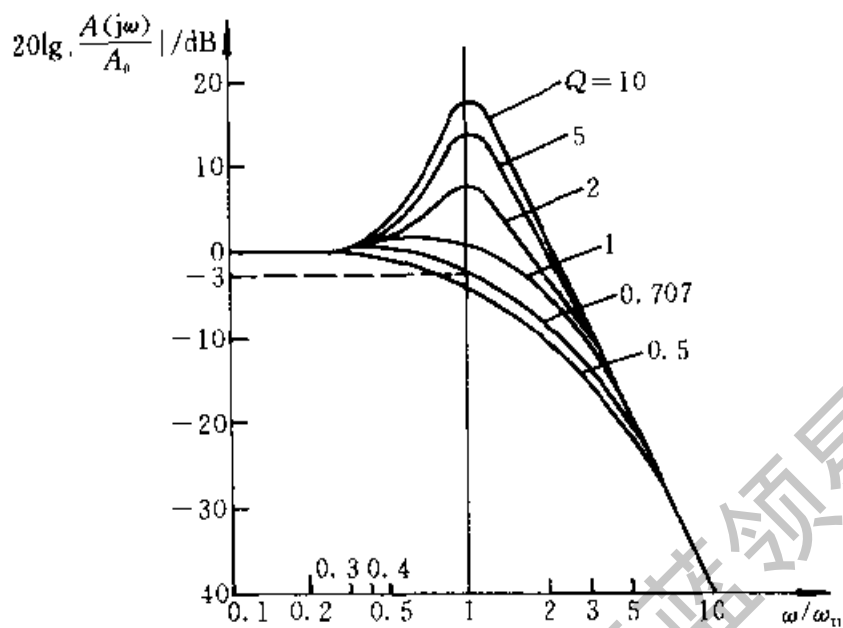
$$20\lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_n Q}\right)^2}} \quad (8.5.14)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega/(\omega_n Q)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (8.5.15)$$

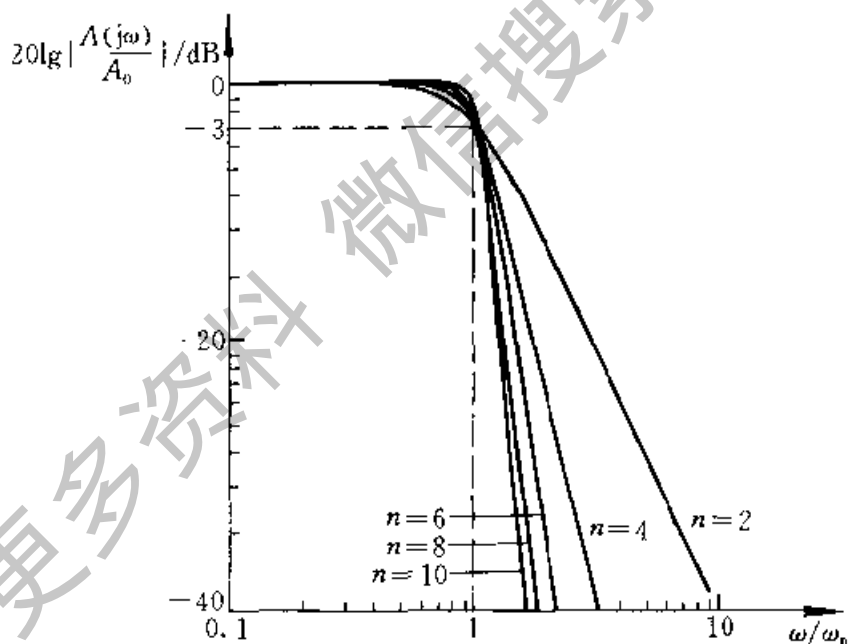
式(8.5.14)表明,当 $\omega = 0$ 时, $|A(j\omega)| = A_{VF} = A_0$; 当 $\omega \rightarrow \infty$ 时, $|A(j\omega)| \rightarrow 0$ 。显然,这是低通滤波电路的特性。由式(8.5.14)可画出不同 Q 值下的幅频响应,如图 8.5.5a 所示。由图可见,当 $Q = 0.707$ 时,幅频响应较平坦,而当 $Q > 0.707$ 时,将出现峰值,当 $Q = 0.707$ 和 $\omega/\omega_n = 1$ 情况下, $20\lg |A(j\omega)/A_0| = 3 \text{ dB}$; 当 $\omega/\omega_n = 10$ 时, $20\lg |A(j\omega)/A_0| = -40 \text{ dB}$ 。这表明二阶比一阶低通滤波电路的滤波效果好得多。当进一步增加滤波电路阶数,由图 8.5.5b 可看出,其幅频响应就更接近理想特性。

2. 二阶压控电压源高通滤波电路

由 3.7.1 节讨论已知,如果将 RC 低通电路中的 R 和 C 的位置互换,就



(a)



(b)

图 8.5.5 低通滤波电路的幅频响应

(a) 图 8.5.4 所示二阶低通滤波电路的幅频响应

(b) 阶数 $n=2, 4, 6, 8, 10$ 的巴特沃思^①低通滤波电路幅频响应。

可得到 RC 高通电路。同理，如果将图 8.5.4 所示二阶压控电压源低通滤波电路中的 R 和 C 位置互换，则可得到二阶压控电压源高通滤波电路，如图 8.5.6

^① 这是根据巴特沃思 (Butterworth) 低通滤波电路方程式及多项式设计的多阶滤波电路。有关巴特沃思滤波电路的讨论见 8.5.4 节。

所示。

由于二阶高通滤波电路与二阶低通滤波电路在电路结构上存在对偶关系，它们的传递函数和幅频响应也存在对偶关系。

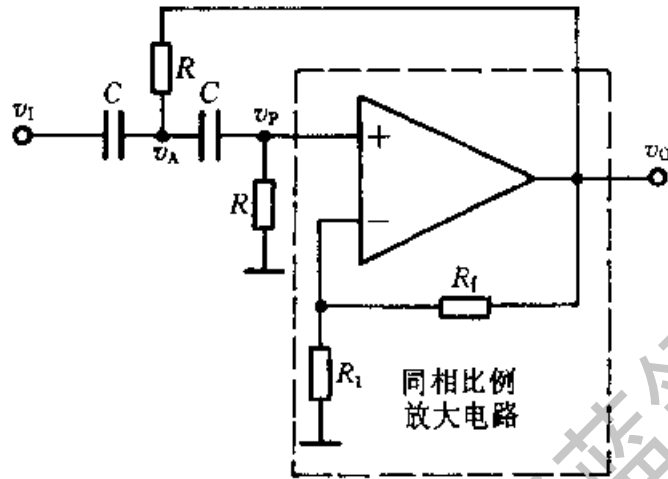


图 8.5.6 二阶压控电压源高通滤波电路

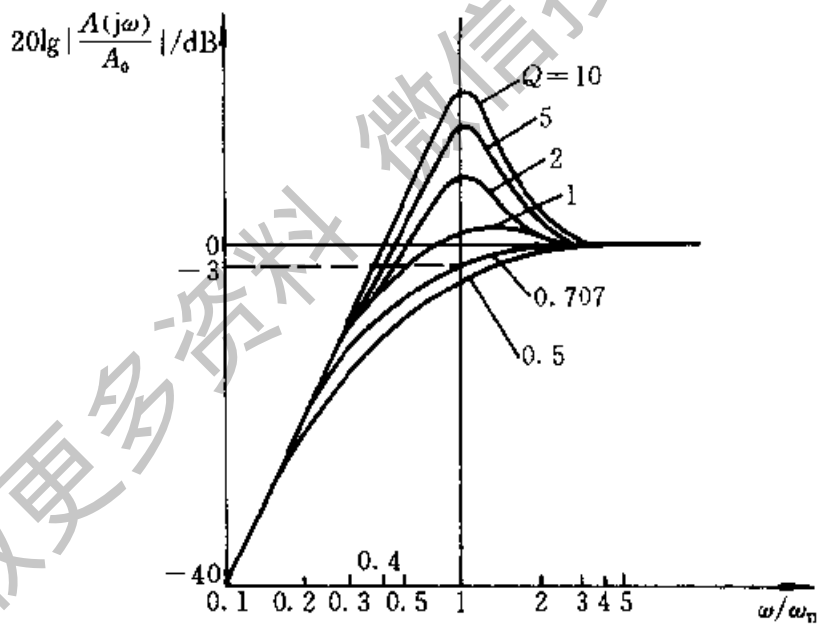


图 8.5.7 图 8.5.6 所示二阶高通滤波电路的幅频响应

(1) 传递函数

由图 8.5.2b 可知，在理想情况下，高通滤波电路的通带电压增益可认为是 $\omega \rightarrow \infty$ 时，输出电压 v_O 与输入电压 v_I 之比。对于图 8.5.6 来说，当 $\omega \rightarrow \infty$ ，电容 C 可视为短路，有 $v_I = v_P$ ，即通带电压增益 A_0 等于同相比例放大电路的电压增益 A_{VF} ，因此有 $A_0 = A_{VF} = 1 + R_f/R_1$ 。

考虑到高通滤波电路在电路结构、传递函数和幅频响应与低通滤波电路

的对偶关系,例如,将 3.7.1 节中 RC 低通电路的传递函数表达式 (3.7.1) 中的 sRC 用 $1/(sRC)$ 代替,则可得到高通电路的传递函数表达式 (3.7.6)。同理,将二阶低通滤波电路的传递函数表达式 (8.5.10) 中的 sRC 用 $1/(sRC)$ 代替,则可得二阶高通滤波电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})\frac{1}{sRC} + \left(\frac{1}{sRC}\right)^2} \quad (8.5.16)$$

$$\text{令} \quad \left. \begin{aligned} \omega_n &= \frac{1}{RC} \\ Q &= \frac{1}{3 - A_{VF}} \end{aligned} \right\} \quad (8.5.17)$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad A(s) &= \frac{A_{VF}s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \\ &= \frac{A_0s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \end{aligned} \quad (8.5.18)$$

式(8.5.18)为二阶高通滤波电路传递函数的典型表达式。

(2) 幅频响应

将式(8.5.18)中的 s 用 $s=j\omega$ 代替,则可得二阶高通滤波电路的频率响应特性方程为

$$A(j\omega) = \frac{-A_0\omega^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j\frac{\omega_n\omega}{Q}} \quad (8.5.19)$$

$$\text{即有} \quad 20\lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 - 1 \right]^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q\omega} \right)^2}} \quad (8.5.20)$$

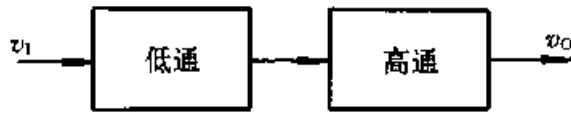
由式(8.5.20)可画出其幅频响应曲线,如图 8.5.7 所示。由图可见,二阶高通滤波电路和低通滤波电路的幅频特性具有对偶(镜像)关系。如以 $\omega = \omega_n$ 为对称轴,二阶高通滤波电路的 $20\lg |A(j\omega)/A_0|$ (当 $\omega < \omega_n$ 时)随 ω 升高而增大,而二阶低通滤波电路的 $20\lg |A(j\omega)/A_0|$ (当 $\omega > \omega_n$ 时)则随着 ω 升高而减小。二阶高通滤波电路在 $\omega \ll \omega_n$ (如 $\omega_n/\omega = 10$) 时,其幅频响应以 40 dB/十倍频程的斜率上升。

由式(8.5.16)知,只有当 $A_0 = A_{VF} < 3$ 时,电路才能稳定地工作。

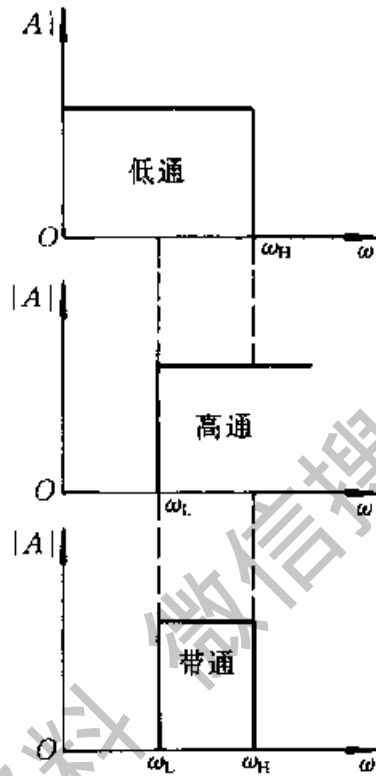
3. 二阶压控电压源带通滤波电路

由图 8.5.8b 所示带通滤波电路的幅频响应与高通、低通滤波电路的幅频响应进行比较,不难发现低通与高通滤波电路相串联如图 8.5.8a 所示,可以构成带通滤波电路,条件是低通滤波电路的截止角频率 ω_H 大于高通滤波电路

的截止角频率 ω_L ，两者覆盖的通带就提供了一个带通响应。



(a)



(b)

图 8.5.8 带通滤波电路构成示意图

(a) 原理框图 (b) 理想的幅频响应

图 8.5.9 所示为二阶压控电压源带通滤波电路。图中 R 、 C 组成低通网络， C_1 、 R_3 组成高通网络，两者串联就组成了带通滤波电路。为了计算简便，设 $R_2=R$ ， $R_3=2R$ ，则由 KCL 列出方程，可导出带通滤波电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{A_{VF} sCR}{1 + (3 - A_{VF})sCR + (sCR)^2} \quad (8.5.21)$$

式中 $A_{VF} = 1 + R_1/R_1$ 为同相比例放大电路的电压增益，同样要求 $A_{VF} < 3$ ，电路才能稳定地工作。令

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{A_{VF}}{3 - A_{VF}} \\ \omega_0 &= 1/(RC) \\ Q &= 1/(3 - A_{VF}) \end{aligned} \right\} \quad (8.5.22)$$

则有

$$A(s) = \frac{A_0 \frac{s}{Q\omega_0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (8.5.23)$$

式(8.5.23)为二阶带通滤波电路传递函数的典型表达式,其中 $\omega_0 = 1/(RC)$,既是特征角频率,也是带通滤波电路的中心角频率。

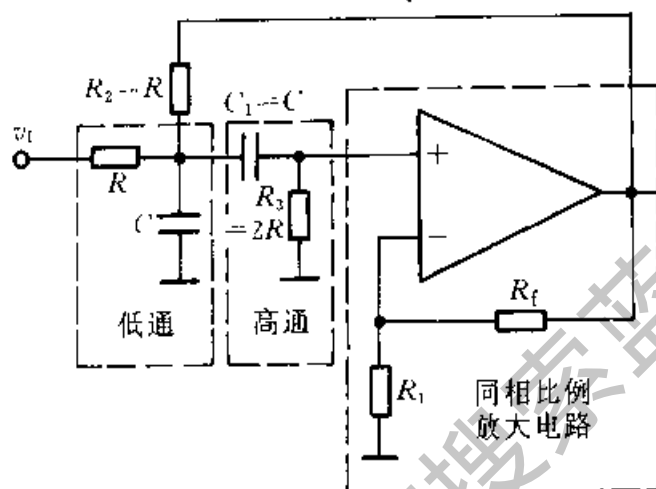


图 8.5.9 二阶压控电压源带通滤波电路

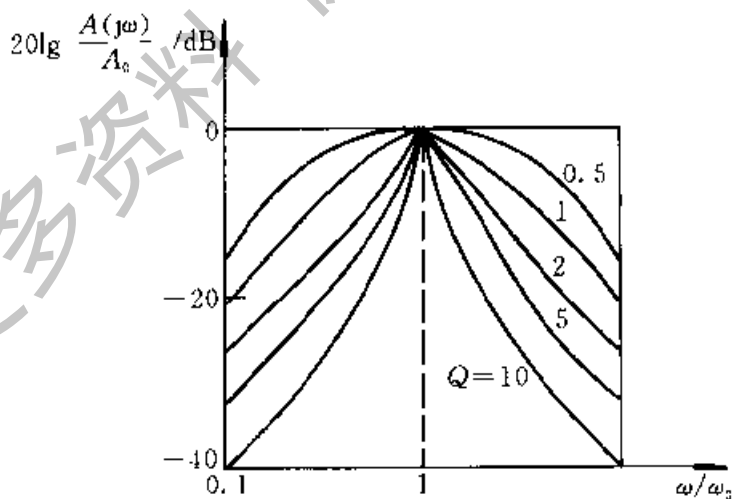


图 8.5.10 图 8.5.9 所示电路的幅频响应

令 $s = j\omega$ 代入式(8.5.23),则有

$$A(j\omega) = \frac{A_0 \frac{1}{Q} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0 Q}} = \frac{A_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (8.5.24)$$

式(8.5.24)表明,当 $\omega = \omega_0$ 时,图 8.5.9 所示电路具有最大电压增益,

且 $|A(j\omega_0)| = A_0 = A_{VF}/(3 - A_{VF})$, 这就是带通滤波电路的通带电压增益。根据式 (8.5.24), 不难求出其幅频响应, 如图 8.5.10 所示。由图可见, Q 值越高, 通带越窄。

当式 (8.5.24) 分母虚部的绝对值为 1 时, 有 $|A(j\omega)| = A_0/\sqrt{2}$; 因此, 利用 $\left|Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right| = 1$, 取正根, 可求出带通滤波电路的两个截止角频率, 从而导出带通滤波电路的通带宽度 $BW = \omega_0/(2\pi Q) = f_0/Q$ 。

例 8.5.1 带通滤波电路如图 8.5.9 所示, 要求电路的中心频率 $f_0 = 1$ kHz, 通带宽度 $BW = 100$ Hz, 试计算和选择该电路的电容和电阻值。

解: 选择 $C = 0.01 \mu\text{F}$, 则有

$$R = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \text{ Hz} \times 0.01 \times 10^{-6} \text{ F}} \\ = 15915 \Omega = 15.915 \text{ k}\Omega$$

考虑到 $BW = f_0/Q$ 和 $Q = 1/(3 - A_{VF})$, 故有

$$Q = f_0/BW = 1000/100 = 10$$

和

$$A_{VF} = \frac{1 - 3Q}{-Q} = 2.9$$

再代入 $A_{VF} = 1 + R_f/R_1$, 得 $R_f = 1.9R_1$ 。

从工程实践考虑, 与运放两输入端相连的外接电阻必须满足平衡条件, 即 $R_f \parallel R_1 = R_3 = 2R = 31.83 \text{ k}\Omega$, 这样和 $R_f = 1.9R_1$ 联合求解, 可得 $R_1 = 48.58 \text{ k}\Omega$ 和 $R_f = 92.3 \text{ k}\Omega$ 。

考虑到滤波电路的性能对元件的误差相当灵敏, 电路宜选用稳定而精密的电阻器和电容器。

4. 双 T 带阻滤波电路

前已指出, 与带通滤波电路相反, 带阻滤波电路是用来抑制或衰减某一频段的信号, 而让该频段以外的所有信号通过。这种滤波电路也叫陷波电路, 经常用于电子系统抗干扰。

如何实现带阻滤波电路的功能呢? 显然, 如果从输入信号中减去带通滤波电路处理过的信号, 就可得到带阻信号。这是实现带阻滤波的思路之一, 读者可自行分析。这里要讨论的是另一种方案, 即双 T 带阻滤波电路。下面首先分析双 T 网络的频率响应。

(1) 双 T 网络的频率响应

为了讨论方便, 设信号源内阻近似为零, 负载电阻为无限大, 则双 T 网络可画成如图 8.5.11a 所示。利用星形-三角形变换原理, 可以将图 8.5.11a 所示双 T 网络简化为图 8.5.11b 所示 Π 型等效电路。因此有

$$Z_1 = \frac{2R(1+sRC)}{1+s^2R^2C^2} = \frac{2R(1+j\omega RC)}{1-(\omega RC)^2} \quad (8.5.25)$$

$$Z_2 = Z_3 = \frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right) = \frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \quad (8.5.26)$$

考虑到

$$F = V_i / V_o$$

则

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_i(s)}{V_o(s)} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} \\ &= \frac{\frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right)}{\frac{2R(1+sRC)}{1+(sRC)^2} + \frac{1}{2} \left(R + \frac{1}{sC} \right)} \end{aligned} \quad (8.5.27a)$$

或

$$\begin{aligned} F(j\omega) &= \frac{1 - (\omega RC)^2}{[1 - (\omega RC)^2] + 4j\omega RC} \\ &= \frac{1 - (\omega/\omega_n)^2}{[1 - (\omega/\omega_n)^2] + j4\omega/\omega_n} \end{aligned} \quad (8.5.27b)$$

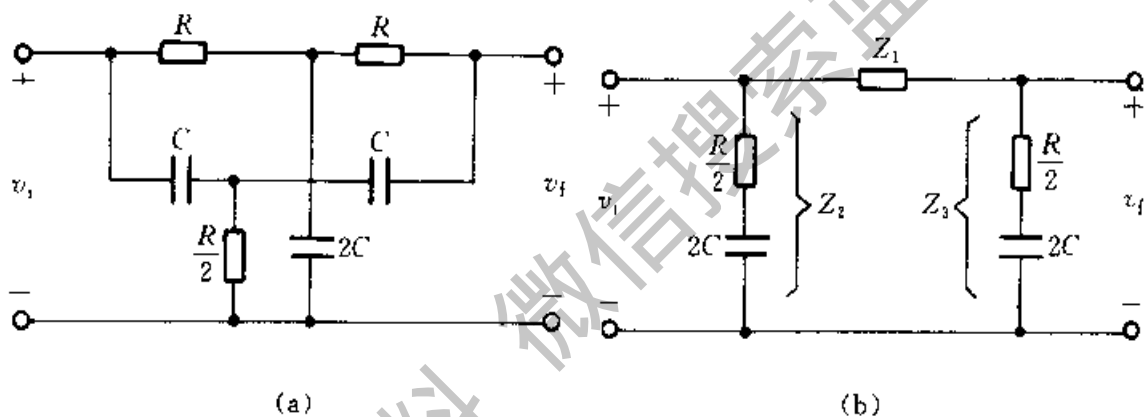


图 8.5.11 双 T 选频网络

(a) 电路 (b) 等效电路

式中 $\omega_n = 1/(RC)$ 。由式(8.5.27)可知,当 $\omega = \omega_n$ 时, $v_o = 0$, 即信号频率等于它的特征角频率 ω_n 时,电压传输系数 F 为零。这体现了双 T 网络的选频作用。

由式(8.5.27b)可求出其幅频响应、相频响应的表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} |F(j\omega)| &= \frac{\left| 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right|}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + \left[4 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right) \right]^2}} \\ \varphi_i &= -\arctg \frac{4 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (\text{当 } \frac{\omega}{\omega_n} < 1 \text{ 时}) \\ \varphi_i &= \pi - \arctg \frac{4 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (\text{当 } \frac{\omega}{\omega_n} > 1 \text{ 时}) \end{aligned} \right\} \quad (8.5.28)$$

根据式(8.5.28)可画出双T网络的频率响应,如图8.5.12所示。由图可知,当 $\omega/\omega_n=1$ 时,幅频响应的幅值等于零。这点从物理概念上也可得到解释。联系图8.5.11a可看出,在低频段,由于 $2C$ 的容抗非常大,所以输入信号经过两个电阻 R 直接传到输出端,有 $|\dot{V}_f| \approx |\dot{V}_i|$ (或 $|\dot{F}| \approx 1$);而在高频段,由于 C 的容抗非常小,信号通过两个串联的电容 C 传输,同样有 $|\dot{V}_f| \approx |\dot{V}_i|$ (或 $|\dot{F}| \approx 1$),只有当信号频率 ω 等于它的特征角频率 $\omega_n[=1/(RC)]$ 时,阻抗变得很大,才使电压传输系数 $|\dot{F}|$ 几乎为零,且相频特性呈现 $\pm 90^\circ$ 突变的形式(见图8.5.12)。

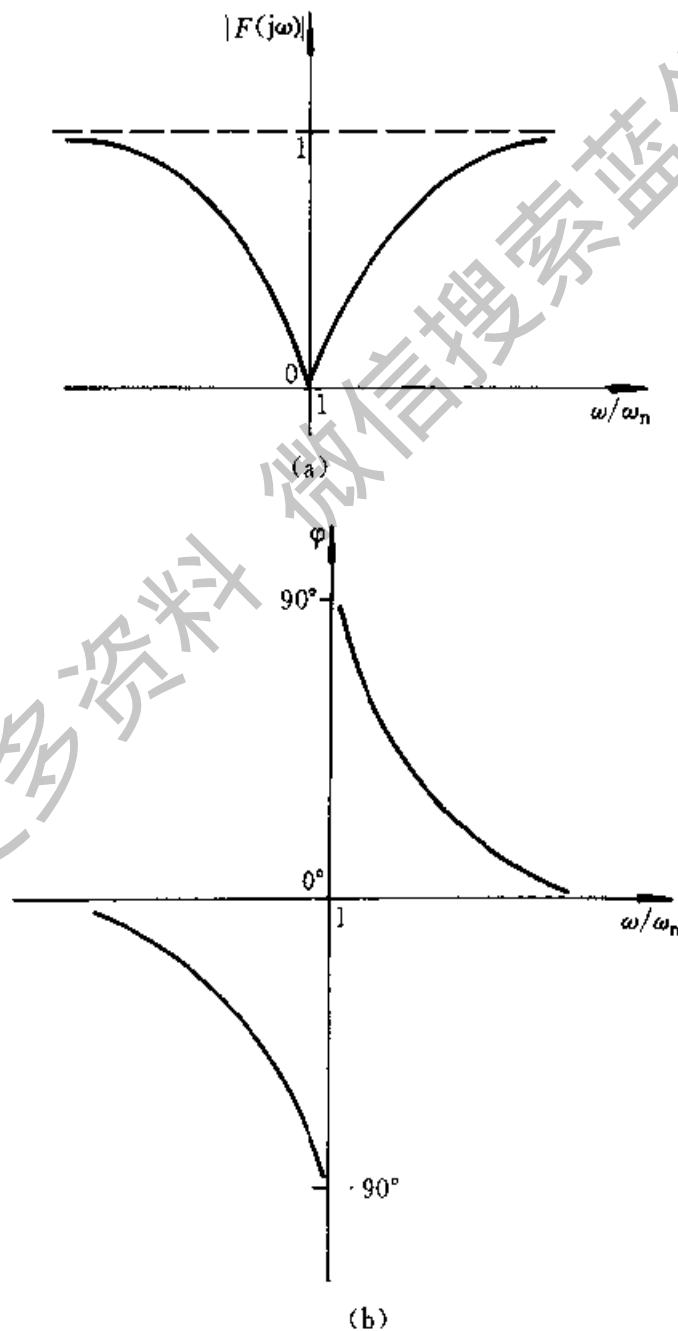


图 8.5.12 双T网络的频率特性

(a)幅频响应 (b)相频响应

(2) 双 T 带阻滤波电路

电路如图 8.5.13 所示,由节点导纳方程不难导出电路的传递函数为

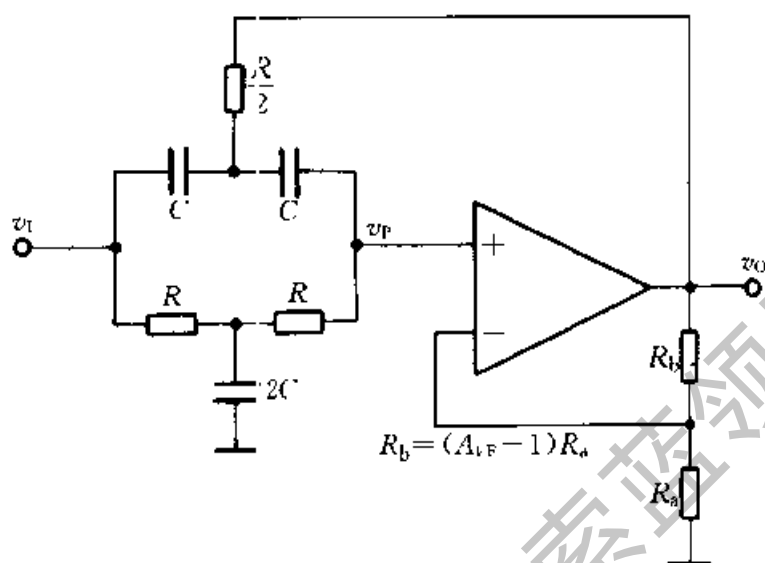


图 8.5.13 双 T 带阻滤波电路

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{VF} \left[1 + \left(\frac{s}{\omega_n} \right)^2 \right]}{1 + 2(2 - A_{VF}) \frac{s}{\omega_n} + \left(\frac{s}{\omega_n} \right)^2}$$

$$\text{或 } A(j\omega) = \frac{A_{VF} \left[1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]}{1 + 2(2 - A_{VF}) \frac{j\omega}{\omega_n} + \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right)^2}$$

$$= \frac{A_{VF} \left[1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{j\omega}{\omega_n} + \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (8.5.29)$$

式中 $\omega_n = \frac{1}{RC}$, $A_{VF} = 1 + \frac{R_b}{R_a}$, $Q = \frac{1}{2(2 - A_{VF})}$ 。如果 $A_{VF} = 1$, 则 $Q = 0.5$, 增加 A_{VF} , Q 将随之升高。当 A_{VF} 趋近 2 时, Q 趋向无穷大。因此, A_{VF} 愈接近 2, $|A|$ 愈大, 可使带阻滤波电路的选频特性愈好。即阻断的频率范围愈窄。

*8.5.4 巴特沃思有源滤波电路

前已指出,理想滤波电路的频响在通带内应具有最大幅值和线性相移,而在阻带内其幅值应为零。实际的滤波电路往往难以达到理想的要求。如要同时在幅频和相频响应两方面都满足要求就更为困难。因此,只有根据不同的实际需要,寻求最佳的近似理想特性。例如,可以主要着眼于幅频响应,而不考虑

相频响应;也可以从满足相频响应出发,而把幅频响应居于次要地位^①。这里介绍一种最简单也是最常用的滤波电路——巴特沃思滤波电路(又叫最平幅度滤波电路)。这种滤波电路对幅频响应的要求是:在小于截止频率 ω_c 的范围内,具有最平幅度的响应,而在 $\omega > \omega_c$ 后,幅频响应迅速下降。

1. 巴特沃思低通滤波电路方程式及多项式

前已指出,对于低通滤波电路来说,3 dB截止角频率 $\omega_c = \omega_{\text{H}} = \omega_{\text{n}}$ 。因此由式(8.5.5)和式(8.5.14)可得 n 阶低通滤波电路幅频响应的一般形式

$$\left| A\left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right) \right| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + K_2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + K_4\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^4 + \cdots + K_{2n}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} \quad (8.5.30)$$

因为 $|A(j\omega/\omega_c)|^2$ 是偶次函数,所以 ω/ω_c 的奇次幂不会出现。考虑到在 $\omega/\omega_c < 1$ 时,巴特沃思低通滤波电路的幅频响应是平坦的。而在 $\omega/\omega_c > 1$ 时,主要是 ω/ω_c 的低次项对分母起作用而使 $|A(j\omega/\omega_c)|$ 下降。如果 $|A(j\omega/\omega_c)|$ 只与 ω/ω_c 的高次项有关,则能较好地满足上述条件。因此式(8.5.30)可写成

$$\left| A\left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right) \right| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + K_{2n}(\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (8.5.31)$$

这就是巴特沃思低通滤波电路的特性方程。

由于 $\omega/\omega_c = 1$ 时,增益减小3 dB,由式(8.5.31)有 $A_0^2/2 = A_0^2/(1 + K_{2n})$,可得 $K_{2n} = 1$,因而式(8.5.31)变为

$$\left| A\left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right) \right|^2 = \frac{A_0^2}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad (8.5.32)$$

为便于进行归一化处理,引用归一化复频率 S ($S = s/\omega_c = j\omega/\omega_c$),这样在上式中用 S/j 代替 ω/ω_c ,则得

$$|A(S)|^2 = \frac{A_0^2}{1 + (-1)^n S^{2n}} \quad (8.5.33)$$

根据数学关系式 $|C + jD|^2 = (C + jD)(C - jD)$,所以有

$$|A(S)|^2 = A(S)A(-S) \Big|_{S=j\omega/\omega_c} = \frac{A_0^2}{1 + (-1)^n S^{2n}}$$

则 $A(S)A(-S)$ 的极点应满足

$$1 + (-1)^n S^{2n} = 0 \quad (8.5.34)$$

由式(8.5.34)的根便可以求出滤波电路的网络函数 $A(S)$ 。令

^① 最常用的低通有源滤波电路有三种,即巴特沃思(Butterworth)、切比雪夫(Chebyshev)和贝塞尔(Bessel)滤波电路。巴特沃思滤波电路的幅频响应在通带中具有最大平坦度,但从通带到阻带衰减较慢;切比雪夫滤波电路能迅速衰减,但允许通带中有一定纹波。而贝塞尔滤波电路着重于相频响应,其相移与频率基本成正比,即群时延基本是恒定的,可得失真较小的波形。

$$A(S) = \frac{A_0}{B(S)}$$

式中 $B(S)$ 为巴特沃思多项式。由式 (8.5.34) 可解出 $B(S)$ ，如表 8.5.1 所示。

表 8.5.1

| n | $B(S)$ |
|-----|---|
| 1 | $1+S$ |
| 2 | $1 + \sqrt{2} S + S^2$ |
| 3 | $1 + 2S + 2S^2 + S^3 = (1+S)(1+S+S^2)$ |
| 4 | $1 + 2.613S + 3.414S^2 + 2.613S^3 + S^4 = (1+1.848S+S^2)(1+0.765S+S^2)$ |
| ⋮ | ⋮ |

下面以二阶低通滤波电路为例，来讨论电路参数的计算。

例 8.5.2 已知截止频率 $f_H = 100 \text{ Hz}$ ，试选择和计算图 8.5.4 所示电路形式的巴特沃思二阶低通滤波电路的参数。

解：(1) 选择电容器 C 的容量，计算电阻 R 的阻值

通常 C 的容量宜在微法数量级以下， R 的值一般约为几百千欧以内。选择 $C = 0.047 \mu\text{F}$ ，则

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{\omega_H C} = \frac{1}{0.047 \times 10^{-6} \text{ F} \times 2\pi \times 100 \text{ Hz}} \\ &= 33863 \Omega = 33.863 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

由式 (8.5.13) 并考虑 -3 dB 截止角频率 $\omega_H = \omega_0$ ，则

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(\frac{s}{\omega_H}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_H} + 1}$$

令 $S = s/\omega_H$ ，并对照表 8.5.1 中 $n=2$ 的情况， $A(S) = \frac{A_0}{1 + \sqrt{2}S + S^2}$ ，有 $Q = 1/\sqrt{2}$ 。考虑式 (8.5.12) 和式 (8.5.13)，则得

$$\begin{aligned} A_0 = A_{VF} &= 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3 - \frac{1}{Q} = 3 - \sqrt{2} = 1.586 \\ R_f &= 0.586 R_1 \end{aligned}$$

(2) 求 R_1 、 R_f 值

考虑到运放两输入端的外接电阻必须满足平衡条件，即 $R_f \parallel R_1 = R + R = 67.726 \text{ k}\Omega$ (见图 8.5.4)，这样和 $R_f = 0.586 R_1$ 联解，可得 $R_1 = 183.299 \text{ k}\Omega$ 和 $R_f = 107.413 \text{ k}\Omega$ 。

由于滤波器性能对元件的误差比较灵敏，电路宜选用稳定而精密的电阻器和电容器。

例 8.5.3 图 8.5.14 所示为无限增益多路反馈低通滤波电路。设该电路集成运放的开环电压增益 $A_{VO} \rightarrow \infty$ ，集成运放接成反相输入方式。现已知截止频率 $f_L = f_H = 1 \text{ kHz}$ ， $A_0 = -4$ ，试选择和计算该电路形式的巴特沃思二阶低通滤波电路的参数。

解：利用节点 A、N 列方程，同时考虑运放的开环电压增益 $A_{VO} \rightarrow \infty$ ，可以导出

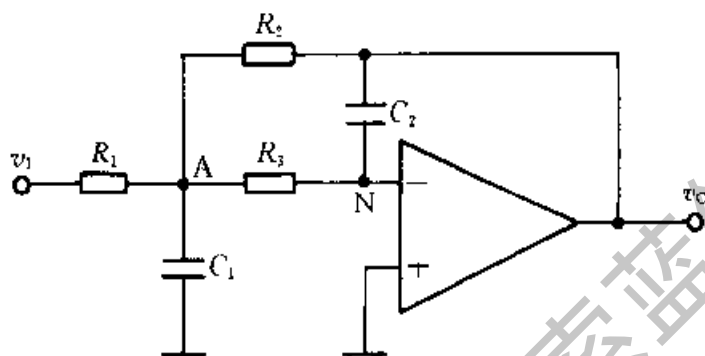


图 8.5.14 二阶无限增益多路反馈低通滤波电路

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-R_2/R_1}{C_1 C_2 R_2 R_3 s^2 + (R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3) C_2 s / R_1 + 1} \quad (8.5.35)$$

令 $S = s/\omega_c$ ，上式可写成标准形式

$$A(S) = \frac{A_0}{1 + a_1 S + b_1 S^2} \quad (8.5.36)$$

式中

$$A_0 = -R_2/R_1 \quad (8.5.37)$$

$$a_1 = \omega_c C_2 (R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_1) \quad (8.5.38)$$

$$b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 \quad (8.5.39)$$

解上面的方程得

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \frac{a_1 C_1 - \sqrt{a_1^2 C_1^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 - A_0)}}{4 \pi f_c C_1 C_2} \\ R_1 &= -\frac{R_2}{A_0} \\ R_3 &= \frac{b_1}{4 \pi^2 f_c^2 C_1 C_2 R_2} \end{aligned} \right\} \quad (8.5.40)$$

为使 R_2 的值为实数，必须满足

$$C_1/C_2 \geq \frac{4b_1(1-A_0)}{a_1^2} \quad (8.5.41)$$

对照表 8.5.1 可知, $a_1 = \frac{1}{Q} = \sqrt{2}$, $b_1 = 1$, 选择 $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$, $C_2 = 0.01 \mu\text{F}$, 则可满足式 (8.5.41) 的条件。于是利用式 (8.5.40) 可算得 $R_2 \approx 11.25 \text{ k}\Omega$, $R_1 \approx 2.806 \text{ k}\Omega$, $R_3 \approx 2.25 \text{ k}\Omega$ 。

如果从工程实践考虑, 运放的同相端到“地”应接一平衡电阻 $R_p = R_3 + R_2 \parallel R_1$ (图中未画出)。

上面所讨论的是巴特沃思二阶低通滤波电路的参数选择和计算。对于高通、带通等滤波电路的参数选择和计算, 可先通过低通/高通和低通/带通进行频率变换, 然后按照类似方法进行处理。

复习思考题

8.5.1 什么叫无源和有源滤波电路?

8.5.2 如果把第 3 章论述的阻容耦合放大电路看成一个滤波电路, 它属于什么类型的滤波电路? 其通带电压增益等于多少?

8.5.3 从实际运放 741 的幅频特性来看, 可以把它看成什么滤波电路?

8.5.4 从二阶压控电压源低通、高通和带通滤波电路来看, 其集成运放接成同相放大电路后的 $A_{VF} (= 1 + R_f/R_1)$ 最大不能超过多少才能使电路稳定? 此三种滤波电路的通带电压增益各为多少?

8.5.5 能否利用低通滤波电路、高通滤波电路来组成带通滤波电路? 组成的条件是什么?

8.5.6 能否利用带通滤波电路组成带阻滤波电路?

*8.6 开关电容滤波器

前面讨论的有源 RC 滤波电路, 由于要求有较大的电容和精确的 RC 时间常数, 以致在芯片上制造集成组件难度较大, 甚至不可能。随着 MOS 工艺的迅速发展, 由 MOS 开关电容和运放组成的开关电容滤波器^①已于 1975 年实现了单片集成化。这种滤波器不需要模数转换器, 可以对模拟量的离散值直接进行处理。与数字滤波器比较, 省略了量化过程, 因而具有处理速度快、整体结构简单等优点。此外, 它制造简易, 价廉, 因而受到各方面的重视, 经过 20 多年的发展, 开关电容滤波器的性能已达到相当高的水平, 大有取代一般有源滤波器的趋势。

① 开关电容滤波器的英文名称为 Switched Capacitor Filter, 简称 SCF。

8.6.1 基本原理

开关电容滤波器的基本原理是电路两节点间接有带高速开关的电容器，其效果相当于该两节点间连接一个电阻。图 8.6.1a 所示是一个有源 RC 积分器。在图 8.6.1b 中，用一个接地电容器 C_1 和用作开关的源漏两极可互换的增强型 MOSFET T_1 、 T_2 （此处用的是简化符号）来代替输入电阻 R_1 。

图中 T_1 、 T_2 用一个不重叠的两相时钟脉冲来驱动。图 8.6.1c 画出了这种时钟波形 ϕ_1 和 ϕ_2 。假定时钟频率 f_c ($=1/T_c$) 远高于信号频率。那么，在 ϕ_1 为高电平时， T_1 导通而 T_2 截止（见图 d）。此时 C_1 与输入信号 v_i 相连并被充电，即有

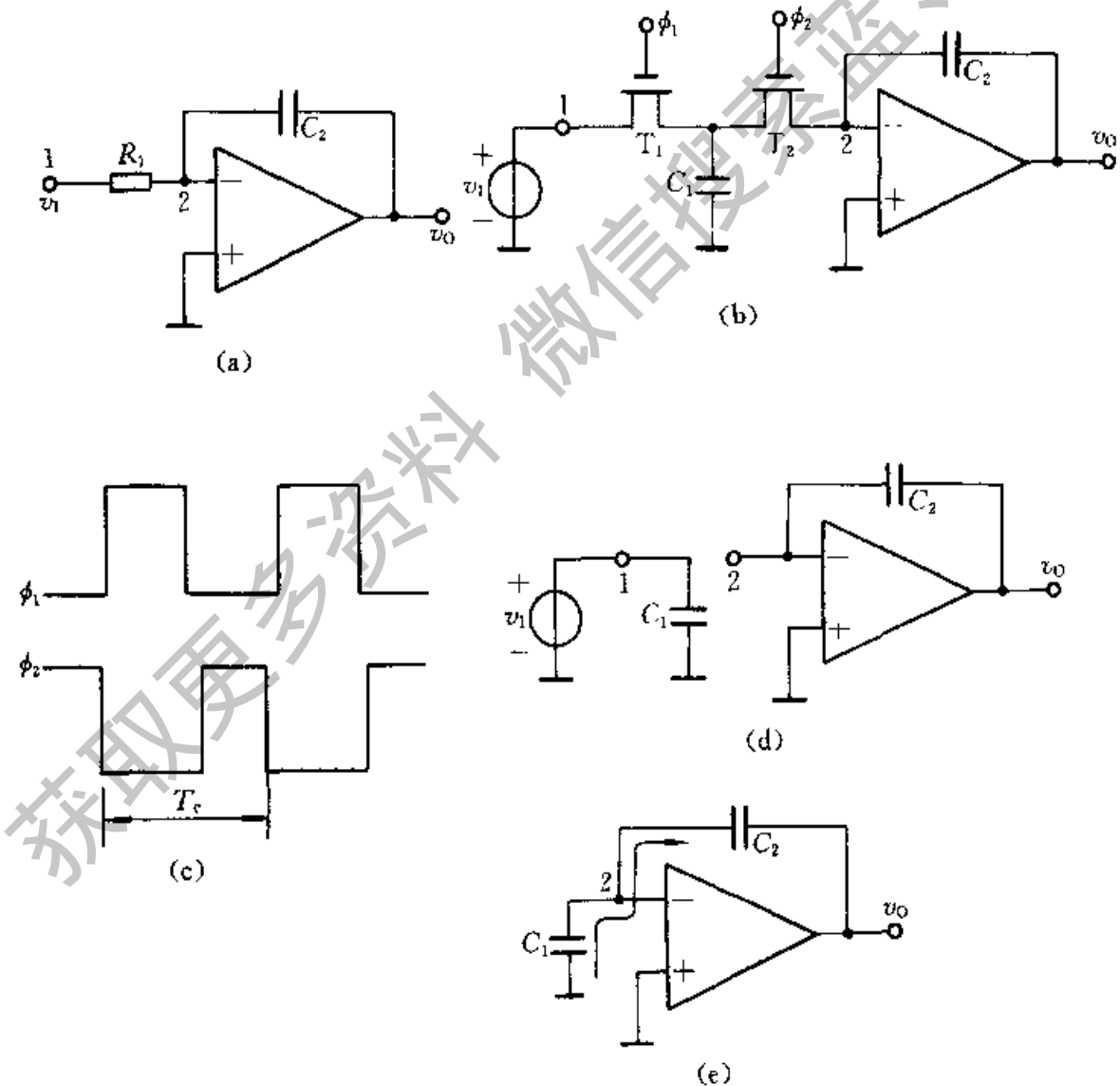


图 8.6.1 开关电容滤波器的基本原理

- (a) 有源 RC 积分器 (b) 开关电容积分器 (c) 两相时钟
 (d) 在 ϕ_1 为高电平时， v_i 向 C_1 充电 (e) 在 ϕ_2 为高电平时， C_1 向 C_2 放电

$$q_{C_1} = C_1 v_1$$

而在 ϕ_2 为高电平期间, T_1 截止、 T_2 导通。于是, C_1 转接到运放的输入端, 如图 8.6.1e 所示。此时 C_1 放电, 所充电荷 q_{C_1} 传输到 C_2 上。

由此可见, 在每一时钟周期 T_c 内, 从信号源中提取的电荷 $q_{C_1} = C_1 v_1$ 供给了积分电容器 C_2 。因此, 在节点 1、2 之间流过的平均电流为

$$i_{av} = \frac{C_1 v_1}{T_c}$$

如果 T_c 足够短, 可以近似认为这个过程是连续的, 因而可以在两节点之间定义一个等效电阻 R_{eq} , 即

$$R_{eq} = \frac{v_1}{i_{av}}$$

和

$$R_{eq} = \frac{T_c}{C_1} \quad (8.6.1)$$

这样, 就可得到一个等效的积分器时间常数 τ , 即

$$\tau = C_2 R_{eq} = T_c \frac{C_2}{C_1} \quad (8.6.2)$$

显然, 影响滤波器频率响应的的时间常数取决于时钟周期 T_c 和电容比值 C_2/C_1 , 而与电容的绝对值无关。在 MOS 工艺中, 电容比值的精度可以控制在 0.1% 以内。这样, 只要合理选用时钟频率 (如 100 kHz) 和不太大的电容比值 (如 10), 对于低频应用来说, 就可获得合适的大时间常数 (如 10^{-4} s)。

8.6.2 电路转换示例及单片集成开关电容滤波器

在实际应用中, 需要低通、高通、带阻、带通和全通滤波器, 对应不同性能、不同阶次的滤波特性的传递函数是不同的, 因而其具体电路也是多种多样的。这里只能通过一个电路实例, 说明如何用开关电容等效电阻原理, 将 RC 有源滤波器转换成开关电容滤波器, 然后介绍单元集成开关电容滤波器。

1. 同相开关电容积分器和反相开关电容积分器

开关电容积分器电路如图 8.6.2 所示。由图 a 可知, 当 ϕ_1 为高电平, T_1 、 T_3 导通, v_1 对 C_1 充电; 当 v_1 为正, 在图示 v_{C_1} 的假定正向下, 充电结果 v_{C_1} 有一负电压。当 ϕ_2 为高电平时, v_{C_1} 将加到运放的反相端, 使 v_o 为正, 与 v_1 同相, 因此, 图 8.6.2a 是同相积分电路。如果将 T_3 、 T_4 的时钟相位反相, 如图 8.6.2b 所示, 读者不难证明, 图 b 具有反相积分器的功能。

2. 双二阶 (带通和低通) RC 有源滤波器^① 转换为开关电容滤波器示例

图 8.6.3a 所示为双二阶 (带通和低通) RC 有源滤波器, 运放 A_1 和 A_3

^① 双二阶滤波器, 即它的传递函数的分母、分子均为二阶函数, 英文为 biquadratic filter。

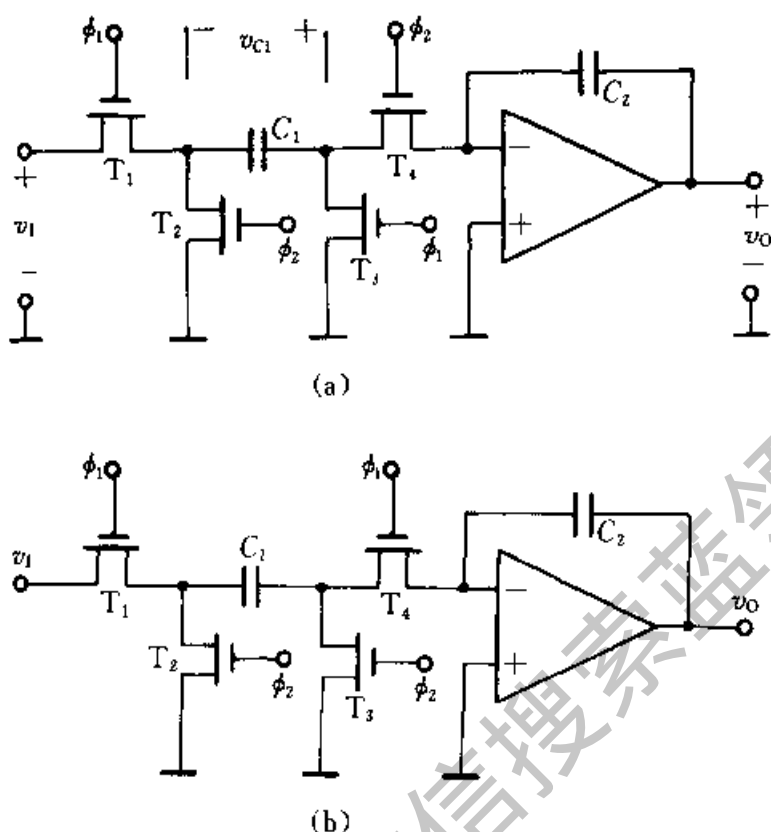


图 8.6.2 开关电容积分器电路

(a) 同相积分器 (b) 反相积分器

构成反相积分器，而 A_2 构成单位增益反相器，因而 A_2 、 A_3 构成同相积分器。对于输入信号 v_1 来说， v_{O1} 具有二阶带通特性，而 v_{O3} 具有低通特性。其传递函数分别为

$$A_1(s) = \frac{V_{o1}(s)}{V_i(s)} = \frac{-s}{R_4 C_1} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (8.6.3)$$

$$A_3(s) = \frac{V_{o3}(s)}{V_i(s)} = \frac{-1}{R_4 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (8.6.4)$$

在前述开关电容积分器的基础上，根据等效关系，由图 8.6.3a 可得到图 8.6.3b 所示的开关电容式带通滤波器电路和低通滤波器电路。图 b 中 $T_1 \sim T_4$ 和 C_3 ， $T_5 \sim T_8$ 和 C_4 ， $T_9 \sim T_{12}$ 和 C_5 ， $T_{13} \sim T_{16}$ 和 C_6 ，分别等效于图 a 中的 R_4 、 R_1 、 R_2 和 R_3 。而图 8.6.3a 中的同相积分器，在图 8.6.3b 中由 $T_9 \sim T_{12}$ 、 C_5 、 C_2 和运放 A_2 所组成的同相积分器所代替。

3. 单片集成开关电容滤波器简介

1978 年以来，国外已批量生产了各种开关电容滤波器，在脉冲编码调制

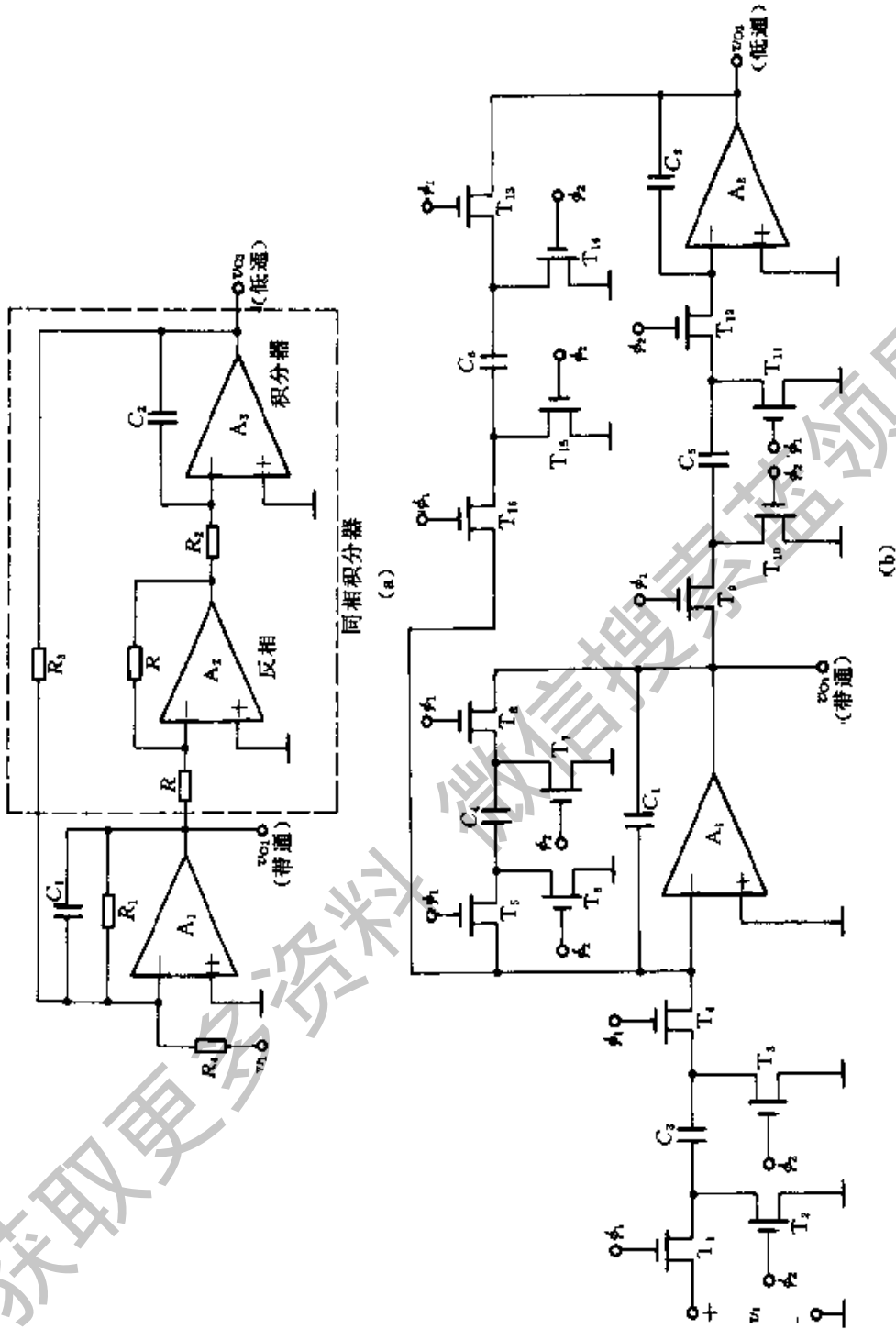


图 8.6.3 转换示例
 (a) 双二阶 RC 有源滤波器 (b) 对应的开关电容滤波器

获取更多资料

(PCM^①) 通信、语言信号处理等领域得到了广泛应用。据笔者所知, 仅美国就有 RETICON、MAXiM、Linear Technology 公司等多家生产各种开关电容滤波器。目前生产品种和数量多、性能好、频率和相位特性最佳的是 Linear Technology 公司。下面以该公司的产品为例作一简单介绍。

美国 Linear Technology 公司生产通用型(可组合为低通、高通、带通等)和低通型开关电容滤波器。通用型中包含 LTC 1064 (8 阶, $f_0=0.1\sim 140$ kHz, 高速, $f_{CPmax}=7$ MHz; $f_{CP}=1$ MHz 时, 时钟馈通噪声电压峰-峰值为 $V_{N,f_{CP},F}=0.2$ mV), LTC 1164 (8 阶, $f_0=0.1\sim 20$ kHz, 低功耗, $f_{CPmax}=500$ kHz)。低通型有十余种, 大部分均是 8 阶的, 其中 LTC 1064-1 和 LTC1064-4 的衰减特性达 72 dB/倍频程和 80 dB/倍频程; LTC1064-3、LTC1064-5 等五种 8 阶低通滤波器均具有线性相位特性, 在通带内的相位特性非线性误差在 $\pm 0.5^\circ\sim\pm 0.7^\circ$ 。特别值得指出的是, 目前开关电容滤波器工作频率正向着高频方向发展, 面宽带噪声比 80 年代初的开关电容滤波器约小两个数量级, 某些型号的产品已能对微伏数量级的有用信号进行滤波。

总之, 开关电容滤波器的滤波特性决定于电容比和时钟频率, 可实现高精度和高稳定性, 同时便于集成。这些是 RC 有源滤波器远不及的。目前集成开关电容滤波器除工作频率还不够高外, 大部分性能指标已达到较高水平。

小 结

● 模拟运算电路是由集成运放接成负反馈的电路形式, 可实现加、减、积分、微分、对数和反对数等多种数学运算, 此时运放是工作在线性工作区域内。分析这类电路可用虚短和虚断两个重要的概念, 以求出输出与输入之间的函数关系。

● 在运算电路中, 比例、加和减运算电路的输出与输入关系是线性关系; 而积分、微分、对数和反对数、乘除运算电路的输出与输入之间是非线性关系, 但运放本身工作在线性区。

● 对于分析含有电容的积分或微分电路可运用拉氏变换, 先求出电路的传递函数, 再进行拉氏反变换, 得出输出与输入的函数关系。

● 由于实际运放的参数是非理想的, A_{VO} 、 r_i 、 K_{CMR} 都是有限值, r_o 、 V_{IO} 、 I_{IO} 、 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 及 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 等并不为零, 这些都给运算电路的输出带来误差, 但只要合理选择运放和电路元件, 可使误差减至最小。

● 集成模拟乘法器是一种重要的信号处理功能器件, 用途广泛。除了完

① PCM 是 Pulse-Code Modulation 的缩写。

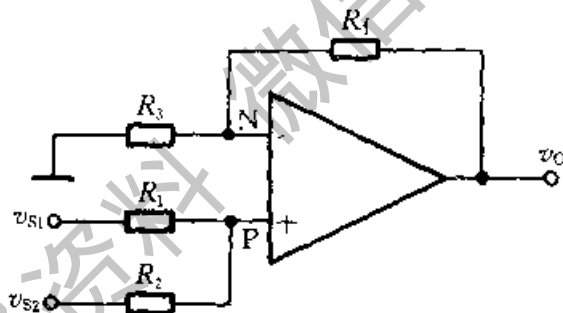
成各种运算功能外，更多地用在信息工程领域的频率变换技术中，如调制和解调等。

● 有源滤波电路通常是由运放和 RC 反馈网络构成的电子系统，根据幅频响应不同，可分为低通、高通、带通、带阻和全通滤波电路。高阶滤波电路一般都可由一阶和二阶有源滤波电路组成，而二阶滤波电路传递函数的基本形式是一致的，区别仅在于分子中 s 的阶次为 0、1、2 或其组合。

● 开关电容滤波器是一种较新的滤波电路，其精度和稳定性均较高，目前已有多种集成电路器件，除了工作频率还不够高外，大部分指标已达到实用水平。

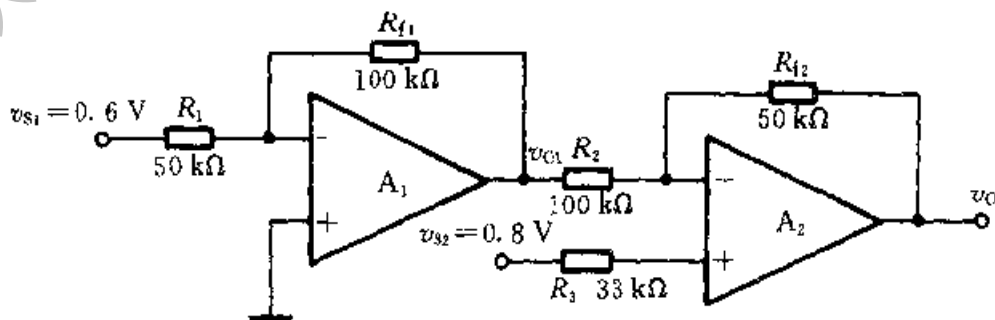
习 题

8.1.1 同相输入加法电路如图题 8.1.1 所示，求输出电压 v_o 。当 $R_1=R_2=R_3=R_f$ 时， $v_o=?$



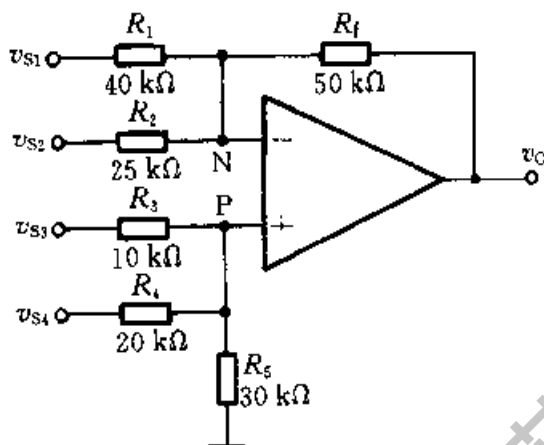
图题 8.1.1

8.1.2 电路如图题 8.1.2 所示，假设运放是理想的，试写出电路输出电压 v_o 的值。



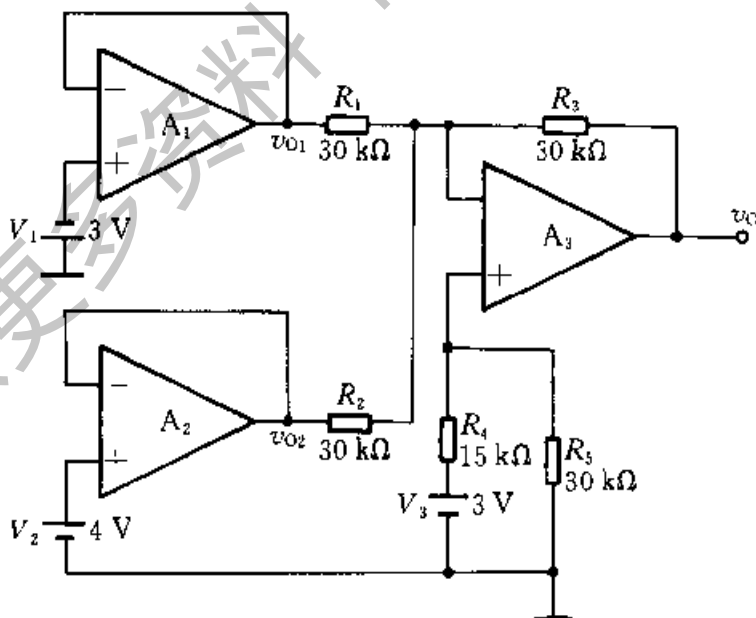
图题 8.1.2

8.1.3 加减运算电路如图题 8.1.3 所示, 求输出电压 v_o 的表达式。



图题 8.1.3

8.1.4 电路如图题 8.1.4 所示, 设运放是理想的, 试求 v_{O1} 、 v_{O2} 及 v_o 的值。

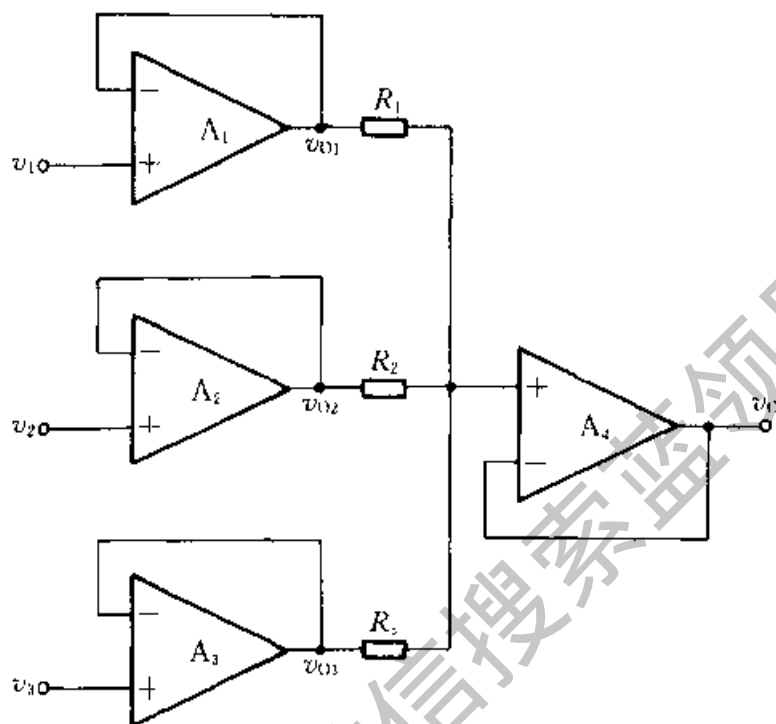


图题 8.1.4

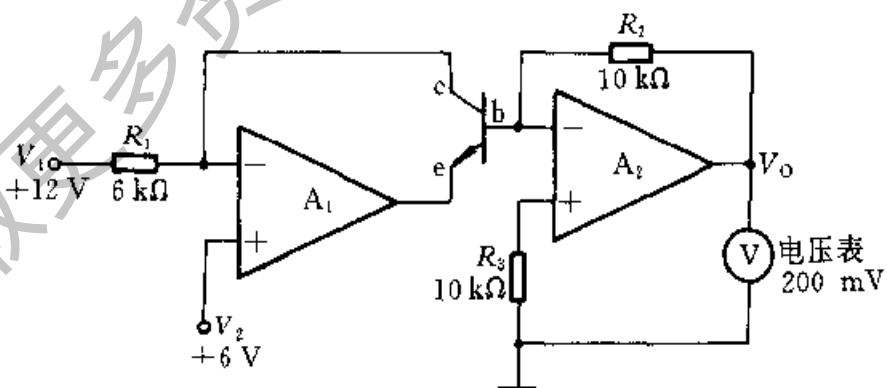
8.1.5 电路如图题 8.1.5 所示, 设所有运放都是理想的。(1) 求 v_{O1} 、 v_{O2} 、 v_{O3} 及 v_o 的表达式; (2) 当 $R_1 = R_2 = R_3$ 时的 v_o 值。

8.1.6 由运放组成的 BJT 电流放大系数 β 的测试电路如图题 8.1.6 所示, 设 BJT 的

$V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。(1) 求出BJT的c、b、e各极的电位值；(2) 若电压表读数为 200 mV ，试求BJT的 β 值。



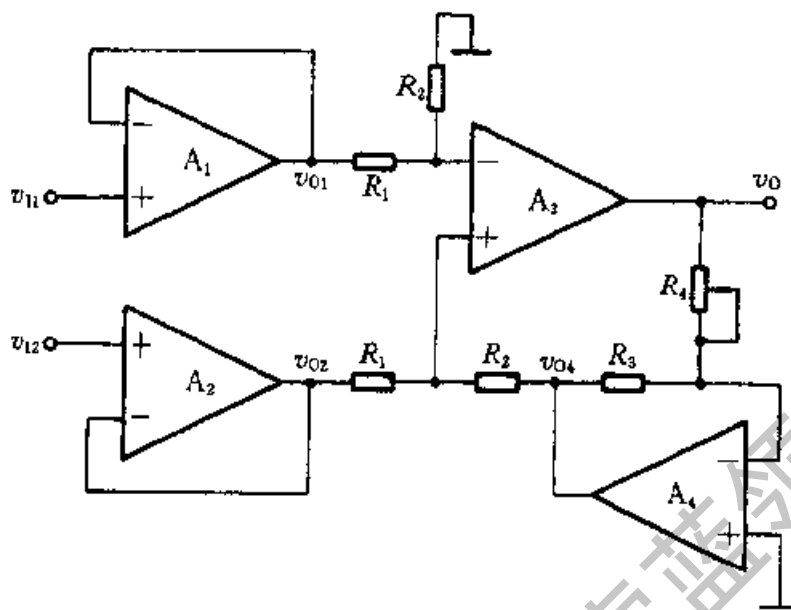
图题 8.1.5



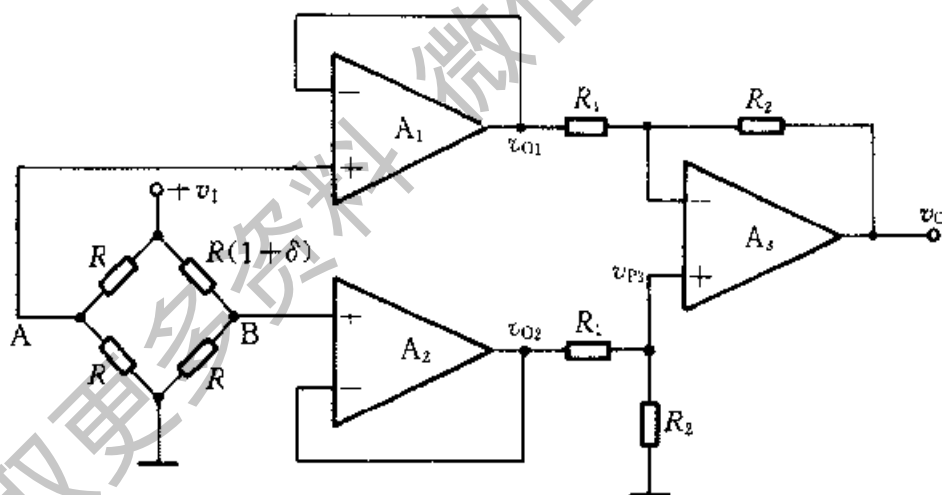
图题 8.1.6

8.1.7 图题 8.1.7 所示为一增益线性调节运放电路，试推导该电路的电压增益 $A_v = v_o / (v_{i1} - v_{i2})$ 的值(表达式)。

8.1.8 一高输入电阻的桥式放大电路如图题 8.1.8 所示，试写出 $v_o = f(\delta)$ 的表达式 ($\delta = \Delta R / R$)。



图题 8.1.7

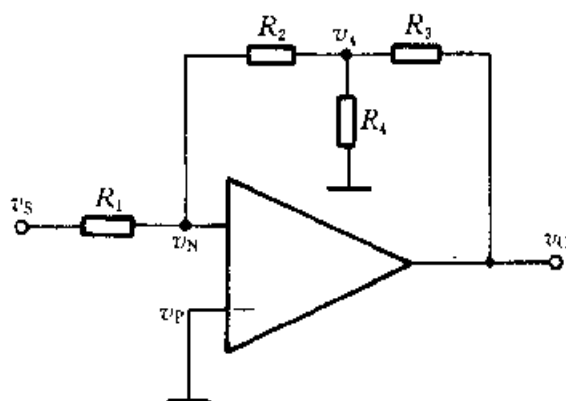


图题 8.1.8

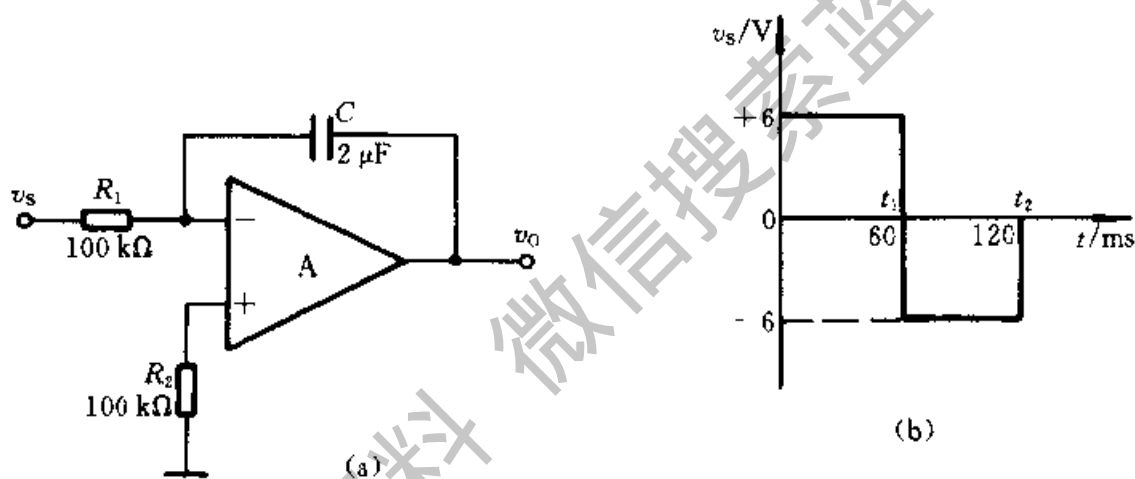
8.1.9 为了用低值电阻实现高电压增益的比例运算,常用一T形网络以代替 R_f ,如图题8.1.9所示,试证明:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4}{R_1}$$

8.1.10 积分电路如图题8.1.10a所示,设运放是理想的,已知初始状态时 $v_c(0) = 0$,试回答下列问题:(1)当 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 、 $C = 2 \mu\text{F}$ 时,若突然加入 $v_s(t) = 1 \text{ V}$ 的阶跃电压,求1s后输出电压 v_o 值;(2)当 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 、 $C = 0.47 \mu\text{F}$,输入电压波形如图题8.1.10b所示,试画出 v_o 的波形,并标出 v_o 的幅值和回零时间。

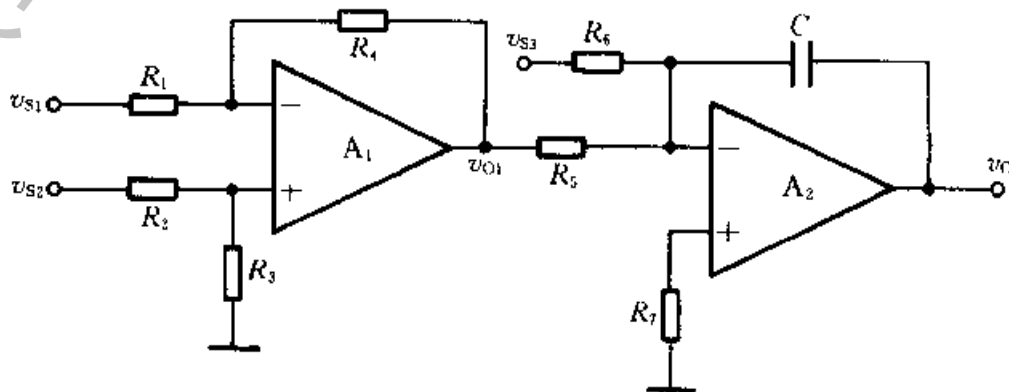


图题 8.1.9



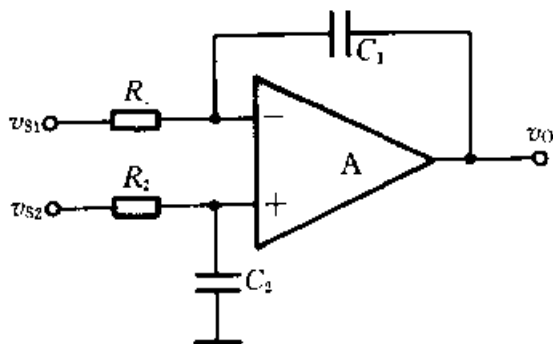
图题 8.1.10

8.1.11 电路如图题 8.1.11 所示, A_1 、 A_2 为理想运放, 电容的初始电压 $v_C(0) = 0$ 。
 (1) 写出 v_o 与 v_{s1} 、 v_{s2} 和 v_{s3} 之间的关系式; (2) 写出当电路中电阻 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ 时, 输出电压 v_o 的表达式。



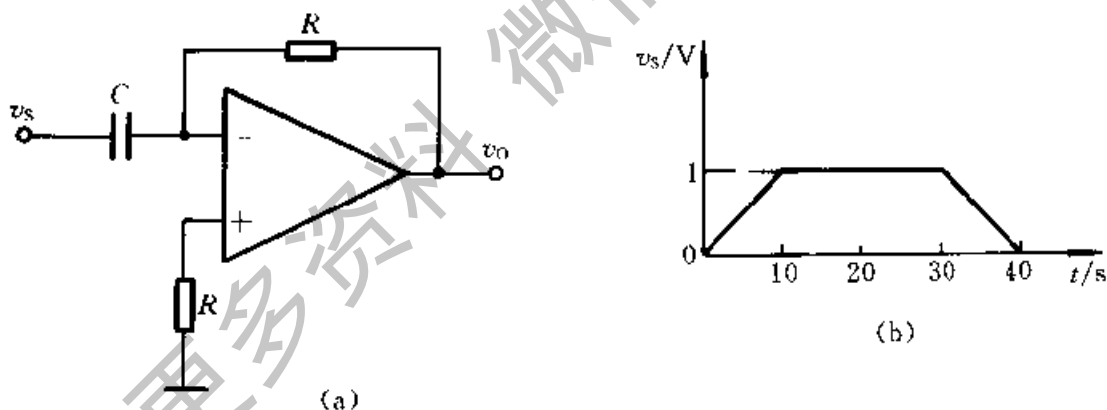
图题 8.1.11

8.1.12 差分式积分运算电路如图题 8.1.12 所示。设运放是理想的，电容器 C 上的初始电压 $v_C(0) = 0$ ，且 $C_1 = C_2 = C$ ， $R_1 = R_2 = R$ 。若 v_{S1} 、 v_{S2} 已知。求：(1) 当 $v_{S1} = 0$ 时，推导 v_O 与 v_{S2} 的关系；(2) 当 $v_{S2} = 0$ 时，推导 v_O 与 v_{S1} 的关系；(3) 当 v_{S1} 、 v_{S2} 同时加入时，写出 v_O 与 v_{S1} 、 v_{S2} 的关系式。说明电路功能。



图题 8.1.12

8.1.13 微分电路如图题 8.1.13a 所示，输入电压 v_S 如图题 8.1.13b 所示，设电路 $R = 10 \text{ k}\Omega$ ， $C = 100 \mu\text{F}$ ，运放是理想的，试画出输出电压 v_O 的波形，并标出 v_O 的幅值。



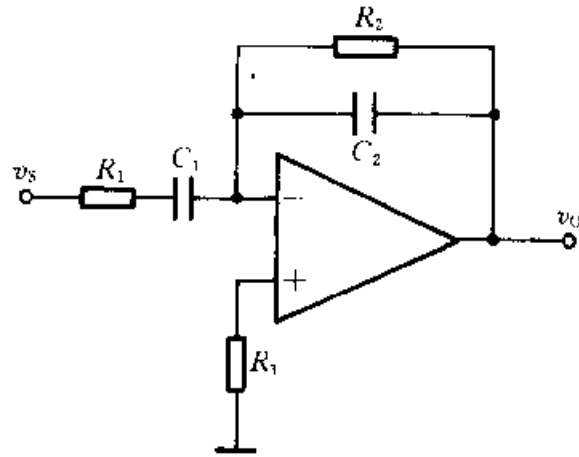
图题 8.1.13

(a) 微分电路 (b) v_S 的波形

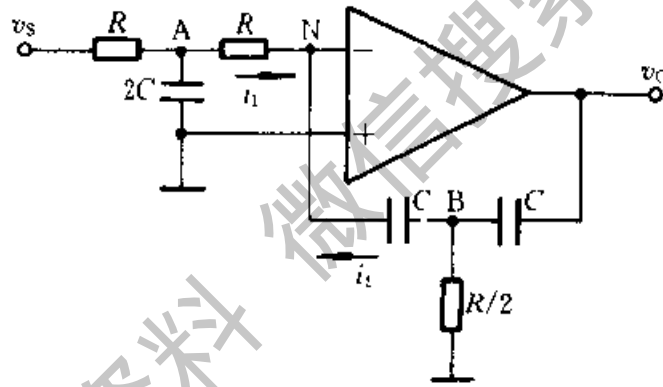
8.1.14 一实用微分电路如图题 8.1.14 所示，它具有衰减高频噪声的作用。(1) 确定电路的传递函数 $V_O(s)/V_S(s)$ ；(2) 若 $R_1C_1 = R_2C_2$ ，试问输入信号 v_S 的频率应当怎样限制，才能使电路不失去微分的功能 [$V_O(j\omega) = \text{const} \times j\omega V_S(j\omega)$]？

8.1.15 用一只集成运放实现二重积分的网络如图题 8.1.15 所示，试由它的传递函数证明它具有二重积分的功能。

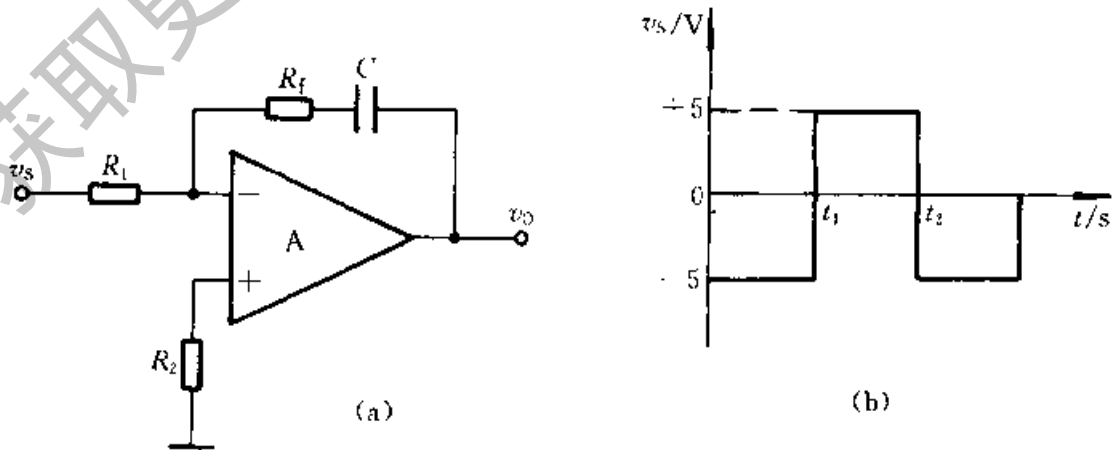
8.1.16 电路如图题 8.1.16a 所示，A 为理想运放，当 $t = 0$ 时，电容器 C 的初始电压 $v_C(0) = 0$ 。(1) 写出电路的电压增益 $A_V(s) = \frac{V_O(s)}{V_S(s)}$ 的表达式；(2) 若输入电压 v_S 为一方波，如图题 8.1.16b 所示，试画出 v_O 稳态时的波形。



图题 8.1.14



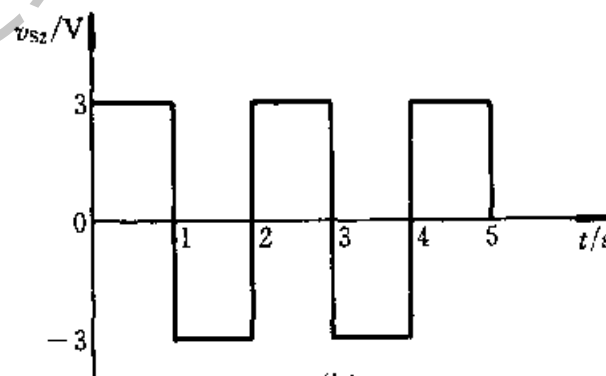
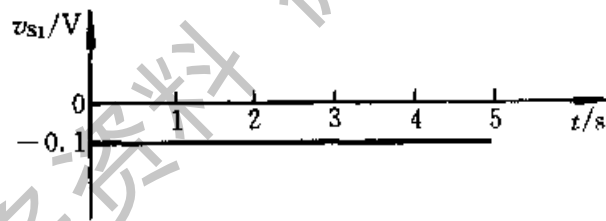
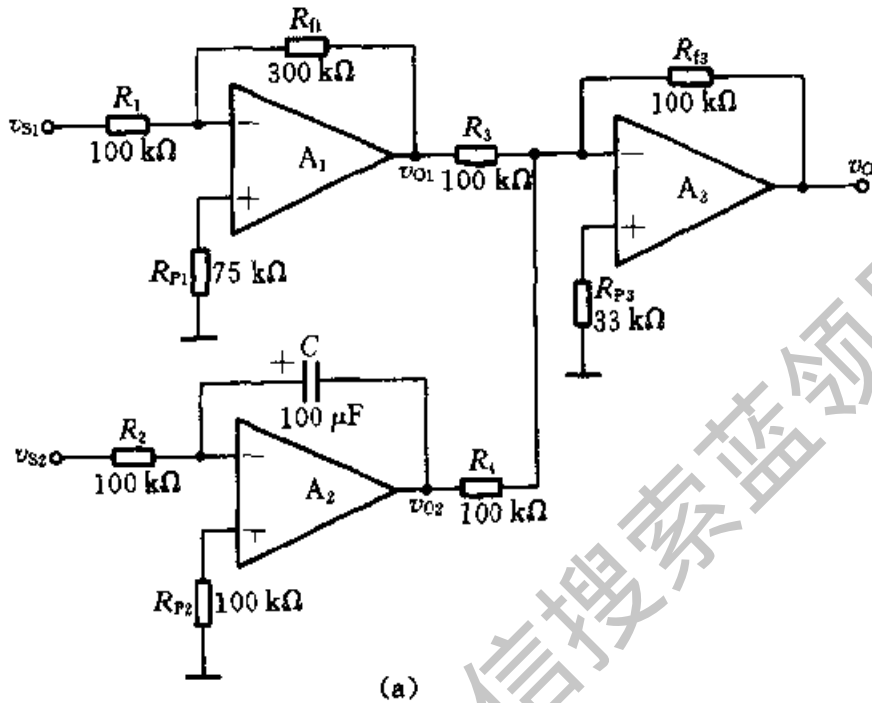
图题 8.1.15



图题 8.1.16

(a) 电路 (b) 输入电压 v_s 的波形

8.1.17 电路如图题 8.1.17a 所示。设运放是理想的，电容器 C 上的初始电压为零。
 (1) 求出 v_{o1} 、 v_{o2} 和 v_o 的表达式；(2) 当输入电压 v_{s1} 、 v_{s2} 如图题 8.1.17b 所示时，试画出 v_o 的波形。

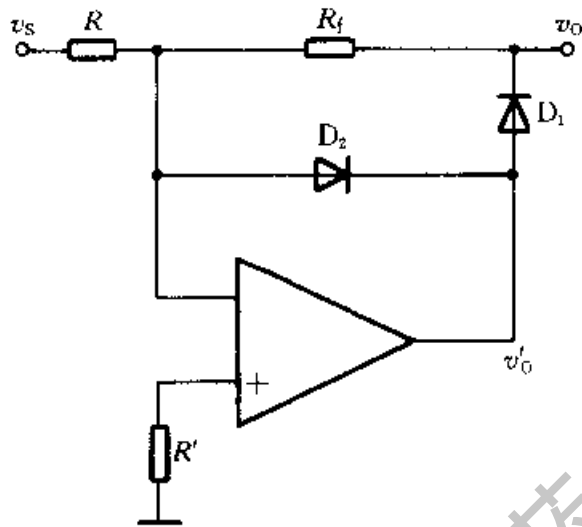


图题 8.1.17

(a) 电路图 (b) v_{s1} 、 v_{s2} 波形

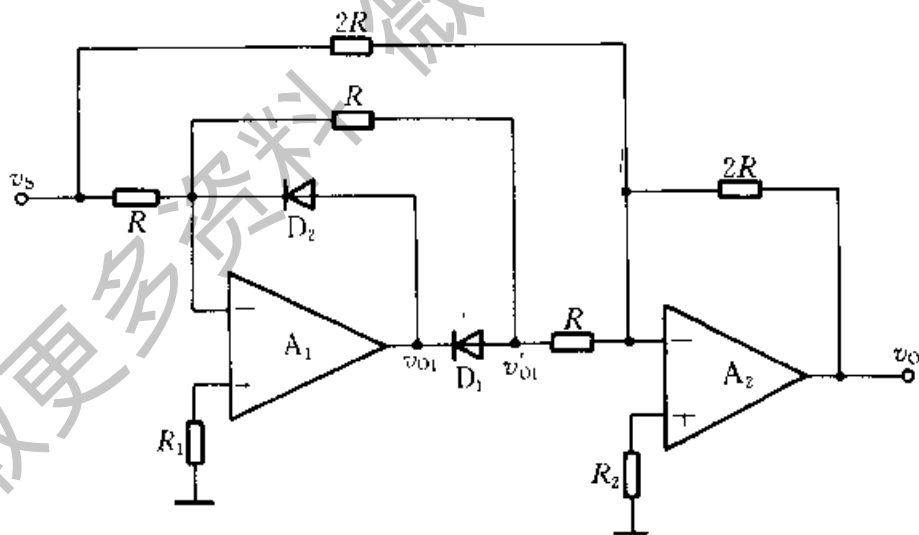
8.1.18 图题 8.1.18 所示是一个线性整流电路。(1) 试画出其输入-输出特性 $v_o = f(v_s)$ ；(2) 画出 $v_s = 10\sin\omega t$ V 时 v_o 的波形；(3) 二极管 D_1 、 D_2 各起什么作用？若去掉

D_2 , 电路工作情况将产生什么变化?



图题 8.1.18

8.1.19 如图题 8.1.19 所示电路中, A_1 组成一线性半波整流电路, A_2 组成一加法电路, 二者构成一线性全波整流电路。(1) 试画出其输入-输出特性 $v_o = f(v_s)$; (2) 试画出 $v_s = 10\sin\omega t$ V 时 v'_{o1} 和 v_o 的波形; (3) 说明此电路具有取绝对值的功能。

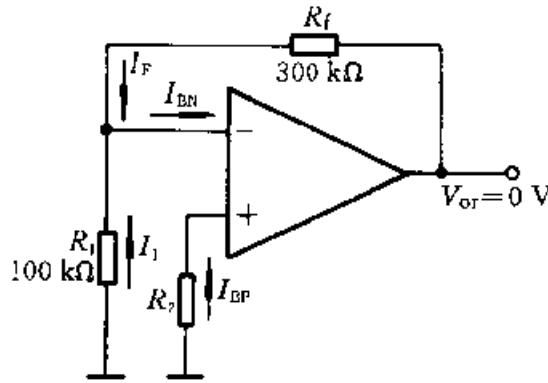


图题 8.1.19

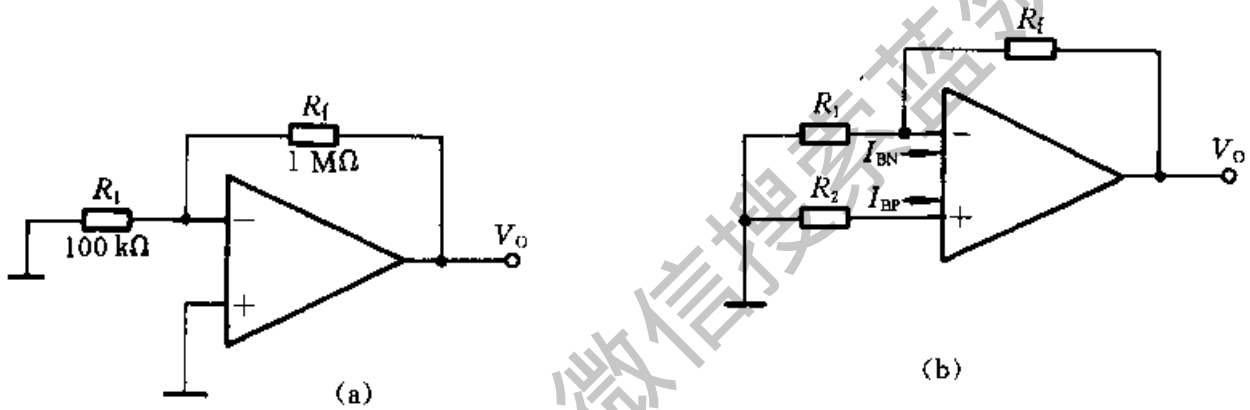
8.2.1 失调电流补偿电路如图题 8.2.1 所示。当 $I_{BN} = I_1 + I_F = 100$ nA, $I_{BP} = 80$ nA, 使输出误差电压 $V_{or} = 0$ V 时, 求平衡电阻 R_2 的值是多少?

8.2.2 运放 741 的 $I_{IO} = 20$ nA, $I_{IB} = 100$ nA, $V_{IO} = 5$ mV, 当 I_{IO} 、 I_{IB} 和 V_{IO} 为不同取值时, 试回答下列问题: (1) 设反相输入运算放大电路如图题 8.2.2a 所示 (未加输入信号 v_s), 若 $V_{IO} = 0$, 求由于偏置电流 $I_{IB} = I_{BN} = I_{BP}$ 而引起的输出直流电压 v_o ; (2) 怎样消除偏置电流的影响, 以使 $v_o = 0$; (3) 在 (2) 问的改进电路中, 若 $I_{BP} - I_{BN} = I_{IO} \neq 0$, 试计

算 v_o 的值; (4) 若 $I_{10}=0$, 则由 V_{10} 引起的 $v_o=?$ (5) 若 $I_{10}\neq 0$ 及 $V_{10}\neq 0$, 求 v_o 。



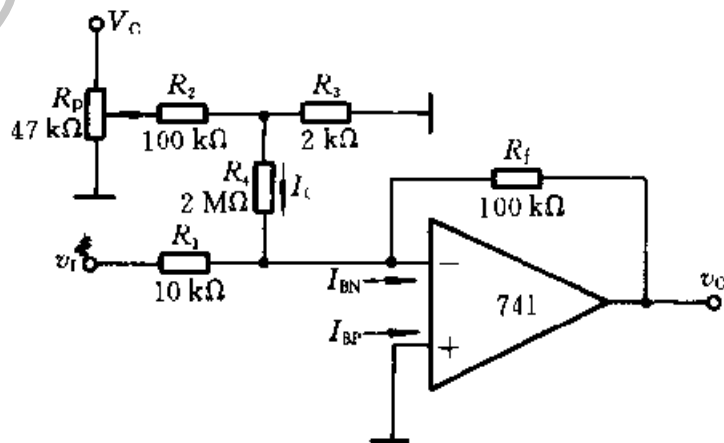
图题 8.2.1



图题 8.2.2

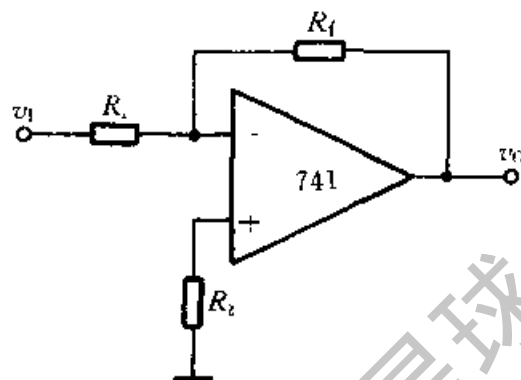
(a) 反相运算放大电路 (b) 平衡电阻的接入情况

8.2.3 I_{10} 和 I_{1B} 的补偿电路如图题 8.2.3 所示, 当运放的 $I_{BN}=90\text{ nA}$, $I_{BP}=70\text{ nA}$ 时, 在运放同相端接入一电阻 $R_5=9\text{ k}\Omega$ (图中未画出), 当 $v_i=0$ 时, 要使输出误差电压为零, 补偿电路应提供多大的补偿电流 I_c ?



图题 8.2.3

8.2.4 电路如图题 8.2.4 所示, 其 $A_{VF} = -10$, 若运放的 $V_{IO} = 2 \text{ mV}$, $I_{IB} = 80 \text{ nA}$, $I_{IO} = 20 \text{ nA}$, 求下列几种情况下电路输出的误差电压: (1) $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0$; (2) $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_1 \parallel R_f$; (3) $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 0$.

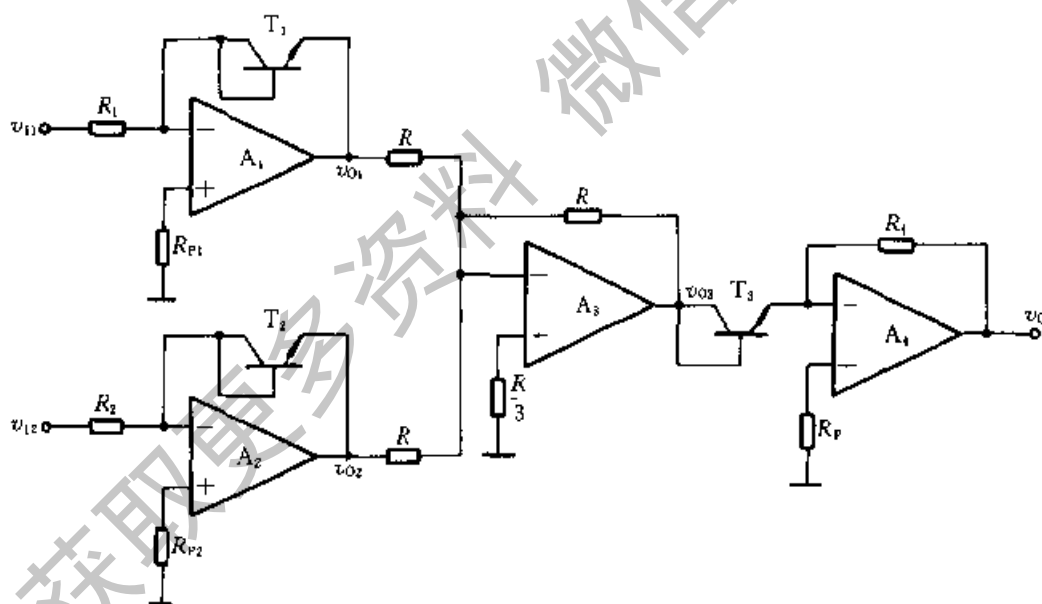


图题 8.2.4

8.2.5 电路如图题 8.2.4 所示, 当温度 $T = 25^\circ\text{C}$ 时, 运放失调电压 $V_{IO} = 5 \text{ mV}$, 输入失调电压温漂 $\Delta V_{IO}/\Delta T = 5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. (1) 当 $R_f/R_1 = 1000$ 时, 求 $T = 125^\circ\text{C}$ 时, 输出误差电压 V_{or} 为多少? (2) 若采取调零措施消除了 V_{IO} 引起的 V_{or} , 求由 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 引起的 V_{orT} 为多少? (3) 如 $R_f/R_1 = 100$, 允许 $V_{or} = 540 \text{ mV}$ 时的温度不能超过多少?

8.3.1 用对数、反对数、加法或减法运算电路, 设计出 $v_{O1} = v_X v_Y$, $v_{O2} = v_X/v_Z$ 和 $v_{O3} = v_X v_Y/v_Z$ 的原理框图。

8.3.2 电路如图题 8.3.2 所示, 若电路中 BJT T_1 、 T_2 、 T_3 相互匹配, 试求 v_O 的值。说明此电路完成何种运算功能?



图题 8.3.2

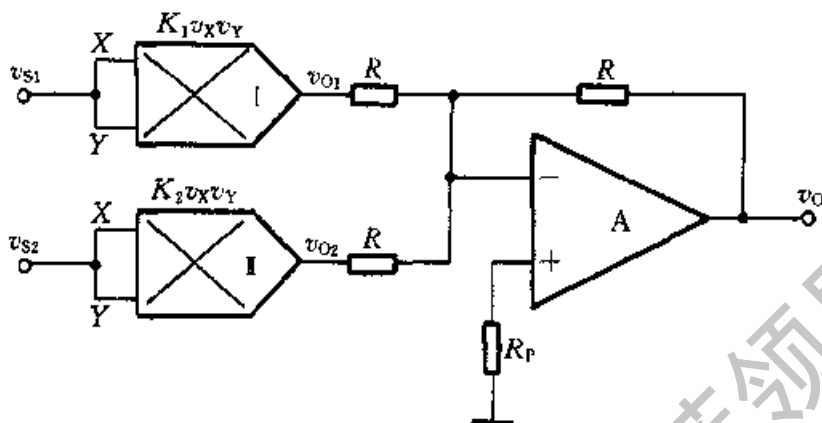
8.4.1 电路如图题 8.4.1 所示, 运放和乘法器都具有理想特性。 (1) 求 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_O 的表达式; (2) 当 $v_{S1} = V_{sm} \sin \omega t$, $v_{S2} = V_{sm} \cos \omega t$, 说明此电路具有检测正交振荡幅值的功能 (称平方律振幅检测电路)。

提示: $\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1$

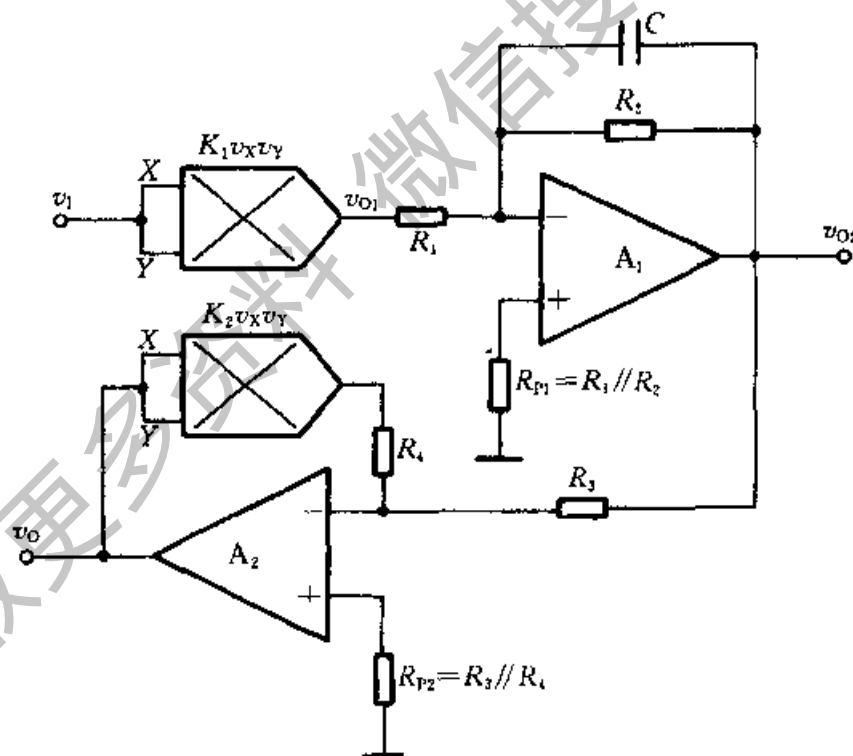
8.4.2 以模拟乘法器为基本电路, 设计一个电路, 实现 $v_O = K \sqrt{v_X^2 + v_Y^2}$ 的运算功能。

8.4.3 有效值检测电路如图题 8.4.3 所示, 若 R_2 为 ∞ , 试证明

$$v_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_i^2 dt}$$



图题 8.4.1

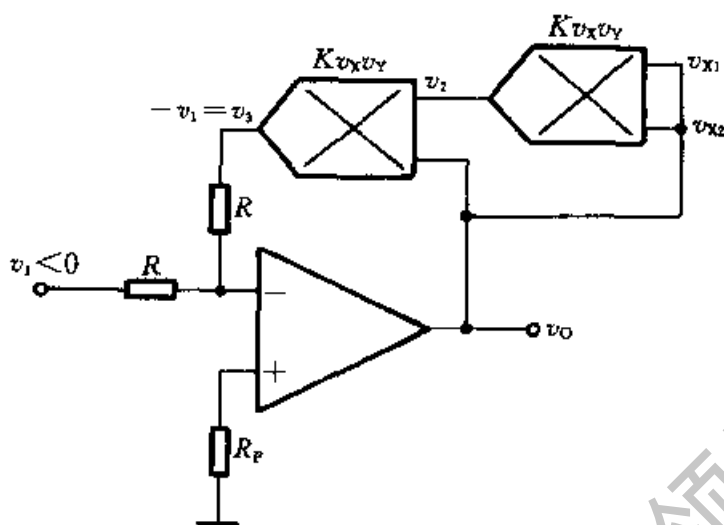


图题 8.4.3

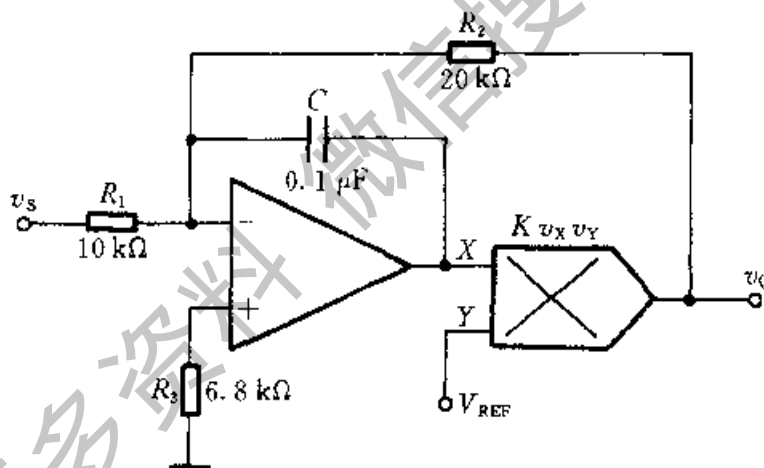
注: 式中 $T = \frac{CR_1 R_3 K_2}{R_4 K_1}$ 。

8.4.4 电路如图题 8.4.4 所示, 试求输出电压 v_o 的表达式。

8.4.5 压控电路如图题 8.4.5 所示, 设电路器件是理想的, 乘法器的系数 $K = 0.1V^{-1}$, V_{REF} 为直流控制电压, 其值在 $+5V \sim +10V$ 间可调, 试求 $A_{VF}(s) = V_o(s)/V_i(s)$ 的表达式、截止频率及其可调范围。



图题 8.4.4

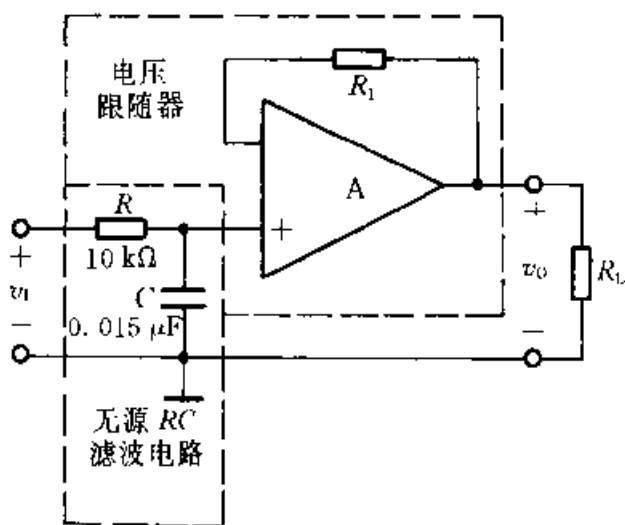


图题 8.4.5

8.5.1 在下列几种情况下,应分别采用哪种类型的滤波电路(低通、高通、带通、带阻)?(1)有用信号频率为 100 Hz;(2)有用信号频率低于 400 Hz;(3)希望抑制 50 Hz 交流电源的干扰;(4)希望抑制 500 Hz 以下的信号。

8.5.2 设运放为理想器件。在下列几种情况下,它们应分别属于哪种类型的滤波电路(低通、高通、带通、带阻)?并定性画出其幅频特性。(1)理想情况下,当 $f=0$ 和 $f \rightarrow \infty$ 时的电压增益相等,且不为零;(2)直流电压增益就是它的通带电压增益;(3)在理想情况下,当 $f \rightarrow \infty$ 时的电压增益就是它的通带电压增益;(4)在 $f=0$ 和 $f \rightarrow \infty$ 时,电压增益都等于零。

8.5.3 图题 8.5.3 所示为一个一阶低通滤波器电路,设 A 为理想运放,试推导电路的传递函数,并求出其 -3 dB 截止角频率 ω_H 。



图题 8.5.3

8.5.4 试画出下列传递函数的幅频响应曲线,并分别指出各传递函数表示哪一种(低通、高通、带通、带阻或全通)滤波电路(提示:下面各式中的 $S = s/\omega_n = j\omega/\omega_n$):

$$(1) A(S) = \frac{1}{S^2 + \sqrt{2}S + 1};$$

$$(2) A(S) = \frac{1}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1};$$

$$(3) A(S) = \frac{S^3}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1};$$

$$(4) A(S) = \frac{S^2 - 2S + 2}{S^2 + 2S + 2};$$

$$(5) A(S) = \frac{2S}{S^2 + 0.2S + 1}.$$

8.5.5 在图 8.5.4 所示低通滤波电路中,设 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 5.86 \text{ k}\Omega$, $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$,试计算截止角频率 ω_H 和通带电压增益,并画出其波特图。

8.5.6 在图 8.5.9 所示带通滤波电路中,设 $R = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 38 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 20 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$,试计算中心频率 f_0 和带宽 BW ,画出其选频特性。

8.5.7 图题 8.5.7 所示是一阶全通滤波电路的一种形式。(1) 试证明电路的电压增益表达式为

$$A_V(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

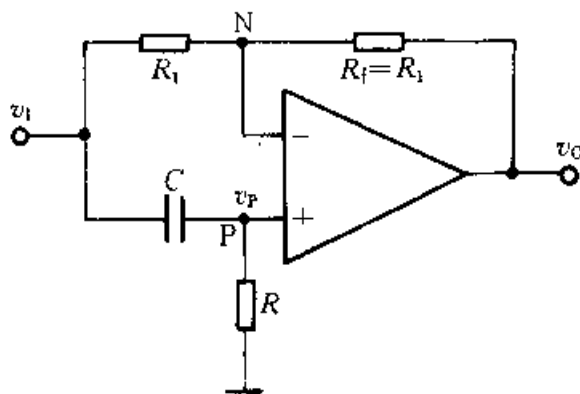
(2) 试求它的幅频响应和相频响应,说明当 ω 由 $0 \rightarrow \infty$ 时,相角 φ 的变化范围。

8.5.8 已知 $f_H = 500 \text{ Hz}$,试选择和计算图 8.5.4 所示电路形式的巴特沃思低通滤波电路的参数。

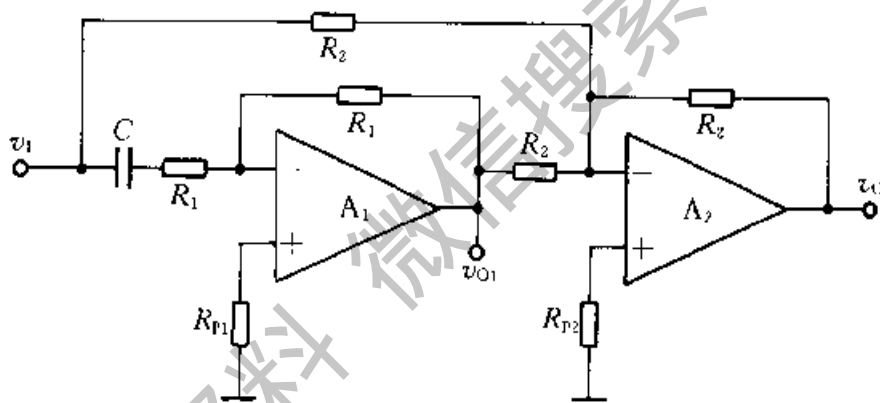
8.5.9 已知 $f_H = 200 \text{ Hz}$, $|A_0| = 6$,试选择图 8.5.14 所示电路形式的巴特沃思低通滤波电路的参数。

8.5.10 电路如图题 8.5.10 所示,设 A_1 、 A_2 为理想运放。(1) 求 $A_1(s) = \frac{V_{o1}(s)}{V_i(s)}$ 及

$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$; (2) 根据导出的 $A_1(s)$ 和 $A(s)$ 表达式, 判断它们分别属于什么类型的滤波电路。

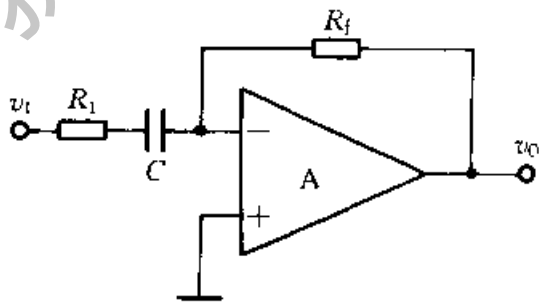


图题 8.5.7

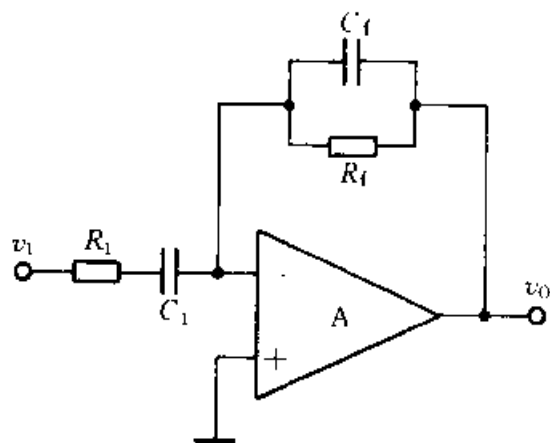


图题 8.5.10

8.5.11 设 A 为理想运放. 试写出图题 8.5.11 所示电路的传递函数, 指出这是一个什么类型的滤波电路。



图题 8.5.11



图题 8.5.12

8.5.12 设 A 为理想运放, 试写出图题 8.5.12 所示电路的传递函数, 指出这是一个什么类型的滤波电路。

8.5.13 已知某有源滤波电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-s^2}{s^2 + \frac{3}{R_1 C} s + \frac{1}{R_1 R_2 C^2}}$$

(1) 试定性分析该电路的滤波特性 (低通、高通、带通或带阻) (提示: 可从增益随角频率变化情况判断); (2) 求通带增益 A_0 、特征频率 (中心频率) ω_0 及等效品质因数 Q 。

8.5.14 高通电路如图 8.5.6 所示。已知 $Q=1$, 试求其幅频响应的峰值, 以及峰值所对应的角频率。设 $\omega_n = 2\pi \times 200 \text{ rad/s}$ 。

8.6.1 影响开关电容滤波器频率响应的时间常数决定于什么? 为什么时钟频率 f_{CP} 通常比滤波器的工作频率 (例如截止频率 f_0) 要大得多 (例如 $f_{CP}/f_0 > 100$)?

8.6.2 开关电容滤波器与一般 RC 有源滤波电路相比有何主要优点?

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE 8.1 电路如图 PSE8.1.1 所示。运放 LF411 的电源电压 $V_{CC} = +15\text{V}$, $V_{EE} = -15\text{V}$, 电容器 C 的初始电压 $v_C(0) = 0$ 。(1) 当输入电压 v_I 的幅度为 1V , 频率为 1kHz 的对称正方形波时, 求输出电压 v_O 的波形; (2) 去掉电阻 R_2 , 重复 (1) 的过程; (3) 输入脉冲电压信号, 正向幅度为 9V , 宽度为 $10\mu\text{s}$, 负向幅度为 -1V , 宽度为 $90\mu\text{s}$, 周期 T 为 $100\mu\text{s}$, 求输出电压 v_O 的波形。

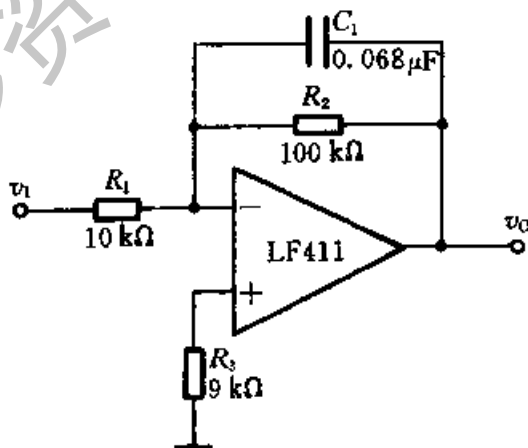
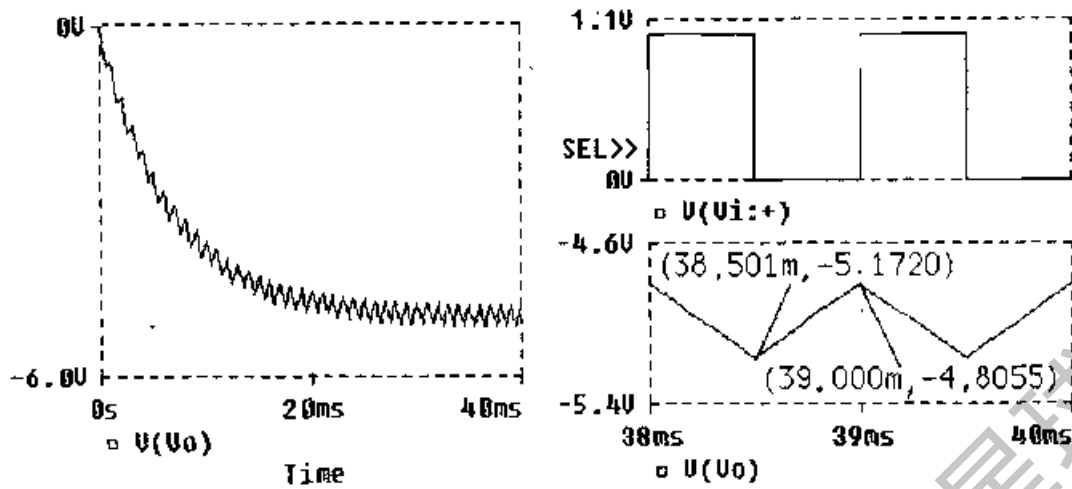


图 PSE 8.1.1

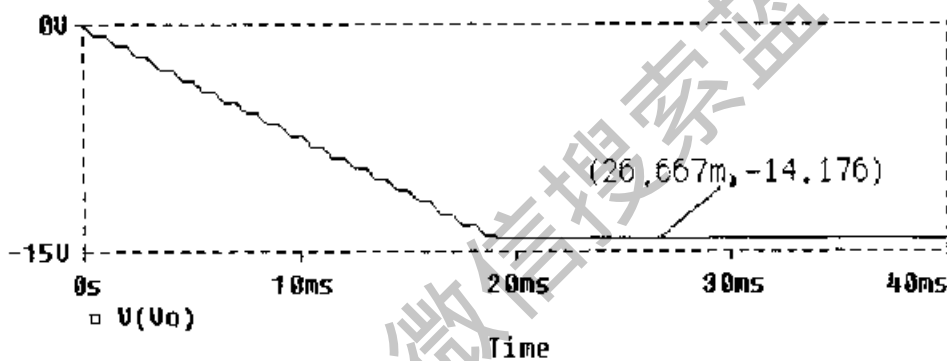
解: (1) 设置交流扫描分析的功能, 当输入电压 v_I 波形如图 PSE 8.1.2b 时, 输出电压 v_O 的瞬态波形如图 PSE 8.1.2a 所示。由图看出, 电路开始工作后, 要经过一定时间, 输出电压才能稳定, 图 b 是 v_O 稳定后, v_I 和 v_O (图 a 局部放大) 的波形, v_O 为三角波。

(2) 去掉电阻 R_2 后, 输出电压 v_O 的波形如图 PSE 8.1.2c 所示。由图中看出, 由于

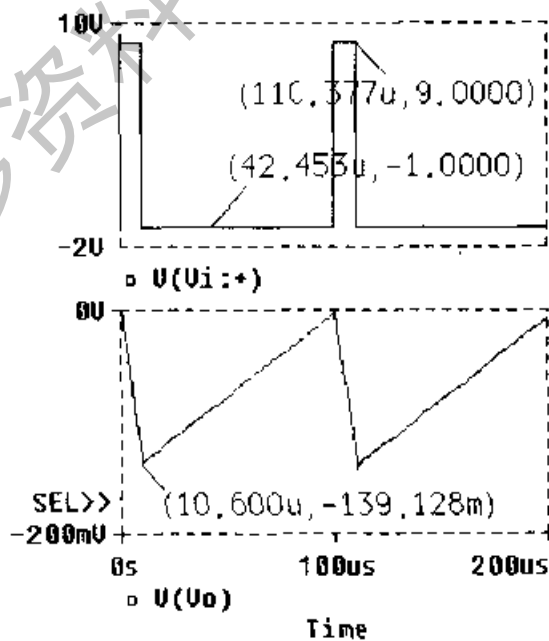


(a)

(b)



(c)



(d)

图 PSE 8.1.2

- (a) 输出电压 v_o 建立过程的波形 (b) v_i 和 v_o 的稳态波形
 (c) R_2 断开后 v_o 的波形 (d) v_i 占空比为 10% 时, v_i 与 v_o 的波形

电容器 C 没有放电回路, 输出电压 v_o 经过一段时间达到饱和状态, $v_o = -14.176\text{V}$, 此时电压值接近 $-V_{EE}$ 值, 已无三角波电压输出。

(3) 当输入电压 v_i 的 $T = 100\mu\text{s}$, 占空比为 10% 时, 正向幅度为 9 V, 负向幅度为 -1V , 电路接入 R_2 , 再进行瞬态分析, 输入电压 v_i 和输出电压 v_o 的稳态波形如图 PSE 8.1.2d 所示, 此时 v_o 为锯齿波。

例 PSE 8.2 二阶压控电压源低通滤波电路如图 8.5.4 所示。设 $R_t = 5.86\text{ k}\Omega$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R = 100\text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, 试作出其幅频响应和相频响应, 求出截止频率和通带增益。

解: 设置交流扫描分析功能, 得到电路幅频响应和相频响应, 分别如图 PSE 8.2a、b 所示, 由图可看出, 截止频率约为 16 Hz, 电压增益为 4 dB。

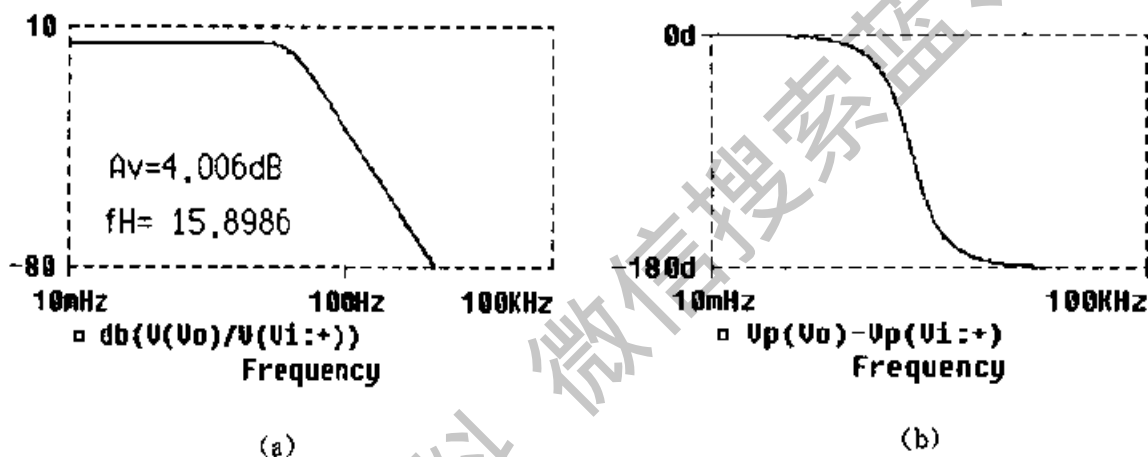


图 PSE 8.2

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

2. PSPICE 习题

PS 8.1 电路及电路参数如图题 8.1.16a 所示。设电路中 $R_1 = R_2 = 12\text{ k}\Omega$, $R_t = 5\text{ k}\Omega$, $C = 4\text{ }\mu\text{F}$, 运放的反相输入端与输出端之间并联一电阻 $R_3 = 1.2\text{ M}\Omega$, 运放采用 LF411。电容 C 初始电压 $v_C(0) = 0$, 输入电压 v_s 幅度为 $+5\text{V} \sim -5\text{V}$, 占空比为 50%, 频率为 10 Hz 的方波如图题 8.1.16b 所示。试画出输出电压 v_o 的波形; 当 $R_2 = 0$ 时, 重画输出电压 v_o 的波形。

PS 8.2 电路及电路参数如图题 8.1.17a 所示, 设电路中 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 100\text{ k}\Omega$, $C = 100\text{ }\mu\text{F}$, $R_{t1} = 300\text{ k}\Omega$, $R_{p1} = 75\text{ k}\Omega$, $R_{p3} = 33\text{ k}\Omega$, 运放采用 LF 411, 电容器 C 的初始电压 $v_C(0) = 0$ 。输入信号电压如图题 8.1.17b 所示, 试画出 v_{o1} 、 v_{o2} 和 v_o 的波形。

PS 8.3 电路如图题 8.1.19 所示, 运放 A_1 、 A_2 用 $\mu\text{A}741$, 二极管 D_1 、 D_2 用 $D_1\text{W}4148$ 。电路中 $R = 10\text{ k}\Omega$, 运放同相端电阻 $R_1 = R_2 = 0$ 。(1) 当输入电压 $v_s = 5\sin\omega t\text{ (V)}$, $f = 1\text{ kHz}$ 时, 试画出 v_{o1} 、 v_{o1}' 和 v_o 的波形; (2) 画出输入-输出特性 $v_o = f(v_s)$ 。

PS 8.4 设二阶压控电压源高通滤波电路的截止频率 $f_L = 400\text{ Hz}$, $Q = 1$ 。要求画出电

路图, 选择和计算电容、电阻值, 画出幅频响应。若将上述两个相同的滤波电路串联起来, 其幅频响应有何变化?

提示: (1) 计算电路参数时, 要求运放的两输入端外接电阻满足平衡条件; (2) 电容值和电阻值的选择范围分别为: 几百皮法~1 微法, 几十千欧~几百千欧。

PS 8.5 用 PS 8.4 所得二阶压控电压源高通滤波电路参数, 改接成二阶压控电压源低通滤波电路, 画出其幅频响应, 比较高通、低通滤波电路的对偶性。

PS 8.6 试画出下列传递函数的幅频响应曲线, 并分别指出各传递函数表示哪一种(低通、高通、带通、带阻或全通)滤波电路。

提示: (1) 下面各式中的 $S = s/\omega_n = j\omega/\omega_n$;

(2) 画幅频响应时, 以 ω/ω_n 作横坐标。

$$(1) A(S) = \frac{1}{S^2 + \sqrt{2}S + 1};$$

$$(2) A(S) = \frac{1}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1};$$

$$(3) A(S) = \frac{S^3}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1};$$

$$(4) A(S) = \frac{S^2 - 2S + 1}{S^2 + 2S + 1};$$

$$(5) A(S) = \frac{2S}{S^2 + 0.2S + 1}.$$

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

9 信号产生电路

引言 在实践中,广泛采用各种类型的信号产生电路,就其波形来说,可能是正弦波或非正弦波。

在通信、广播、电视系统中,都需要射频(高频)发射,这里的射频波就是载波,把音频(低频)、视频信号或脉冲信号运载出去,这就需要能产生高频信号的振荡器。

在工业、农业、生物医学等领域内,如高频感应加热、熔炼、淬火,超声波焊接,超声诊断,核磁共振成像等,都需要功率或大或小、频率或高或低的振荡器。可见,正弦波振荡电路在各个科学技术部门的应用是十分广泛的。

同样,非正弦信号(方波、锯齿波等)发生器在测量设备、数字系统及自动控制系统中的应用也日益广泛。

本章在讨论正弦波振荡电路之后、非正弦波信号产生电路之前,还要研究一种重要单元电路——电压比较器,它不仅是波形产生电路中常用的基本单元,也广泛用于测量电路、自动控制系统和信号处理电路中。希望读者予以足够重视。

9.1 正弦波振荡电路的振荡条件

从结构上来看,正弦波振荡电路就是一个没有输入信号的带选频网络的正反馈放大电路。图 9.1.1a 表示接成正反馈时,放大电路在输入信号 $\dot{X}_i=0$ 时的方框图,改画一下,便得图 9.1.1b。由图可知,如在放大电路的输入端(1端)外接一定频率、一定幅度的正弦波信号 \dot{X}_s ,经过基本放大电路和反馈网络所构成的环路传输后,在反馈网络的输出端(2端),得到反馈信号 \dot{X}_f ,如果 \dot{X}_f 与 \dot{X}_s 在大小和相位上都一致,那么,就可以除去外接信号 \dot{X}_s ,而将

1、2 两端连接在一起（如图中的虚线所示）而形成闭环系统，其输出端可能继续维持与开环时一样的输出信号^①。这样，由于 $\dot{X}_f = \dot{X}_a$ ，便有

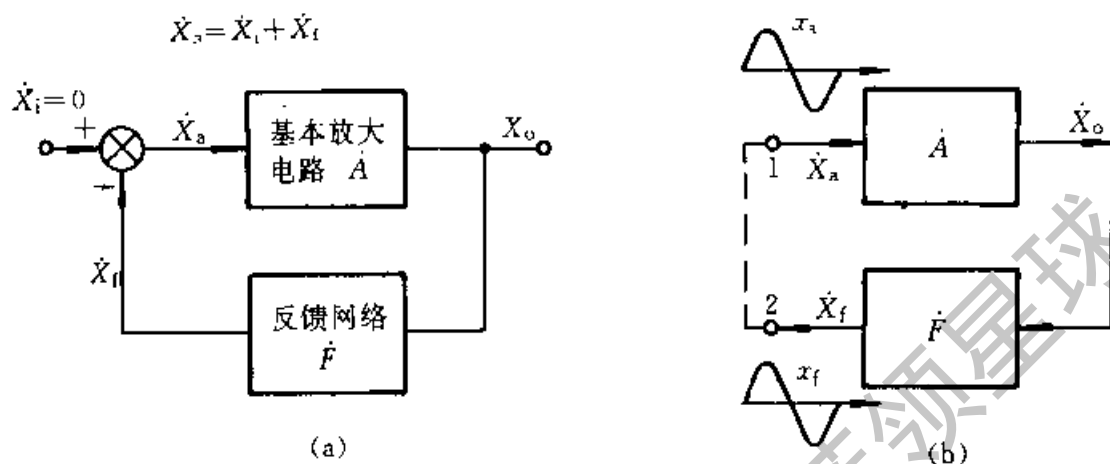


图 9.1.1 正弦波振荡电路的方框图

(a) 正反馈放大电路的方框图 ($\dot{X}_i=0$) (b) 正弦波振荡电路的方框图

$$\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_a} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_a} \cdot \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} = 1$$

或 $\dot{A}\dot{F}=1$ (9.1.1)

在上式中，仍设 $\dot{A}=A\angle\varphi_a$ ， $\dot{F}=F\angle\varphi_f$ ，则可得

$$\dot{A}\dot{F}=AF\angle\varphi_a+\varphi_f=1, \text{ 即}$$

$$|\dot{A}\dot{F}|=AF=1 \quad (9.1.2)$$

和 $\varphi_a+\varphi_f=2n\pi, n=0, 1, 2, \dots$ (9.1.3)

式 (9.1.2) 称为振幅平衡条件，而式 (9.1.3) 则称为相位平衡条件，这是正弦波振荡电路产生持续振荡的两个条件。值得注意的是，无论是负反馈放大电路的自激条件 ($-\dot{A}\dot{F}=1$) 或振荡电路的振荡条件 ($\dot{A}\dot{F}=1$)，都是要求环路增益等于 1，不过，由于反馈信号送到比较环节输入端的 +、- 符号不同（见图 7.5.1 和图 9.1.1a），所以环路增益各异，从而导致相位条件不一致 [比较式 (7.5.3) 和式 (9.1.3)]。

振荡电路的振荡频率 f_0 是由式 (9.1.3) 的相位平衡条件决定的。一个正弦波振荡电路只在一个频率下满足相位平衡条件，这个频率就是 f_0 ，这就要求在 $\dot{A}\dot{F}$ 环路中包含一个具有选频特性的网络，简称选频网络。它可以设置在放大电路 \dot{A} 中，也可设置在反馈网络 \dot{F} 中，它可以用 R 、 C 元件组成，也可用

^① 图 9.1.1b 中略去了基本放大电路的输入阻抗对反馈网络的负载效应。

L 、 C 元件组成。用 R 、 C 元件组成选频网络的振荡电路称为 RC 振荡电路，一般用来产生 $1\text{ Hz}\sim 1\text{ MHz}$ 范围内的低频信号；而用 L 、 C 元件组成选频网络的振荡电路称为 LC 振荡电路，一般用来产生 1 MHz 以上的高频信号。

另一方面，式 (9.1.2) 所表示的振幅平衡条件，是指振荡电路已进入稳态振荡而言的。

欲使振荡电路能自行建立振荡，就必须满足 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ 的条件。这样，在接通电源后，振荡电路就有可能自行起振，或者说能够自激，最后趋于稳态平衡。

由于正弦波振荡电路中的放大器件是工作在线性区 (RC 振荡电路) 或接近线性区 (LC 振荡电路)，因此在分析中，可以近似按线性电路来处理。

复习思考题

9.1.1 正弦波振荡电路的振荡条件和负反馈放大电路的自激条件都是环路放大倍数等于 1，但是由于反馈信号加到比较环节上的极性不同，前者为 $\dot{A}\dot{F} = 1$ ，而后者则为 $-\dot{A}\dot{F} = 1$ 。除了数学表达式的差异外，问构成相位平衡条件的实质有什么不同？

9.1.2 在满足相位平衡条件的前提下，既然正弦波振荡电路的振幅平衡条件为 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$ ，如果 $|\dot{F}|$ 为已知，则 $|\dot{A}| = |1/\dot{F}|$ 即可起振，你认为这种说法对吗？

9.2 RC 正弦波振荡电路

RC 正弦波振荡电路有桥式振荡电路、双 T 网络式和移相式振荡电路等类型，这里重点讨论桥式振荡电路。

1. 电路原理图

图 9.2.1 是 RC 桥式振荡电路的原理电路，这个电路由两部分组成，即放大电路 \dot{A}_v 和选频网络 \dot{F}_v 。 \dot{A}_v 为由集成运放所组成的电压串联负反馈放大电路，取其输入阻抗高和输出阻抗低的特点。而 \dot{F}_v 则由 Z_1 、 Z_2 组成，同时兼作正反馈网络。由图可知， Z_1 、 Z_2 和 R_1 、 R_2 正好形成一个四臂电桥，电桥的对角线顶点接到放大电路的两个输入端，桥式振荡电路的名称即由此得来^①。

下面首先分析 RC 串并联选频网络的选频特性，然后根据正弦波振荡电路的两个条件（振幅平衡及相位平衡）选择合适的放大电路指标，以构成一个完整的振荡电路。

^① 这种振荡电路常称为文氏电桥 (Wien-bridge) 振荡电路。

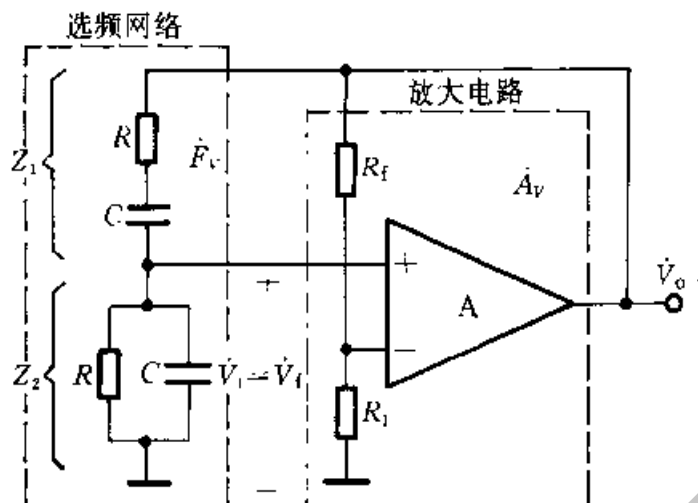


图 9.2.1 RC 桥式振荡电路

2. RC 串并联选频网络的选频特性

图 9.2.1 中用虚线框所表示的 RC 串并联选频网络具有选频作用，它的频率响应是不均匀的。

由图 9.2.1 有

$$Z_1 = R + \frac{1}{sC} = \frac{1 + sCR}{sC}$$

$$Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{R}{1 + sCR}$$

反馈网络的反馈系数为

$$F_V(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$= \frac{sCR}{1 + 3sCR + (sCR)^2} \quad (9.2.1)$$

就实际的频率而言，可用 $s = j\omega$ ，则得

$$\dot{F}_V = \frac{j\omega RC}{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + j3\omega RC}$$

如令 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ，则上式变为

$$\dot{F}_V = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (9.2.2)$$

由此可得 RC 串并联选频网络的幅频响应及相频响应

$$F_V = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (9.2.3)$$

$$\varphi_1 = -\arctan \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3} \quad (9.2.4)$$

由式 (9.2.3) 及 (9.2.4) 可知, 当

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ 或 } f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9.2.5)$$

时, 幅频响应的幅值为最大, 即

$$F_{V_{\max}} = \frac{1}{3} \quad (9.2.6)$$

而相频响应的相位角为零, 即

$$\varphi_1 = 0 \quad (9.2.7)$$

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), 并且输出电压是输入电压的 $1/3$, 同时输出电压与输入

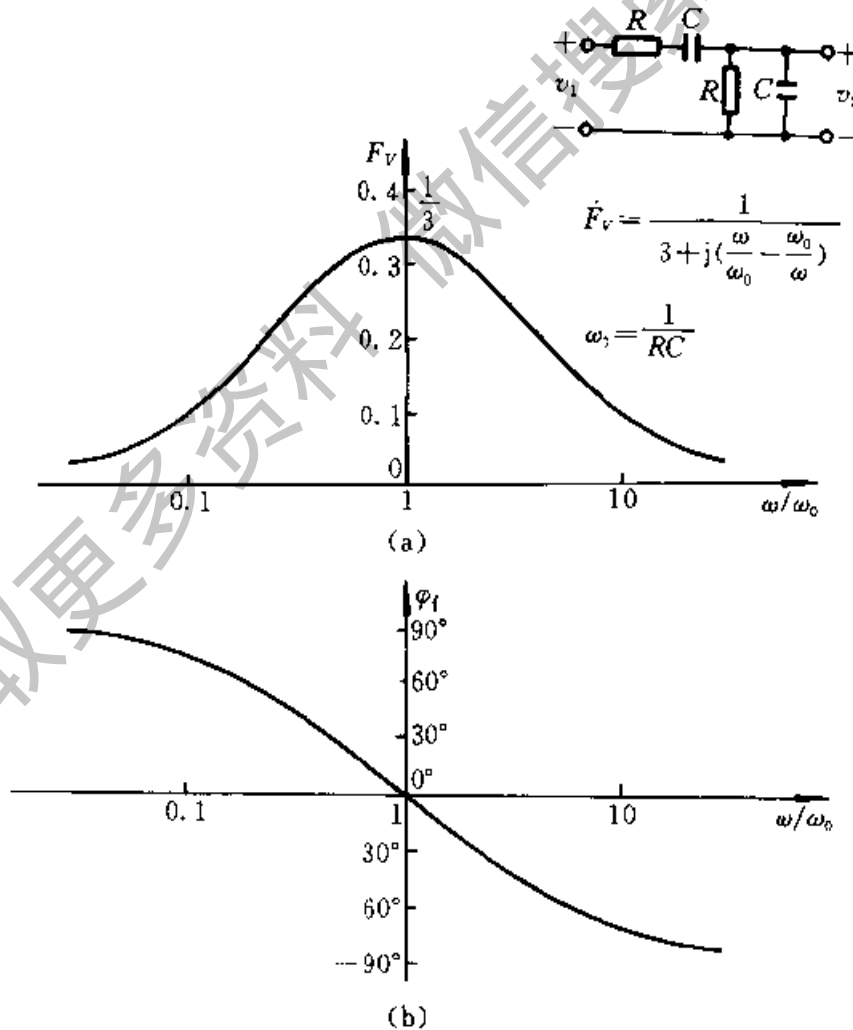


图 9.2.2 RC 串并联选频网络的频率响应

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

电压同相位。根据式 (9.2.3)、(9.2.4) 画出了串并联选频网络的幅频响应及相频响应, 如图 9.2.2 所示。

3. 振荡的建立与稳定

由图 9.2.1 知, 在 $\omega = \omega_0 = 1/(RC)$ 时, 经 RC 选频网络传输到运放同相端的电压 \dot{V}_f 与 \dot{V}_o 同相, 即有 $\varphi_f = 0$ 和 $\varphi_o + \varphi_f = 2n\pi$ 。这样, 放大电路和由 Z_1 、 Z_2 组成的反馈网络刚好形成正反馈系统, 可以满足式 (9.1.3) 的相位平衡条件, 因而有可能振荡。

所谓建立振荡, 就是要使电路自激, 从而产生持续的振荡, 由直流电变为交流电。对于 RC 振荡电路来说, 直流电源即是能源。那么自激的因素又是什么呢? 由于电路中存在噪声, 它的频谱分布很广, 其中也包括有 $\omega = \omega_0 = 1/(RC)$ 这样一个频率成分。这种微弱的信号, 经过放大, 通过正反馈的选频网络, 使输出幅度愈来愈大, 最后受电路中非线性元件的限制, 使振荡幅度自动地稳定下来, 开始时, $\dot{A}_v = 1 + R_f/R_1$ 略大于 3, 达到稳定平衡状态时, $\dot{A}_v = 3$, $\dot{F}_v = 1/3$ ($\omega = \omega_0 = 1/(RC)$)。

4. 振荡频率与振荡波形

前已提及, 从正弦稳态的工作情况来看, 振荡频率是由相位平衡条件所决定的, 这是一个重要的概念。从式 (9.2.5) ~ 式 (9.2.7) 已知, 只有当 $\omega = \omega_0 = 1/(RC)$, $\varphi_f = 0$, $\varphi_o = 0$ 时, 才满足相位平衡条件, 所以振荡频率按式 (9.2.5) 决定, 即 $f = 1/(2\pi RC)$ 。当适当调整负反馈的强弱, 使 A_v 的值略大于 3 时, 其输出波形为正弦波, 如 A_v 的值远大于 3, 则因振幅的增长, 致使放大器件工作到非线性区域, 波形将产生严重的非线性失真。

5. 稳幅措施

为了进一步改善输出电压幅度的稳定问题, 可以在放大电路的负反馈回路里采用非线性元件来自动调整反馈的强弱以维持输出电压恒定。例如, 在图 9.2.1 所示的电路中, R_f 可用一温度系数为负的热敏电阻代替, 当输出电压 $|\dot{V}_o|$ 增加时, 通过负反馈回路的电流 $|\dot{I}_f|$ 也随之增加, 结果使热敏电阻的阻值减小, 负反馈加强, 放大电路的增益下降, 从而使输出电压 $|\dot{V}_o|$ 下降; 反之, 当 $|\dot{V}_o|$ 下降时, 由于热敏电阻的自动调整作用, 将使 $|\dot{V}_o|$ 回升, 因此, 可以维持输出电压基本恒定。

非线性电阻稳定输出电压的另一种方案是利用 JFET 工作在可变电阻区。由第 4 章讨论可知, 当 JFET 的漏源电压 v_{DS} 较小时, 它的漏源电阻 R_{DS} 可通过栅源电压来改变。因此, 可利用 JFET 进行稳幅, 图 9.2.3 所示就是这样一个振荡电路。图中负反馈网络由 R_{p3} 、 R_3 和 FET 的漏源电阻 R_{DS} 组成。正

常工作时,输出电压经二极管 D 整流和 R_4 、 C_3 滤波后,通过 R_5 、 R_{p4} 为 JFET 栅极提供控制电压。当幅值增大时, v_{GS} 变负, R_{TS} 将自动加大以加强负反馈。反之亦然。这样,就可达到自动稳幅的目的。

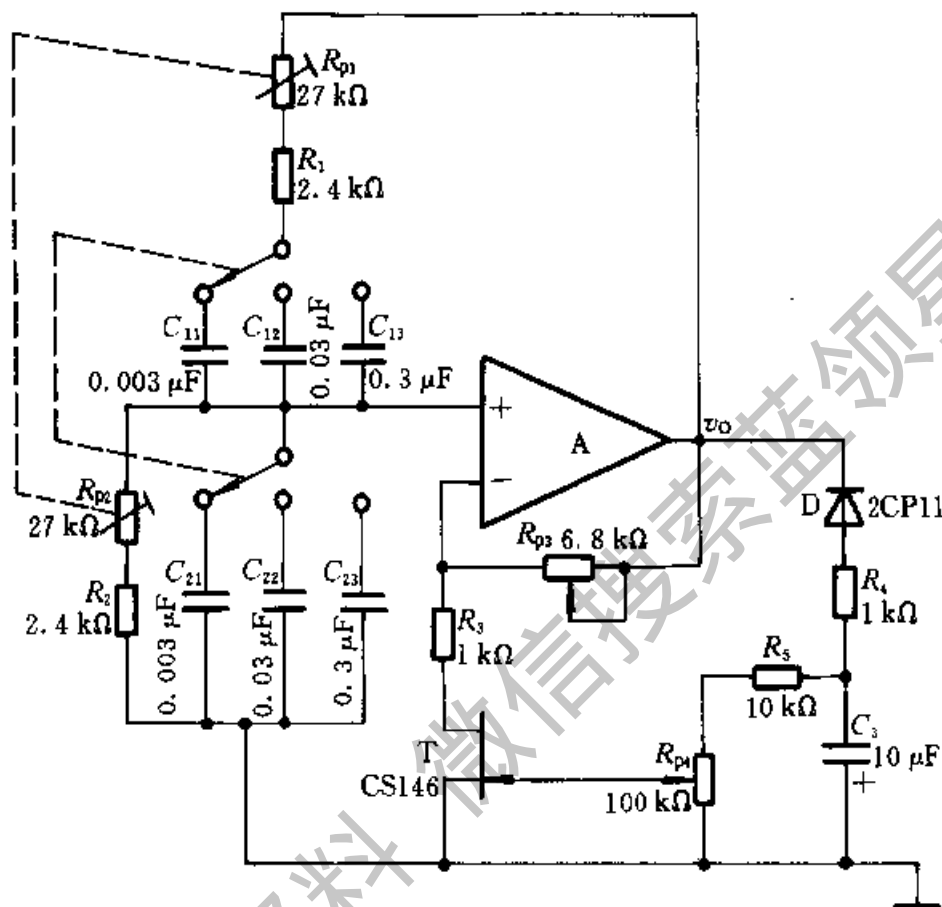


图 9.2.3 JFET 稳幅音频信号产生电路

电路调整时,一般只需调整 R_{p3} 或 R_{p4} , 就可使失真最小。该电路的频率范围为 20 Hz~20 kHz, 输出电压约为 1 V。

例 9.2.1 图 9.2.4 所示为 RC 桥式正弦波振荡电路, 已知 A 为运放 741, 其最大输出电压为 ± 14 V。(1) 图中用二极管 D_1 、 D_2 作为自动稳幅元件, 试分析它的稳幅原理; (2) 设电路已产生稳幅正弦波振荡, 当输出电压达到正弦波峰值时, 二极管的正向压降约为 0.6 V, 试粗略估算输出电压的峰值 V_{om} ; (3) 试定性说明因不慎使 R_2 短路时, 输出电压 v_o 的波形; (4) 试定性画出当 R_2 不慎开路时, 输出电压 v_o 的波形 (并标明振幅)。

解: (1) 稳幅原理

图中 D_1 、 D_2 的作用是, 当 v_o 幅值很小时, 二极管 D_1 、 D_2 接近于开路, 由 D_1 、 D_2 和 R_3 组成的并联支路的等效电阻近似为 $R_3 = 2.7$ k Ω , $A_v = (R_2 + R_3 + R_1) / R_1 \approx 3.3 > 3$, 有利于起振; 反之, 当 v_o 的幅值较大时, D_1 或 D_2 导通,

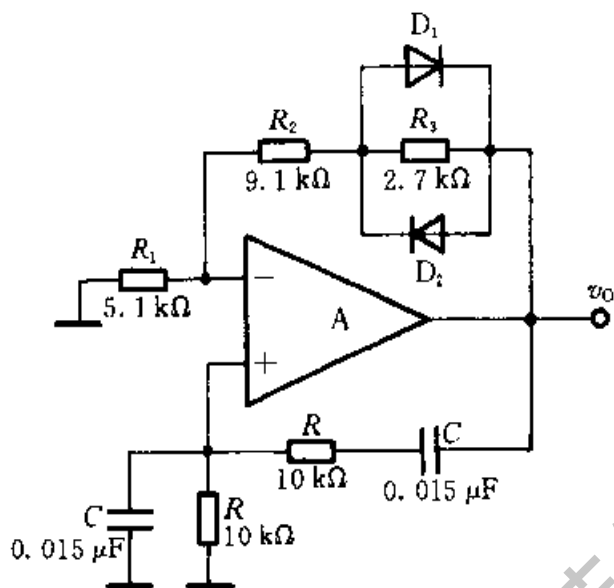


图 9.2.4 例 9.2.1 电路图

由 R_3 、 D_1 和 D_2 组成的并联支路的等效电阻减小, A_v 随之下降, v_o 幅值趋于稳定。

(2) 估算 V_{om}

由稳幅时 $A_v \approx 3$, 可求出对应输出正弦波 V_{om} 一点相应的 D_1 、 D_2 和 R_3 并联的等效电阻 $R'_3 \approx 1.1 \text{ k}\Omega$ 。由于流过 R'_3 的电流等于流过 R_1 、 R_2 的电流, 故有

$$\frac{0.6 \text{ V}}{1.1 \text{ k}\Omega} = \frac{V_{om}}{1.1 \text{ k}\Omega + 5.1 \text{ k}\Omega + 9.1 \text{ k}\Omega}$$

即
$$V_{om} = \frac{15.3 \text{ k}\Omega \times 0.6 \text{ V}}{1.1 \text{ k}\Omega} \approx 8.35 \text{ V}$$

(3) 当 $R_2 = 0$, $A_v < 3$, 电路停振, v_o 为一条与时间轴重合的直线。

(4) 当 $R_2 \rightarrow \infty$, $A_v \rightarrow \infty$, 理想情况下, v_o 为方波, 但由于受到实际运放 741 转换速率 S_R 、开环电压增益 A_{v0} 等因素的限制, 输出电压 v_o 的波形将近似如图 9.2.5 所示。

例 9.2.2 图 9.2.6 所示为移相式正弦波振荡电路, 试简述其工作原理。

解: 由第 3 章 RC 高通电路的幅频及相频响应已知, 图中每节 RC 电路都是相位超前电路, 相位移小于 90° 。当相位移接近 90° 时, 其频率必须是很低的, 这样 R 两端输出电压与输入电压的幅值比接近零, 所以, 两节 RC 电路组成的反馈网络 (兼选频网络) 是不能满足振荡的相位条件的。现在图中有 3 节 RC 移相网络, 其最大相移可接近 270° , 因此, 有可能在特定频率 f_0 下移相 180° , 即 $\varphi_1 = 180^\circ$ 。考虑到放大电路产生的相移 (运放的输出与反相输入端比较) $\varphi_2 = 180^\circ$, 则有

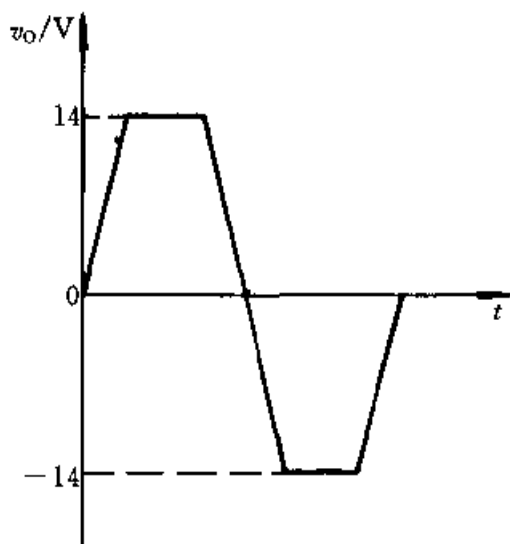


图 9.2.5 例 9.2.1 解答图

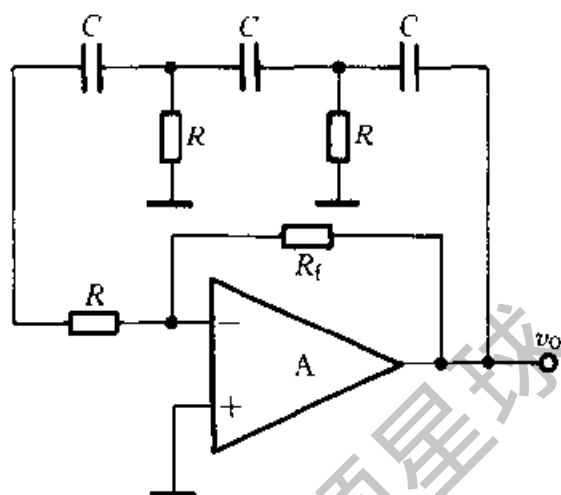


图 9.2.6 移相式正弦波振荡电路

$$\varphi_2 + \varphi_1 = 360^\circ \text{ 或 } 0^\circ$$

显然,只要适当调节 R_f 的值,使 A_v 适当,就可同时满足相位和振幅条件,产生正弦振荡。

可以证明,这种振荡电路的振荡频率 $f_0 \approx 1/(2\pi\sqrt{6RC})$ 。

复习思考题

9.2.1 设图 9.2.1 中 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, R_f 由一个固定电阻 $R_{f1} = 1 \text{ k}\Omega$ 和一个 $10 \text{ k}\Omega$ 可调电阻 R_{f2} 串联而成。试分析:(1) 当 R_{f2} 调到零时,用示波器观察输出电压 v_o 波形,将看到什么现象?说明产生这种现象的原因;(2) 当 R_{f2} 调到 $10 \text{ k}\Omega$ 时,电路又将出现什么现象?说明产生这种现象的原因,并定性地画出 v_o 的波形。

9.2.2 在图 9.2.3 中,利用 N 沟道 JFET 的漏源电阻 R_{GS} 随 v_{GS} 变负而增大的特点,可以达到稳幅的目的。若将 T 改用 P 沟道 JFET,为了达到同样目的,图中的整流二极管 D 和滤波电路 R_4 、 C_3 是否也要相应进行调整?

9.3 LC 正弦波振荡电路

LC 振荡电路主要用来产生高频正弦信号,一般在 1 MHz 以上。LC 和 RC 振荡电路产生正弦振荡的原理基本相同,它们在电路组成方面的主要区别是,RC 振荡电路的选频网络由电阻和电容组成,而 LC 振荡电路的选频网络则由电感和电容组成。各自的名称说明了它们之间的差别。

下面首先讨论组成 LC 正弦波振荡电路的基础——LC 选频放大电路。

9.3.1 LC 选频放大电路^①

1. 并联谐振回路

在选频放大电路中经常用到的谐振回路是如图 9.3.1 所示的 LC 并联谐振回路。图中 R 表示回路的等效损耗电阻。由图可知, LC 并联谐振回路的等效阻抗为

$$Z = \frac{\frac{1}{j\omega C}(R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L} \quad (9.3.1)$$

注意到通常有 $R \ll \omega L$ 。所以

$$Z \approx \frac{-j \frac{1}{\omega C} \cdot j\omega L}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{L/C}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (9.3.2)$$

由式 (9.3.2) 可知, LC 并联谐振回路具有如下的特点:

(1) 回路的谐振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{或} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (9.3.3)$$

(2) 谐振时, 回路的等效阻抗为纯电阻性质, 其值最大, 即

$$Z_0 = \frac{L}{RC} = Q\omega_0 L = \frac{Q}{\omega_0 C} \quad (9.3.4)$$

式中 $Q = \omega_0 L / R = 1 / \omega_0 C R = (1/R) \sqrt{L/C}$, 称为回路品质因数, 是用来评价回路损耗大小的指标, 一般, Q 值在几十到几百范围内。由于谐振阻抗呈纯电阻性质, 所以信号源电流 \dot{I}_s 与 \dot{V}_o 同相。

(3) 输入电流 $|\dot{I}_s|$ 和回路电流 $|\dot{I}_L|$ 或 $|\dot{I}_C|$ 的关系

由图 9.3.1 和式 (9.3.4) 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= \dot{I}_s Z_0 = \dot{I}_s Q / \omega_0 C \\ |\dot{I}_C| &= \omega_0 C |\dot{V}_o| = Q |\dot{I}_s| \end{aligned} \quad (9.3.5)$$

通常 $Q \gg 1$, 所以 $|\dot{I}_C| \approx |\dot{I}_L| \gg |\dot{I}_s|$ 。可见谐振时, LC 并联电路的回路电流 $|\dot{I}_C|$ 或 $|\dot{I}_L|$ 比输入电流 $|\dot{I}_s|$ 大得多, 即 \dot{I}_s 的影响可忽略。这个结论对于分析 LC 正弦波振荡电路的相位关系十分有用。

(4) 回路的频率响应可简要介绍如下:

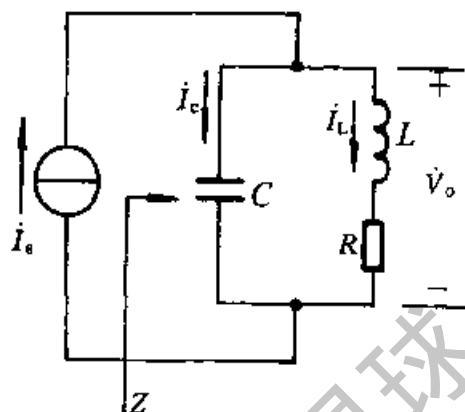


图 9.3.1 LC 并联谐振回路

^① 有些参考文献又称为 LC 调谐放大电路或 LC 调谐放大器。

根据式 (9.3.2) 有

$$Z = \frac{\frac{L}{RC}}{1 + j \frac{\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = \frac{\frac{L}{RC}}{1 + j \frac{\omega L}{R} \cdot \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega^2}} \quad (9.3.6)$$

在上式中, 如果所讨论的并联等效阻抗只局限于 ω_0 附近, 则可认为 $\omega \approx \omega_0$, $\omega L/R \approx \omega_0 L/R = Q$, $\omega + \omega_0 \approx 2\omega_0$, $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$, 则式 (9.3.6) 可改写为

$$Z = \frac{Z_0}{1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (9.3.7)$$

从而可得阻抗的模为

$$|Z| = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (9.3.8a)$$

或

$$\frac{|Z|}{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (9.3.8b)$$

其相角 (阻抗角) 为

$$\varphi = -\arctan Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (9.3.9)$$

式中 $|Z|$ 为角频率偏离谐振角频率 ω_0 时, 即 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ 时的回路等效阻抗; Z_0 为谐振阻抗; $2\Delta\omega/\omega_0$ 为相对失谐量, 表明信号角频率偏离回路谐振角频率 ω_0 的程度。

图 9.3.2 绘出了 LC 并联谐振回路的频率响应曲线, 从图中的两条曲线

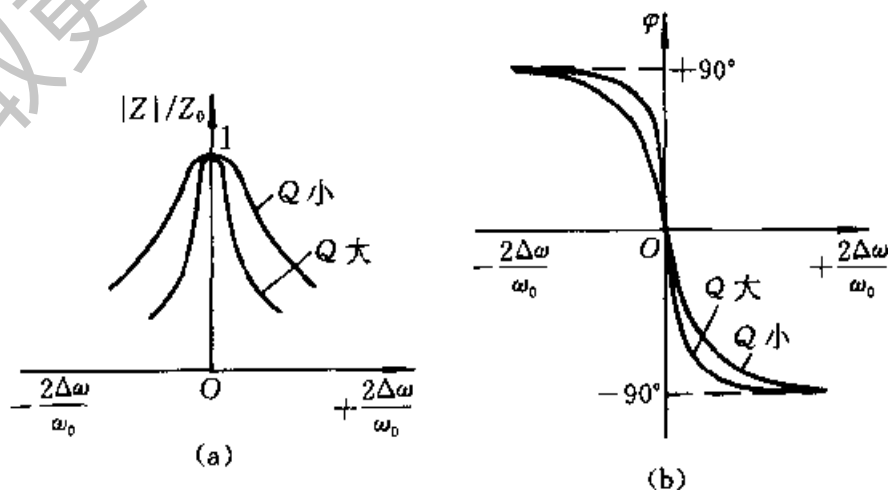


图 9.3.2 LC 并联谐振回路的频率响应

(a) 幅频响应 (b) 相频响应

可以得出如下的结论：

(1) 从幅频响应可见，当外加信号角频率 $\omega = \omega_0$ (即 $2\Delta\omega/\omega_0 = 0$) 时，产生并联谐振，回路等效阻抗达最大值 $Z_0 = L/RC$ 。当角频率 ω 偏离 ω_0 时， $|Z|$ 将减小，而 $\Delta\omega$ 愈大， $|Z|$ 愈小。

(2) 从相频响应可知，当 $\omega > \omega_0$ 时，相对失谐 ($2\Delta\omega/\omega_0$) 为正，等效阻抗为电容性，因此 Z 的相角为负值，即回路输出电压 \dot{V}_o 滞后于 \dot{I}_s 。反之，当 $\omega < \omega_0$ 时，等效阻抗为电感性，因此 φ 为正值， \dot{V}_o 超前于 \dot{I}_s 。

(3) 谐振曲线的形状与回路的 Q 值有密切的关系， Q 值愈大，谐振曲线愈尖锐，相角变化愈快，在 ω_0 附近 $|Z|$ 值和 φ 值变化更为急剧。

2. 选频放大电路

一个由 BJT 组成的单回路小信号选频放大电路如图 9.3.3 所示。图中由 LC 组成并联谐振回路，通过 L 的抽头与电源正端相连，从而有利于实现阻抗匹配。

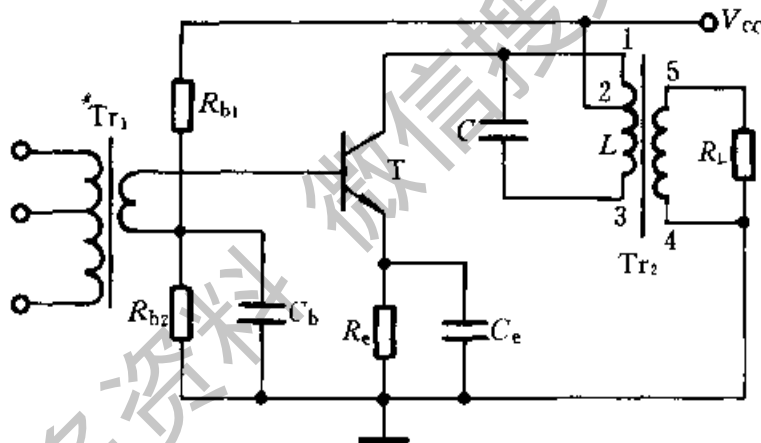


图 9.3.3 单回路选频放大电路

值得指出的是，选频放大电路是构成 LC 正弦波振荡器的基础，由于调谐回路的选频作用，它不仅可工作在甲类，而且还可工作在乙类或丙类。

考虑到 BJT 常工作在高频，在研究放大电路性能时，应当用 Π 型等效电路或 Y 参数等效电路进行分析。进一步分析可发现，选频放大电路的幅频响应应具有与图 9.3.2a 类似的曲线。

9.3.2 变压器反馈式 LC 振荡电路

1. 电路的组成及起振条件

图 9.3.4a 表示一采用 JFET 的变压器反馈式 LC 振荡电路。图中 LC 并联谐振回路作为管子的漏极负载，与 L 串联的电阻 R 表示回路的等效损耗，反馈信号系通过一变压器次级线圈传送到栅极回路， R_g 、 C_g 是用来产生栅偏

压的。在谐振频率 $\omega = \omega_0 \approx 1/\sqrt{LC}$ 的情况下, LC 回路呈纯电阻性质, 并且数值最大 [$|Z| = L/(RC)$], 这样, JFET 的漏极输出电压与栅极输入电压将产生 180° 的相位移, 即 $\varphi_2 = 180^\circ$, 同时根据图中标出的变压器的同名端符号“·”, 次级线圈又引入了 180° 的相位移 (设变压器次级的负载电阻很大), 即 $\varphi_1 = 180^\circ$, 这样, 整个闭合环路的相位移为 $\varphi_2 + \varphi_1 = 180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$, 满足了相位平衡条件。但相位条件满足了, 只说明电路有可能产生自激振荡, 还不一定能产生振荡。为了确保电路能振荡, 还必须满足振幅条件。为此, 要求对电路进行分析, 以得出放大器件的参数与电路参数之间的确定关系。它的交流等效电路如图 9.3.4b 所示, 由图可知, 放大电路的电压增益为

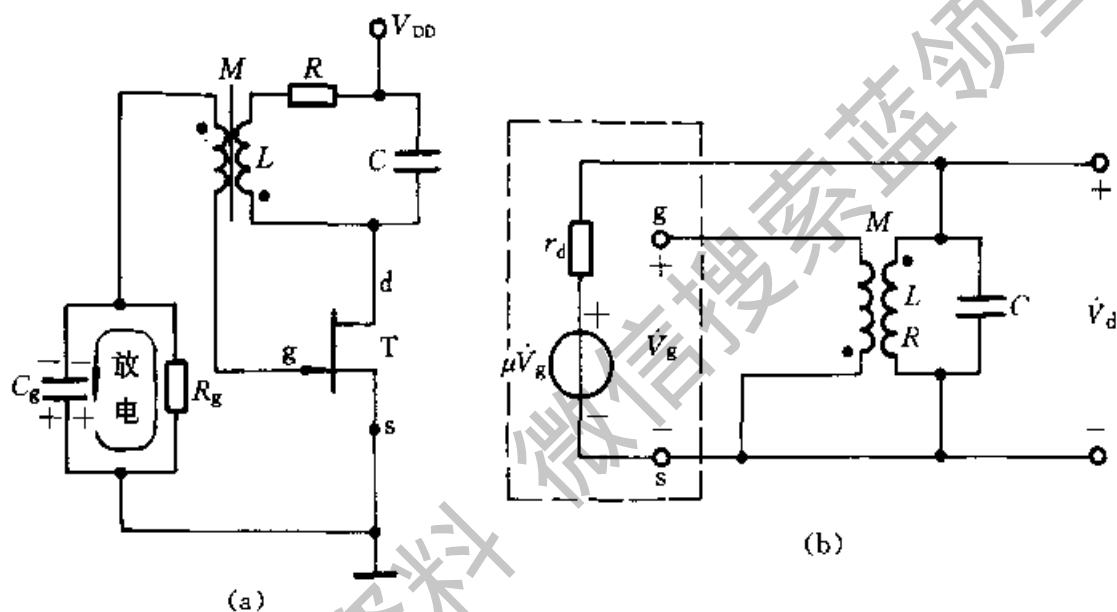


图 9.3.4 采用 JFET 的变压器反馈式 LC 振荡电路

(a) 电路图 (b) 交流等效电路

$$\dot{A}_v = -\frac{\mu Z}{Z + r_d} = \frac{-\mu}{1 + \frac{r_j}{Z}}$$

考虑到并联谐振回路的导纳为

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C = \frac{1 + (-\omega^2)LC + j\omega CR}{R + j\omega L}$$

因而上式可以改写为

$$\dot{A}_v = \frac{-\mu}{1 + \frac{r_d}{Z}} = \frac{-\mu(R + j\omega L)}{R + r_d[1 + (-\omega^2)LC] + j\omega(L + CRr_d)} \quad (9.3.10)$$

反馈系数

$$\dot{F}_v = \frac{\dot{V}_g}{\dot{V}_d}$$

而
$$\dot{V}_g = -j\omega M \frac{\dot{V}_d}{R + j\omega L}$$

式中 $\dot{V}_d / (R + j\omega L)$ 为并联谐振回路中通过电感的电流。

所以

$$\dot{F}_v = -\frac{j\omega M}{R + j\omega L} \quad (9.3.11)$$

由式 (9.3.10) 及式 (9.3.11) 得

$$\dot{A}_v \dot{F}_v = \frac{j\omega \mu M}{R + r_d(1 - \omega^2 LC) + j\omega(L + CRr_d)} \quad (9.3.12)$$

根据振荡平衡条件 $\dot{A}_v \dot{F}_v = 1$, 令式 (9.3.12) 等于 1, 得

$$g_m = \frac{\mu RC}{\mu M - L} \quad (9.3.13)$$

此时的振荡频率为

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{r_d}} \quad (9.3.14)$$

当 $R \ll r_d$ (实际上是如此) 时, $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

式 (9.3.13) 是振幅平衡条件, 为了使电路能够起振, 必须使 $g_m > \mu RC / (\mu M - L)$ 。应当指出, 上述条件是假设 FET 工作在线性放大区, 用低频时的小信号模型来分析的。实际上, 管子的工作点可能设置得较低, 甚至工作到截止区去^①, 同时, LC 振荡电路的振荡频率较高, 管子的极间电容的影响往往不能忽略, 因而式 (9.3.13) 和式 (9.3.14) 是近似的。

2. 振荡的建立和稳定

图 9.3.4 所示电路的栅偏压是由 R_g 、 C_g 所产生的, 在建立振荡的过程中, 它们的栅源极间起整流元件的作用, 栅极为正极, 源极为负极, R_g 、 C_g 为整流电路的负载, C_g 起滤波作用^②, 当时间常数 $\tau_g = R_g C_g$ 大于振荡信号的周期时, 电容 C_g 将被充电到接近栅极信号电压的峰值, 此电压就是电路的栅偏压 V_G 。

当电源 V_{DD} 接通后, 由于电路中存在噪声或某种扰动, 经过放大与选频循环往复, 振荡就逐步建立起来。开始时, 由于栅偏压 $V_G = 0$, 管子的跨导 g_m 较大, 此时, $|\dot{A}_v \dot{F}_v| > 1$, 易于起振, 随着振幅的不断增长, 栅偏压 $|V_G|$ 增加 (更负), 管子的工作点下移, g_m 值减小, 直至 $|\dot{A}_v \dot{F}_v| = 1$, 振荡趋于稳定, 这样, 自偏压环节和管子的非线性能够自动地调整输出幅度。结合前面的讨

① 指乙类或丙类放大, 可提高效率。

② 见第 10 章电容滤波整流电路。

论, 式 (9.3.13) 所给出的 g_m 值可以理解为确定振幅的平均跨导值, 为了使电路易于起振, 实际的 g_m 值应比此式所确定的值为大。图 9.3.5 画出了在起振过程中栅极电压和漏极电流的波形图, 由图可知, 漏极电流 i_D 为非正弦形, 但是由于漏极负载是 LC 并联谐振回路, 选择性较强, 所以输出波形还是正弦波 (用第三个线圈耦合输出, 图中未画出), 这种工作状态是不同于 RC 振荡电路的, 在后一种电路中, 放大器件是工作于线性放大区。

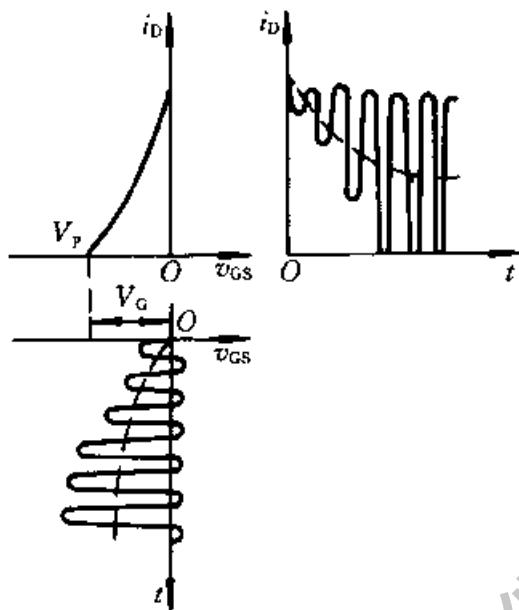


图 9.3.5 振荡的建立与稳定过程

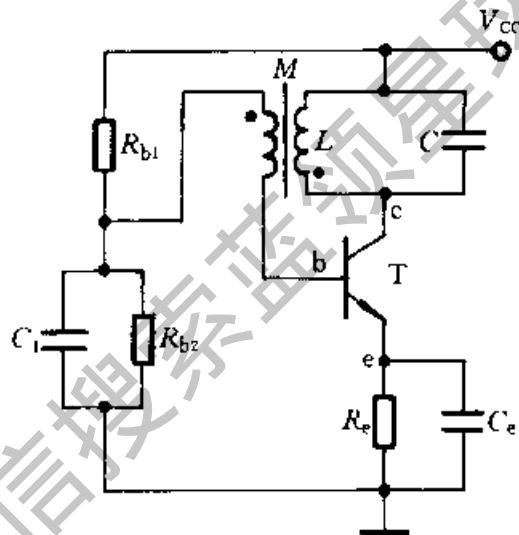
图 9.3.6 BJT 变压器反馈式 LC 振荡电路

图 9.3.6 所示是用 BJT 组成的变压器反馈式 LC 振荡电路。 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_e 稳定管子的静态工作点, C_e 和 C_1 均为交流旁路电容。选用 β 较大的管子 (例如 $\beta \geq 50$) 或增加变压器原副边之间的耦合程度 (增加互感 M), 或增加副边线圈的匝数, 都可使电路易于起振。

9.3.3 三点式 LC 振荡电路

通过前节的讨论, 已知 LC 振荡电路的基本工作原理和分析方法。 LC 振荡电路除变压器反馈式, 尚有常用的电感三点式和电容三点式振荡电路, 现分别讨论如下。

图 9.3.7 是电感三点式振荡电路的原理图。由图可见, 这种电路的 LC 并联谐振电路中的电感有首端、中间抽头和尾端三个端点, 其交流通路分别与放大电路的集电极、发射极 (地) 和基极相连, 反馈信号取自电感 L_2 上的电压, 因此, 习惯上将图 9.3.7 所示电路称为电感三点式 LC 振荡电路, 或电感反馈式振荡电路^①。

^① 电感三点式振荡电路又称为哈特莱 (Hartley) 振荡电路。

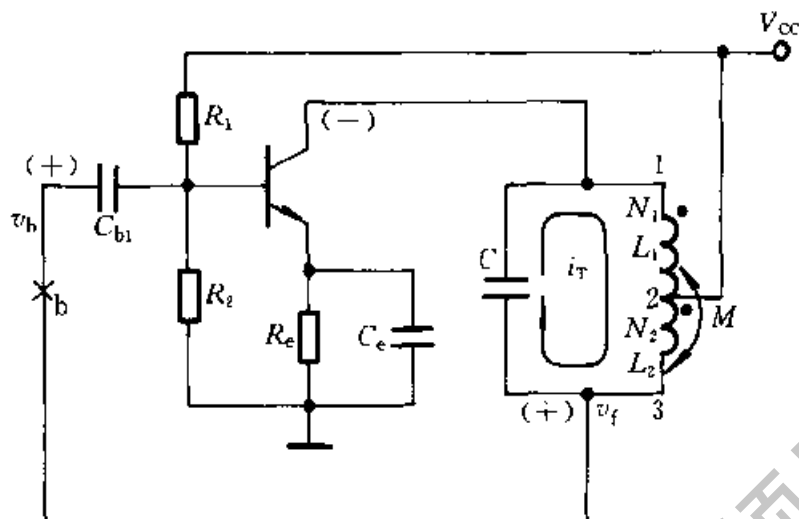


图 9.3.7 电感三点式振荡电路

在 9.3.1 节讨论 LC 并联谐振回路时已得出结论：谐振时，回路电流远比外电路电流为大，1、3 两端近似呈现纯电阻特性。因此，当 L_1 和 L_2 的对应端如图所示，则当选取中间抽头（2）为参考电位（交流地电位）点时，首（1）尾（3）两端的电位极性相反。

现在分析图 9.3.7 所示的相位条件。设从反馈线的点 b 处断开，同时输入 v_b 为（+）极性的信号，由于在纯电阻负载的条件下，共射电路具有倒相作用，因而其集电极电位瞬时极性为（-），又因 2 端交流接地，因此 3 端的瞬时电位极性为（+），即反馈信号 v_f 与输入信号 v_b 同相，满足相位平衡条件。

至于振幅条件，由于 A_v 较大，只要适当选取 L_2/L_1 的比值，就可实现起振。当加大 L_2 （或减小 L_1 ）时，有利于起振。考虑 L_1 、 L_2 间的互感，电路的振荡频率可近似表示为

$$\omega = \omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (9.3.15a)$$

或

$$f = f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (9.3.15b)$$

这种振荡电路的工作频率范围可从数百千赫至数十兆赫。

电感三点式 LC 振荡电路的缺点是，反馈电压 v_f 取自 L_2 上， L_2 对高次谐波（相当于 f_0 而言）阻抗大，因而引起振荡回路输出谐波分量增大，输出波形不理想。

例 9.3.1 如在图 9.3.7 所示电路中，用 C_1 、 C_2 代替 L_1 、 L_2 ，则可否用 L 代替 C ？如能，试画出其振荡电路，并分析其工作原理和特点。

解：在图 9.3.7 所示电路中，如用 C_1 、 C_2 代替 L_1 、 L_2 ，则可用 L 代替 C 组成电容三点式（又叫电容反馈式或科皮兹式^①）振荡电路，如图 9.3.8 所示。图中 C_{b1} 、 C_{b2} 为耦合电容，对振荡频率信号可视为短路。与图 9.3.7 电路相比，由于 C_1 、 C_2 不能传送直流，因此将 C_1 、 C_2 间的连线直接接地，构成电容三点式电路。而电源 V_{CC} 则通过高频扼流圈 L_c ^② 接到 BJT 的集电极上。扼流圈 L_c 的功用是，避免电源对振荡回路的高频信号短路，在小功率电路中，它也可以用 一个电阻代替。

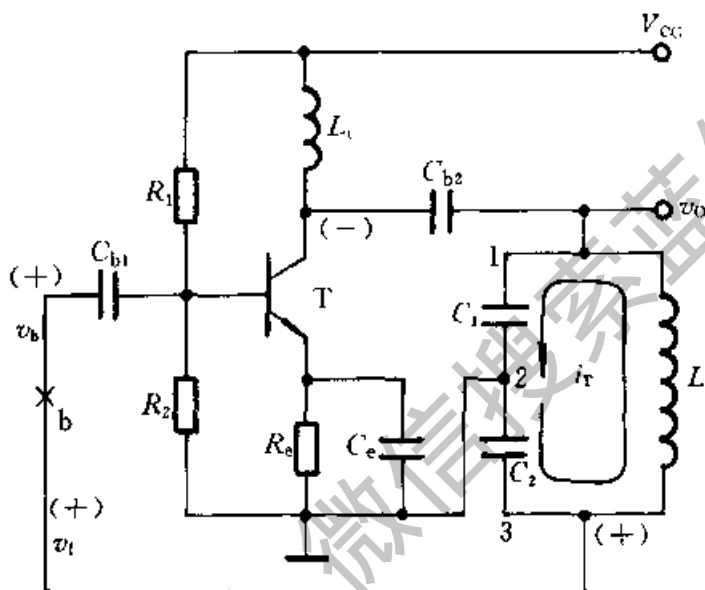


图 9.3.8 例 9.3.1 电路

电容三点式和电感三点式一样，都具有 LC 并联回路，因此，电容 C_1 、 C_2 中的三个端点的相位关系与电感三点式也相似。设从反馈线点 b 处断开，同时加入 v_b 为 (+) 极性信号，则得 BJT 集电极的 v_c 为 (-) 极性，因为 2 端接地处于零电位，所以 3 端与 1 端的电位极性相反， v_f 为 (+) 极性，与 v_b 同相位，即满足相位平衡条件。

至于振幅平衡条件或起振条件，只要将管子的 β 值选得大一些（例如数十），并恰当选取比值 C_2/C_1 ，就有利于起振。一般常取 $C_2/C_1=0.01\sim 0.5$ 左右。由于 BJT 的输入电阻 r_{be} 比较低，增大 C_2/C_1 的值，也不会有明显的效果，但在实用上，有时为了方便起见，也取 $C_1=C_2$ 。

电容三点式振荡电路的振荡频率可近似表示如下：

① 科皮兹系 Colpitts 的译称。

② 高频扼流圈系 High Frequency Choke Coil 的译称。

$$\omega = \omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} \quad (9.3.16a)$$

或

$$f = f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (9.3.16b)$$

这种电路的特点是, 由于反馈电压是从电容 (C_2) 两端取出, 对高次谐波阻抗小, 因而可将高次谐波滤除, 所以输出波形好。调节频率时要求 C_1 、 C_2 同时可变, 这在实用上不方便, 因而在谐振回路中将一可调电容并联于 L 的两端, 可在小范围内调频。这种振荡电路的工作频率范围可从数百千赫到一百兆赫以上。它通常用在调幅和调频接收机中, 利用同轴电容器来调节振荡频率。

9.3.4 石英晶体振荡电路

1. 正弦波振荡电路的频率稳定问题

在工程应用中, 例如在实验用的低频及高频信号产生电路中, 往往要求正弦波振荡电路的振荡频率有一定的稳定度, 有时要求振荡频率十分稳定, 如通讯系统中的射频振荡电路、数字系统的时钟产生电路等。因此, 有必要引用频率稳定度来作为衡量振荡电路的质量指标之一。频率稳定度一般用频率的相对变化量 $\Delta f/f_0$ 来表示, f_0 为振荡频率, Δf 为频率偏移。频率稳定度有时附加时间条件, 如一小时或一日内的频率相对变化量。

影响 LC 振荡电路振荡频率 f_0 的因素主要是 LC 并联谐振回路的参数 L 、 C 和 R 。 LC 谐振回路的 Q 值对频率稳定也有较大影响, 可以证明, Q 值愈大, 频率稳定度愈高。由电路理论知道, $Q = \omega_0 L / R = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{L/C}$ 。为了提高 Q 值, 应尽量减小回路的损耗电阻 R 并加大 L/C 值。但一般的 LC 振荡电路, 其 Q 值只可达数百, 在要求频率稳定度高的场合, 往往采用石英晶体振荡电路。

石英晶体振荡电路, 就是用石英晶体取代 LC 振荡电路中的 L 、 C 元件所组成的正弦波振荡电路。它的频率稳定度可高达 10^{-9} 甚至 10^{-11} 。

石英晶体振荡电路之所以具有极高的频率稳定度, 主要是由于采用了具有极高 Q 值的石英晶体元件。下面首先了解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。

2. 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, 它是硅石的一种, 其化学成分是二氧化硅 (SiO_2)。从一块晶体上按一定的方位角切下的薄片称为晶片 (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, 就构成石英晶体产品, 如图 9.3.9 所示, 一般用金属外壳密封, 也有用玻璃壳封装的。

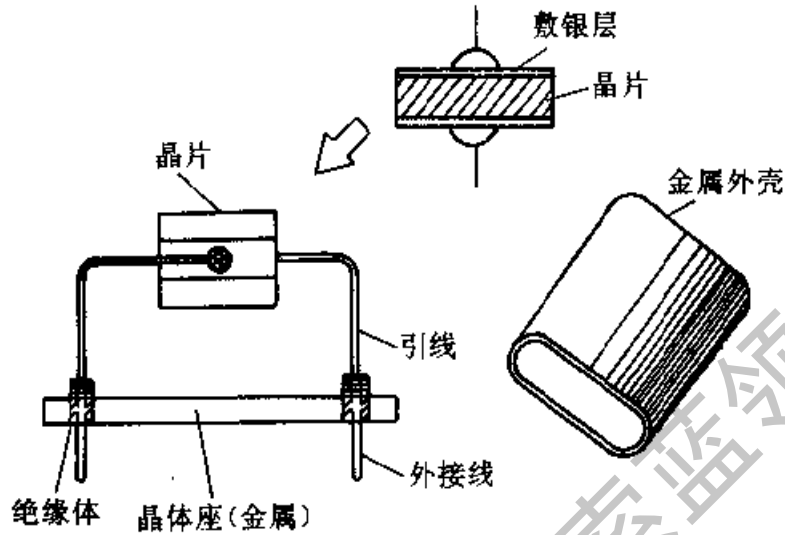


图 9.3.9 石英晶体的一种结构

石英晶片所以能做振荡电路是基于它的压电效应, 从物理学中知道, 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, 若在极板间施加机械力, 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, 其振动频率则是很稳定的。但当外加交变电压的频率与晶片的固有频率 (决定于晶片的尺

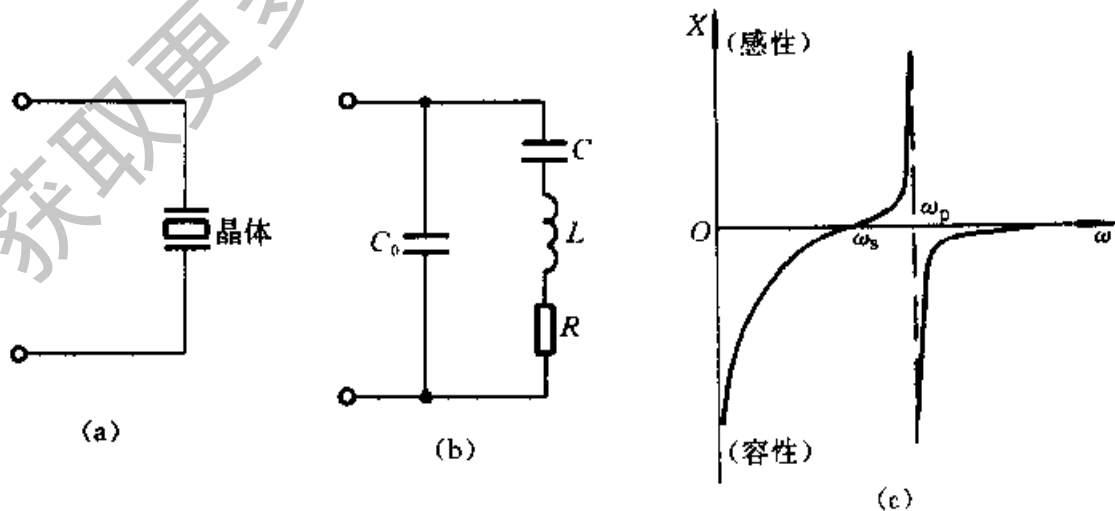


图 9.3.10 石英晶体的等效电路与电抗特性

(a) 代表符号 (b) 等效电路 (c) 电抗-频率响应特性

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, 因此石英晶体又称为石英晶体谐振器。

石英晶体的压电谐振现象可以用图 9.3.10 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。石英晶体的一个可贵的特点在于它具有很高的质量与弹性的比值(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。例如一个 4 MHz 的石英晶体的典型参数为: $L=100\text{ mH}$, $C=0.015\text{ pF}$, $C_0=5\text{ pF}$, $R=100\ \Omega$, $Q=25\,000$ 。

图 9.3.10 为石英晶体的代表符号、等效电路和电抗特性。

由等效电路可知, 石英晶体有两个谐振频率, 即

(1) 当 R 、 L 、 C 支路发生串联谐振时, 其串联谐振频率为

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (9.3.17)$$

由于 C_0 很小, 它的容抗比 R 大得多, 因此, 串联谐振的等效阻抗近似为 R , 呈纯阻性, 且其阻值很小。

(2) 当频率高于 f_s 时, R 、 L 、 C 支路呈感性, 当与 C_0 发生并联谐振时, 其振荡频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (9.3.18)$$

由于 $C \ll C_0$, 因此 f_s 与 f_p 很接近。

通常石英晶体产品所给出的标称频率既不是 f_s 也不是 f_p , 而是外接一小电容 C_s ①时校正的振荡频率, C_s 与石英晶体串接如图 9.3.11 所示。利用 C_s 可使石英晶体的谐振频率在一个小范围内调整。 C_s 的值应选择得比 C 大。

为了计算串入 C_s 后谐振频率的偏移, 可从图 9.3.11b 导出新的电抗

$$X' = -\frac{1}{\omega C_s} \cdot \frac{C + C_0 + C_s - \omega^2 LC(C_0 + C_s)}{C_s + C - \omega^2 LC C_0} \quad (9.3.19)$$

令上式中的分子为零, 得到新的串联谐振频率

① 在某些厂家的技术说明中, 常称为负载电容。

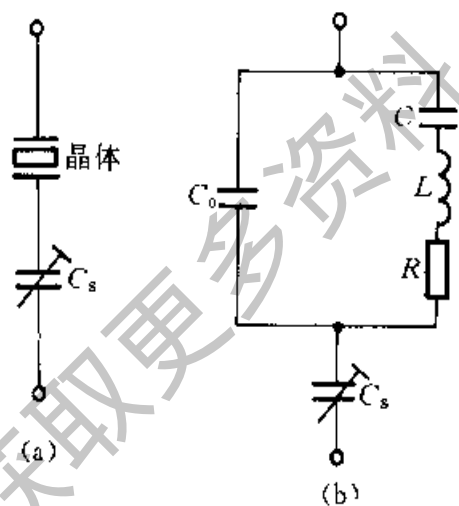


图 9.3.11 石英晶体串联谐振频率的调整

$$f_s' = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} \quad (9.3.20a)$$

将上式展开成幂级数, 并注意到 $C \ll (C_0 + C_s)$, 从而略去高次项, 可近似得

$$f_s' = f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \right] \quad (9.3.20b)$$

可见频率的相对变化量为

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \quad (9.3.21)$$

由以上分析可知, 串入 C_s 之后, 并不影响并联谐振频率, 因为式 (9.3.19) 中分母的第二项因子与 C_s 无关。但将式 (9.3.20a) 与式 (9.3.18) 作一比较表明, 当 $C_s \rightarrow 0$ 时, $f_s' = f_p$, 而当 $C_s \rightarrow \infty$ 时, $f_s' = f_s$ 。实用中, C_s 是一个微调电容, 使 f_s' 在 f_s 与 f_p 之间的一个狭窄范围内变动。

3. 石英晶体振荡器

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。现以图 9.3.12 所示并联晶体振荡器为例, 对石英晶体振荡器作简要介绍。

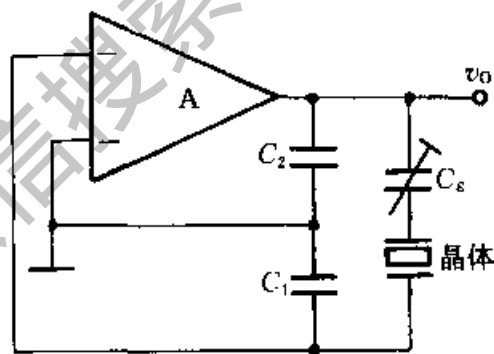


图 9.3.12 并联晶体振荡器

由图 9.3.12 和图 9.3.10c 可知, 从相位平衡的条件出发来分析, 这个电路的振荡频率必须在石英晶体的 ω_s 与 ω_p 之间, 也就是说, 晶体在电路中起电感的作用。显然, 图 9.3.12 属于电容三点式 LC 振荡电路, 振荡频率由谐振回路的参数 (C_1 、 C_2 、 C_s 和石英晶体的等效电感 L_{eq}) 决定。但应注意, 由于 $C_1 \gg C_s$ 和 $C_2 \gg C_s$, 所以振荡频率主要取决于石英晶体与 C_s 的谐振频率。石英晶体作为一个等效电感 L_{eq} 很大, 而 C_s 又很小, 使得等效 Q 值极高, 其他元件和杂散参数对振荡频率的影响极微, 故频率稳定度很高。

复习思考题

9.3.1 电容三点式振荡电路与电感三点式振荡电路比较, 其输出的谐波成分小, 输出波形较好, 为什么?

9.3.2 在电感三点式振荡电路中, 若用绝缘导线绕制一电感线圈 (线圈骨架为一纸质或其他材料制成的圆筒), 问 L_1 和 L_2 如何绕法? 如何抽出三个端子? L_1 的匝数还是 L_2

的匝数应多些？

9.3.3 若将图 9.3.8 中的 L_c 两端短接，将产生什么后果？

9.3.4 试比较 RC 正弦波振荡电路、LC 正弦波振荡电路和石英晶体正弦波振荡电路的频率稳定度，说明哪一种频率稳定度最高，哪一种最低。为什么？

9.3.5 试分别说明，石英晶体在并联晶体振荡电路和串联晶体振荡电路中起何种（电阻、电感或电容）作用。

*9.4 非正弦信号产生电路

本节介绍的非正弦信号产生电路有方波产生电路、锯齿波产生电路等。考虑到比较器在信号产生电路中的广泛应用，下面首先讨论它的电路结构和工作原理。

9.4.1 比较器

1. 单门限电压比较器

比较器是一种用来比较输入信号 v_i 和参考电压 V_{REF} 的电路，图 9.4.1a 为其基本电路。参考电压 V_{REF} 加于运放的反相端，它可以是正值，也可以是负值，图中给出的为正值。而输入信号 v_i 则加于运放的同相端。这时，运放处于开环工作状态，具有很高的开环电压增益。电路的传输特性如图 9.4.1b 所示，当输入信号电压 v_i 小于参考电压 V_{REF} 时，即差模输入电压 $v_{ID} = v_i - V_{REF} < 0$ 时，运放将处于负饱和状态， $v_O = V_{OL}$ ；当输入信号电压 v_i 升高到略大于参考电压 V_{REF} 时，即 $v_{ID} = v_i - V_{REF} > 0$ ，运放立即转入正饱和状态， $v_O = V_{OH}$ ，如图 9.4.1b 的实线所示，它表示 v_i 在参考电压 V_{REF} 附近有微小的减小时，输出电压将从正的饱和值 V_{OH} 过渡到负的饱和值 V_{OL} ；若有微小的增加，输出电压又将从负的饱和值 V_{OL} 过渡到正的饱和值 V_{OH} 。把比较器输出电压 v_O 从一个电平跳变到另一个电平时相应的输入电压 v_i 值称为门限电压或阈值电压 V_{th} ，对于图 9.4.1a 所示电路， $V_{th} = V_{REF}$ 。由于 v_i 从同相端输入且只有一个门限电压，故称为同相输入单门限电压比较器。反之，当 v_i 从反相端输入， V_{REF} 改接到同相端，则称为反相输入单门限电压比较器。其相应传输特性如图 9.4.1b 中的虚线所示。

如果参考电压 $V_{REF} = 0$ ，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 9.4.2a 所示，其传输特性如图 9.4.2b 所示。

例 9.4.1 电路如图 9.4.2a 所示，当输入信号 v_i 如图 c 所示的正弦波时，试定性地画出图中 v_O 、 v'_O 及 v_i 的波形。

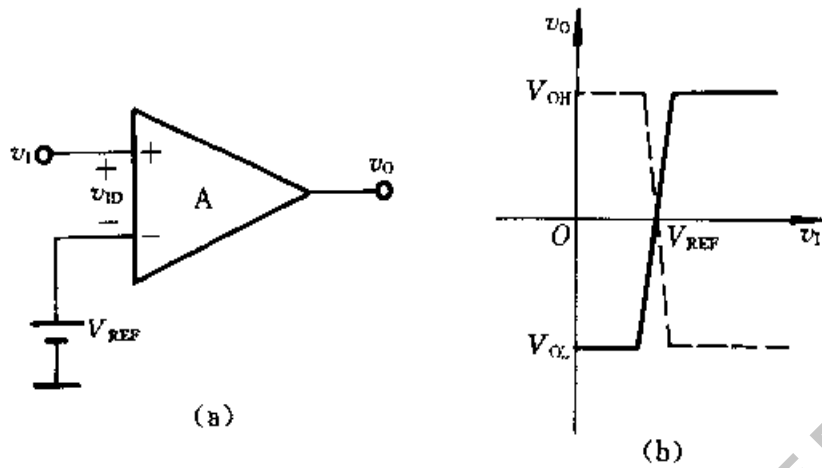
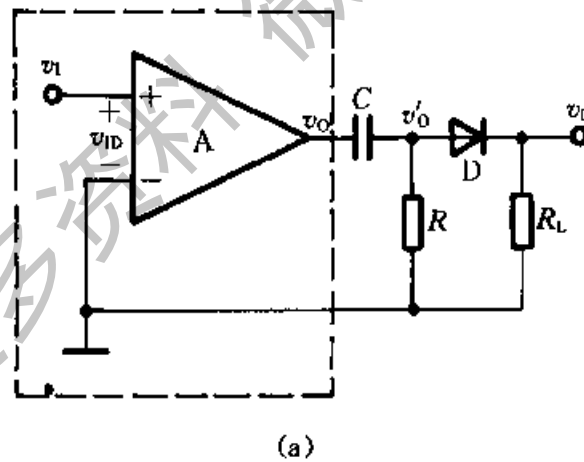


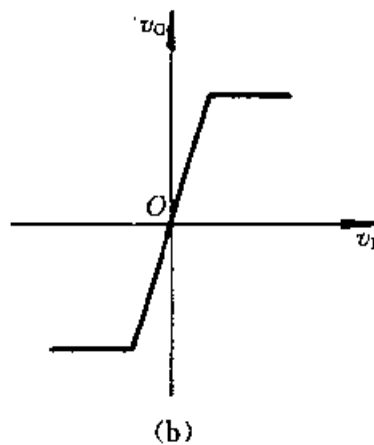
图 9.4.1 同相输入单门限电压比较器

(a) 电路图 (b) 传输特性

解：当输入信号如图 9.4.2c 所示的正弦波时，每过零一次，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，输出电压波形将如图 9.4.2d 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 $RC \ll T/2$, T 为输入正弦信号周期）输出，那么输出电压就将为一系列的正、负相间的尖顶脉冲，如图 9.4.2e 所示。



(a)



(b)

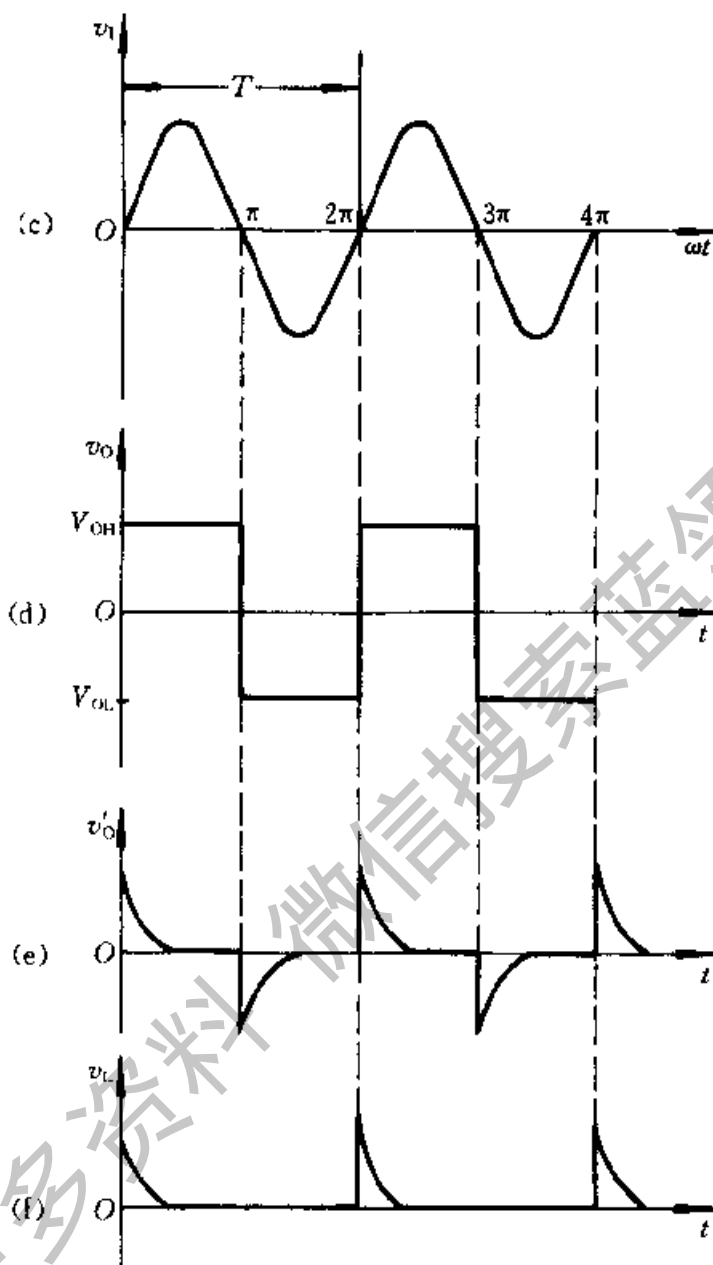


图 9.4.2 过零比较器

(a) 电路图 (b) 传输特性 (c) 输入正弦波 (d) v_0 为输出方波
(e) 经 RC 微分电路的输出波形 v'_0 (f) 经二极管 D 限幅后的输出波形 v_L

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 9.4.2f 所示。这里，二极管把负向尖顶脉冲削去了，称为削波或限幅，二极管 D 和 R_L 构成限幅电路。

2. 迟滞比较器

单门限电压比较器虽然有电路简单、灵敏度高等特点，但其抗干扰能力差。例如，图 9.4.1a 所示单门限电压比较器，当 v_i 中含有噪声或干扰电压时，其输入和输出电压波形如图 9.4.3 所示，由于在 $v_i = V_{th} = V_{REF}$ 附近出现干扰，

v_O 将时而为 V_{OH} ，时而为 V_{OL} ，导致比较器输出不稳定。如果用这个输出电压 v_O 去控制电机，将出现频繁的起停现象，这种情况是不允许的。提高抗干扰能力的一种方案是采用迟滞比较器。

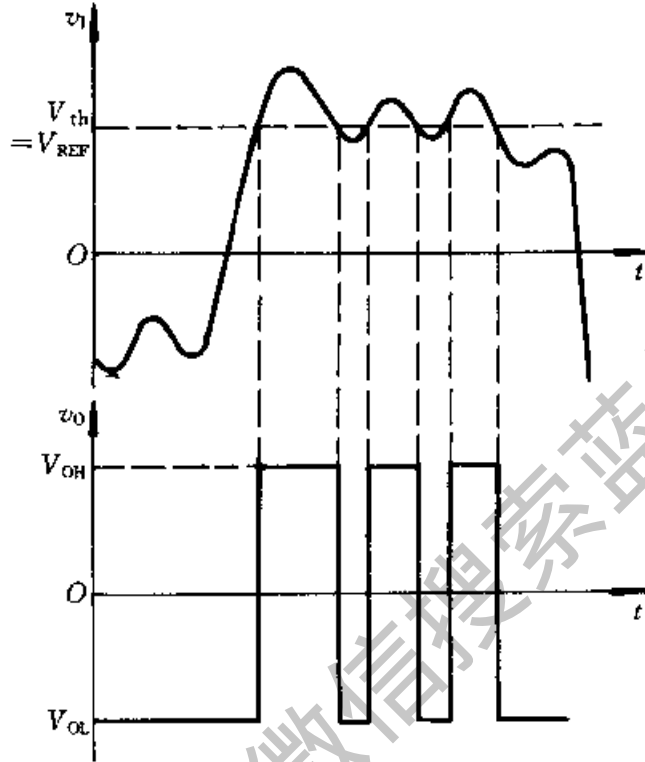


图 9.4.3 单门限电压比较器在 v_1 中包含有干扰电压时的输出电压 v_O 波形

(1) 电路组成

顾名思义，迟滞比较器是一个具有迟滞回环传输特性的比较器。为了获得图 9.4.5c 所示的传输特性，在反相输入单门限电压比较器的基础上引入了正反馈网络，如图 9.4.4 所示，就组成了具有双门限值的反相输入迟滞比较器^①。如将 v_1 与 V_{REF} 位置互换，就可组成同相输入迟滞比较器。由于正反馈作用，这种比较器的门限电压是随输出电压 v_O 的变化而改变的。它的灵敏度低一些，但抗干扰能力却大大提高了。

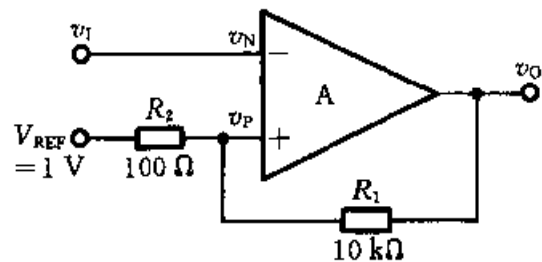


图 9.4.4 反相输入迟滞比较器电路

(2) 门限电压的估算

由于比较器中的运放处于正反馈状态，因此一般情况下，输出电压 v_O 与输入电压 v_1 不成线性关系，只有在输出电压 v_O 发生跳变瞬间，集成运放两个

^① 这种迟滞比较器又叫施密特触发器 (Schmitt Trigger)。

输入端之间的电压才可近似认为等于零, 即 $v_{ID} \approx 0$ 或 $v_P \approx v_N = v_I$ 是输出电压 v_O 转换的临界条件, 当 $v_I > v_P$, 输出电压 v_O 为低电平 V_{OL} ; 反之, v_O 为高电平 V_{OH} 。显然, 这里的 v_P 值实际就是门限电压 V_{th} 。设运放是理想的, 由图 9.4.4 利用叠加原理有

$$v_P = V_{th} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 v_O}{R_1 + R_2} \quad (9.4.1)$$

根据输出电压 v_O 的不同值 (V_{OH} 或 V_{OL}), 可分别求出上门限电压 V_{T+} 和下门限电压 V_{T-} 分别为

$$V_{T+} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2} \quad (9.4.2)$$

$$\text{和} \quad V_{T-} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2} \quad (9.4.3)$$

门限宽度或回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{R_2 (V_{OH} - V_{OL})}{R_1 + R_2} \quad (9.4.4)$$

设电路参数如图 9.4.4 所示, 且 $V_{OH} = -V_{OL} = 5 \text{ V}$, 则由式 (9.4.2) ~ (9.4.4) 可求得 $V_{T+} = 1.04 \text{ V}$, $V_{T-} = 0.94 \text{ V}$ 和 $\Delta V_T = 0.1 \text{ V}$ 。

(3) 传输特性

设从 $v_I = 0$, $v_O = V_{OH}$ 和 $v_P = V_{T+}$ 开始讨论。

当 v_I 由零向正方向增加到接近 $v_P = V_{T+}$ 前, v_O 一直保持 $v_O = V_{OH}$ 不变。当 v_I 增加到略大于 $v_P = V_{T+}$, 则 v_O 由 V_{OH} 下跳到 V_{OL} , 同时使 v_P 下跳到 $v_P = V_{T-}$, v_I 再增加,

v_O 保持 $v_O = V_{OL}$ 不变, 其传输特性如图 9.4.5a 所示。

若减小 v_I , 只要 $v_I > v_P = V_{T-}$, 则 v_O 将始终保持 $v_O = V_{OL}$ 不变, 只有当 $v_I < v_P = V_{T-}$ 时, v_O 才由 V_{OL} 跳变到 V_{OH} , 其传输特性如图 9.4.5b 所示。

把图 9.4.5a 和 b 的传输特性结合在一起, 就构成了如图 c 所示的完整的传输特性。

例 9.4.2 设电路参数如图 9.4.6a 所示, 输入信号 v_I 的波形如图 9.4.6c 所示。试画出其传输特性和输出电压 v_O 的波形。

解: (1) 求门限电压

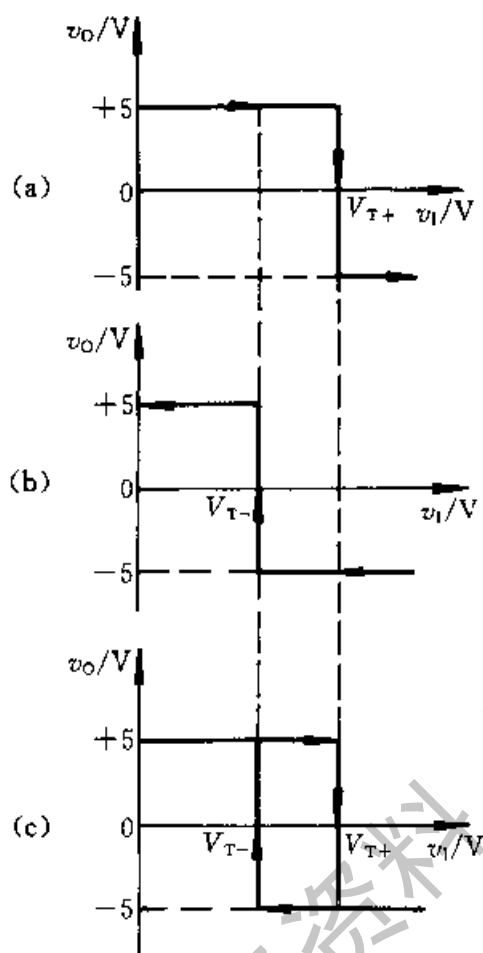


图 9.4.5 反相输入迟滞

比较器的传输特性

(a) v_I 增加时的传输特性

(b) v_I 减少时的传输特性

(c) 合成(输入-输出)传输特性

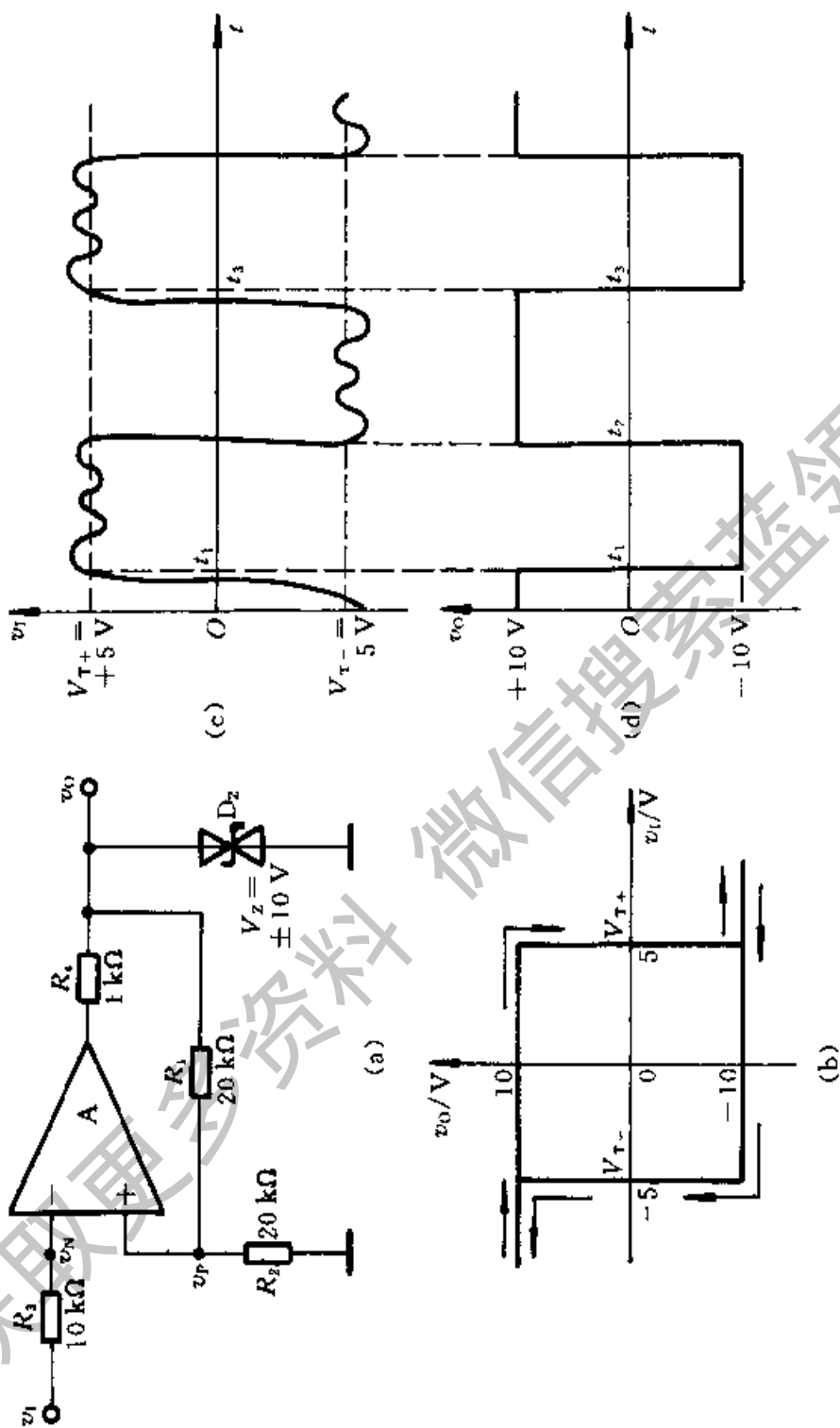


图 9.4.6 例 9.4.2 电路及波形 (a) 电路 (b) 传输特性 (c) 输入电压 v_I 波形 (d) 输出电压 v_O 波形

由于 $V_{REF}=0$ ，由式 (9.4.2) 和 (9.4.3) 有

$$V_{T+} = \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2} = \frac{20 \times 10 \text{ V}}{20 + 20} = 5 \text{ V}$$

$$V_{T-} = \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2} = \frac{-20 \times 10 \text{ V}}{20 + 20} = -5 \text{ V}$$

(2) 画传输特性

由于图 9.4.6a 所示电路结构与图 9.4.4 的差别是，前者的 $V_{REF}=0$ ，因此可画出其传输特性如图 9.4.6b 所示。此时的上门限电压和下门限电压对称于纵轴。

(3) 画出 v_o 波形

根据图 9.4.6b、c 可画出 v_o 波形。

当 $t=0$ 时，由于 $v_i < V_{T-} = -5 \text{ V}$ ，所以 $v_o = 10 \text{ V}$ ， $v_P = 5 \text{ V}$ 。以后 v_i 在 $v_i < v_P = V_{T+} = 5 \text{ V}$ 内变化， v_o 保持 10 V 不变。

当 $t=t_1$ 时， $v_i \geq v_P = V_{T+}$ ， v_o 由 10 V 下跳到 -10 V ， v_P 由 $V_{T+} = 5 \text{ V}$ 变为 $v_P = V_{T-} = -5 \text{ V}$ 。以后 v_i 在 $v_i > -5 \text{ V}$ 内变化， v_o 保持 -10 V 不变。

当 $t=t_2$ 时， $v_i \leq -5 \text{ V}$ ， v_o 又由 -10 V 上跳到 10 V ， v_P 由 $V_{T-} = -5 \text{ V}$ 变为 $v_P = V_{T+} = 5 \text{ V}$ 。

依此类推，可画出 v_o 的波形，如图 9.4.6d 所示。由图可知，虽然 v_i 的波形很不“整齐”，但得到的 v_o 是一近似矩形波。因此，图 9.4.6a 所示电路可用于波形整形。具有迟滞特性的比较器在控制系统、信号甄别和波形产生电路中应用较广。

9.4.2 方波产生电路

方波产生电路是一种能够直接产生方波或矩形波的非正弦信号发生电路。由于方波或矩形波包含极丰富的谐波，因此，这种电路又称为多谐振荡电路。基本电路组成如图 9.4.7 所示，它是在迟滞比较器的基础上，增加了一个由 R_f 、 C 组成的积分电路，把输出电压经 R_f 、 C 反馈到集成运放的反相端。在运放的输出端引入限流电阻 R 和两个背靠背的稳压管就组成了一个如图 9.4.7b 所示的双向限幅方波发生电路。由图可知，电路的正反馈系数 F 为^①

$$F \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (9.4.5)$$

在接通电源的瞬间，输出电压究竟偏于正向饱和还是负向饱和，那纯属

① 在本节内，为了简化符号，反馈系数 F 一律不带下标。

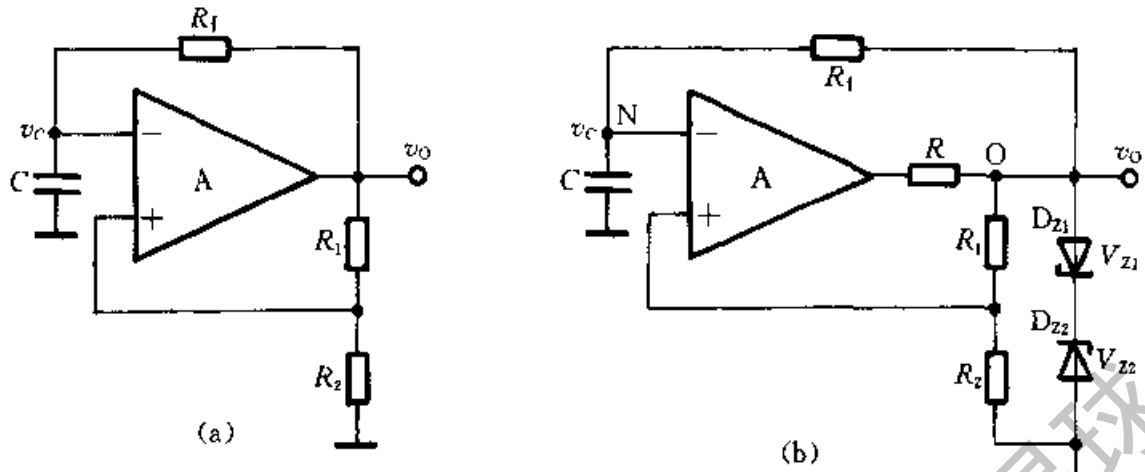


图 9.4.7 方波产生电路

(a) 基本电路 (b) 双向限幅的方波产生电路

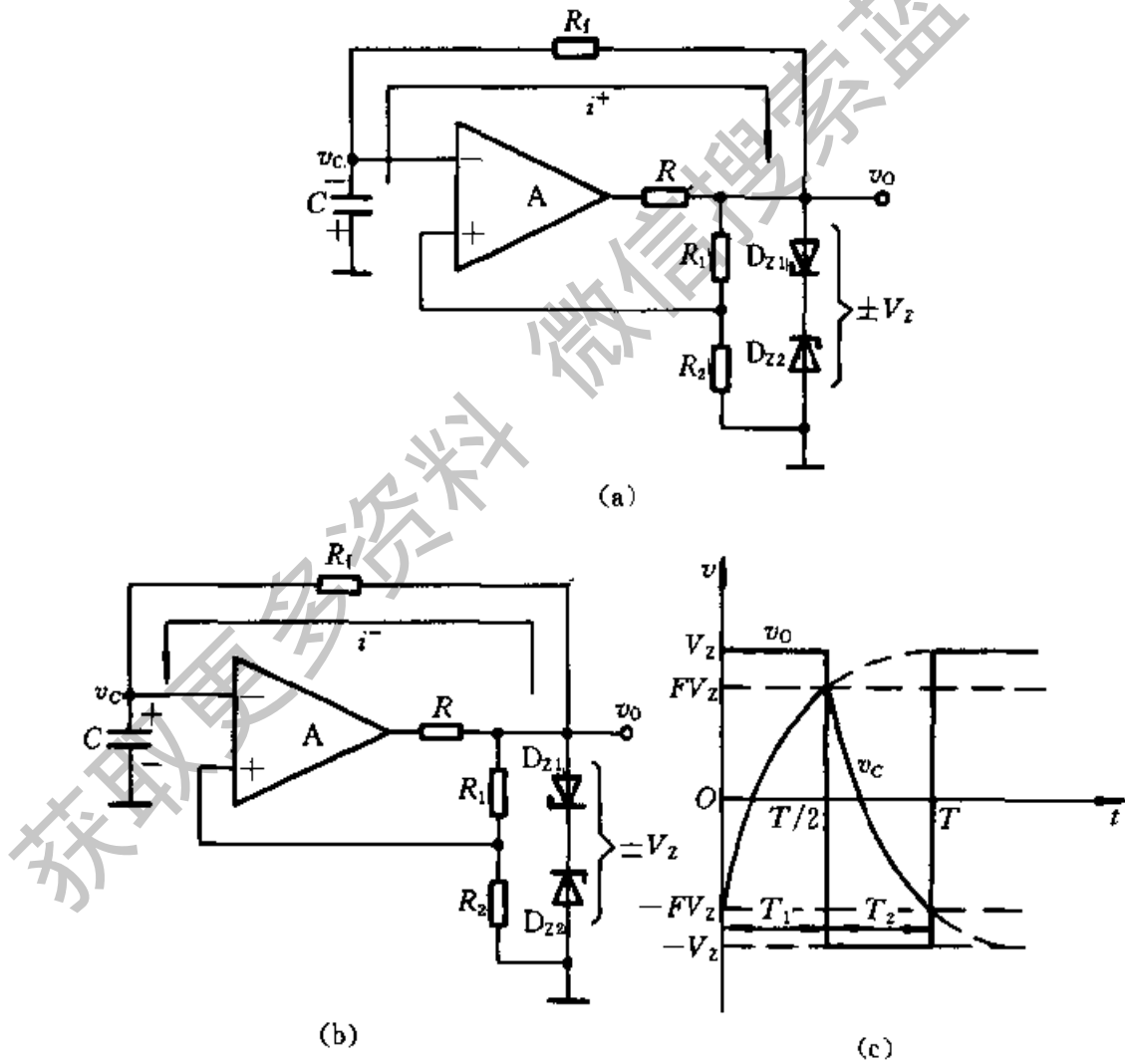


图 9.4.8 方波产生电路工作原理图

(a) 电容器 C 充电情况 (b) 电容器反向充电情况 (c) 输出电压与电容器端电压波形图

偶然。设输出电压偏于负饱和值，即 $v_0 = -V_z$ 时，加到集成运放同相端的电

压为 $-FV_Z$ ，而加于反相端的电压，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9.4.8a所示，充电电流为 i^+ 。显然，当加到反相端的电压 v_C 略负于 $-FV_Z$ 时，输出电压便立即从负饱和值 $(-V_Z)$ 迅速翻转到正饱和值 $(+V_Z)$ ， $+V_Z$ 又通过 R_f 对 C 进行反向充电，如图9.4.8b所示，充电电流为 i^- 。直到 v_C 略正于 FV_Z 值时，输出状态再翻转回来。如此循环不已，形成一系列的方波输出。

图9.4.8c画出了在一个方波的典型周期内，输出端及电容器 C 上的电压波形。设 $t=0$ 时， $v_C=-FV_Z$ ，则在 $T/2$ 的时间内，电容 C 上的电压 v_C 将以指数规律由 $-FV_Z$ 向 $+V_Z$ 方向变化，电容器端电压随时间变化规律为

$$v_C(t) = V_Z [1 - (1 + F)e^{-\frac{t}{R_f C}}] \quad (9.4.6)$$

设 T 为方波的周期，当 $t=T/2$ 时， $v_C(T/2)=FV_Z$ ，代入上式，可得

$$v_C\left(\frac{T}{2}\right) = V_Z [1 - (1 + F)e^{-\frac{T}{2R_f C}}] = FV_Z$$

对 T 求解，可得

$$T = 2R_f C \ln \frac{1+F}{1-F} = 2R_f C \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (9.4.7)$$

如适当选取 R_1 和 R_2 的值，可使 $F=0.47$ ，则振荡周期可简化为 $T=2RC$ ，或振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC} \quad (9.4.8)$$

在低频范围（如10 Hz~10 kHz）内，对于固定频率来说，此电路是一较好的振荡电路。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。

通常将矩形波为高电平的持续时间与振荡周期的比称为占空比。对称方

波的占空比为50%。如需产生占空比小于或大于50%的矩形波，只需适当改变电容 C 的正、反向充电时间常数即可。实现此目标的一个方案是，将图9.4.9所示网络接入图9.4.7b中节点O、N间，代替电阻 R_f 。这样，当 v_O 为正时， D_1 导通而 D_2 截止，反向充电

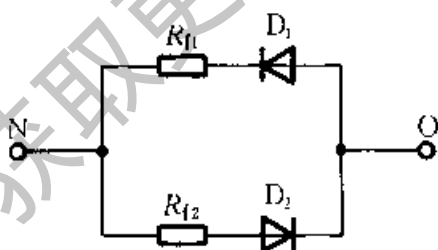


图9.4.9 改变正、反向充电时间常数的一种网络

时间常数为 $R_1 C$ ；当 v_O 为负时， D_1 截止而 D_2 导通，正向充电时间常数为 $R_2 C$ 。选取 R_1/R_2

的比值不同，就改变了占空比。设忽略了二极管的正向电阻，此时的振荡周期为

$$T = (R_1 + R_2) C \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (9.4.9)$$

9.4.3 锯齿波产生电路

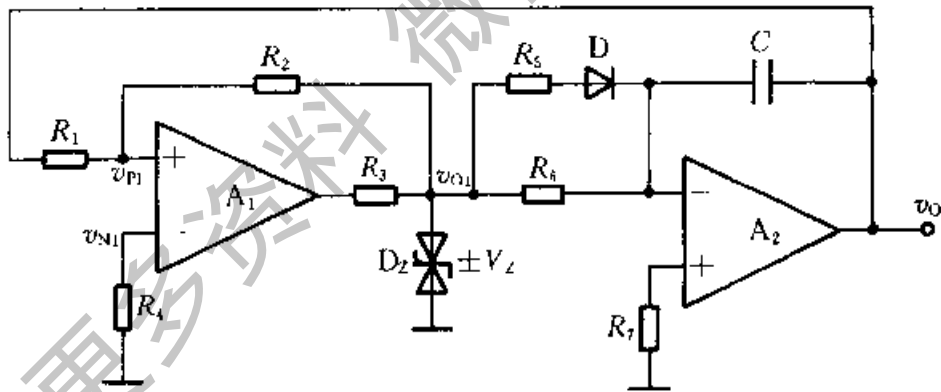
锯齿波和正弦波、方波、三角波是常用的基本测试信号。此外，如在示波器等仪器中，为了使电子按照一定规律运动，以利用荧光屏显示图像，常用到锯齿波产生器作为时基电路。例如，要在示波器荧光屏上不失真地观察到被测信号波形，就要在水平偏转板上加上随时间作线性变化的电压——锯齿波电压，使电子束沿水平方向匀速扫过荧光屏。而电视机中显像管荧光屏上的光点，是靠磁场变化进行偏转的，所以需要锯齿波电流来控制。限于篇幅，这里仅以图 9.4.10a 所示的锯齿波电压产生电路为例，讨论其组成及工作原理。

1. 电路组成

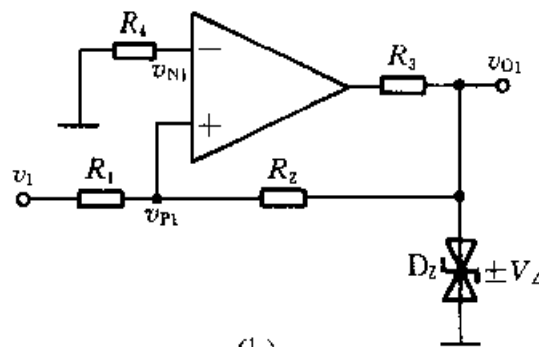
由图 9.4.10a 可见，它包括同相输入迟滞比较器 (A_1) 和充放电时间常数不等的积分器 (A_2) 两部分，共同组成锯齿波电压产生器电路。

2. 门限电压的估算

为便于讨论，单独画出图 9.4.10a 中由 A_1 组成的同相输入迟滞比较器，如图 9.4.10b 所示。图 b 中的 v_1 就是图 a 中的 v_0 。由图 b 有



(a)



(b)

图 9.4.10 锯齿波电压产生电路

(a) 电路 (b) 同相输入迟滞比较器

$$v_{P1} = v_1 - \frac{v_1 - v_{O1}}{R_1 + R_2} R_1 \quad (9.4.10)$$

考虑到电路翻转时, 有 $v_{N1} \approx v_{P1} = 0$, 即得

$$v_1 = V_{th} = -\frac{R_1}{R_2} v_{O1} \quad (9.4.11)$$

由于 $v_{O1} = \pm V_Z$, 由式(9.4.11), 可分别求出上、下门限电压和门限宽度为

$$V_{T+} = \frac{R_1}{R_2} V_Z \quad (9.4.12)$$

$$V_{T-} = -\frac{R_1}{R_2} V_Z \quad (9.4.13)$$

和
$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 2 \frac{R_1}{R_2} V_Z \quad (9.4.14)$$

3. 工作原理

设 $t=0$ 时接通电源, 有 $v_{O1} = -V_Z$, 则 $-V_Z$ 经 R_6 向 C 充电, 使输出电压按线性规律增长。当 v_O 上升到门限电压 V_{T+} 使 $v_{P1} = v_{N1}$ 时, 比较器输出 v_{O1} 由 $-V_Z$ 上跳到 $+V_Z$, 同时门限电压下跳到 V_{T-} 值。以后 $v_{O1} = +V_Z$ 经 R_6 和 D 、 R_5 两支路向 C 反向充电, 由于时间常数减小, v_O 迅速下降到负值。当 v_O 下降到下门限电压 V_{T-} 使 $v_{P1} \approx v_{N1}$ 时, 比较器输出 v_{O1} 又由 $+V_Z$ 下跳到 $-V_Z$ 。如

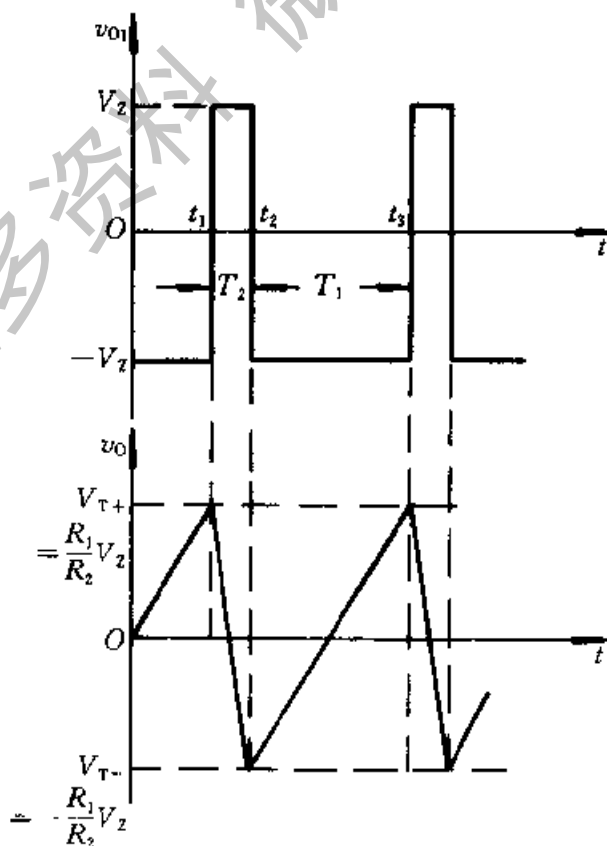


图 9.4.11 图 9.4.10 a 电路的波形

此周而复始,产生振荡。由于电容 C 的正向与反向充电时间常数不相等,输出波形 v_o 为锯齿波电压, v_{o1} 为矩形波电压,如图 9.4.11 所示。可以证明,设忽略二极管的正向电阻,其振荡周期为

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \\ &= \frac{2R_1R_6C}{R_2} + \frac{2R_1(R_6 \parallel R_5)C}{R_2} \\ &= \frac{2R_1R_6C(R_6 + 2R_5)}{R_2(R_5 + R_6)} \end{aligned} \quad (9.4.15)$$

显然,图 9.4.10a 所示电路,当 R_5 、D 支路开路,电容 C 的正、反向充电时间常数相等时,此时,锯齿波就变成三角波,图 9.4.10a 所示电路就变成方波 (v_{o1})-三角波 (v_o) 产生电路,其振荡周期为

$$T = \frac{4R_1R_6C}{R_2} \quad (9.4.16)$$

复习思考题

9.4.1 电压比较器中的运放通常工作在什么状态(负反馈、正反馈或开环)?一般它的输出电压是否只有高电平和低电平两个稳定状态?

9.4.2 迟滞比较器有几个门限电压值?

9.4.3 迟滞比较器的传输特性为什么具有迟滞特性?

9.4.4 试分别指出,在下列情况下应选用哪种输入方式和何种类型的比较器:(1)要求 $v_i > 0$ 时 v_o 为低电平, $v_i < 0$ 时, v_o 为高电平;(2)要求 v_i 由负值向正值变化过程中,仅在 v_i 经过 $+3\text{V}$ 时输出电压 v_o 由低电平跳变到高电平;而在 v_i 由正值向负值变化过程中,仅在 v_i 经过 -3V 时输出电压 v_o 由高电平跳变到低电平,其他情况下输出电压 v_o 不变;(3)要求在 $v_i > 3\text{V}$ 时, v_o 为高电平,而在 $v_i < 3\text{V}$ 时 v_o 为低电平。

9.5 集成函数发生器 8038 简介

前面讨论了由分立元器件或局部集成器件组成的正弦波和非正弦波信号产生电路,下面将目前用得较多的集成函数发生器 8038 作简单介绍。

1. 8038 的工作原理

由手册和有关资料可看出,8038 由恒流源 I_1 、 I_2 , 电压比较器 C_1 、 C_2 和触发器^①等组成。其内部原理电路框图和外部引脚排列分别如图 9.5.1 和图

^① 有关触发器的工作原理见本书数字部分。图 9.5.1 中的触发器,当 R 端为高电平、S 端为低电平时, Q 端输出低电平;反之,则 Q 端为高电平。

9.5.2 所示。在图 9.5.1 中, 电压比较器 C_1 、 C_2 的门限电压分别为 $2V_R/3$ 和 $V_R/3$ ($V_R=V_{CC}+V_{EE}$), 电流源 I_1 和 I_2 的大小可通过外接电阻调节, 且 I_2 必须大于 I_1 。当触发器的 Q 端输出为低电平时, 它控制开关 S 使电流源 I_2 断开。而电流源 I_1 则向外接电容 C 充电, 使电容两端电压 v_C 随时间线性上升, 当 v_C 上升到 $v_C=2V_R/3$ 时, 比较器 C_1 输出发生跳变, 使触发器输出 Q 端由低电平变为高电平, 控制开关 S 使电流源 I_2 接通。由于 $I_2>I_1$, 因此电容 C 放电, v_C 随时间线性下降。当 v_C 下降到 $v_C\leq V_R/3$ 时, 比较器 C_2 输出发生跳变, 使触发器输出端 Q 又由高电平变为低电平, I_2 再次断开, I_1 再次向 C 充电, v_C 又随时间线性上升。如此周而复始, 产生振荡。若 $I_2=2I_1$, v_C 上升时间与下降时间相等, 就产生三角波输出到脚 3。而触发器输出的方波, 经缓冲器输出到脚 9。三角波经正弦波变换器变成正弦波后由脚 2 输出。当 $I_1<I_2<2I_1$ 时, v_C 的上升时间与下降时间不相等, 管脚 3 输出锯齿波。因此, 8038 能输出方波、三角波、正弦波和锯齿波等四种不同的波形。

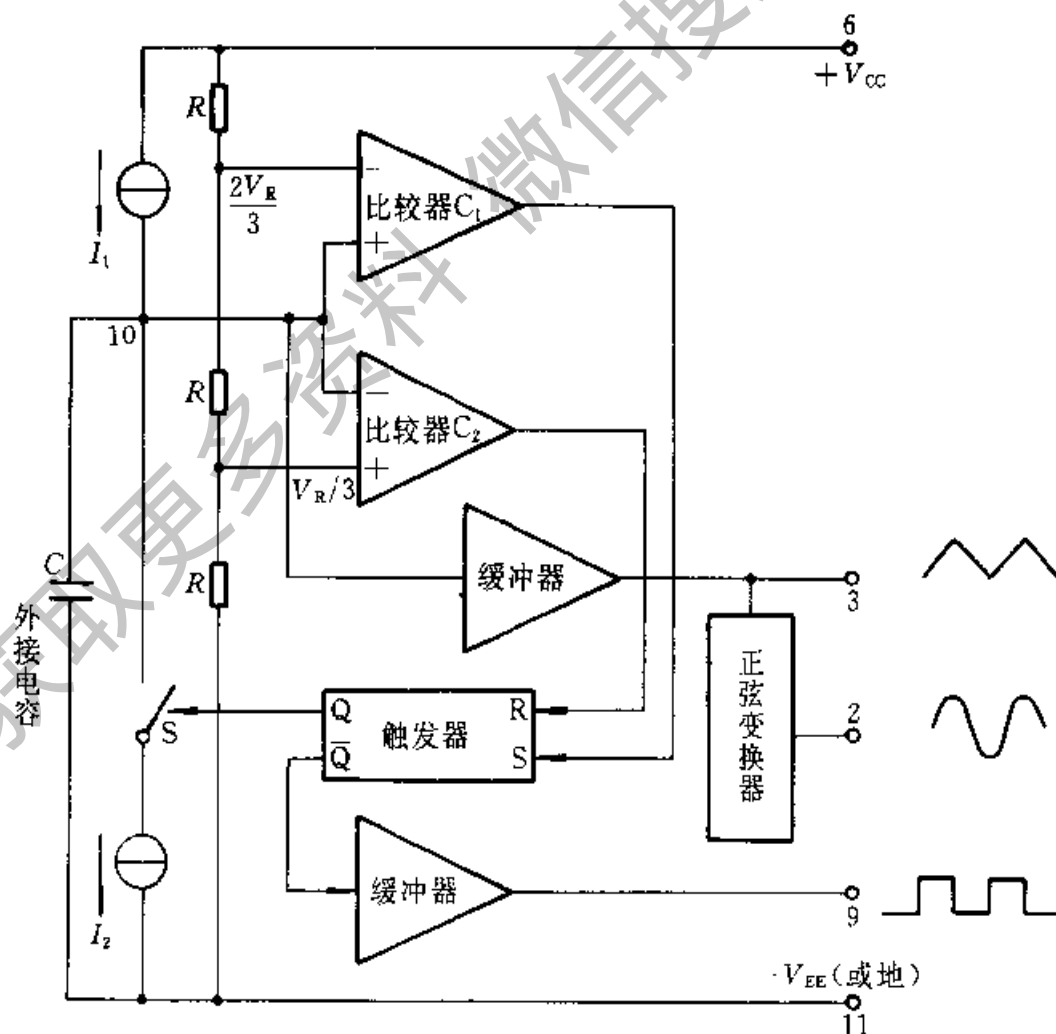


图 9.5.1 8038 的原理电路框图

2. 8038 的典型应用

由图 9.5.2 可见, 管脚 8 为调频电压控制输入端, 管脚 7 输出调频偏置电压, 其值 (指管脚 6 与 7 之间的电压) 是 $(V_{CC} + V_{EE})/5$, 它可作为管脚 8 的输入电压。此外, 该器件的方波输出端为集电极开路形式, 一般需在正电源与 9 脚之间外接一电阻, 其值常选用 $10\text{ k}\Omega$ 左右, 如图 9.5.3 所示。当电位器 R_{p1} 动端在中间位置, 并且图中管脚 8 与 7 短接时, 管脚 9、3 和 2 的输出分别为方波、三角波和正弦波。电路的振荡频率 f 约为 $0.3 / \left[\left(R_1 + \frac{1}{2} R_{p1} \right) C \right]$ 。调节 R_{p1} 、 R_{p2} 可使正弦波的失真达到较理想的程度。

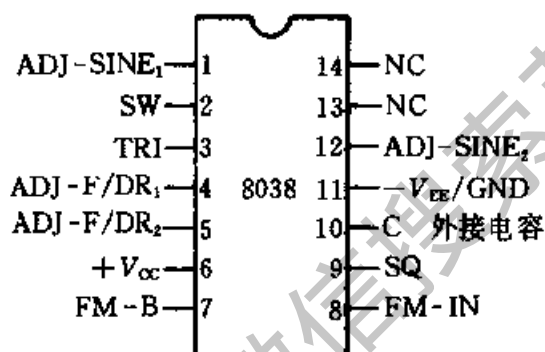


图 9.5.2 8038 管脚图 (顶视图)

1. 正弦波线性调节; 2. 正弦波输出; 3. 三角波输出; 4. 恒流源调节; 5. 恒流源调节;
6. 正电源; 7. 调频偏置电压; 8. 调频控制输入端; 9. 方波输出 (集电极开路输出);
10. 外接电容; 11. 负电源或接地; 12. 正弦波线性调节; 13、14. 空脚

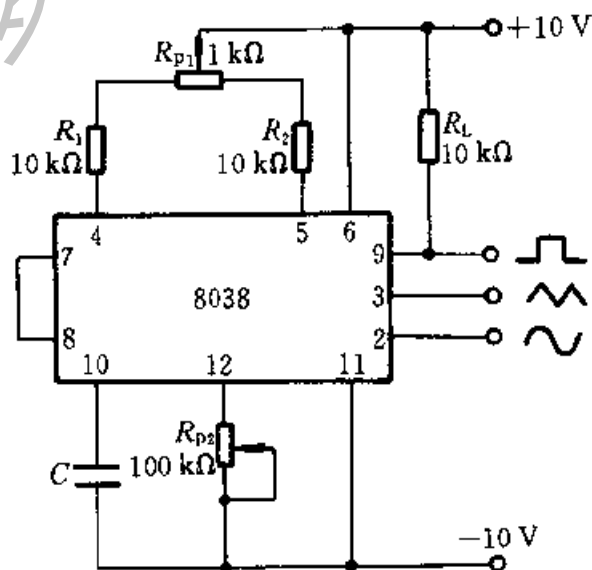


图 9.5.3 8038 接成波形产生器

小 结

● 在第7章曾经讨论过,从振荡条件考虑,当反馈深度过深或环路增益过大时,负反馈放大电路易于趋向不稳定,即产生自激振荡。本章则是在电路中有意识地构成正反馈以满足相位平衡和振幅平衡条件,形成自激以产生正弦信号,二者的工作过程,本质上是相同的。

● 按结构来分,正弦波振荡电路主要有 RC 型和 LC 型两大类,它们的基本组成包括:可进行正常工作的放大电路 A ,能满足相位平衡条件的反馈网络 F ,其中 A 或 F 兼有选频特性。一般从相位和幅度平衡条件来计算振荡频率和放大电路所需的增益。而石英晶体振荡器是 LC 振荡电路的一种特殊形式。由于晶体的等效谐振回路的 Q 值很高,因而振荡频率有很高的稳定性。

● 本章介绍了单门限电压比较器、过零比较器和迟滞比较器,他们均有同相输入和反相输入两种接法。单门限电压比较器和过零比较器中的运放通常工作在开环状态,只有一个门限电压;而迟滞比较器中的运放通常工作在正反馈状态,其正向过程 (v_i 上升时) 和负向过程 (v_i 下降时) 的门限电压不同,因而有上、下两个门限电压值。估算门限电压应抓住输入电压 v_i 使输出电压 v_o 发生跳变的临界条件:运放的两输入端近似相等,即 $v_N \approx v_P$ 。

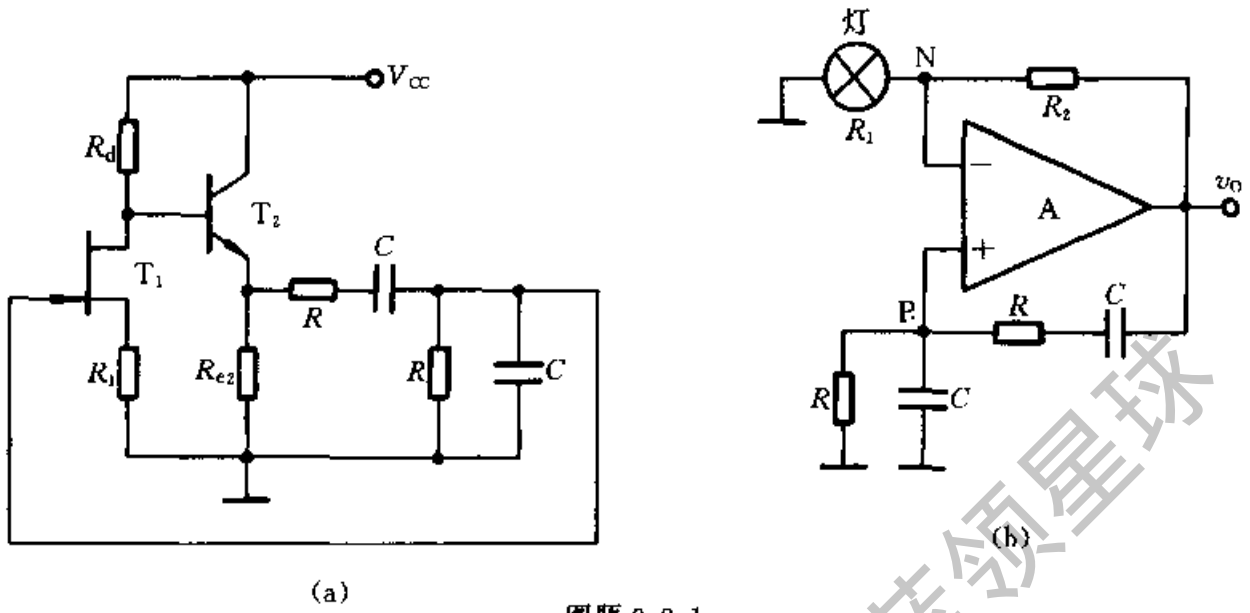
● 在非正弦波信号产生电路中没有选频网络,同时器件在大信号状态下工作,受非线性特性的限制。它属于一种弛张振荡电路。本章讨论了方波、锯齿波和三角波产生电路。它通常由比较器、反馈网络和积分电路等组成。判断电路能否振荡的方法是,设比较器的输出为高电平(或低电平),经反馈、积分等环节能使比较器输出从一种状态跳变到另一种状态,则电路能振荡。锯齿波产生电路与三角波产生电路的差别是,前者积分电路的正向和反向充放电时间常数不相等,而后者是一致的。

习 题

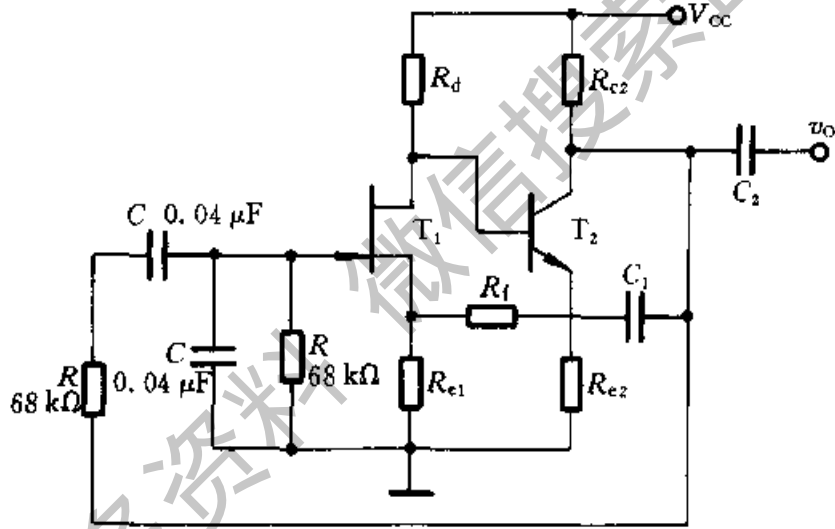
9.2.1 电路如图题 9.2.1 所示,试用相位平衡条件判断哪个电路可能振荡,哪个不能,并简述理由。

9.2.2 电路如图题 9.2.2 所示。(1) 试从相位平衡条件分析电路能否产生正弦波振荡;(2) 若能振荡, R_f 和 R_1 的值应有何关系? 振荡频率是多少? 为了稳幅,电路中哪个电阻可采用热敏电阻,其温度系数如何?

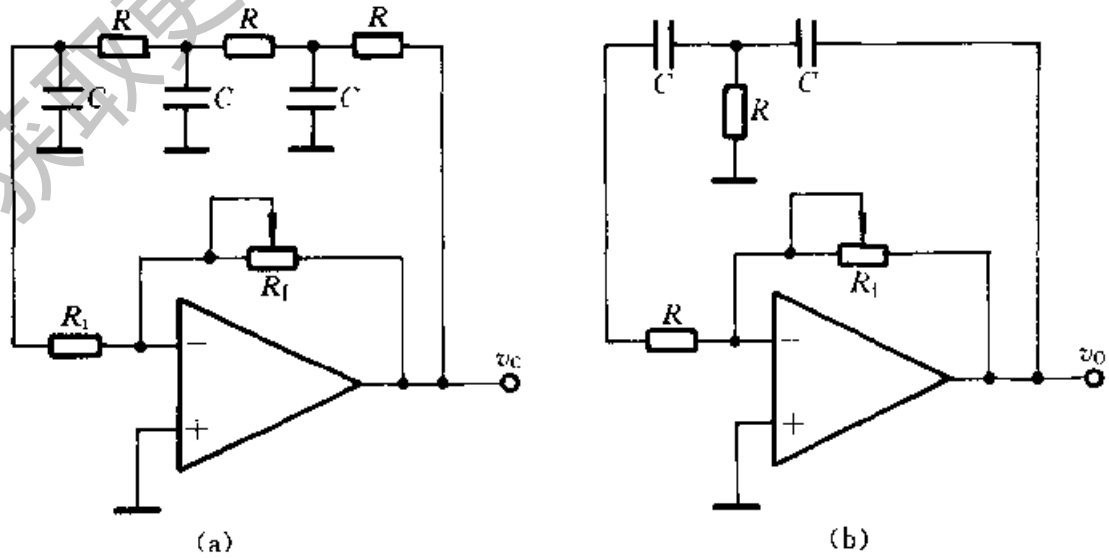
9.2.3 一节 RC 高通或低通电路的最大相移绝对值小于 90° , 试从相位平衡条件出发,判断图题 9.2.3 所示电路哪个可能振荡,哪个不能,并简述理由。



图题 9.2.1



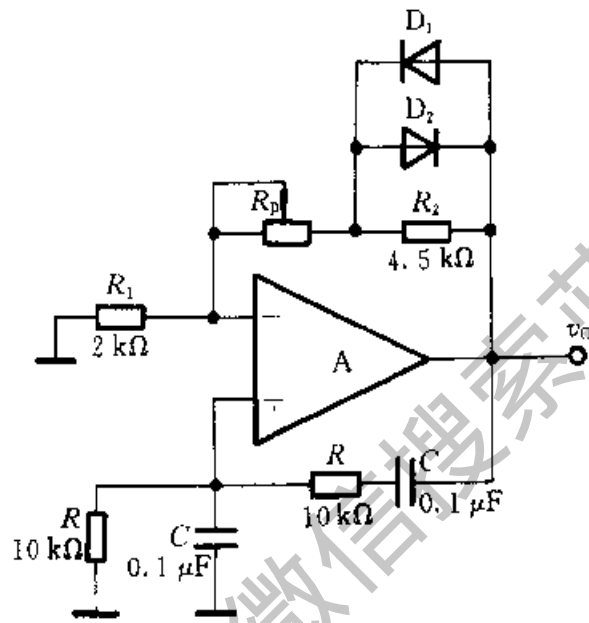
图题 9.2.2



图题 9.2.3

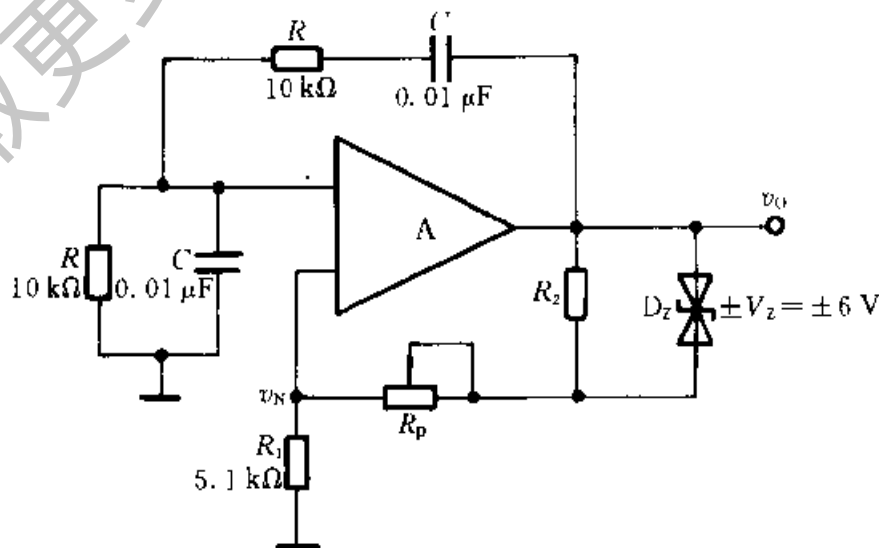
9.2.4 在图题 9.2.1b 所示电路中, 设运放是理想器件, 运放的最大输出电压为 ± 10 V。试问由于某种原因使 R_2 断开时, 其输出电压的波形是什么 (正弦波、近似为方波或停振)? 输出波形的峰-峰值为多少?

9.2.5 正弦波振荡电路如图题 9.2.5 所示, 已知 $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4.5 \text{ k}\Omega$, R_p 在 $0 \sim 5 \text{ k}\Omega$ 范围内可调, 设运放 A 是理想的, 振幅稳定后二极管的动态电阻近似为 $r_d = 500 \Omega$, 求 R_p 的阻值。



图题 9.2.5

9.2.6 设运放 A 是理想的, 试分析图题 9.2.6 所示正弦波振荡电路: (1) 为满足振荡条件, 试在图中用 +、- 标出运放 A 的同相端和反相端; (2) 为能起振, R_p 和 R_2 两个



图题 9.2.6

电阻之和应大于何值？(3) 此电路的振荡频率 $f_0 = ?$ (4) 试证明稳定振荡时输出电压的峰值为

$$V_{om} = \frac{3R_1}{2R_1 - R_p} \cdot V_Z$$

9.2.7 由一阶全通滤波器组成的可调的移相式正弦波发生器电路如图题 9.2.7 所示。(1) 试证明电路的振荡频率 $f_0 = 1/(2\pi C \sqrt{R_4 R_5})$ ；(2) 根据全通滤波器的工作特点，可分别求出 \dot{V}_{o1} 相对于 \dot{V}_{o3} 的相移和 \dot{V}_o 相对于 \dot{V}_{o1} 的相移，同时在 $f = f_0$ 时 \dot{V}_{o1} 与 \dot{V}_o 之间的相位差为 $-\pi$ ，试证明在 $R_4 = R_5$ 时， \dot{V}_{o1} 、 \dot{V}_o 间的相位差为 90° ，即 \dot{V}_{o1} 若为正弦波，则 \dot{V}_o 就为余弦波。

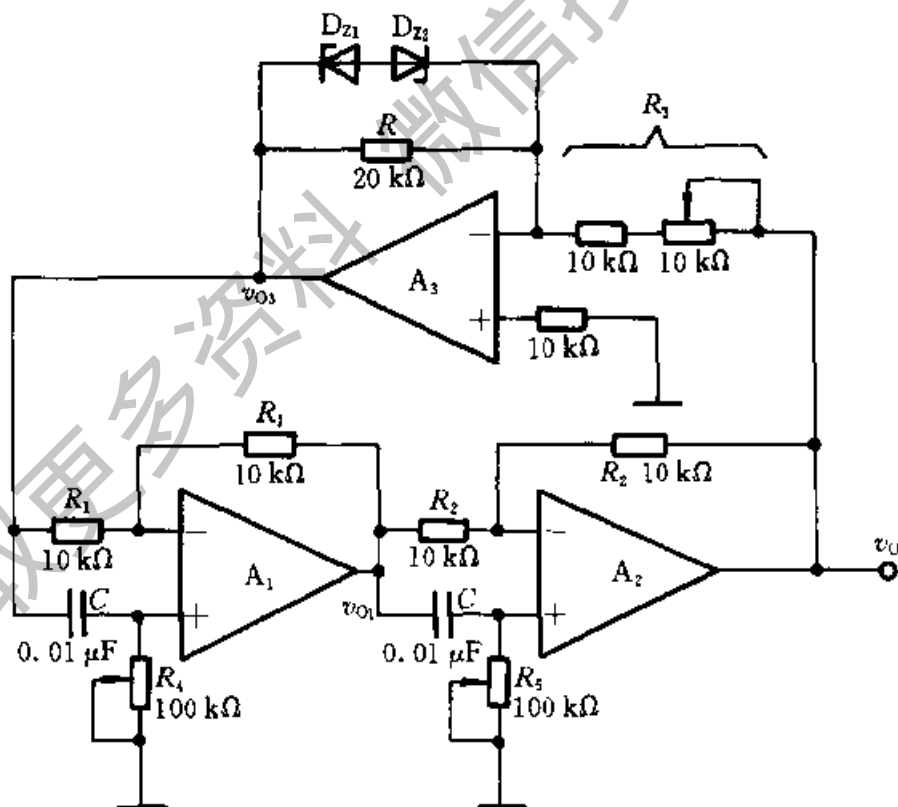
提示： A_1 、 A_2 分别组成一阶全通滤波器， A_3 为反相器。对于 A_1 、 A_2 分别有

$$A_1(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_4 C}{1 + j\omega R_4 C}$$

和

$$A_2(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_5 C}{1 + j\omega R_5 C}$$

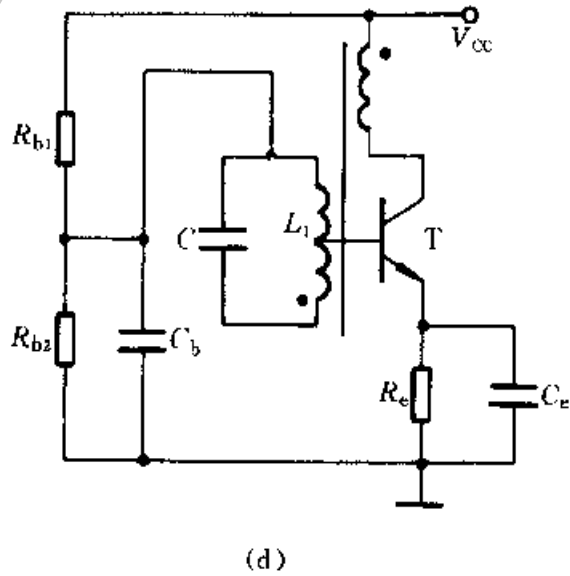
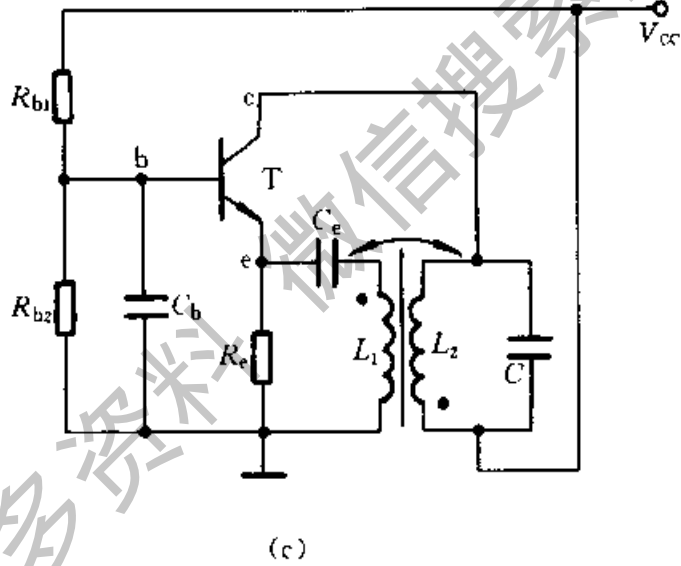
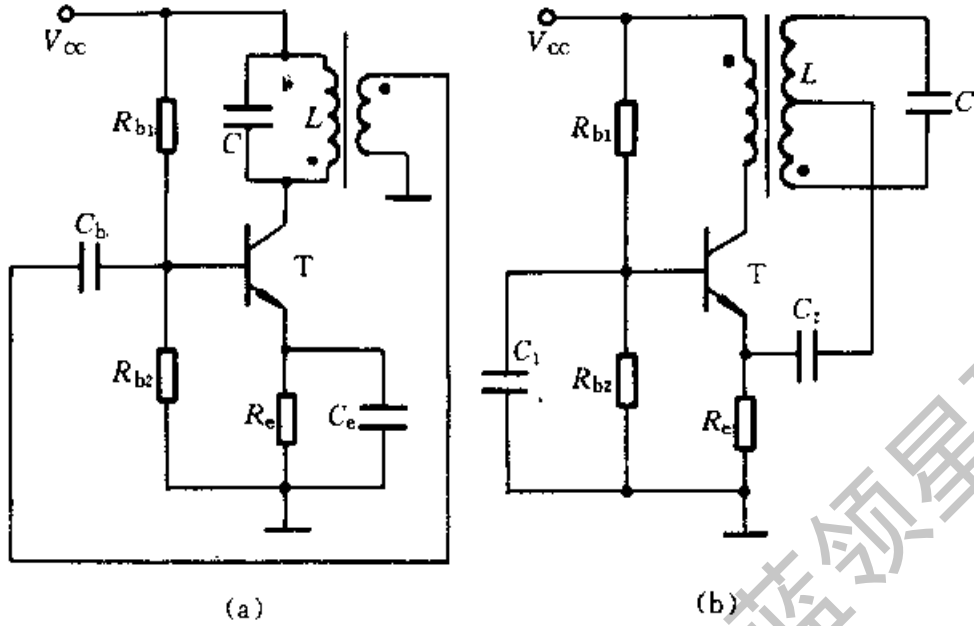
A_1 、 A_2 只要各产生 90° 相移，就可满足相位平衡条件，并产生正弦波振荡。



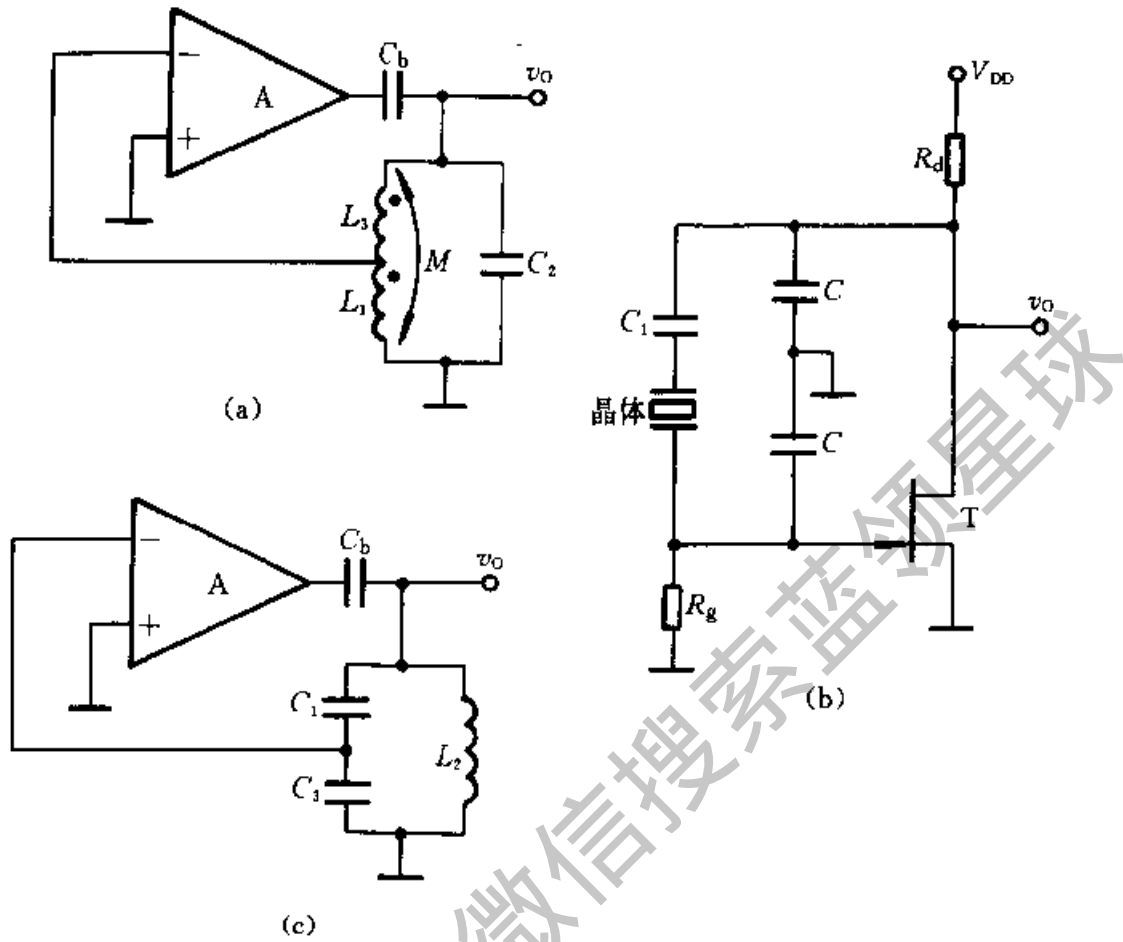
图题 9.2.7

9.3.1 电路如图题 9.3.1 所示，试用相位平衡条件判断哪个能振荡，哪个不能，说明理由。

9.3.2 对图题 9.3.2 所示的各三点式振荡器的交流通路（或电路），试用相位平衡条



图题 9.3.1

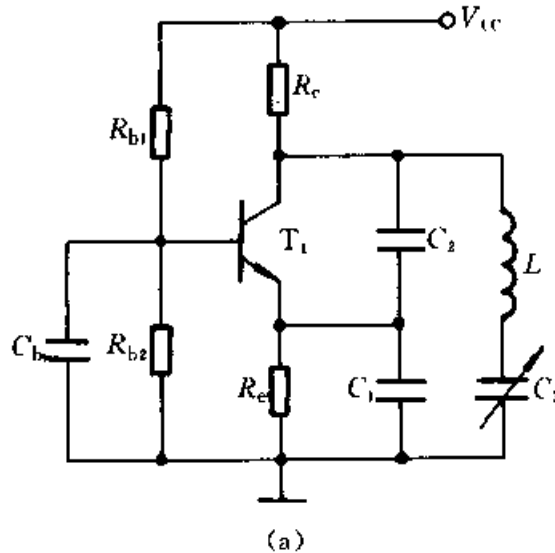


图题 9.3.2

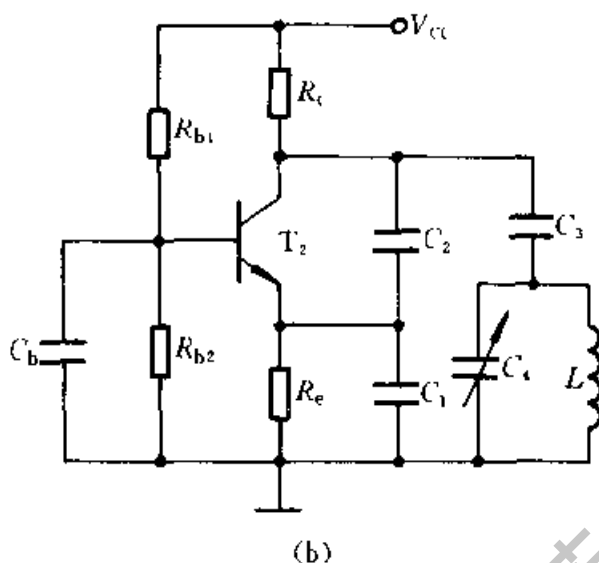
件判断哪个可能振荡, 哪个不能, 指出可能振荡的电路属于什么类型。

9.3.3 两种改进型电容三点式振荡电路如图题 9.3.3a、b 所示, 试回答下列问题:

- (1) 画出图 a 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3, C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;
- (2) 画出图 b 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3, C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;
- (3) 定性说明杂散电容对两种电路振荡频率的影响。



(a)

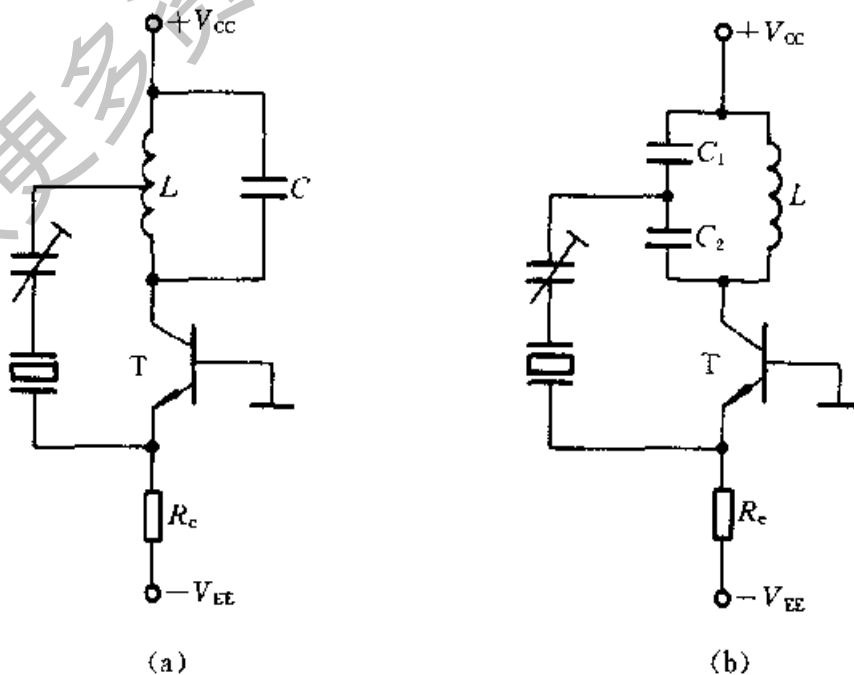


图题 9.3.3

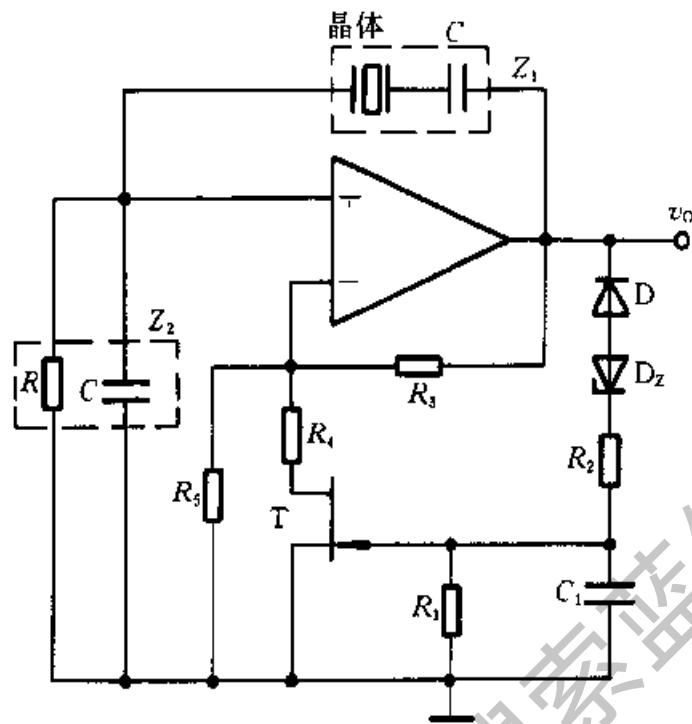
9.3.4 两种石英晶体振荡器原理电路如图题 9.3.4a、b 所示。试说明它属于哪种类型的晶体振荡电路,为什么说这种电路结构有利于提高频率稳定度?

9.3.5 RC 文氏电桥振荡电路如图题 9.3.5 所示。(1)试说明石英晶体的作用;在电路产生正弦波振荡时,石英晶体是在串联还是并联谐振下工作?(2)电路中采用了什么稳幅措施,它是如何工作的?

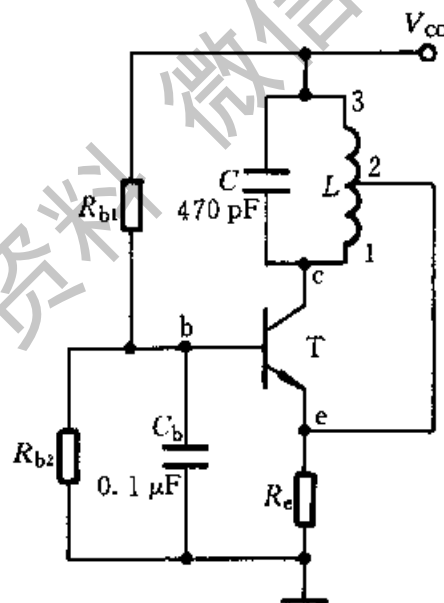
9.3.6 试分析图题 9.3.6 所示正弦波振荡电路是否有错误,如有错误请改正。



图题 9.3.4



图题 9.3.5



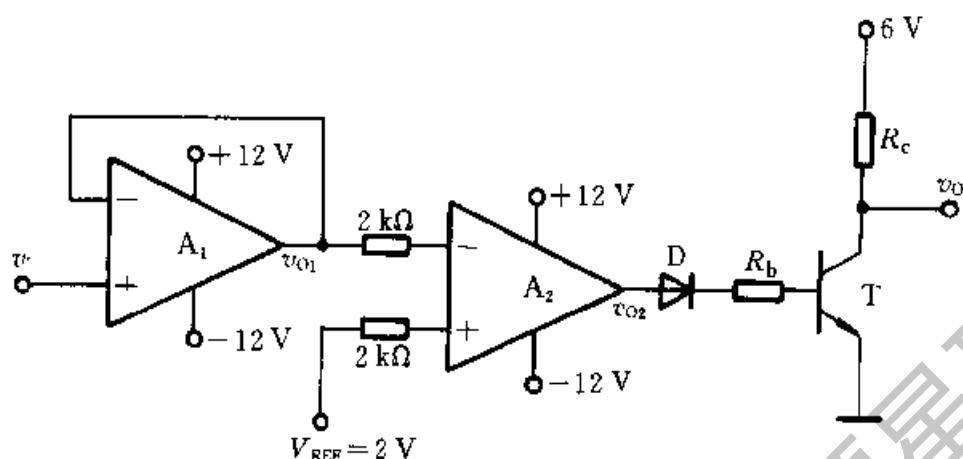
图题 9.3.6

9.4.1 电路如图题 9.4.1 所示, A_1 、 A_2 为理想运放, 二极管 D 也是理想器件, $R_b = 51 \text{ k}\Omega$, $R_c = 5.1 \text{ k}\Omega$, BJT 的 $\beta = 50$, $V_{CES} \approx 0$, $I_{CEO} \approx 0$, 试求: (1) 当 $v_1 = 1 \text{ V}$ 时, $v_0 = ?$ (2) 当 $v_1 = 3 \text{ V}$ 时, $v_0 = ?$ (3) 当 $v_1 = 5 \sin \omega t \text{ V}$ 时, 试画出 v_1 、 v_{02} 和 v_0 的波形。

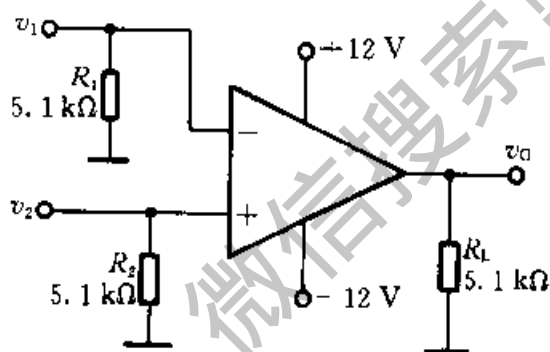
9.4.2 电路如图题 9.4.2a 所示, 其输入电压的波形如图题 9.4.2b 所示, 已知输出电压 v_0 的最大幅值为 $\pm 10 \text{ V}$, 运放是理想的, 试画出输出电压 v_0 的波形。

9.4.3 一电压比较器电路如图题 9.4.3 所示。(1) 若稳压管 D_z 的双向限幅值为 $\pm V_z = \pm 6 \text{ V}$, 运放的开环电压增益 $A_{VO} = \infty$, 试画出比较器的传输特性; (2) 若在同相输

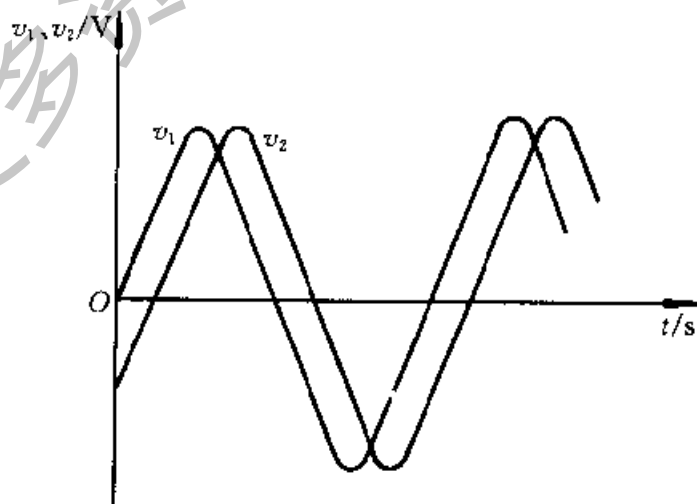
入端与地之间接上一参考电压 $V_{REF} = -5\text{ V}$, 重画(1)问的内容。



图题 9.4.1



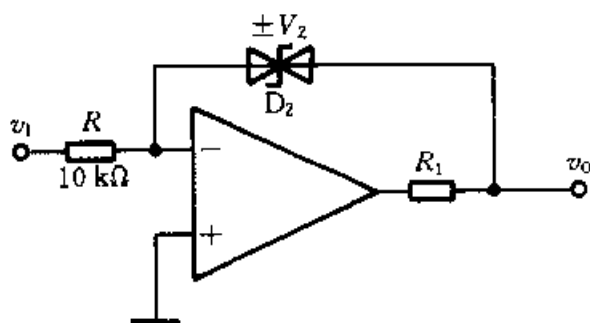
(a)



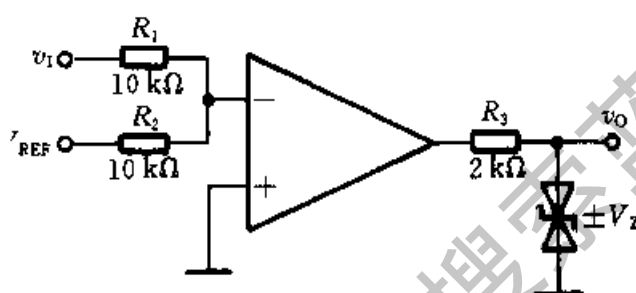
(b)

图题 9.4.2

9.4.4 一比较器电路如图题 9.4.4 所示。设运放是理想的,且 $V_{REF} = -1\text{ V}$, $V_2 = 5\text{ V}$, 试求门限电压值 V_{th} , 画出比较器的传输特性 $v_O = f(v_1)$ 。

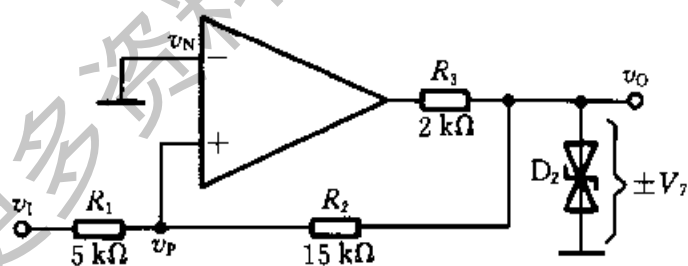


图题 9.4.3



图题 9.4.4

9.4.5 设运放为理想器件,试求图题 9.4.5 所示电压比较器的门限电压,并画出它的传输特性(图中 $V_z = 9\text{ V}$)。



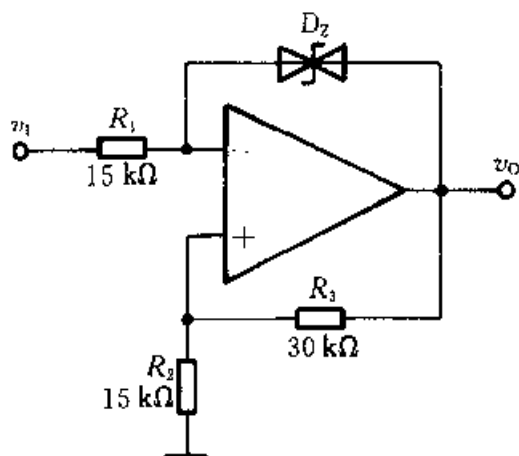
图题 9.4.5

9.4.6 电路如图题 9.4.6 所示,设稳压管 D_z 的双向限幅值为 $\pm 6\text{ V}$ 。(1)试画出该电路的传输特性;(2)画出幅值为 6 V 正弦信号电压 v_1 所对应的输出电压波形。

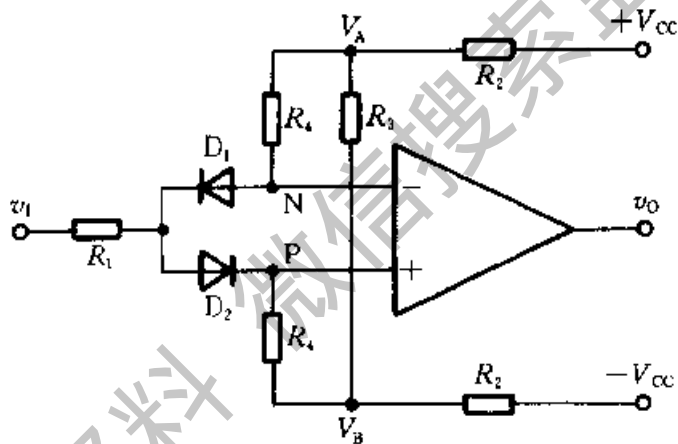
9.4.7 图题 9.4.7 是利用两个二极管 D_1 、 D_2 和两个参考电压 V_A 、 V_B 来实现双限比较的窗孔比较电路。设电路通常有: R_2 和 R_3 均远小于 R_4 和 R_1 。(1)试证明只有当 $V_A > v_1 > V_B$ 时, D_1 、 D_2 导通, v_0 才为负;(2)试画出它的输入-输出传输特性。

提示:例如,假设 D_1 、 D_2 为理想二极管,运放也具有理想特性, $R_2 = R_3 = 0.1\text{ k}\Omega$, $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_4 = 100\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12\text{ V}$ 。

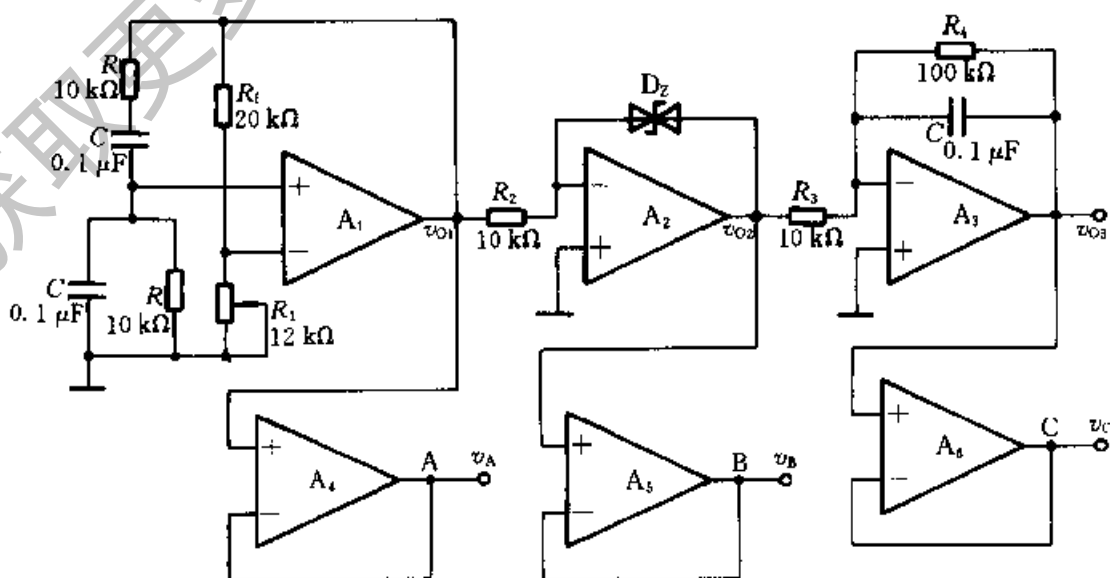
9.4.8 图题 9.4.8 所示为一波形发生器电路,试说明,它是由哪些单元电路组成的,各起什么作用,并定性画出 A、B、C 各点的输出波形。



图题 9.4.6

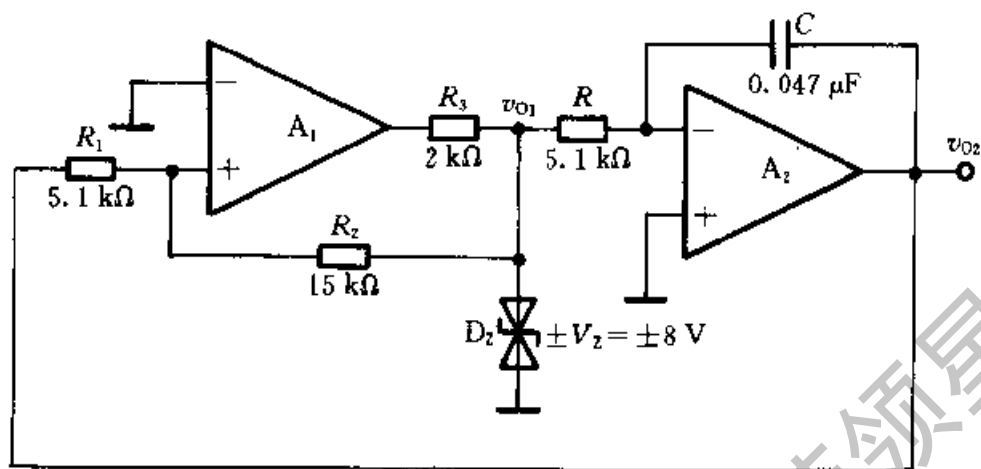


图题 9.4.7



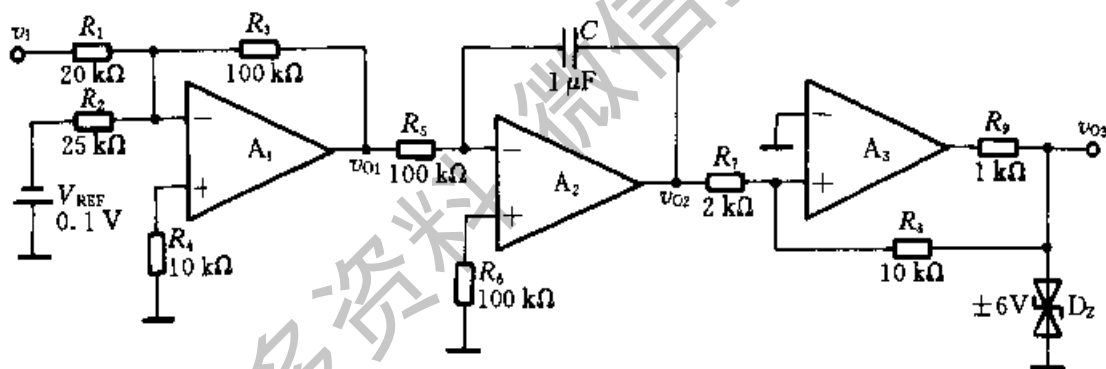
图题 9.4.8

9.4.9 图题 9.4.9 所示电路为方波-三角波产生电路,试求其振荡频率,并画出 v_{O1} 、 v_{O2} 的波形。

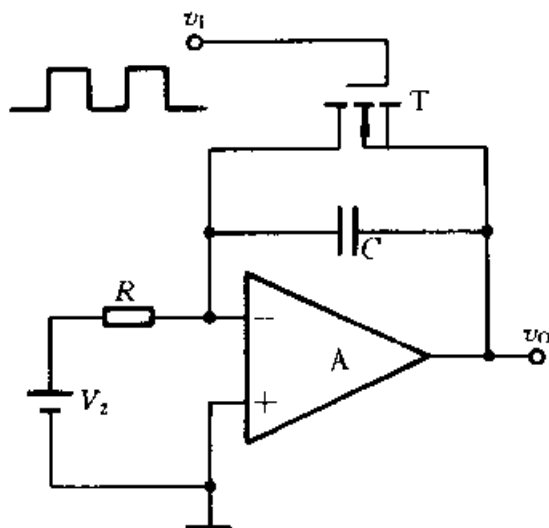


图题 9.4.9

9.4.10 电路如图题 9.4.10 所示,设 $A_1 \sim A_3$ 均为理想运放,电容 C 上的初始电压 $v_C(0) = 0$ V。若 v_1 为 0.11 V 的阶跃信号,求信号加上后一秒钟, v_{O1} 、 v_{O2} 、 v_{O3} 所达到的数值。



图题 9.4.10



图题 9.4.11

9.4.11 一他激式锯齿波发生器电路如图题 9.4.11 所示, 设运放是理想的, 试定性画出在图示 v_i 波形作用下输出电压 v_o 的波形。

提示: 场效应管 T 在这里起着开关作用。

*PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE9.1 RC 正弦波振荡电路如图题 9.2.5 所示, 其中运放 A 采用 741, 工作电源为 $\pm 12\text{V}$, D_1 、 D_2 采用 1N4148, $R_1=15\text{k}\Omega$, $R_2=10\text{k}\Omega$, $R=5.1\text{k}\Omega$, R_p 为 $100\text{k}\Omega$ 可调电阻, $C=0.033\mu\text{F}$ 。试运用 PSPICE 程序观察输出电压波形由小到大的起振和稳定到某一幅度的全过程, 求出振荡频率 f_0 。

提示: 在作瞬态分析时, R_p 的选取很关键, 选得稍大, 负反馈过弱, 出现非线性失真; 反之, 可能停振。一般选取 $R_p=27\text{k}\Omega$ 左右。瞬态分析的观察时间也应稍长, 电路的起振约需经 30ms 才能达到稳定, 观察时间应大于此值, 可取 50ms 。另外, 作瞬态分析时应限制最大计算步长, 以使迭代运算收敛, 一般应设置为小于 $50\mu\text{s}$ 。

解: 设置瞬态分析功能, 按提示给出的内容设置分析参数。仿真后输出波形如图 PSE9.1 所示。由图可看出起振过程及振荡周期为

$$\begin{aligned} T &= 28.606\text{ms} - 27.538\text{ms} \\ &= 1.068\text{ms} \end{aligned}$$

即振荡频率 $f_0=1/T=936.3\text{Hz}$, 与理论值相符。

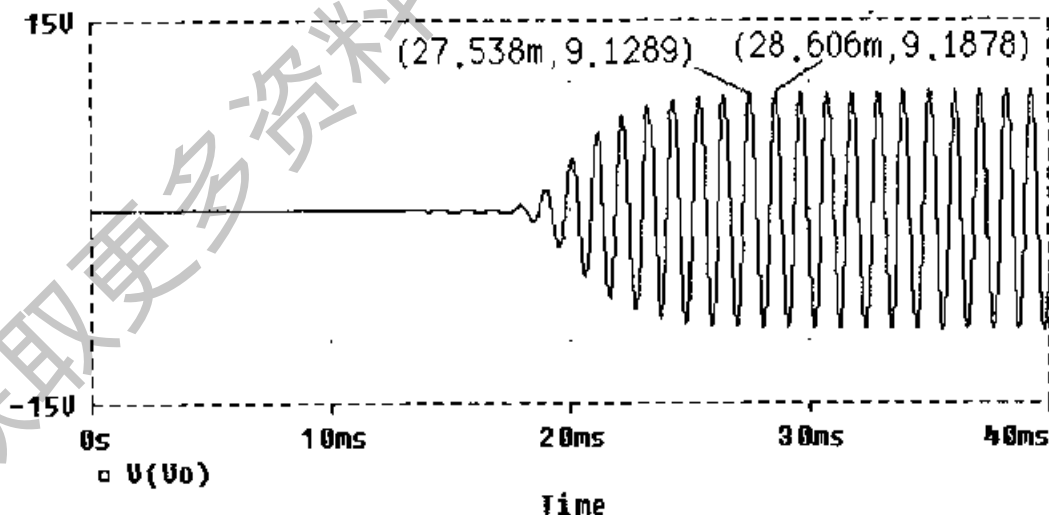


图 PSE9.1

2. PSPICE 习题

PS9.1 RC 正弦波振荡电路如图题 9.2.5 所示, 其中 $R=10\text{k}\Omega$, $C=0.1\mu\text{F}$, 其他参数和例 PSE9.1 相同。试运用 PSPICE 程序画出包括起振过程的输出电压波形, 求出振荡频率 f_0 。

PS9.2 迟滞比较器电路及参数如图题 9.4.6 所示, D_Z 由两个相同的稳压管 1N750

反接而成，运放采用 741，工作电源为 $\pm 12\text{ V}$ 。设输入信号为 100 Hz 的正弦波，幅度为 4 V ，试求出上、下限门限电压，画出输出电压 v_o 的波形。

PS9.3 电路参数如图题 9.4.5 所示，运放采用 LF411，稳压管的稳压值为 $\pm 9\text{ V}$ 。试用 PSPICE 程序作出该电路的电压传输特性，求出上、下限门限电压。

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

10 直流稳压电源

引言 在电子电路中，通常都需要电压稳定的直流电源供电。小功率稳压电源的组成可以用图 10.0.1 表示，它是由电源变压器、整流、滤波和稳压电路等四部分组成。

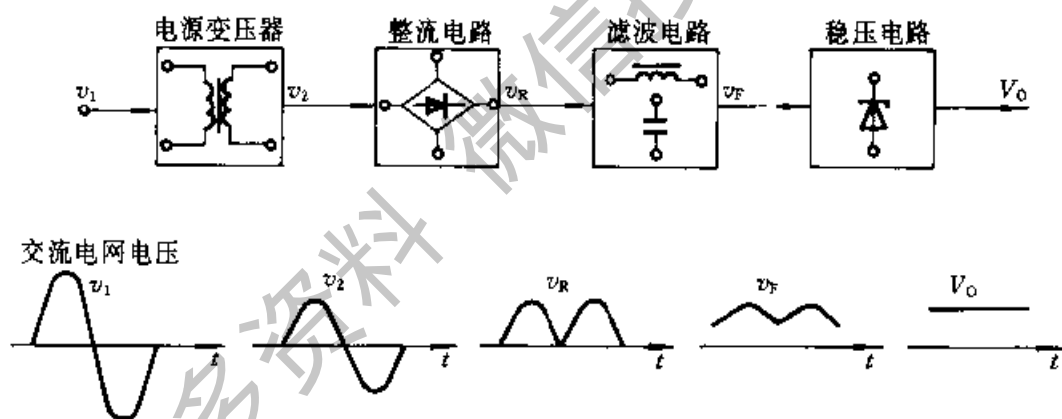


图 10.0.1 直流稳压电源结构图和稳压过程

电源变压器是将交流电网 220 V 的电压变为所需要的电压值，然后通过整流电路将交流电压变成脉动的直流电压。由于此脉动的直流电压还含有较大的纹波，必须通过滤波电路加以滤除，从而得到平滑的直流电压。但这样的电压还随电网电压波动（一般有 $\pm 10\%$ 左右的波动）、负载和温度的变化而变化。因而在整流、滤波电路之后，还需接稳压电路。稳压电路的作用是在电网电压波动、负载和温度变化时，维持输出直流电压稳定。

当负载要求功率较大、效率高时，常采用开关稳压电源。

本章首先讨论小功率整流、滤波电路和稳压电路，然后介绍三端集成稳压器和串联式开关稳压电源。

10.1 小功率整流滤波电路

10.1.1 单相桥式整流电路

整流电路的任务是将交流电变换成直流电。完成这一任务主要是靠二极管的单向导电作用，因此二极管是构成整流电路的关键元件。在小功率整流电路中（1 kW 以下），常见的几种整流电路有单相半波、全波、桥式和倍压整流电路。本节主要研究单相桥式整流电路。对倍压整流电路及全波整流电路，希望读者通过习题来掌握。

以下分析整流电路时，为简单起见，二极管用理想模型来处理（见第 2 章图 2.4.1），即正向导通电阻为零，反向电阻为无穷大。

1. 工作原理

电路如图 10.1.1a 所示，图中 T_r 为电源变压器，它的作用是将交流电网电压 v_1 变成整流电路要求的交流电压 $v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$ ， R_L 是要求直流供电的负载电阻，四只整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 接成电桥的形式，故有桥式整流电路之称。图 10.1.1b 是它的简化画法。

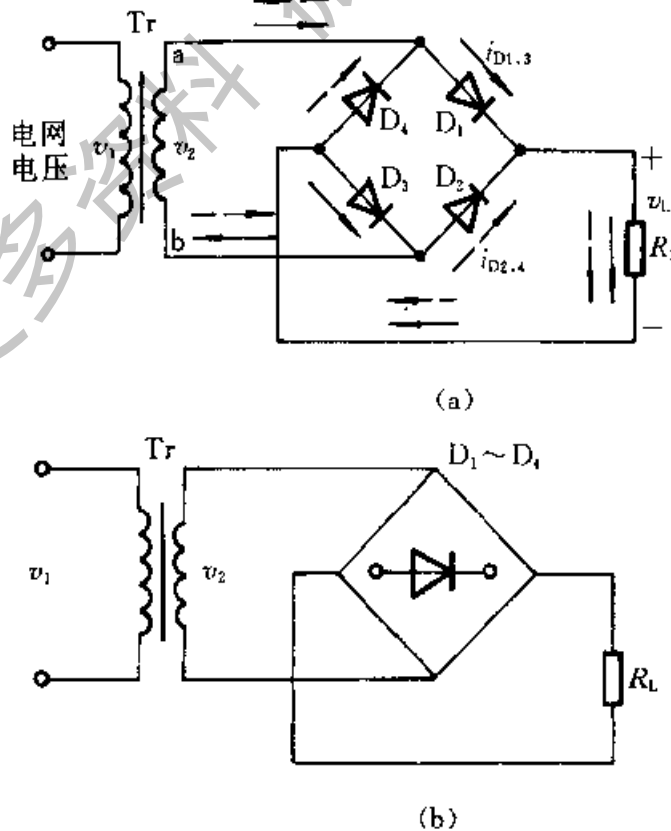


图 10.1.1 单相桥式整流电路图

(a) 单相桥式整流电路 (b) 简化画法

在电源电压 v_2 的正、负半周（设 a 端为正，b 端为负时是正半周）内电流通路分别用图 10.1.1a 中实线和虚线箭头表示。

通过负载 R_L 的电流 i_L 以及电压 v_L 的波形如图 10.1.2 所示。显然，它们都是单方向的全波脉动波形。

2. 负载上的直流电压 V_L 和直流电流 I_L 的计算

用傅里叶级数对图 10.1.2 中 v_L 的波形进行分解后可得

$$v_L = \sqrt{2} V_2 \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t - \frac{4}{35\pi} \cos 6\omega t \dots \right) \quad (10.1.1)$$

式中恒定分量即为负载电压 v_L 的平均值，因此有

$$V_L = \frac{2\sqrt{2} V_2}{\pi} = 0.9 V_2 \quad (10.1.2)$$

直流电流为

$$I_L = \frac{0.9 V_2}{R_L} \quad (10.1.3)$$

由式 (10.1.1) 看出，最低次谐波分量的幅值为 $4\sqrt{2} V_2 / (3\pi)$ ，角频率为电源频率的两倍，即 2ω 。其他交流分量的角频率为 4ω 、 6ω ... 等偶次谐波分量。这些谐波分量总称为纹波，它叠加于直流分量之上。常用纹波系数 K_Y 来表示直流输出电压中相对纹波电压的大小，即

$$K_Y = \frac{V_{LY}}{V_L} = \frac{\sqrt{V_2^2 - V_L^2}}{V_L} \quad (10.1.4)$$

式中 V_{LY} 为谐波电压总的有效值，它表示为

$$V_{LY} = \sqrt{V_{L2}^2 + V_{L4}^2 + \dots}$$

由式 (10.1.2) 和式 (10.1.4) 得出桥式整流电路的纹波系数 $K_Y = \sqrt{\left(\frac{1}{0.9}\right)^2 - 1} = 0.483$ 。由于 v_L 中存在一定的纹波，故需用滤波电路来滤除纹波电压。

3. 整流元件参数的计算

在桥式整流电路中，二极管 D_1 、 D_3 和 D_2 、 D_4 是两两轮流导通的，所以流经每个二极管的平均电流为

$$I_D = \frac{1}{2} I_L = \frac{0.45 V_2}{R_L} \quad (10.1.5)$$

二极管在截止时管子两端承受的最大反向电压可以从图 10.1.1a 看出。

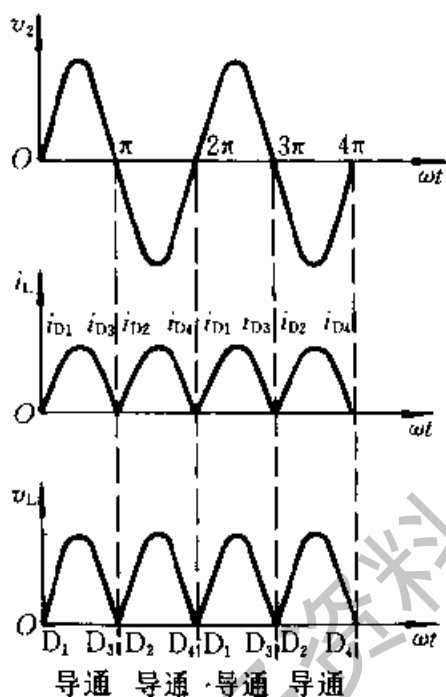


图 10.1.2 单相桥式整流
电路波形图

在 v_2 正半周时, D_1 、 D_3 导通, D_2 、 D_4 截止。此时 D_2 、 D_4 所承受到的最大反向电压均为 v_2 的最大值, 即

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_2 \quad (10.1.6)$$

同理, 在 v_2 的负半周, D_1 、 D_3 也受到同样大小的反向电压。

桥式整流电路的优点是输出电压高, 纹波电压较小, 管子所承受的最大反向电压较低, 同时因电源变压器在正、负半周内都有电流供给负载, 电源变压器得到了充分的利用, 效率较高。因此, 这种电路在半导体整流电路中得到了颇为广泛的应用。电路的缺点是二极管用得较多, 但目前市场上已有整流桥堆出售, 如 QL51A~G、QL62A~L 等, 其中 QL62A~L 的额定电流为 2 A, 最大反向电压为 25 V~1000 V。

10.1.2 滤波电路

滤波电路用于滤去整流输出电压中的纹波, 一般由电抗元件组成, 如在负载电阻两端并联电容器 C , 或与负载串联电感器 L , 以及由电容、电感组合而成的各种复式滤波电路。常用的结构如图 10.1.3 所示。

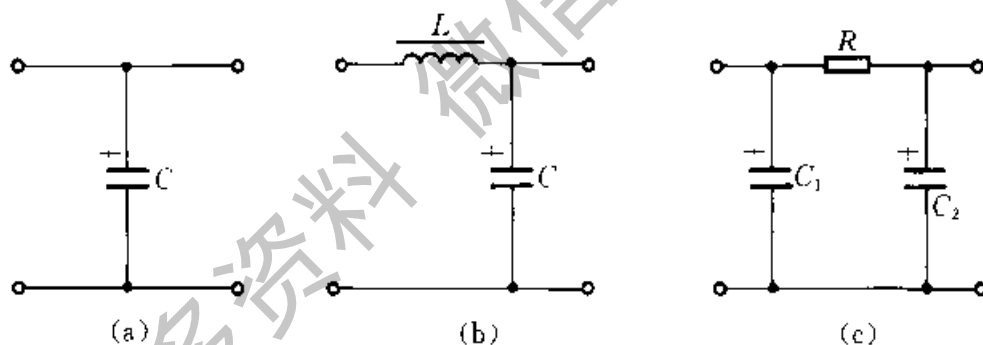


图 10.1.3 滤波电路的基本形式

(a) C 型滤波电路 (b) 倒 L 型滤波电路 (c) Π 型滤波电路

由于电抗元件在电路中有储能作用, 并联的电容器 C 在电源供给的电压升高时, 能把部分能量存储起来, 而当电源电压降低时, 就把能量释放出来, 使负载电压比较平滑, 即电容 C 具有平波的作用; 与负载串联的电感 L , 当电源供给的电流增加 (由电源电压增加引起) 时, 它把能量存储起来, 而当电流减小时, 又把能量释放出来, 使负载电流比较平滑, 即电感 L 也有平波作用。

滤波电路的形式很多, 为了掌握它的分析规律, 把它分为电容输入式 (电容器 C 接在最前面, 如图 10.1.3 中的 a、c) 和电感输入式 (电感器 L 接在最前面, 如图 10.1.3 中的 b)。前一种滤波电路多用于小功率电源中, 而后

一种滤波电路多用于较大功率电源中（而且当电流很大时仅用一电感器与负载串联）。本节重点分析小功率整流电源中应用较多的电容滤波电路，然后再简要介绍其他形式的滤波电路。

1. 电容滤波电路

图 10.1.4 为单相桥式整流、电容滤波电路。在分析电容滤波电路时，要特别注意电容器两端电压 v_c 对整流元件导电的影响，整流元件只有受正向电压作用时才导通，否则便截止。

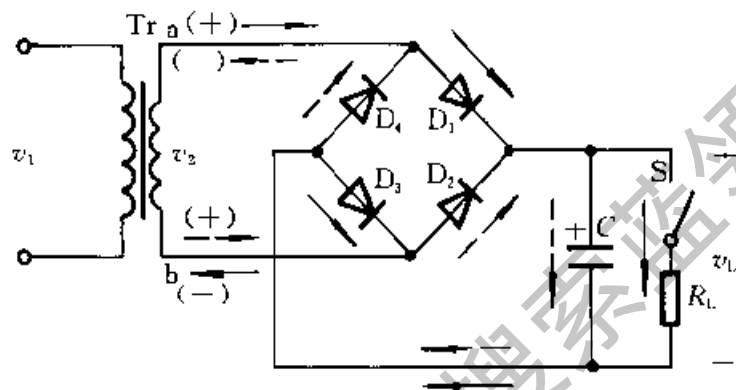


图 10.1.4 桥式整流、电容滤波电路

负载 R_L 未接入（开关 S 断开）时的情况：设电容器两端初始电压为零，接入交流电源后，当 v_2 为正半周时， v_2 通过 D_1 、 D_3 向电容器 C 充电； v_2 为负半周时，经 D_2 、 D_4 向电容器 C 充电，充电时间常数为

$$\tau_c = R_{in}C \quad (10.1.7)$$

其中 R_{in} 包括变压器副绕组的直流电阻和二极管 D 的正向电阻。由于 R_{in} 一般很小，电容器很快就充电到交流电压 v_2 的最大值 $\sqrt{2}V_2$ ，极性如图 10.1.4 所示。由于电容器无放电回路，故输出电压（即电容器 C 两端的电压 v_c ）保持在 $\sqrt{2}V_2$ ，输出为一个恒定的直流，如图 10.1.5 中 $\omega t < 0$ （即纵坐标左边）部分所示。

接入负载 R_L （开关 S 合上）的情况：设变压器副边电压 v_2 从 0 开始上升（即正半周开始）时接入负载 R_L ，由于电容器在负载未接入前充了电，故刚接入负载时 $v_2 < v_c$ ，二极管受反向电压作用而截止，电容器 C 经 R_L 放电，放电的时间常数为

$$\tau_d = R_L C \quad (10.1.8)$$

因 τ_d 一般较大，故电容两端的电压 v_c 按指数规律慢慢下降。其输出电压 $v_L = v_c$ ，如图 10.1.5 的 ab 段所示。与此同时，交流电压 v_2 按正弦规律上升。当 $v_2 > v_c$ 时，二极管 D_1 、 D_3 受正向电压作用而导通，此时 v_2 经二极管 D_1 、 D_3 一

方面向负载 R_L 提供电流, 另一方面向电容器 C 充电 (接入负载时的充电时间常数 $\tau_c = (R_L \parallel R_{int})C \approx R_{int}C$ 很小), v_c 将如图 10.1.5 中的 bc 段, 图中 bc 段上的阴影部分为电路中的电流在整流电路内阻 R_{int} 上产生的压降, v_c 随着交流电压 v_2 升高到接近最大值 $\sqrt{2}V_2$ 。然后, v_2 又按正弦规律下降。当 $v_2 < v_c$ 时, 二极管受反向电压作用而截止, 电容器 C 又经 R_L 放电, v_c 波形如图 10.1.5 中的 cd 段。电容器 C 如此周而复始地进行充放电, 负载上便得到如图 10.1.5 所示的一个近似锯齿波的电压 $v_L = v_c$, 使负载电压的波动大为减小。

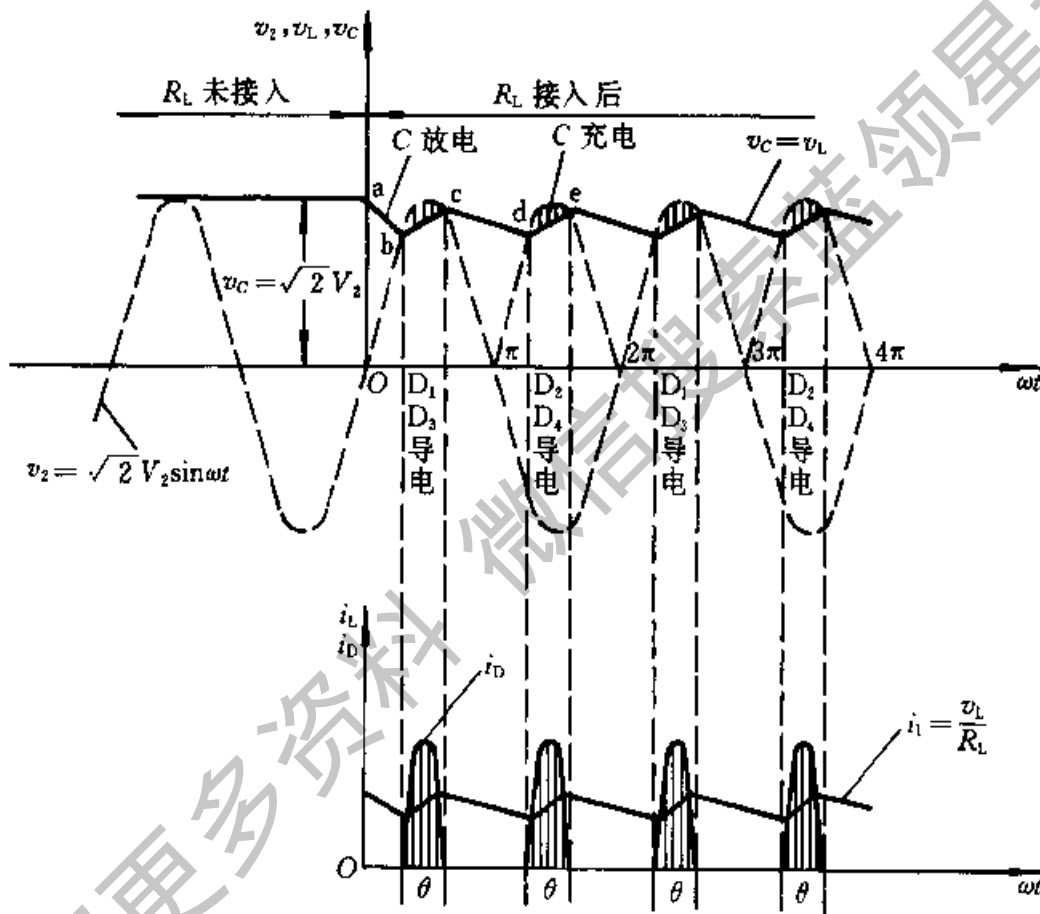


图 10.1.5 桥式整流、电容滤波时的电压、电流波形

由以上分析可知, 电容滤波电路有如下特点:

(1) 二极管的导电角 $\theta < \pi$, 流过二极管的瞬时电流很大, 如图 10.1.5 所示。电流的有效值和平均值的关系与波形有关, 在平均值相同的情况下, 波形越尖, 有效值越大。在纯电阻负载时, 变压器副边电流的有效值 $I_2 = 1.11I_L$, 而有电容滤波时

$$I_2 = (1.5 \sim 2)I_L \quad (10.1.9)$$

(2) 负载平均电压 V_L 升高, 纹波 (交流成分) 减小, 且 $R_L C$ 越大, 电容放电速率越慢, 则负载电压中的纹波成分越小, 负载平均电压越高。

为了得到平滑的负载电压，一般取

$$\tau_d = R_L C \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} \quad (10.1.10)$$

式中 T 为电源交流电压的周期。

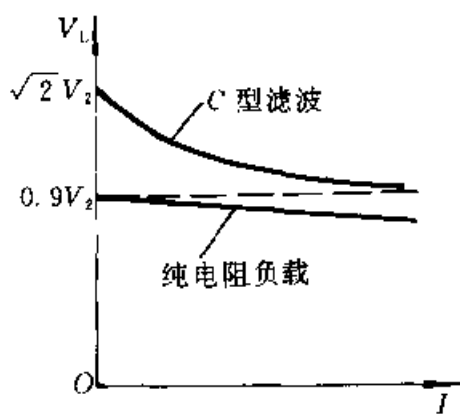


图 10.1.6 纯电阻 R_L 和具有电容滤波的桥式整流电路的输出特性

(3) 负载直流电压随负载电流增加而减小。 V_L 随 I_L 的变化关系称为输出特性或外特性，如图 10.1.6 所示。

C 值一定，当 $R_L = \infty$ ，即空载时

$$V_{L0} = \sqrt{2} V_2 = 1.4 V_2$$

当 $C = 0$ ，即无电容时

$$V_{L0} = 0.9 V_2 \quad (10.1.11)$$

在整流电路的内阻不太大（几欧）和放电时间常数满足式 (10.1.10) 的关系时，电容滤波电路的负载电压 V_L 与 V_2 的关系约为

$$V_L = (1.1 \sim 1.2) V_2 \quad (10.1.12)$$

总之，电容滤波电路简单，负载直流电压 V_L 较高，纹波也较小，它的缺点是输出特性较差，故适用于负载电压较高，负载变动不大的场合。

2. 电感滤波电路

在桥式整流电路和负载电阻 R_L 之间串入一个电感器 L ，如图 10.1.7 所示。利用电感的储能作用可以减小输出电压的纹波，从而得到比较平滑的直流。当忽略电感器 L 的电阻时，负载上输出的平均电压和纯电阻（不加电感）负载相同，即 $V_L = 0.9 V_2$ 。

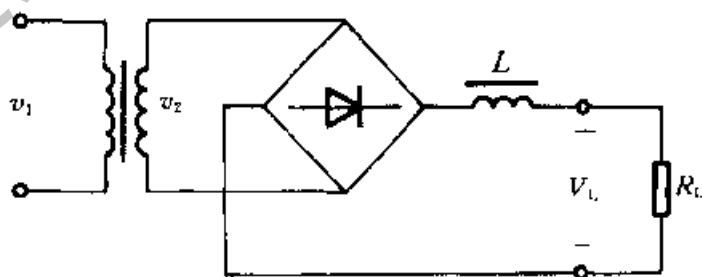


图 10.1.7 桥式整流、电感滤波电路

电感滤波的特点是，整流管的导电角较大（电感 L 的反电势使整流管导电角增大），峰值电流很小，输出特性比较平坦。其缺点是由于铁心的存在，笨重、体积大，易引起电磁干扰。一般只适用于低电压、大电流场合。

此外，为了进一步减小负载电压中的纹波，电感后面可再接一电容而构

成倒L型滤波电路或RC-Π型滤波电路,如图10.1.3b,c所示。其性能和应用场合分别与电感滤波(称电感输入式)电路及电容滤波(又称电容输入式)电路相似。

例 10.1.1 单相桥式整流、电容滤波电路如图10.1.4所示。已知220V交流电源频率 $f=50\text{ Hz}$,要求直流电压 $V_L=30\text{ V}$,负载电流 $I_L=50\text{ mA}$ 。试求电源变压器副边电压 v_2 的有效值,选择整流二极管及滤波电容器。

解: (1) 变压器副边电压有效值

由式(10.1.12),取 $V_L=1.2V_2$,则

$$V_2 = \frac{30}{1.2} = 25\text{ V}$$

(2) 选择整流二极管

流经二极管的平均电流

$$I_D = \frac{1}{2} I_L = \frac{1}{2} \times 50\text{ mA} = 25\text{ mA}$$

二极管承受的最大反向电压

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_2 = 35\text{ V}$$

因此,可选用2CZ51D整流二极管(其允许最大电流 $I_F=50\text{ mA}$,最大反向电压 $V_{RM}=100\text{ V}$),也可选用硅桥堆QL-1型($I_F=50\text{ mA}$, $V_{RM}=100\text{ V}$)。

(3) 选择滤波电容器

负载电阻

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{30}{50}\text{ k}\Omega = 0.6\text{ k}\Omega$$

由式(10.1.10),取 $R_L C = 4 \times \frac{T}{2} =$

$2T = 2 \times \frac{1}{50}\text{ s} = 0.04\text{ s}$ 。由此得滤波

电容

$$C = \frac{0.04\text{ s}}{R_L} = \frac{0.04\text{ s}}{600\ \Omega} = 66.6\ \mu\text{F}$$

若考虑电网电压波动 $\pm 10\%$,则电容器承受的最高电压为

$$V_{CM} = \sqrt{2} V_2 \times 1.1$$

$$= (1.4 \times 25 \times 1.1)\text{ V} = 38.5\text{ V}$$

选用标称值为 $68\ \mu\text{F}/50\text{ V}$ 的电解电容器。

例 10.1.2 图10.1.8所示为一倍压整流电路,变压器副边电压 $v_2 =$

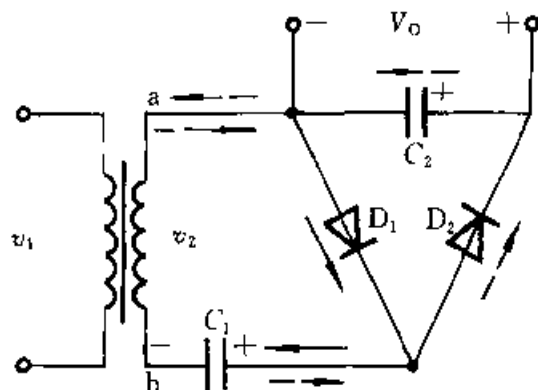


图 10.1.8 倍压整流电路

$\sqrt{2}V_2\sin\omega t$, 试求出输出电压 V_O 与 V_2 的关系式, 电容器 C_1 、 C_2 的耐压应为多少? 并标出两电容的极性。

解: 当 v_2 处于正半周 (a 端为正, b 端为负) 时, D_1 导通、 D_2 截止, v_2 向电容器 C_1 充电, 电压极性为右正左负, 峰值电压可达 $\sqrt{2}V_2$; 当 v_2 处于负半周 (a 端为负, b 端为正) 时, D_1 截止, D_2 导通, $v_2+V_{C_1}$ (电容器 C_1 两端电压) 向电容器 C_2 充电, 电压极性为右正左负, 峰值电压为 $2\sqrt{2}V_2$, 即 $V_{C_1}=V_{C_2}=2\sqrt{2}V_2$, 故称二倍压整流。此电路电容器 C_2 的放电时间常数 τ_{C_2} ($=R_L C_2$, R_L 为外接负载电阻) $\gg T$, C_1 的耐压大于 $\sqrt{2}V_2$, C_2 的耐压应大于 $2\sqrt{2}V_2$ 。倍压整流电路一般用于高电压、小电流 (几毫安以下) 的直流电源中。

复习思考题

10.1.1 整流二极管的反向电阻不够大, 而正向电阻较大时, 对整流效果会产生什么影响?

10.1.2 电路如图 10.1.1 所示, 试分析该电路出现下述故障时, 电路会出现什么现象? (1) 二极管 D_1 的正负极性接反; (2) D_1 击穿短路; (3) D_1 开路。

10.1.3 在整流滤波电路中, 采用滤波电路的主要目的是什么? 就其结构而言, 滤波电路有电容输入式和电感输入式两种, 各有什么特点? 各应用于何种场合? 图 10.1.4、图 10.1.7 和图 10.1.3b、c 各属于何种滤波电路?

10.1.4 电路如图 10.1.4 所示, 电路中 v_2 的有效值 $V_2=20\text{V}$ 。(1) 电路中 R_L 和 C 增大时, 输出电压是增大还是减小? 为什么? (2) 在 $R_L C=(3\sim 5)\frac{T}{2}$ 时, 输出电压 V_L 与 V_2 的近似关系如何? (3) 若将二极管 D_1 和负载电阻 R_L 分别断开, 各对 V_L 有什么影响? (4) 若 C 断开时, $V_L=?$

10.2 串联反馈式稳压电路

10.2.1 稳压电源的质量指标

稳压电源的技术指标分为两种: 一种是特性指标, 包括允许的输入电压、输出电压、输出电流及输出电压调节范围等; 另一种是质量指标, 用来衡量输出直流电压的稳定程度, 包括稳压系数、输出电阻、温度系数及纹波电压等。这些质量指标的含义, 可简述如下:

由于输出直流电压 V_O 随输入直流电压 V_I (即整流滤波电路的输出电压, 其数值可近似认为与交流电源电压成正比)、输出电流 I_O 和环境温度 T ($^{\circ}\text{C}$) 的变动而变动, 即输出电压 $V_O = f(V_I, I_O, T)$, 因而输出电压变化量的一般式可表示为

$$\Delta V_O = \frac{\partial V_O}{\partial V_I} \Delta V_I + \frac{\partial V_O}{\partial I_O} \Delta I_O + \frac{\partial V_O}{\partial T} \Delta T$$

或
$$\Delta V_O = K_v \Delta V_I + R_o \Delta I_O + S_T \Delta T$$

式中的三个系数分别定义如下:

输入调整因数

$$K_v = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta V_I} \right|_{\substack{\Delta I_O = 0 \\ \Delta T = 0}}$$

K_v 反映了输入电压波动对输出电压的影响, 实用上常用输入电压变化 ΔV_I 时引起输出电压的相对变化来表示, 称为电压调整率^①, 即

$$S_v = \frac{\Delta V_O / V_O}{\Delta V_I} \times 100\% \left. \right|_{\substack{\Delta I_O = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (\%/V) \quad (10.2.1)$$

有时也以输出电压和输入电压的相对变化之比来表征稳压性能, 称为稳压系数, 其定义可写为

$$\gamma = \left. \frac{\Delta V_O / V_O}{\Delta V_I / V_I} \right|_{\substack{\Delta I_O = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (10.2.2)$$

输出电阻

$$R_o = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} \right|_{\substack{\Delta V_I = 0 \\ \Delta T = 0}} \quad (\Omega) \quad (10.2.3)$$

R_o 反映负载电流 I_O 变化对 V_O 的影响。

温度系数

$$S_T = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta V_I = 0 \\ \Delta I_O = 0}} \quad (\text{mV}/^{\circ}\text{C}) \quad (10.2.4)$$

上述的系数愈小, 输出电压愈稳定, 它们的具体数值与电路形式和电路参数有关。

至于纹波电压, 前已定义, 是指稳压电路输出端交流分量的有效值, 一般为毫伏数量级, 它表示输出电压的微小波动。

应当指出的是, 稳压系数 γ 较小的稳压电路, 它的输出纹波电压一般也较小。

10.2.2 串联反馈式稳压电路的工作原理

图 10.2.1 是串联反馈式稳压电路的一般结构图, 图中 V_I 是整流滤波电

^① 电压调整率也有定义为: 在温度和负载恒定条件下, 输入电压变化 10% 时, 输出电压的变化, 单位为 mV。

路的输出电压, T 为调整管, A 为比较放大电路, V_{REF} 为基准电压, 它由稳压管 D_Z 与限流电阻 R 串联所构成的简单稳压电路获得 (见 2.5.1 节), R_1 与 R_2 组成反馈网络, 是用来反映输出电压变化的取样环节。

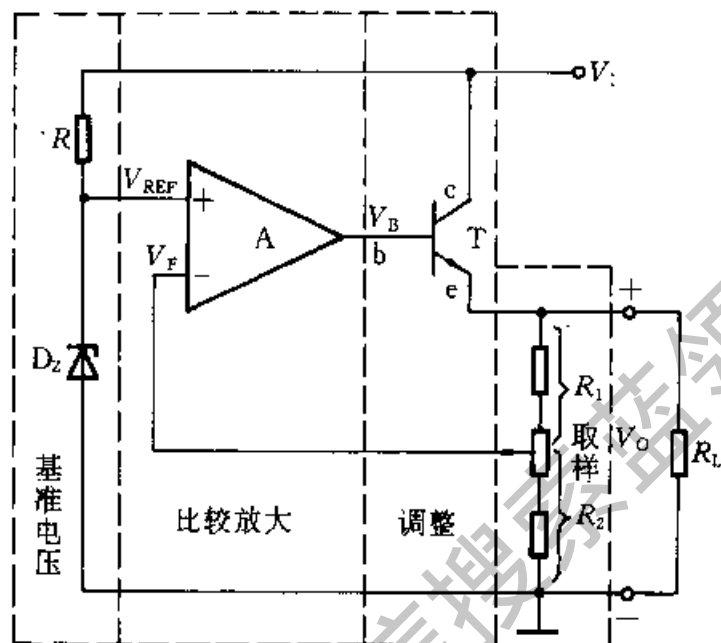


图 10.2.1 串联反馈式稳压电路一般结构图

这种稳压电路的主回路是起调整作用的 BJT T 与负载串联, 故称为串联式稳压电路。输出电压的变化量由反馈网络取样经放大电路 (A) 放大后去控制调整管 T 的 c-e 极间的电压降, 从而达到稳定输出电压 V_O 的目的。稳压原理可简述如下: 当输入电压 V_1 增加 (或负载电流 I_O 减小) 时, 导致输出电压 V_O 增加, 随之反馈电压 $V_F = R_2 V_O / (R_1 + R_2) = F_V V_O$ 也增加 (F_V 为反馈系数)。 V_F 与基准电压 V_{REF} 相比较, 其差值电压经比较放大电路放大后使 V_B 和 I_C 减小, 调整管 T 的 c-e 极间电压 V_{CE} 增大, 使 V_O 下降, 从而维持 V_O 基本恒定。

同理, 当输入电压 V_1 减小 (或负载电流 I_O 增加) 时, 亦将使输出电压基本保持不变。

从反馈放大电路的角度来看, 这种电路属于电压串联负反馈电路。调整管 T 连接成电压跟随器。因而可得

$$V_B = A_V (V_{REF} - F_V V_O) \approx V_O$$

$$\text{或} \quad V_O = V_{REF} \frac{A_V}{1 + A_V F_V} \quad (10.2.5)$$

式中 A_V 是比较放大电路的电压增益, 是考虑了所带负载的影响, 与开环增益 A_{V0} 不同。在深度负反馈条件下, $|1 + A_V F_V| \gg 1$ 时, 可得

$$V_O \approx \frac{V_{REF}}{F_V} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (10.2.6)$$

上式表明,输出电压 V_O 与基准电压 V_{REF} 近似成正比,与反馈系数 F_V 成反比。当 V_{REF} 及 F_V 已定时, V_O 也就确定了,因此它是设计稳压电路的基本关系式。

值得注意的是,调整管 T 的调整作用是依靠 V_F 和 V_{REF} 之间的偏差来实现的,必须有偏差才能调整。如果 V_O 绝对不变,调整管的 V_{CE} 也绝对不变,那么电路也就不能起调整作用了。所以 V_O 不可能达到绝对稳定,只能是基本稳定。因此,图 10.2.1 所示的系统是一个闭环有差调整系统。

由以上分析可知,当反馈越深时,调整作用越强,输出电压 V_O 也越稳定,电路的稳压系数 γ 和输出电阻 R_o 也越小。

应当指出的是,基准电压 V_{REF} 是稳压电路的一个重要组成部分,它直接影响稳压电路的性能。为此要求基准电压源输出电阻小,温度稳定性好,噪声低。目前用稳压管组成的基准电压源虽然电路简单,但它的输出电阻大。故常采用带隙基准电压源^①,其电路如图 10.2.2 所示。由图可知,基准电压为

$$V_{REF} = V_{BE3} + I_{C2} R_{c2} \quad (10.2.7)$$

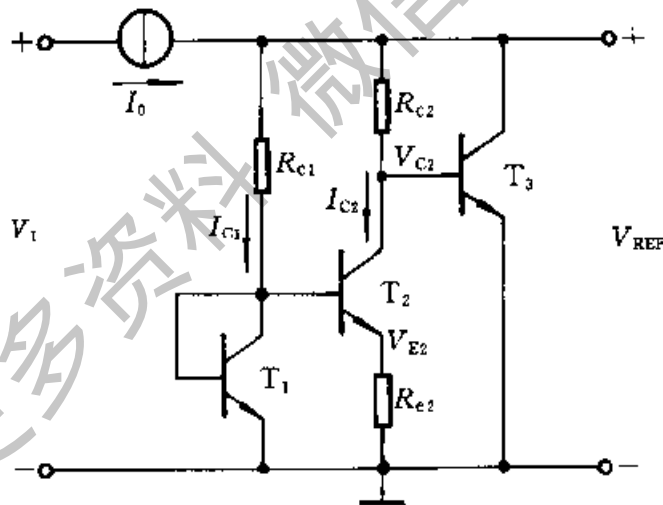


图 10.2.2 带隙基准电压源电路

从原理上说,BJT T_3 的发射结电压 V_{BE3} 可用作基准电压源,但它具有较高的负温度系数 ($-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$),因而必须增加一个具有正温度系数的电压 $I_{C2}R_2$ 来补偿。 I_{C2} 是由 T_1 、 T_2 和 R_{c2} 构成的微电流源电路提供。其值为

$$I_{C2} = \left(\frac{V_T}{R_{c2}} \right) \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

^① 带隙基准电压源系 Bandgap reference 的中文缩写。

故式 (10.2.7) 可写为

$$V_{\text{REF}} = V_{\text{BE3}} + \frac{V_T R_{e2}}{R_{c2}} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

如果合理地选择 I_{C1}/I_{C2} 和 R_{c2}/R_{e2} 的值, 即可利用具有正温度系数的电压 $I_{C2}R_{e2}$ 补偿具有负温度系数的电压 V_{BE3} , 使得基准电压为^①

$$V_{\text{REF}} = \frac{E_G}{q} = 1.205 \text{ V} \quad (10.2.8)$$

那么基准电压 V_{REF} 的温度系数恰好为零。式中的 q 为电子电荷, E_G 为硅的禁带宽度。因此, 上述电路常称为带隙基准电压源电路。这种基准电压源的电压值较低, 温度稳定性好, 故适用于低电压的电源中。市场上已有这类集成组件可供使用, 国产型号有 CJ336、CJ329, 国外型号有 MC1403、AD580 等。

这类带隙基准电压源还能方便地转换成 $1.2 \text{ V} \sim 10 \text{ V}$ 等多档稳定性极高的基准电压, 温度系数可达 $2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 输出电阻极低, 而且近似零温漂及微伏级的热噪声, 它广泛用于集成稳压器、数据转换器 (A/D、D/A) 和集成传感器中。

10.2.3 三端集成稳压器

1. 输出电压固定的三端集成稳压器

目前, 电子设备中常使用输出电压固定的集成稳压器。由于它只有输入、输出和公共引出端, 故称之为三端式稳压器。现以具有正电压输出的 78L $\times\times$ 系列为例介绍它的工作原理。

电路如图 10.2.3a 所示, 三端式稳压器由启动电路、基准电压电路、取样比较放大电路、调整电路和保护电路等部分组成。下面对各部分电路作简单介绍。

(1) 启动电路

在集成稳压器中, 常常采用许多恒流源, 当输入电压 V_I 接通后, 这些恒流源难以自行导通, 以致输出电压较难建立。因此, 必须用启动电路给恒流源的 BJT T_4 、 T_5 提供基极电流。启动电路由 T_1 、 T_2 、 D_{z1} 组成。当输入电压 V_I 高于稳压管 D_{z1} 的稳定电压时, 有电流通过 T_1 、 T_2 , 使 T_3 基极电位上升而导通, 同时恒流源 T_4 、 T_5 也工作。 T_4 的集电极电流通过 D_{z2} 以建立起正常工作电压, 当 D_{z2} 达到和 D_{z1} 相等的稳压值, 整个电路进入正常工作状态, 电路启动完毕。与此同时, T_2 因发射结电压为零而截止, 切断了启动电路与放大电路的联系, 从而保证 T_2 左边出现的纹波与噪声不致影响基准电压源。

^① 见参考文献 [5]、[9]。

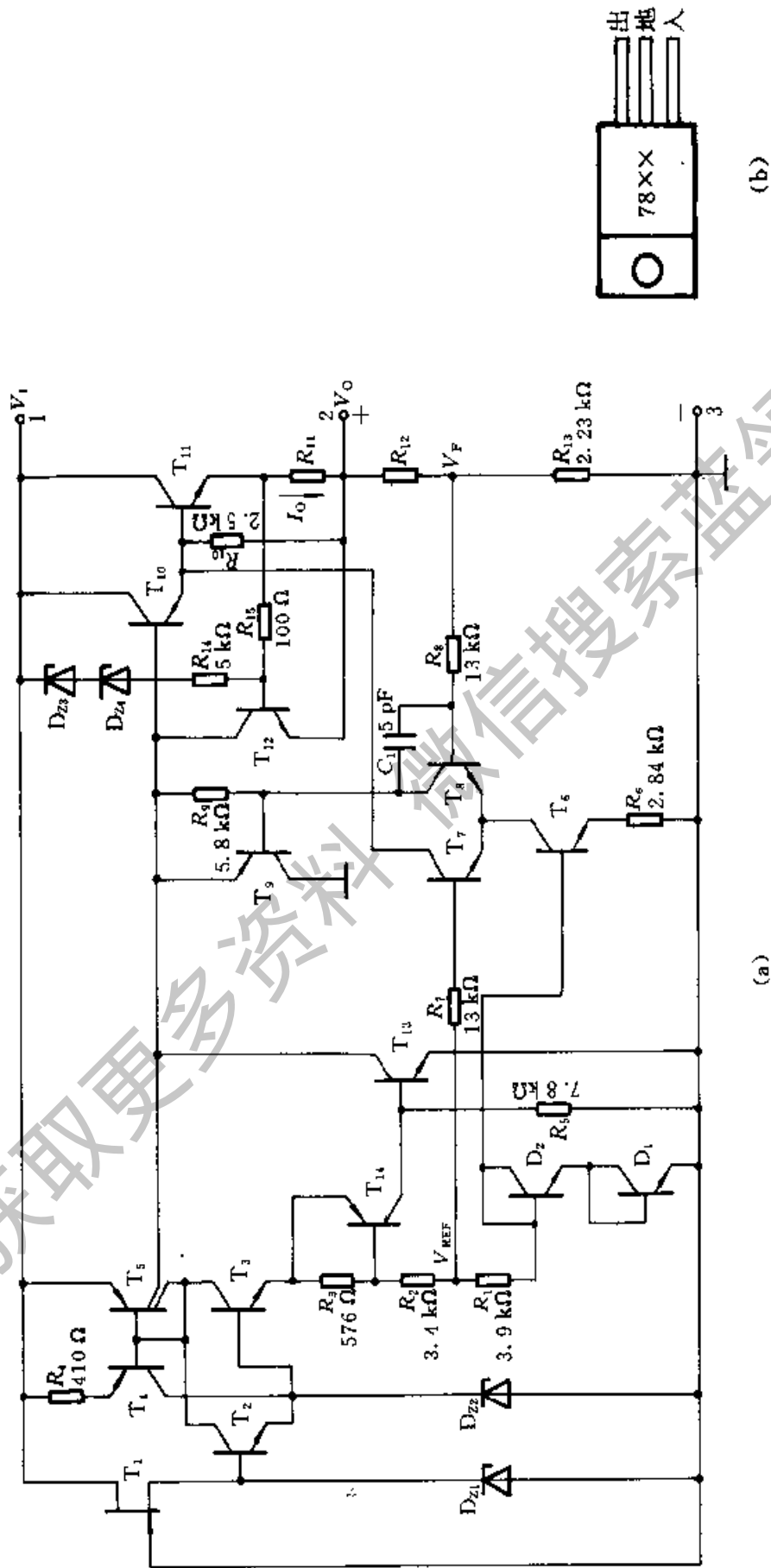


图 10.2.3 78L××型为输出电压固定的三端集成稳压器

(a) 原理图 (b) 外形图

注 图中 R_{11} 由输出电流档次决定, R_{12} 由输出电压档次决定

(2) 基准电压电路

基准电压电路由 T_4 、 D_{Z2} 、 T_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 及 D_1 、 D_2 组成，电路中的基准电压为

$$V_{REF} = \frac{V_{Z2} - 3V_{BE}}{R_1 + R_2 + R_3} R_1 + 2V_{BE} \quad (10.2.9)$$

式中 V_{Z2} 为 D_{Z2} 的稳定电压， V_{BE} 为 T_3 、 D_1 、 D_2 发射结 (D_1 、 D_2 为由发射结构成的二极管) 的正向电压值。在电路设计和工艺上使具有正温度系数的 R_1 、 R_2 、 R_3 、 D_{Z2} 与具有负温度系数的 T_3 、 D_1 、 D_2 发射结互相补偿，可使基准电压 V_{REF} 基本上不随温度变化。同时，对稳压管 D_{Z2} 采用恒流源供电，从而保证基准电压不受输入电压波动的影响。

(3) 取样比较放大电路和调整电路

这部分电路由 $T_4 \sim T_{11}$ 组成，其中 T_{10} 、 T_{11} 组成复合调整管； R_{12} 、 R_{13} 组成取样电路； T_7 、 T_8 和 T_6 组成带恒流源的差分式放大电路； T_4 、 T_5 组成的电流源作为它的有源负载。

T_9 、 R_9 的作用说明如下：如果没有 T_9 、 R_9 ，恒流源管 T_5 的电流 $I_{C5} = I_{C8} + I_{B10}$ ，当调整管满载时 I_{B10} 最大，而 I_{C8} 最小；而当负载开路时 $I_O = 0$ ， I_{B10} 也趋于零，这时 I_{C5} 几乎全部流入 T_8 ，使得 I_{C8} 的变化范围大，这对比较放大电路来说是不允许的，为此接入由 T_9 、 R_9 组成的缓冲电路。当 I_O 减小时， I_{B10} 减小， I_{C8} 增大，待 I_{C8} 增大到 $V_{R_9} > 0.6 \text{ V}$ 时，则 T_9 导通起分流作用。这样就减轻了 T_8 的过多负担，使 I_{C8} 的变化范围缩小。

(4) 保护电路

减流式保护电路

减流式保护电路由 T_{12} 、 R_{11} 、 R_{15} 、 R_{14} 和 D_{Z3} 、 D_{Z4} 组成， R_{11} 为检流电阻。保护的目的是使调整管 (主要是 T_{11}) 能在安全区以内工作，特别要注意使它的功耗不超过额定值 P_{CM} 。首先考虑一种简单的情况。假设图 10.2.3a 中的 D_{Z3} 、 D_{Z4} 和 R_{14} 不存在， R_{15} 两端短路。这时，如果稳压电路工作正常，即 $P_C < P_{CM}$ 并且输出电流 I_O 在额定值以内，流过 R_{11} 的电流使 $V_{R_{11}} = I_O R_{11} < 0.6 \text{ V}$ ， T_{12} 截止。当输出电流急剧增加，例如输出端短路时，输出电流超过极限值 ($I_{O(CL)} = P_{CM} / V_1 = 0.6 \text{ V} / R_{11}$) 时，即当 $V_{R_{11}} > 0.6 \text{ V}$ 时，使 T_{12} 管导通。由于它的分流作用，减小了 T_{10} 的基极电流，从而限制了输出电流。这种简单限流保护电路的不足之处是只能将输出电流限制在额定值以内。由于调整管的耗散功率 $P_{CM} = I_C V_{CE}$ ，只有既考虑通过它的电流和它的管压降 V_{CE} 值，又使 $P_C < P_{CM}$ ，才能全面地进行保护。图 10.2.3a 中 D_{Z3} 、 D_{Z4} 和 R_{14} 、 R_{15} 所构成的支路就是为实现上述保护目的而设置的。电路中如果 $(V_1 - I_O R_{11} - V_O) > (V_{Z3} + V_{Z4})$ ，则 D_{Z3} 、 D_{Z4} 击穿，导致 T_{12} 管发射结承受正向电压而导通。 V_{BE12}

的值为

$$V_{BE12} = I_0 R_{11} + \frac{V_1 - V_{Z3} - V_{Z4} - I_0 R_{11} - V_O}{R_{14} + R_{15}} R_{15}$$

经整理后得

$$I_0 = V_{BE12} \frac{R_{14} + R_{15}}{R_{11} R_{14}} - [(V_1 - V_O) - V_{Z3} - V_{Z4}] \frac{R_{15}}{R_{14} R_{11}} \quad (10.2.10)$$

显然, $(V_1 - V_O)$ 越大, 即调整管的 V_{CE} 值越大, 则 I_0 越小, 从而使调整管的功耗限制在允许范围内。由于 I_0 的减小, 故上述保护称为减流式保护。

过热保护电路

电路由 D_{Z2} 、 T_3 、 T_{14} 和 T_{13} 组成。在常温时, R_3 上的压降仅为 0.4 V 左右, T_{14} 、 T_{13} 是截止的, 对电路工作没有影响。当某种原因 (过载或环境温升) 使芯片温度上升到某一极限值时, R_3 上的压降随 D_{Z2} 的工作电压升高而升高, 而 T_{14} 的发射结电压 V_{BE14} 下降, 导致 T_{14} 导通, T_{13} 也随之导通。调整管 T_{10} 的基极电流 I_{B10} 被 T_{13} 分流, 输出电流 I_O 下降, 从而达到过热保护的目。

电路中 R_{10} 的作用是给 T_{10} 管的 I_{CE010} 和 T_{11} 管的 I_{CB011} 一条分流通路, 以改善温度稳定性。

值得指出的是: 当出现故障时, 上述几种保护电路是互相关联的。

78××系列输出为正电压, 输出电流可达 1 A, 如 78L××系列和 78M××系列的输出电流分别为 0.1 A 和 0.5 A。它们的输出电压分别为 5 V、6 V、9 V、12 V、15 V、18 V 和 24 V 等 7 档。和 78××系列对应的有 79××系列, 它输出为负电压, 如 79M12 表示输出电压为 -12 V 和输出电流为 0.5 A。这类集成稳压器的外形图如图 10.2.3b 所示。

2. 三端可调式集成稳压器

前述的 78××和 79××系列为输出电压固定的三端稳压器。但有些场合要求扩大输出电压的调节范围, 故使用它很不方便。现介绍一种外接很少元件就能工作的三端可调式集成稳压器。它的三个接线端分别称为输入端 V_1 、输出端 V_O 和调整端 adj。

以 LM317 为例, 其电路结构和外接元件如图 10.2.4 所示。它的内部电路有比较放大器、偏置电路 (图中未画出)、恒流源电路和带隙基准电压 V_{REF} 等, 它的公共端改接到输出端, 器件本身无接地端。所以消耗的电流都从输出端流出, 内部的基准电压 (约 1.2 V) 接至比较放大器的同相端和调整端之间。若接上外部的调整电阻 R_1 、 R_2 后, 输出电压为

$$\begin{aligned} V_O &= V_{REF} + \left(\frac{V_{REF}}{R_1} + I_{adj} \right) R_2 \\ &= V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \end{aligned} \quad (10.2.11)$$

LM317 的 $V_{REF}=1.2\text{ V}$, $I_{adj}=50\text{ }\mu\text{A}$, 由于调整端电流 $I_{adj}\ll I_1$, 故可以忽略, 式 (10.2.11) 可简化为

$$V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (10.2.12)$$

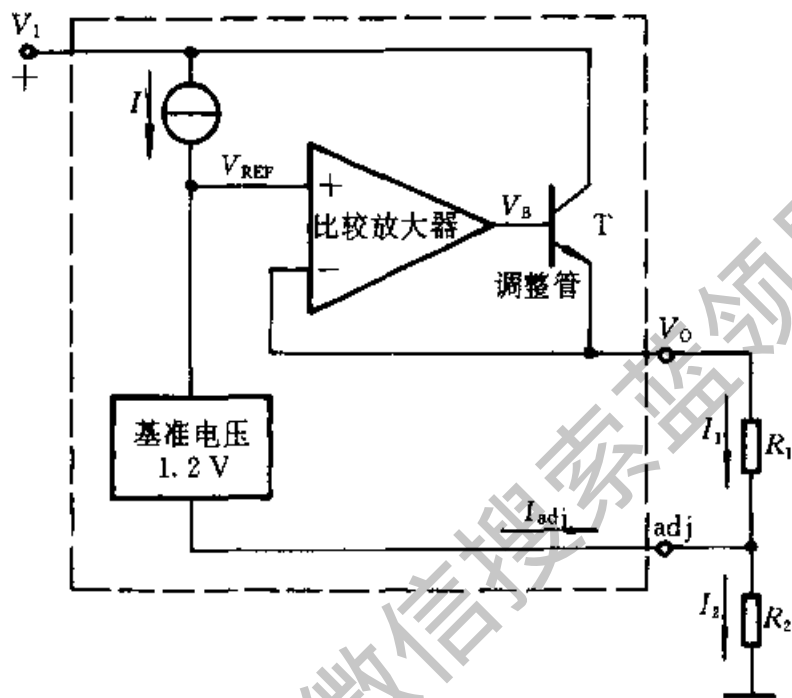


图 10.2.4 三端可调式集成稳压器结构图

LM337 稳压器是与 LM317 对应的负压三端可调集成稳压器, 它的工作原理和电路结构与 LM317 相似。

10.2.4 三端集成稳压器的应用

1. 三端固定式集成稳压器应用举例

图 10.2.5a 是 78L $\times\times$ 作为输出电压 V_O 固定的典型电路图, 正常工作时, 输入、输出电压差为 2~3 V。电路中接入电容 C_1 、 C_2 用来实现频率补偿, 防止稳压器产生高频自激振荡和抑制电路引入的高频干扰, C_3 是电解电容, 以减小稳压电源输出端由输入电源引入的低频干扰。 D 是保护二极管, 当输入端短路时, 给输出电容器 C_3 一个放电通路, 防止 C_3 两端电压作用于调整管的 be 结, 造成调整管 be 结击穿而损坏 (见图 10.2.5)。图 b 是有过流保护的扩大输出电流的电路, 电路中加入 BJT T_1 , 输出电流 I_O 增加为 $I_O = I_{O1} + I_{O2}$ 。正常时, T_2 、 T_3 截止, 电阻 R_1 上产生压降使 T_1 导通, 若 I_O 过流, I_{O1} 增加, 限流电阻 R_3 上压降增大使 T_3 导通, 导致 T_2 趋于饱和, T_1 管基-射间电压 V_{BE1} 降低, 限制了功率管 T_1 的电流 I_{C1} , 保护功率管不致因过流而损坏。

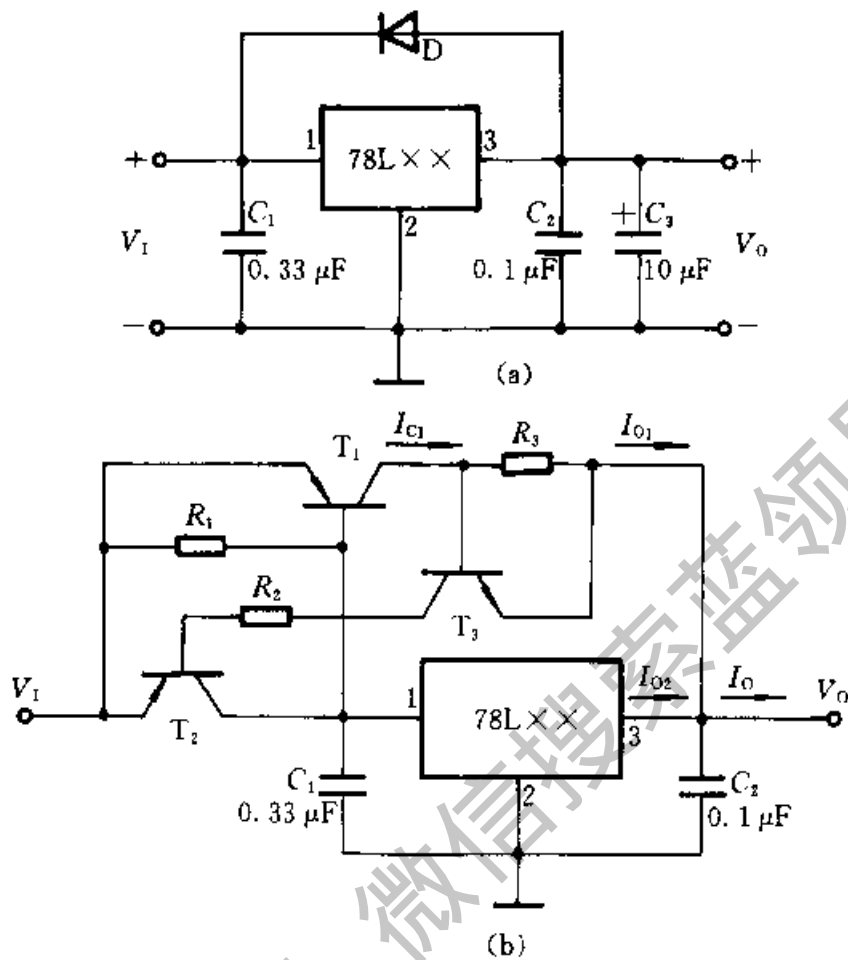


图 10.2.5

(a) 三端稳压器的典型接法 (b) 带过流保护的扩流电路

2. 三端可调式集成稳压器应用举例

这类稳压器是依靠外接电阻来调节输出电压的，为保证输出电压的精度和稳定性，要选择精度高的电阻，同时电阻要紧靠稳压器，防止输出电流在连线电阻上产生误差电压。图 10.2.6 所示为三端可调式稳压器的典型应用电路，图 a 是由 LM117 和 LM137 组成的正、负输出电压可调的稳压器。电路中的 $V_{\text{REF}} = V_{31}$ (或 V_{21}) = 1.2 V, $R_1 = R_1' = (120 \sim 240) \Omega$, 为保证空载情况下输出电压稳定, R_1 和 R_1' 不宜高于 240 Ω 。 R_2 和 R_2' 的大小根据输出电压调节范围确定。该电路输入电压 V_I 分别为 ± 25 V, 则输出电压可调范围为 $\pm (1.2 \text{ V} \sim 20 \text{ V})$ 。

图 10.2.6b 为并联扩流的稳压电路,它是用两个可调式稳压器 LM317 组成。输入电压 $V_I = 25$ V, 输出电流 $I_O = I_{O1} + I_{O2} = 3$ A, 输出电压可调范围为 (1.2 V ~ 22 V)。电路中的集成运放 741 是用来平衡两稳压器的输出电流。如 LM317-1 输出电流 I_{O1} 大于 LM317-2 输出电流 I_{O2} 时, 电阻 R_1 上的电压降增

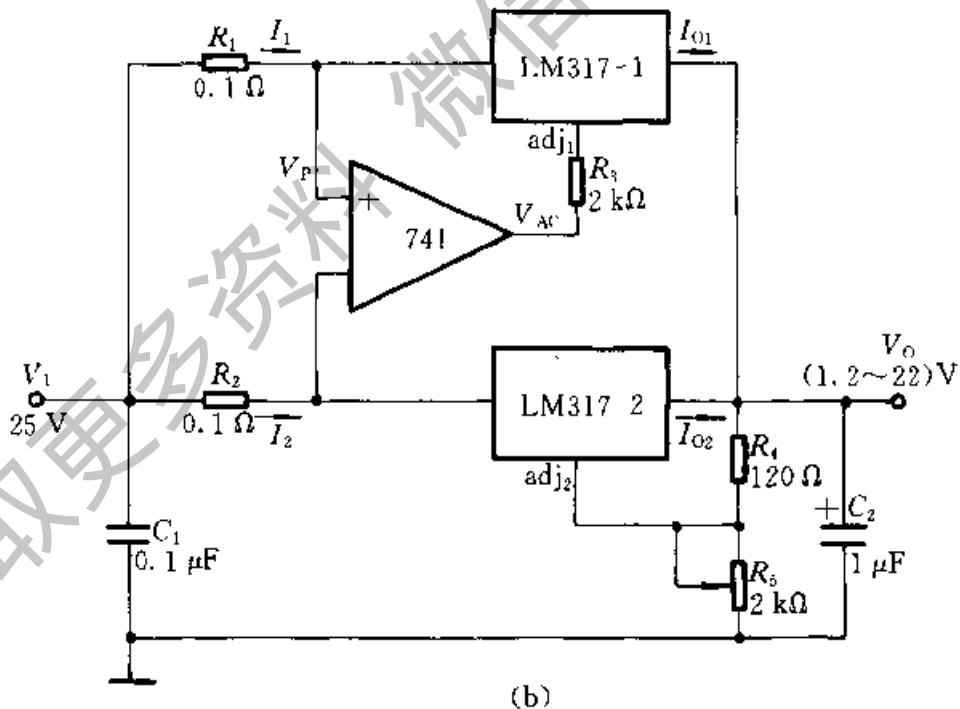
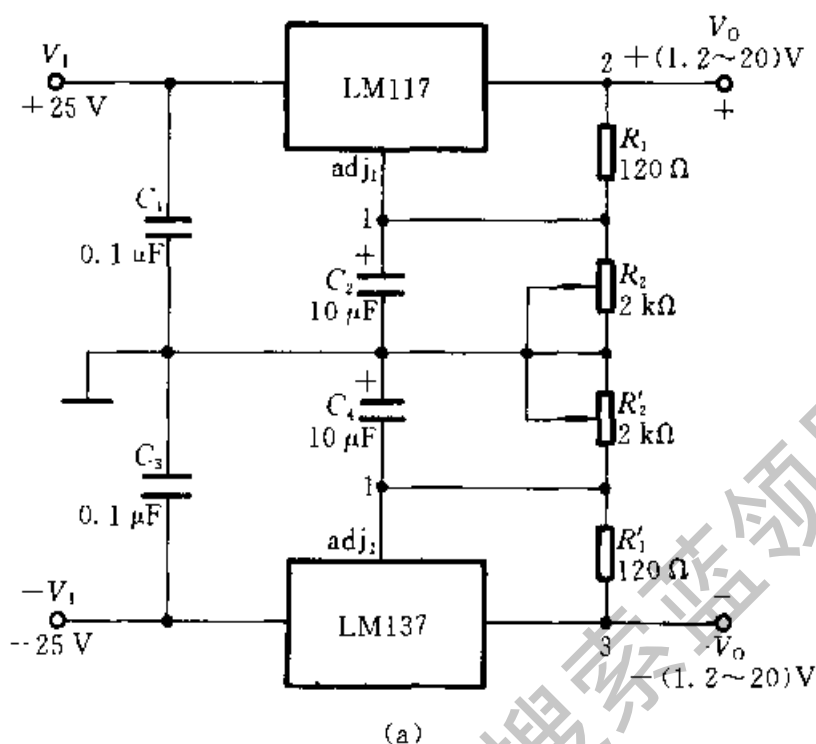


图 10.2.6 三端可调式集成稳压器的应用电路

(a) 输出正、负电压可调的稳压电路 (b) 并联扩流的稳压电路

加, 运放的同相端电位 $V_P (=V_1 - I_1 R_1)$ 降低, 运放输出端电压 V_{AO} 降低, 通过调整端 adj_1 使输出电压 V_0 下降, 输出电流 I_{O1} 减小, 恢复平衡; 反之亦然。改变电阻 R_5 可调节输出电压的数值。

表 10.2.1 几种集成稳压器的型号与性能指标

| 类 | 型 | 三端固定 | | 三端可调 | | 大电流可调 | | 正负双路 | | 基准电压源(并联式) | |
|--------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------------|----------------------|---------------------------|--------------------------|--------|------------------|--------------------------|--------------|----------------|
| | | 78M××× 正压 | 79L××× 负压 | LM317 正压 | LM337 负压 | LM138 | LM196 | MC1468 SW1568 | MC1403 带隙 | LM199 稳压管 | TL431 可调基准 |
| 参 数 | 符 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 | 型 号 |
| | 单 位 | | | | | | | | | | |
| 输入电压 | V_1 | V | 8~40 | -(8~40) | 3~40 | -(3~40) | 35 | 20 | ±30 | 4.5~15 | |
| 输出电压 | V_O | V | 5~24 ^① | -(5~24) ^① | 1.2~37 | (1.2~37) | 1.2~32 | (1.2~15) | ±15 | 2.5 | 2.95 |
| 最小(输入- 输出)电压差 | $(V_1 - V_O)_{min}$ | V | 2.5 | 2.5 | 2 | 2 | | | | ±0.025 | |
| 电压调整率 | ΔV_O S_V | mV %V | 1~15 | 3~18 | 0.02 | 0.02 | 0.005 | 0.05 | <10 $V_1=(18\sim30)V$ | 0.002 | |
| 电流调整率 ^② | ΔV_O S_I | mV % | 12~15 | 12~15 | 20 0.3 | 20 0.3 | 0.005 | 0.1 | <10 $I_O=(0\sim50)mA$ | 0.06 | 0.5 |
| 温度系数 | S_T | $10^{-6}\%/^{\circ}C$ | 300 | 300 | 1% (0~75) $^{\circ}C$ | 1% (0~75) $^{\circ}C$ | | | | 10 | 0.5~15 |
| 纹波抑制比 | $RR^{\text{④}}$ | dB | 53~62 | 60 | 85 | 80 | 60~75 | 54~74 | 75 | | |
| 调整端电流 | I_d | μA | | | 50 | 65 | | | | | |
| 输出阻抗 | Z_o | Ω | | | | | | | | 1 | 1 |
| 最小负载电流 | I_{Omin} | mA | | | 3.5 | 3.5 | | | | | |
| 输出电流 | I_O | A | 空档(1.5) M(0.5)L(0.1) | | 空档(0.4) M(0.25)L(0.05) | | 5 | 10 | | 0.01 | 0.0005~ 0.1 |
| 最大功耗 | P_{max} | W | | | 0.6~20 | 0.62~20 | | 70 | | | |

① $78\times\times\times$ 电压档级: ±5, ±6, ±9, ±12, ±15, ±18, ±24 ($|V_1| > V_O \pm 2.5V$)。

② $79\times\times\times$

③ S_T 常用相对变化量 $\Delta V_O/V_O$ 表示, 记作 $10^{-6}/^{\circ}C$, 其含义是温度变化 $1^{\circ}C$ 时, 输出电压 V_O 相对变化的百万分之一时。

输出电压的变化, 单位为 mV。

④ RR (Ripple Rejection 的缩写) = $20 \lg \frac{V_{IP-P}}{V_{OP-P}}$, 式中 V_{IP-P} 和 V_{OP-P} 分别表示输入纹波电压和输出纹波电压的峰-峰值。

有时也定义为恒温下, 负载电流变化 10% 时引起的

三端可调稳压器的应用形式是多种多样的，只要能维持输出端与调整端之间的电压恒定及调整端可控的特点，就不难设计出各种应用电路。

由于集成稳压器的稳定性高和内部电路有完善的保护措施，又具有使用方便、可靠、价格低廉等优点，因此得到广泛的应用。目前这种器件发展迅速，种类很多。表 10.2.1 列出几种常用型号集成稳压器的性能指标。

复习思考题

- 10.2.1 衡量稳压电路的质量指标有哪几项，其含义如何？
- 10.2.2 串联反馈式稳压电路由哪几部分组成，各部分的功能如何？
- 10.2.3 试用反馈原理定性分析图 10.2.1 所示电路的稳压原理，分两种情况讨论：当 V_1 波动时；当 R_L 改变时。在此系统中，若反馈深度 $(1+A_V F_V)$ 愈深，则稳定性能愈好，何故？
- 10.2.4 在图 10.2.1 所示的电路中，若已知电路参数和基准电压 V_{REF} 时，求下列三种情况下的输出电压：(1) R_1 短路；(2) R_2 开路；(3) $R_1=R_2$ 。
- 10.2.5 分别列举出两种输出电压固定和输出电压可调三端稳压器的应用电路，并说明电路中接入元器件的作用。
- 10.2.6 在 $78\times\times$ 型三端集成稳压器电路中，试指出减流式保护和过热保护电路，并说明保护电路的原理。

*10.3 串联开关式稳压电路

前述的串联反馈式稳压电路由于调整管工作在线性放大区，因此在负载电流较大时，调整管的集电极损耗 ($P_C=V_{CE}I_O$) 相当大，电源效率 ($\eta=P_O/P_1=V_O I_O/V_1 I_O$) 较低，一般为 40%~60%，有时还要配备庞大的散热装置。为了克服上述缺点，可采用串联开关式稳压电路，电路中的串联调整管工作在开关状态，即调整管主要工作在饱和导通和截止两种状态。由于管子饱和导通时管压降 V_{CES} 和截止时管子的电流 I_{CEO} 都很小，管耗主要发生在状态转换过程中，电源效率可提高到 80~90%，所以其体积小、重量轻。它的主要缺点是输出电压中所含纹波较大，对电子设备的干扰较大，而且电路比较复杂，对元器件要求较高。目前正寻求克服这些缺点的方法。但由于优点突出，已成为宇航、计算机、通信和功率较大电子设备中电源的主流，应用日趋广泛。

开关型稳压电路原理框图如图 10.3.1 所示。它和串联反馈式稳压电路相比，电路增加了 LC 滤波电路以及产生固定频率的三角波电压 (v_T) 发生器和

比较器 C 组成的控制电路。图中 V_I 是整流滤波电路的输出电压, v_B 是比较器的输出电压, 利用 v_B 控制调整管 T, 将 V_I 变成断续的矩形波电压 v_E (v_D)。当 $v_A > v_T$ 时, v_B 为高电平, T 饱和导通, 输入电压 V_I 经 T 加到二极管 D 的两端, 电压 v_E 等于 V_I (忽略管 T 的饱和压降), 此时二极管 D 承受反向电压而截止, 负载中有电流 i_O 流过, 电感 L 储存能量, 同时向电容器 C 充电。输出电压 v_O 略有增加。当 $v_A < v_T$ 时, v_B 为低电平, T 由导通变为截止, 滤波电感产生自感电势 (极性如图所示), 使二极管 D 导通, 于是电感中储存的能量通过 D 向负载 R_L 释放, 使负载 R_L 继续有电流通过, 因而常称 D 为续流二极管。此时电压 v_E 等于 $-V_D$ (二极管正向压降)。由此可见, 虽然调整管处于开关工作状态, 但由于二极管 D 的续流作用和 L 、 C 的滤波作用, 输出电压是比较平稳的。图 10.3.2 画出了电流 i_L 、电压 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E (v_D) 和 v_O 的波形。图中 t_{on} 是调整管 T 的导通时间, t_{off} 是调整管 T 的截止时间, $T = t_{on} + t_{off}$ 是开关转换周期。显然, 在忽略滤波电感 L 的直流压降的情况下, 输出电压的平均值为

$$V_O = \frac{t_{on}}{T} (V_I - V_{CES}) + (-V_D) \frac{t_{off}}{T} \approx V_I \frac{t_{on}}{T} = qV_I \quad (10.3.1)$$

式中 $q = t_{on}/T$ 称为脉冲波形的占空比。由式 (10.3.1) 可见, 对于一定的 V_I 值, 通过调节占空比即可调节输出电压 V_O 。故称脉宽调制 (PWM)^① 式开关稳压电源。

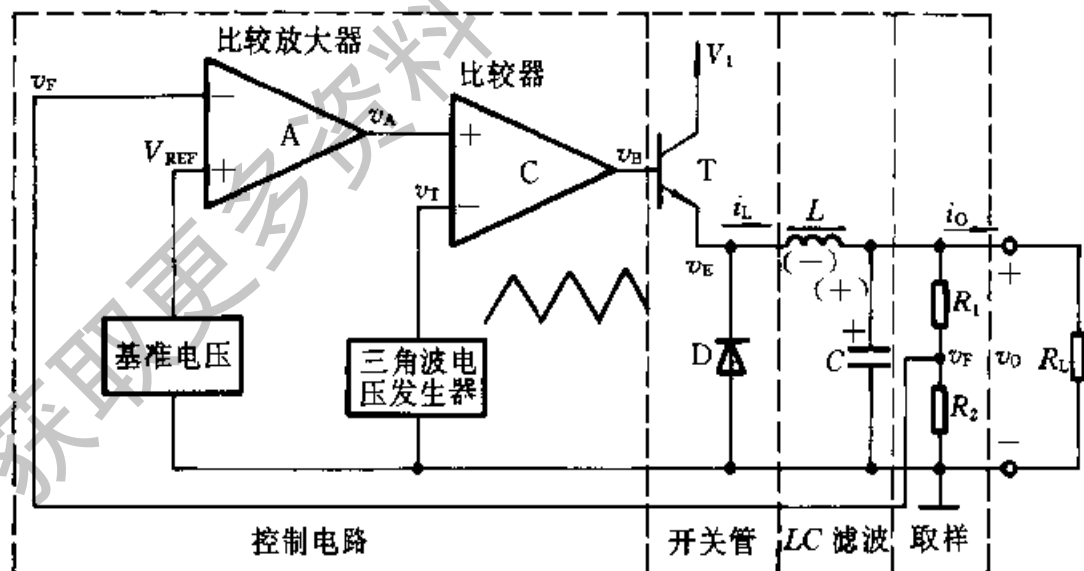


图 10.3.1 串联开关型稳压电路原理图

在闭环情况下, 电路能自动地调整输出电压。设在某一正常工作状态时,

① PWM 是 Pulse Width Modulation 的缩写。

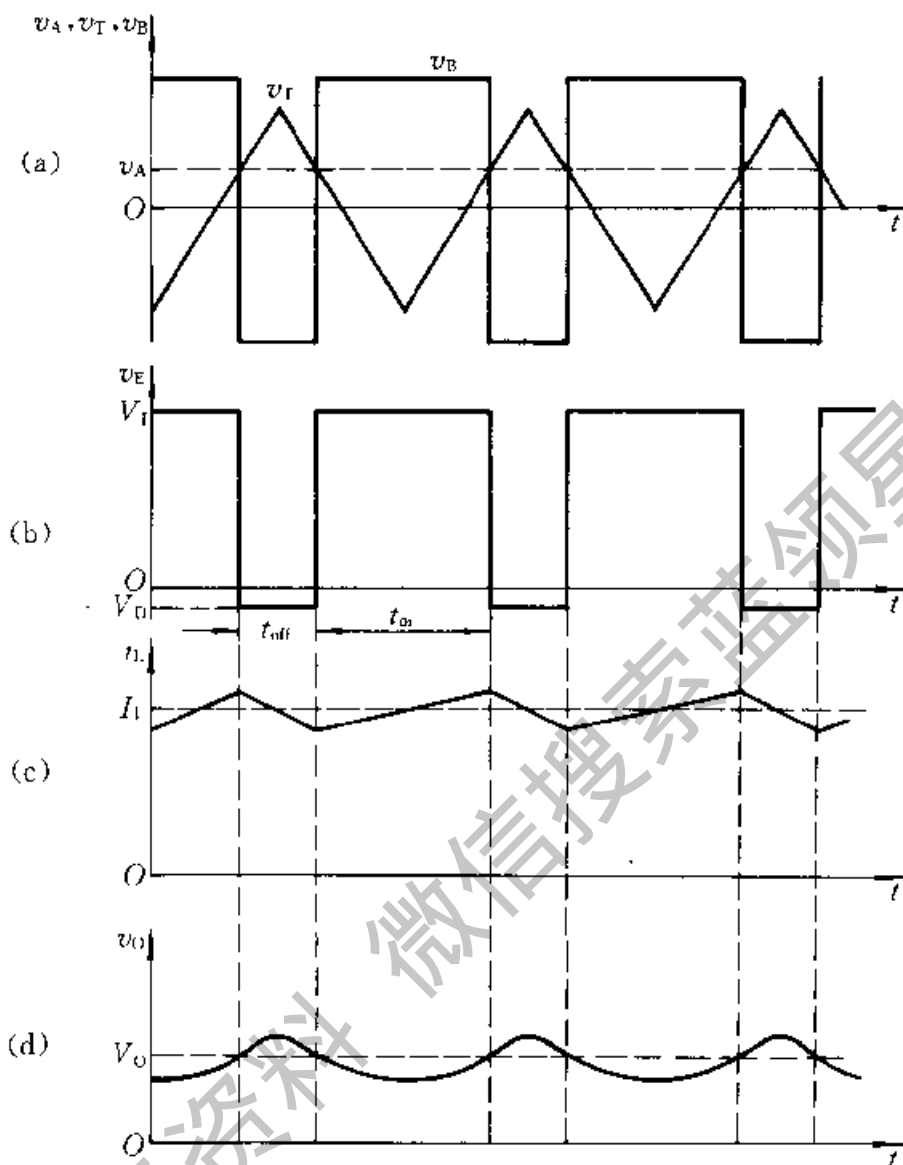


图 10.3.2 开关稳压电源的电压、电流波形图

(a) v_A 、 v_T 、 v_B 波形 (b) v_E 波形 (c) i_L 波形 (d) v_O 波形

输出电压为某一预定值 V_{set} ，反馈电压 $V_F = F_V V_{set} = V_{REF}$ ，比较放大器输出电压 v_A 为零，比较器 C 输出脉冲电压 v_B 的占空比 $q = 50\%$ ， v_T 、 v_B 、 v_E 的波形如图 10.3.3a 所示。当输入电压 V_I 增加致使输出电压 V_O 增加时， $V_F > V_{REF}$ ，比较放大器输出电压 v_A 为负值， v_A 与固定频率三角波电压 v_T 相比较，得到 v_B 的波形，其占空比 $q < 50\%$ ，使输出电压下降到预定的稳压值 V_{set} ，此时， v_A 、 v_T 、 v_B 、 v_E 的波形如图 b 所示。同理， V_I 下降时， V_O 也下降， $V_F < V_{REF}$ ， v_A 为正值， v_B 的占空比 $q > 50\%$ ，输出电压 V_O 上升到预定值。总之，当 V_I 或负载 R_L 变化使 V_O 变化时，可自动调整脉冲波形的占空比使输出电压维持恒定。

为了提高开关稳压电源的效率，开关调整管应选取饱和压降 V_{CES} 及穿透

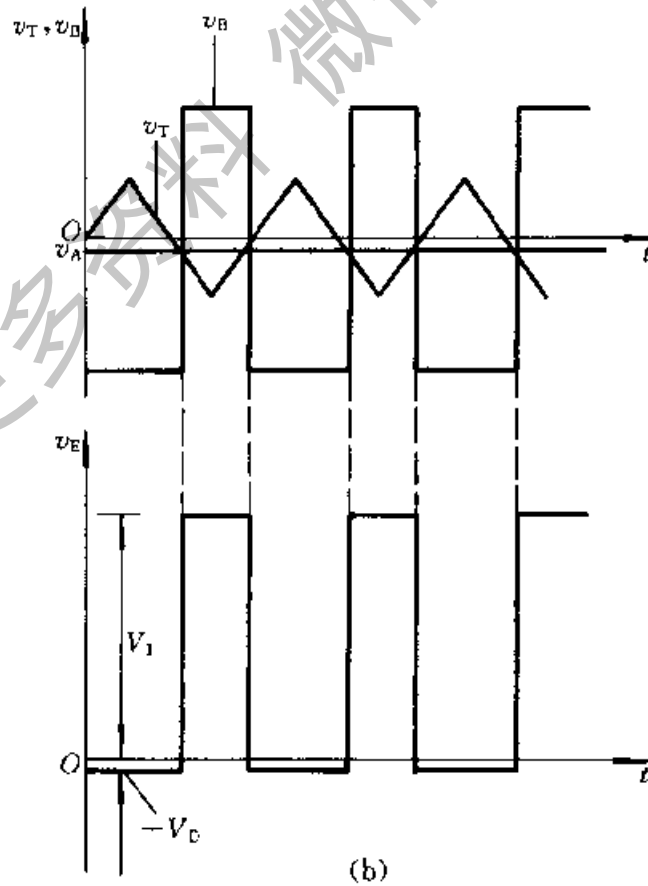
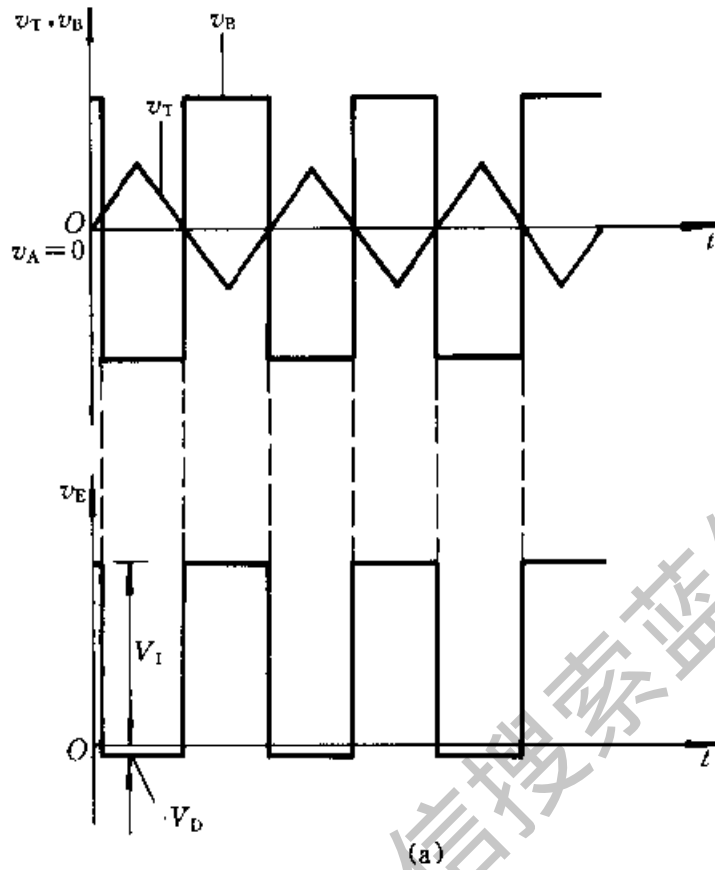


图 10.3.3 图 10.3.1 中 V_I 、 V_O 变化时 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E 的波形

(a) V_I 一定, $V_O = V_{set}$ 、 $V_F = V_{REF}$ 、 $v_A = 0$ 时 (b) V_I 增加, $V_O > V_{set}$ 、 $V_F > V_{REF}$ 、 v_A 为负值时

电流 I_{CEO} 均小的功率 BJT, 而且为减小管耗, 通常要求开关转换时间 $t_s \leq 0.01/f_k$ ^①, 开关调整管一般选用 $f_T \geq 10\beta f_k$ 的高频功率 BJT; 续流二极管 D 的选择也要考虑导通、截止和转换三部分的损耗, 所以选用正向压降小, 反向电流小及存储时间短的开关二极管, 一般选用肖特基二极管。输出端的滤波电容使用高频电解电容。

开关稳压电源的控制电路一般用“电压-脉冲宽度调制器(简称脉宽调制器)”。目前产品种类很多, 典型产品有 CW3420/CW3520、CW296 和 X63 等。可参阅文献 [13]。

开关频率 f_k 的选择对开关稳压器的性能影响也很大。 f_k 越高, 需要使用的 L 、 C 值越小。这样, 系统的尺寸和重量将会减小, 成本将随之降低。另一方面, 开关频率的增加将使开关调整管单位时间转换的次数增加, 使开关调整管的功耗增加, 而效率将降低。目前, 随着开关 BJT、电容、电感材料及工艺性能的改进, f_k 可提高到 15 kHz~500 kHz 以上。

实际的开关式稳压电源电路通常还有过流、过压等保护电路, 并备辅助电源为控制电路提供低压电源等。

复习思考题

10.3.1 开关式稳压电源与串联反馈式线性稳压电源的主要区别是什么? 两者相比各有什么优缺点?

10.3.2 电路如图 10.3.1 所示, 在闭环情况下, 输出电压 v_o 为某一预定值 V_{ser} , 当输入电压 V_i 增加(或负载电流 i_o 减小)时, 使输出电压增加 $v_o > V_{ser}$, 电路如何自动稳定输出电压。

10.3.3 电路如图 10.3.1 所示, 当 V_i 、 V_{REF} 一定时, 输出电压的调节范围应由电路中哪些参数决定? 若要使 v_o 增加, 应如何调节电路参数。

* 10.4 直流变换型电源

直流变换型电源也是一种开关型稳压电源, 它主要包括直流变换器和整流、滤波及稳压电路等。直流变换器通常是指将一种直流电压转换为各种不同直流电压的电子设备。它的电路型式很多, 有单管、推挽和桥式等变换器; 按激励方式不同又可分为自激式和他激式两种。自激式的振荡频率及输出电

① $f_k = \frac{1}{T}$, f_k 为开关转换频率, T 为开关转换周期。

压幅度受负载影响较大,适用于小功率电源,而大功率稳压电源多采用他激式。现以图 10.4.1 所示推挽式自激变换型稳压电路为例进行讨论。它由推挽式变换器将直流电压变成高频方波,再经过高频变压器 T_r 、桥式整流、电容滤波电路和稳压电路而得到稳定的直流电压。

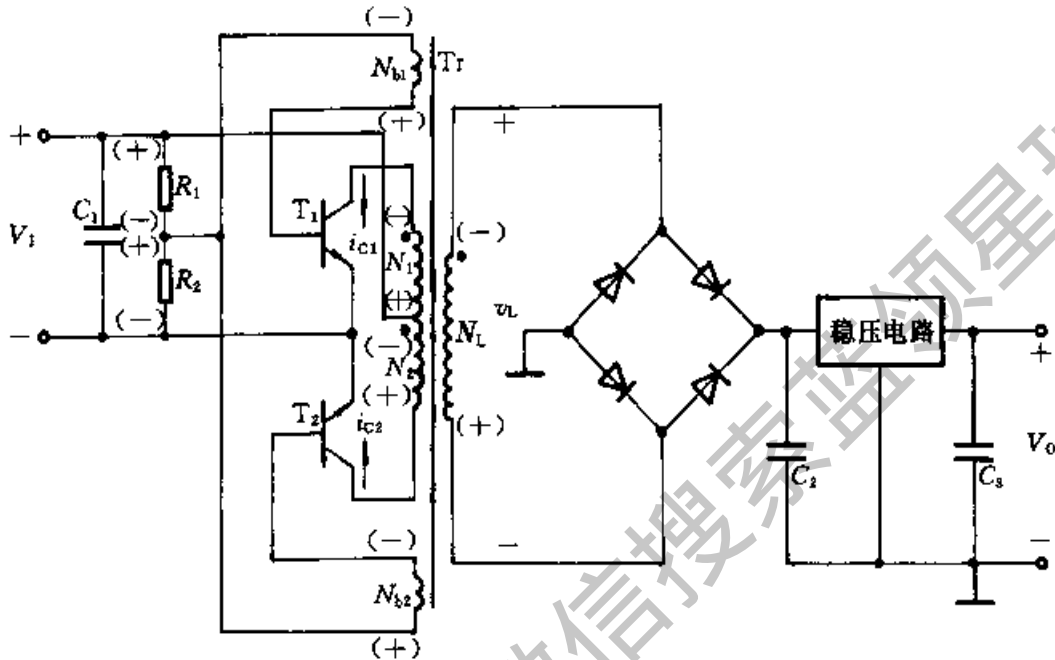


图 10.4.1 推挽式自激变换型稳压电路

当接通输入电压 V_1 后,分压器 R_1 、 R_2 使变换器启动。 R_2 上的正电压同时加到 BJT T_1 、 T_2 的基极,由于电路存在微小的不对称,两管导通程度不同。假如 T_1 导通较强,那么,它的集电极电流 i_{C1} 就较大, i_{C1} 流过 N_1 绕组就使变压器磁化并在所有绕组上产生感应电势。其中,绕组 N_{b1} 感生的电势使 v_{BE1} 增加,因而 T_1 导电更强;绕组 N_{b2} 感生的电势使 v_{BE2} 减小,因而 T_2 导电更弱。经过一个正反馈过程, T_1 迅速饱和导通,而 T_2 迅速截止。此时,几乎全部电源电压 V_1 都加到初级绕组 N_1 的两端。因此, N_1 中的激磁电流与变压器铁心内的磁通近似线性地增加。当铁心磁通趋近饱和值时,磁通的变化接近于零(或很小),变压器所有绕组上的感应电势亦将接近于零。 N_{b1} 两端感应电压等于零, T_1 的基极电流 i_{B1} 开始减小, i_{C1} 也开始减小,因而所有绕组上的感应电势均反极性,铁心内的磁通脱离饱和,形成一个相反的正反馈过程,使 T_1 迅速由饱和转变为截止,而 T_2 迅速由截止转变为饱和。以后流过 N_2 的电流 i_{C2} 近似线性地增加,使铁心反向饱和,电路再次翻转。如此周而复始,循环不已。图 10.4.2 画出了各电压、电流的波形。由图可见,直流输入电压 V_1 变换成为矩形波电压 (v_{CE1} 、 v_{CE2} 及 v_L)。为了便于理解,图中也画出了磁通的波形, ϕ 为饱和值。直流变换器输出的矩形电压 v_L 再经整流、滤波及稳压电路得到

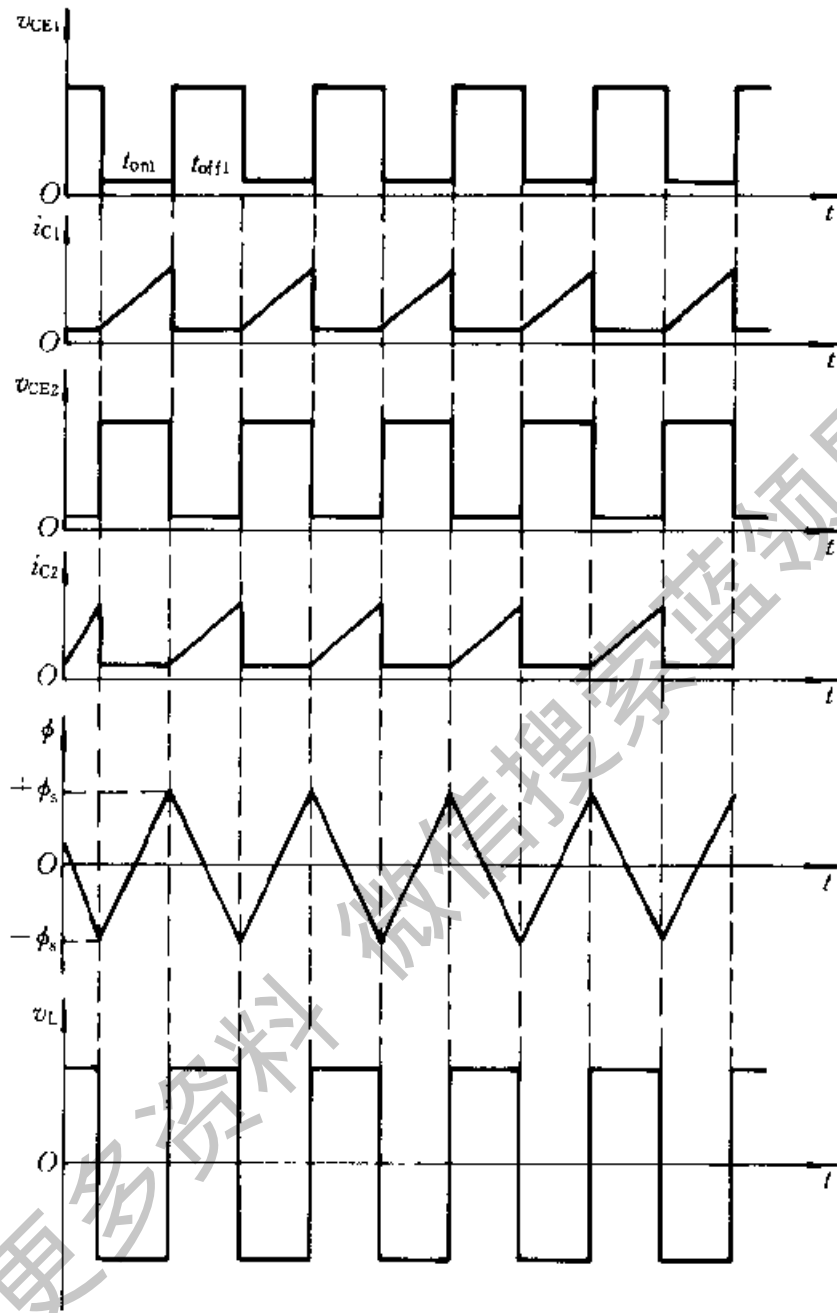


图 10.4.2 变换器各部分电压、电流波形

直流电压 V_0 。如果忽略饱和导通 BJT 的饱和压降和变压器绕组的电阻压降，则截止的 BJT 两端的反向峰值电压等于电源电压 V_1 再加上一半的初级绕组 (N_1 或 N_2) 的感应电势。若 T_1 导通，则 T_1 的集电极电流 i_{C1} 在变压器的每一初级绕组的感应电势为 $V_1 - V_{CES1}$ 。因此，截止管 T_2 所承受的电压是 $V_1 + (V_1 - V_{CES1}) \approx 2V_1$ ，即图 10.4.2 中管子截止时的 v_{CE2} 。变换器输出的矩形波电压 v_L 决定于变压器的匝比 $n = N_1/N_L$ 。它的频率约为几千赫。

在图 10.4.1 中，如果所需输出电压较高，电流较小，可采用倍压整流电路，有时也不再接稳压电路。

变换式直流稳压电源除自激式外还有他激式。在这种电源中 BJT 工作在开关状态,使它具有体积小、重量轻和效率高等优点,因此应用日益广泛。此外,目前应用较多的还有脉冲宽度调制(PWM)式、脉冲频率调制(PFM)^①式及脉宽脉频混合调制式等类型,读者可参阅有关文献^②。

变换型开关稳压器可以把不稳定的直流高压变换成稳定的直流低压;还可以把不稳定的直流低压变成稳定的直流高压或者倒换极性等,这些都是线性稳压电源无法实现的优点。

随着集成工艺水平的提高,已将整流、滤波、稳压等功能电路全部集成在一起,加环氧树脂实体封装,利用其外壳散热做成一体化稳压电源。它的品种较多,有线性的、开关式、大功率直流变换器、小功率调压型和专用型等十多种类型,从电压和功率等级分有几百种之多。根据其性能指标即可选用,使用十分方便。其产品介绍可参阅有关文献。

复习思考题

10.4.1 直流变换型稳压电源一般应用于什么场合?它由哪几部分组成?对其元器件有何特殊要求?

10.4.2 如图 10.4.1 所示电路,变换器中的 BJT 承受的反向电压等于多少?选用 BJT 的 $V_{(BR)CEO}$ 应如何考虑?

小 结

● 在电子系统中,经常需要将交流电网电压转换为稳定的直流电压,为此要用整流、滤波和稳压等环节来实现。

● 在整流电路中,是利用二极管的单向导电性将交流电转变为脉动的直流电。为抑制输出直流电压中的纹波,通常在整流电路后接有滤波环节。滤波电路一般可分为电容输入式和电感输入式两大类。在直流输出电流较小且负载几乎不变的场合,宜采用电容输入式,而负载电流大的大功率场合,采用电感输入式。

● 为了保证输出电压不受电网电压、负载和温度的变化而产生波动,可再接入稳压电路,在小功率供电系统中,多采用串联反馈式稳压电路,而中

① PFM 是 Pulse Frequency Modulation 的缩写。

② 郑机主编,电力半导体直流稳压电源,北京,机械工业出版社,1984年。

大功率稳压电源一般采用开关稳压电路。如需电压较高或较低，或移动式电子设备中，可采用变换型开关稳压电源。

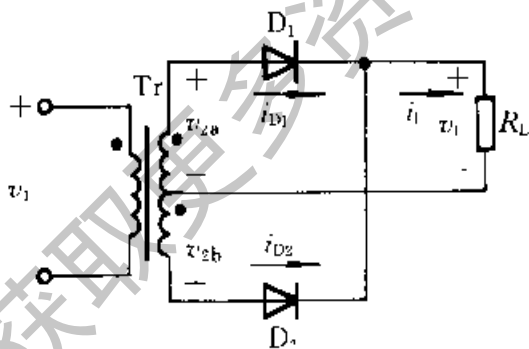
● 串联反馈式稳压电路的调整管是工作在线性放大区，利用控制调整管的管压降来调整输出电压，它是一个带负反馈的闭环有差调节系统；开关稳压电源的调整管是工作在开关状态，利用控制调整管导通与截止时间的比例来稳定输出电压。它的控制方式有脉宽调制型（PWM）、脉频调制型（PFM）及混合调制型。

习 题

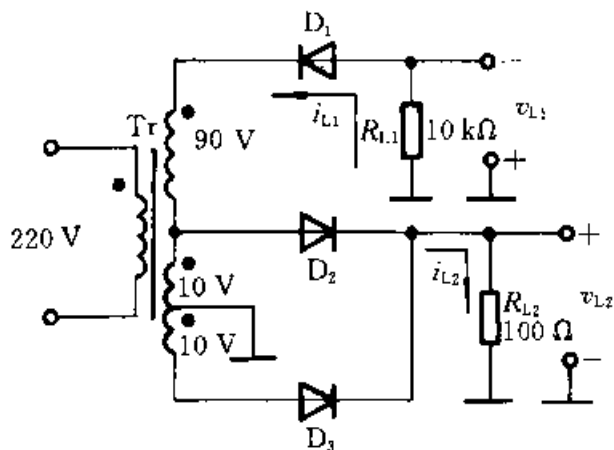
10.1.1 变压器副边有中心抽头的全波整流电路如图题 10.1.1 所示，副边电源电压为 $v_{2a} = -v_{2b} = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$ ，假定忽略二极管的正向压降和变压器内阻：(1) 试画出 v_{2a} 、 v_{2b} 、 i_{D1} 、 i_{D2} 、 i_L 、 v_L 及二极管承受的反向电压 v_R 的波形；(2) 已知 V_2 （有效值），求 V_L 、 I_L （均为平均值）；(3) 计算整流二极管的平均电流 I_D 、最大反向电压 V_{RM} ；(4) 若已知 $V_L = 30 \text{ V}$ ， $I_L = 80 \text{ mA}$ ，试计算 V_{2a} 、 V_{2b} 的值，并选择整流二极管。

10.1.2 电路参数如图题 10.1.2 所示，图中标出了变压器副边电压（有效值）和负载电阻值，若忽略二极管的正向压降和变压器内阻，试求：

- (1) R_{L1} 、 R_{L2} 两端的电压 V_{L1} 、 V_{L2} 和电流 I_{L1} 、 I_{L2} （平均值）；
- (2) 通过整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 的平均电流和二极管承受的最大反向电压。



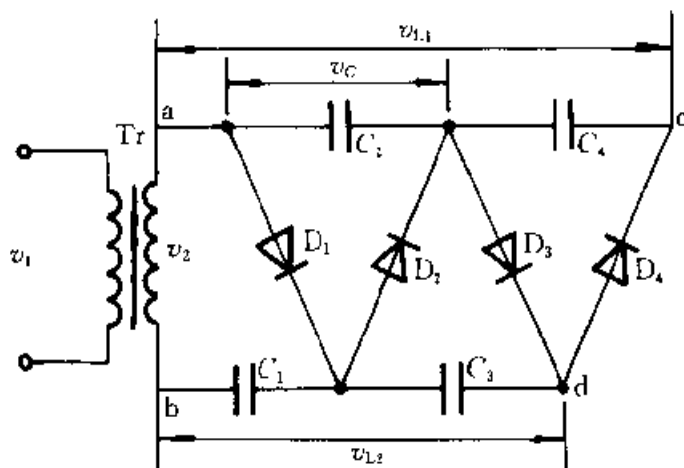
图题 10.1.1



图题 10.1.2

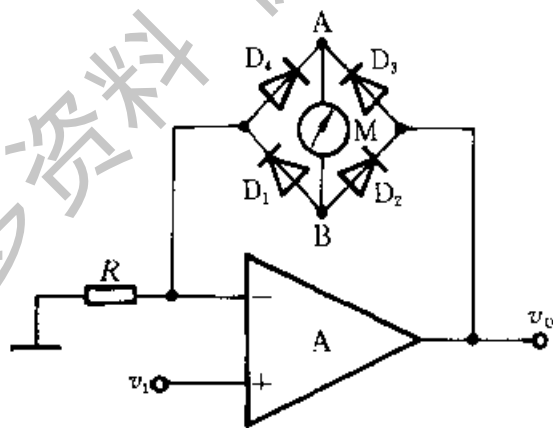
10.1.3 桥式整流、电容滤波电路如图 10.1.4 所示，已知交流电源电压 $V_1 = 220 \text{ V}$ 、 50 Hz ， $R_L = 50 \Omega$ ，要求输出直流电压为 24 V ，纹波较小。(1) 选择整流管的型号；(2) 选择滤波电容器（容量和耐压）；(3) 确定电源变压器副边的电压和电流。

10.1.4 如图题 10.1.4 所示倍压整流电路，要求标出每个电容器上的电压和二极管承受的最大反向电压；求输出电压 V_{L1} 、 V_{L2} 的大小，并标出极性。



图题 10.1.4

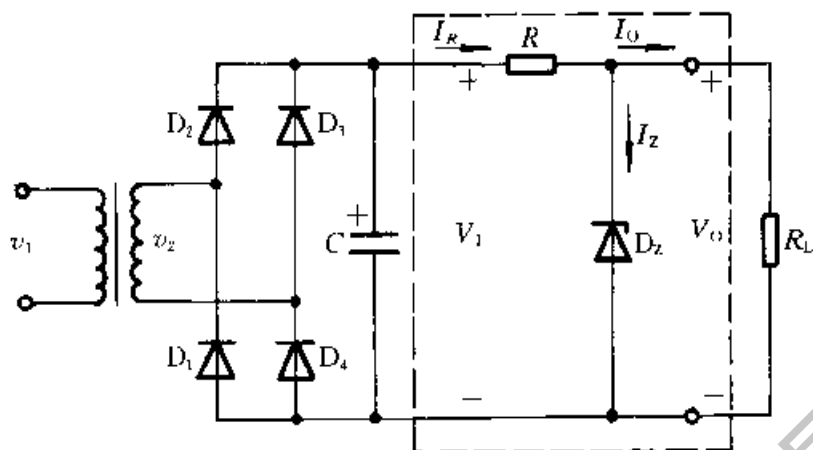
10.1.5 图题 10.1.5 是一高输入阻抗交流电压表电路, 设 A、D 都为理想器件, 被测电压 $v_i = \sqrt{2} V_i \sin \omega t$ 。(1) 当 v_i 瞬时极性为正时, 标出流过表头 M 的电流方向, 说明哪几个二极管导通; (2) 写出流过表头 M 电流的平均值的表达式; (3) 表头的满刻度电流为 $100 \mu\text{A}$, 要求当 $V_i = 1 \text{ V}$ 时, 表头的指针为满刻度, 试求满足此要求的电阻 R 值; (4) 若将 1 V 的交流电压表改为 1 V 的直流电压表, 表头指针为满刻度时, 电路参数 R 应如何改变?



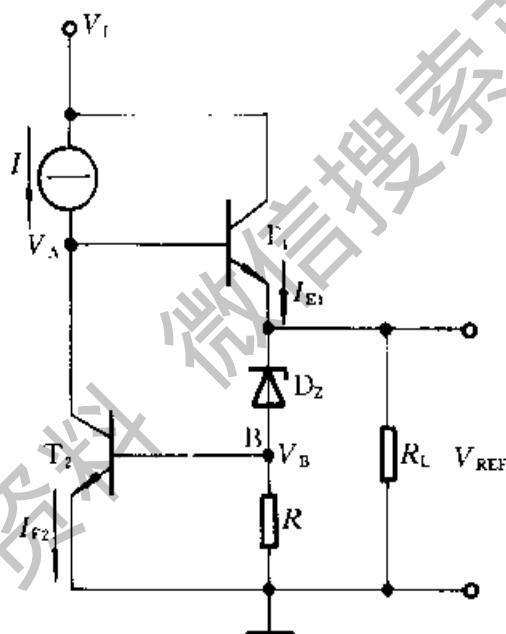
图题 10.1.5

10.2.1 电路如图题 10.2.1 所示, 稳压管 D_z 的稳定电压 $V_z = 6 \text{ V}$, $V_1 = 18 \text{ V}$, $C = 1000 \mu\text{F}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 。(1) 电路中稳压管接反或限流电阻 R 短路, 会出现什么现象? (2) 求变压器副边电压有效值 V_2 , 输出电压 V_O 的值; (3) 若稳压管 D_z 的动态电阻 $r_z = 20 \Omega$, 求稳压电路的内阻 R_o 及 $\Delta V_O / \Delta V_1$ 的值; (4) 将电容器 C 断开, 试画出 v_1 , v_O 及电阻 R 两端电压 v_R 的波形。

10.2.2 有温度补偿的稳压管基准电压源如图题 10.2.2 所示, 稳压管的稳定电压



图题 10.2.1



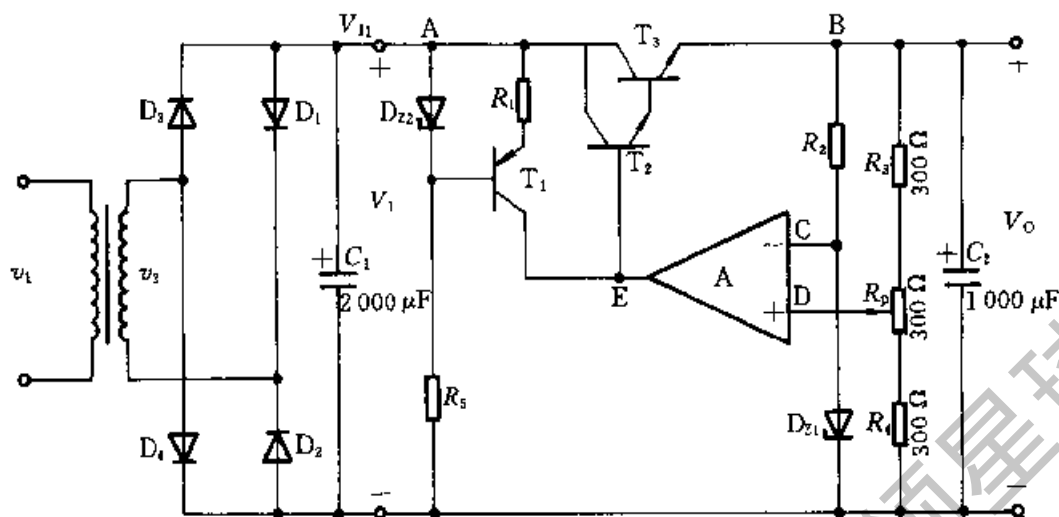
图题 10.2.2

$V_Z = 6.3 \text{ V}$, BJT T_1 的 $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$. D_Z 具有正温度系数^① $+2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, 而 BJT T_1 的 V_{BE1} 具有负温度系数 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。(1) 当输入电压 V_1 增大 (或负载电阻 R_L 增大) 时, 说明它的稳压过程和温度补偿作用; (2) 基准电压 $V_{REF} = ?$ 并标出电压极性。

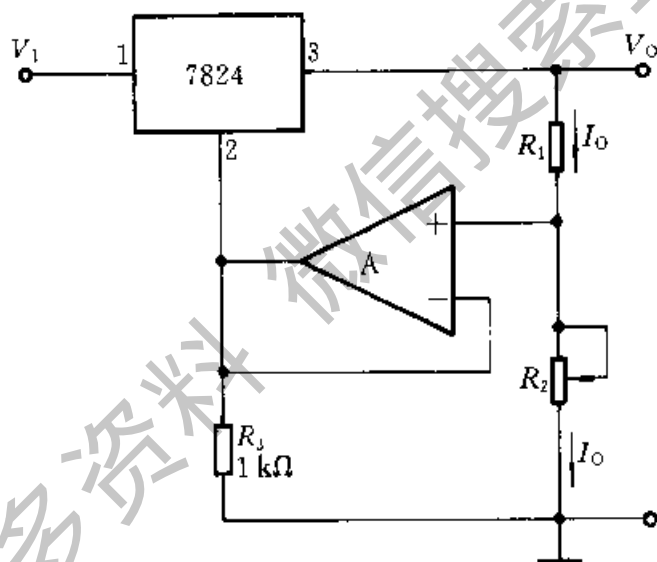
10.2.3 稳压电源电路如图题 10.2.3 所示。(1) 在原有电路结构基础上 (设 BJT T_2 、 T_3 是正确的连接), 改正图中的错误; (2) 设变压器副边电压的有效值 $V_2 = 20 \text{ V}$, 求 $V_1 = ?$ 说明电路中 T_1 、 R_1 、 D_{Z2} 的作用; (3) 当 $V_{Z1} = 6 \text{ V}$, $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, 电位器 R_p 在中间位置, 试计算 A、B、C、D、E 点的电位和 V_{CE3} 的值; (4) 计算输出电压的调节范围。

10.2.4 电路如图题 10.2.4 所示, 集成稳压器 7824 的 2, 3 端电压 $V_{32} = V_{REF} = 24 \text{ V}$,

① 可参阅文献 [5]。



图题 10.2.3



图题 10.2.4

求输出电压 V_0 和输出电流 I_0 的表达式，说明该电路具有什么作用。

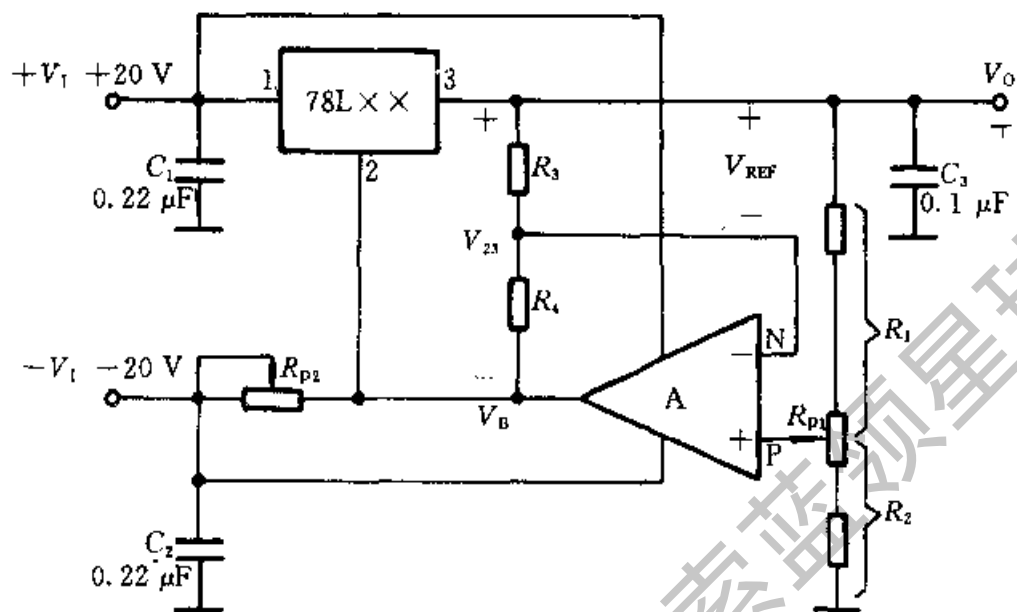
10.2.5 输出电压的扩展电路如图题 10.2.5 所示。设 $V_{32} = V_{XX}$ ，试证明

$$V_0 = V_{XX} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

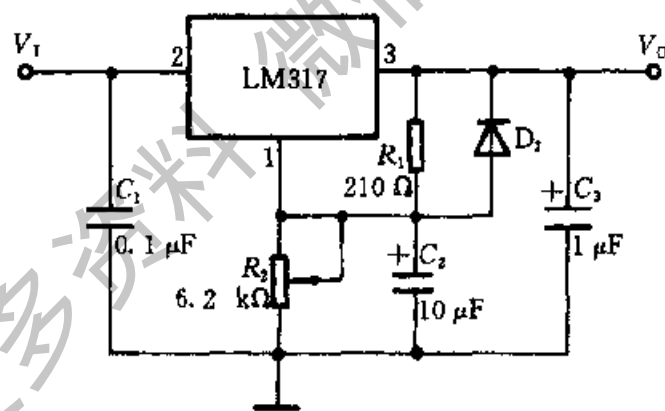
10.2.6 图题 10.2.6 是由 LM317 组成输出电压可调的典型电路，当 $V_{31} = V_{REF} = 1.2 \text{ V}$ 时，流过 R_1 的最小电流 $I_{R_{min}}$ 为 $(5 \sim 10) \text{ mA}$ ，调整端 1 输出的电流 $I_{adj} \ll I_{R_{min}}$ ， $V_1 - V_0 = 2 \text{ V}$ 。(1) 求 R_1 的值；(2) 当 $R_1 = 210 \Omega$ ， $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ 时，求输出电压 V_0 ；(3) 当 $V_0 = 37 \text{ V}$ ， $R_1 = 210 \Omega$ ， $R_2 = ?$ 电路的最小输入电压 $V_{min} = ?$ (4) 调节 R_2 从 0 变化到 $6.2 \text{ k}\Omega$ 时，输出电压的调节范围。

10.2.7 可调恒流源电路如图题 10.2.7 所示。(1) 当 $V_{31} = V_{REF} = 1.2 \text{ V}$ ， R 从 $0.8 \Omega \sim 120 \Omega$ 改变时，恒流电流 I_0 的变化范围如何？(假设 $I_{adj} \approx 0$)；(2) 当 R_L 用待充电

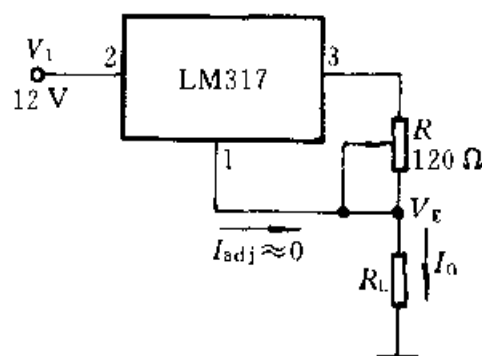
电池代替，若用 50 mA 恒流充电，充电电压 $V_E = 1.5 \text{ V}$ ，求电阻 $R_L = ?$



图题 10.2.5

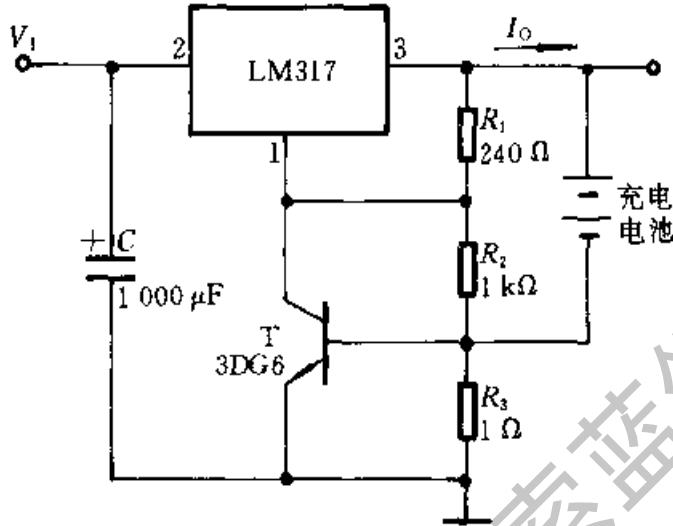


图题 10.2.6



图题 10.2.7

10.2.8 图题 10.2.8 是 6 V 限流充电器, BJT-T 是限流管, $V_{BE}=0.6\text{V}$, R_3 是限流取样电阻, 最大充电电流 $I_{OM}=V_{BE}/R_3=0.6\text{A}$, 说明当 $I_O>I_{OM}$ 时如何限制充电电流。



图题 10.2.8

10.3.1 电路如图 10.3.1 所示, 开关调整管 T 的饱和压降 $V_{CES}=1\text{V}$, 穿透电流 $I_{CEO}=1\text{mA}$, v_T 是幅度为 5V、周期为 $60\mu\text{s}$ 的三角波, 它的控制电压 v_B 为矩形波, 续流二极管 D 的正向电压 $V_D=0.6\text{V}$ 。输入电压 $V_1=20\text{V}$, v_E 脉冲波形的占空比 $q=0.6$, 周期 $T=60\mu\text{s}$, 输出电压 $V_O=12\text{V}$, 输出电流 $I_O=1\text{A}$, 比较器 C 的电源电压 $V_{CC}=\pm 10\text{V}$, 试画出电路中 v_T 、 v_A 、 v_B 、 v_E 、 i_L 和 v_O 的波形 (标出电压的幅度)。

10.3.2 电路给定条件如上题, 当续流二极管反向电流很小时, 试求开关调整管 T 和续流二极管 D 的平均功耗; 当电路中电感器 L 和电容器 C 足够大时, 忽略 L、C 和控制电路的损耗, 计算电源的效率。

* PSPICE 例题及习题

1. PSPICE 例题

例 PSE10.1 串联式直流稳压电路如图题 10.2.3 所示, 当电路中错误改正 (D_1 、 D_4 、 D_{Z1} 、 D_{Z2} 极性接反, 运放 A 的“+”“-”端接反) 后, 设 BJT 用 2N3904, β 均为 50, $V_{BE}=0.6\text{V}$, 两稳压管用 1N750, 它的稳压值 $V_Z=6\text{V}$, $I_{ZM}=30\text{mA}$, 二极管用 1N4148, 运放 A 用 $\mu\text{A}741$ 。输入电压 $v_2=28\sin\omega t\text{V}$, 电位器 R_0 处于中间位置, 试运用 PSPICE 分析该电路: (1) 给出 v_A 、 v_O 的波形, 观察输出电压的建立和稳定过程; (2) 输出电压稳定后, 分别求 v_A 、 v_O 的直流平均值及其纹波大小; (3) 当负载电流从 0.1 A 变到 1 A 时, 输出电压的变化情况, 并求输出电阻 $R_o=\left.\frac{\Delta V_O}{\Delta I_O}\right|_{\Delta V_1=0, \Delta T=0}$; (4) 当输入电压 v_1 (v_A) 增加 10% 时, 观察输出电压的变化情况, 并求稳压系数 $\gamma=\left.\frac{\Delta V_O/V_O}{\Delta V_1/V_1}\right|_{\Delta I_O=0, \Delta T=0}$ 的值; 当温度由

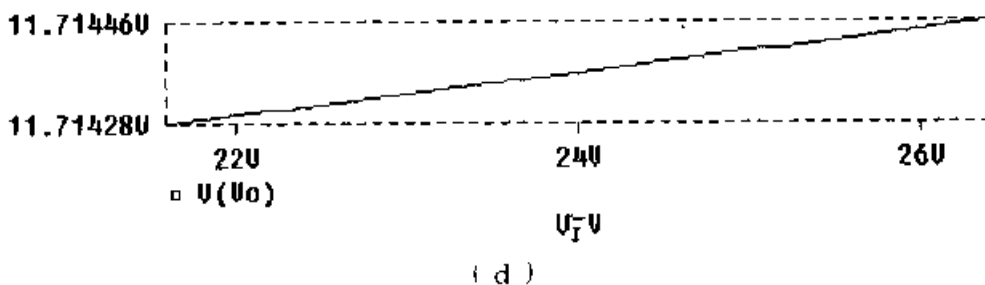
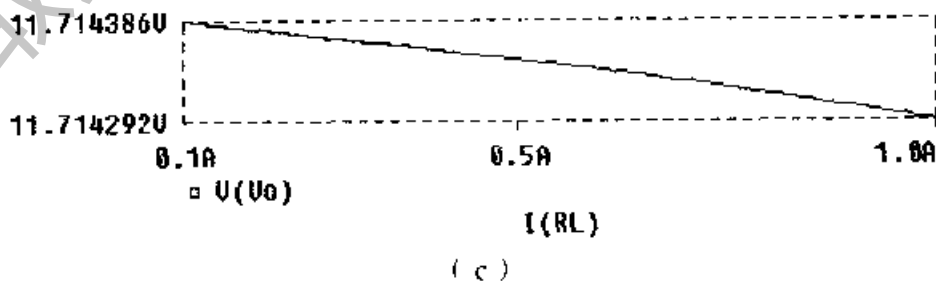
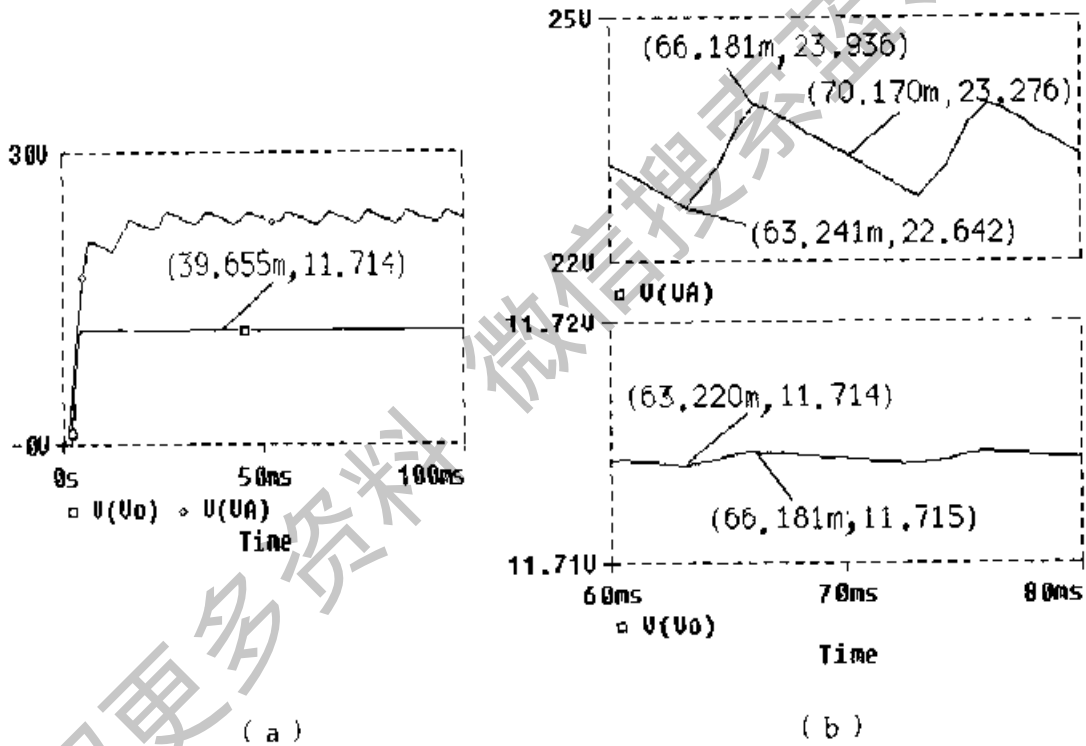
室温 (25°C) 增至 50°C 时, 观察输出电压的变化情况, 并求温度系数 $S_T = \left. \frac{\Delta V_O}{\Delta T} \right|_{\Delta V_I=0, \Delta I_O=0}$ 的值。

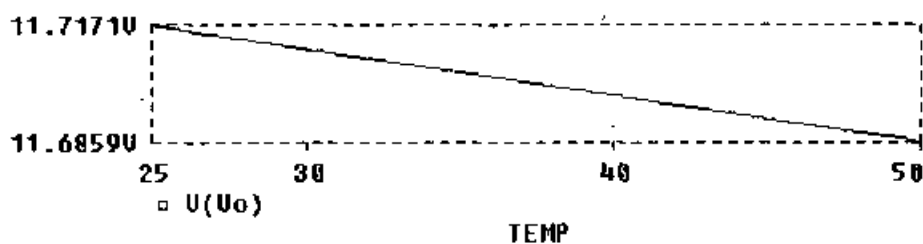
解: (1) 设置瞬态分析 (Transient) 功能, 得到 v_A 、 v_O 的波形如图 PSE10.1a 所示。

(2) 将图 a 中波形局部放大得图 b 波形。由图中看出, 输出 v_A 的直流平均值约为 23.267 V, 其纹波的峰-峰值约为 1.294 V; v_O 的直流平均值约为 11.714 V, 其纹波的峰-峰值约为 1 mV。

(3) 当负载电流从 0.1 A 变到 1 A (将 R_L 从 150 Ω 变到 11 Ω , 作直流扫描分析) 时, 输出电压变化如图 c 所示。可以看出, v_O 变化约为 0.094 mV, 则输出电阻约为 $0.1 \times 10^{-3} \Omega$ 。

(4) 当输入电压 v_I 增加 10% 时, 输出电压随输入电压变化情况如图 d 所示。由图中算出稳压系数 $\gamma = 7.68 \times 10^{-5}$; 当温度由室温 (25°C) 增至 50°C 时, 输出电压的变化情况如图 e 所示。由图中算出温度系数 $S_T = 1.248 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。





(e)

图 PSE10.1

- (a) v_A, v_O 建立过程的波形 (b) v_A, v_O 的稳态波形
 (c) 负载电流从 0.1 A ~ 1 A 时 v_O 的波形 (d) 输入电压 $V_I (V_A)$ 变化 10% 时 v_O 的波形
 (e) 温度^① 由室温 (25~50) °C 时 v_O 的波形

2. PSPICE 习题

PS10.1 整流滤波电路如图 10.1.4 所示。设输入正弦电压幅值为 17 V，频率为 50 Hz，二极管用 1N4148，电容 $C=100 \mu\text{F}$ 。试绘出 $R_L=1 \text{ k}\Omega$ 、 500Ω 和 250Ω 时输出电压及电流波形，并分别标出输出的纹波电压值。

PS10.2 整流、滤波、稳压电路如图题 10.2.1 所示。设输入正弦电压幅值为 17 V，频率为 50 Hz，二极管用 1N4148，稳压管用 1N750，它的 $V_Z=10 \text{ V}$ ， $I_Z=1 \text{ mA}$ 。当负载电流为 50 mA ($R_L=200 \Omega$) 时，试分析：

- (1) $C=1000 \mu\text{F}$ ，正常稳压时， R 的取值范围，并绘出输出电压波形。
- (2) $R=40 \Omega$ ，正常稳压时， C 的取值范围，并绘出输出电压波形。

^① 温度变化时，在电路模型中元器件参数变化时对输出电压的影响。

* 11 电子电路的计算机 辅助分析与设计

引言 在电子电路设计过程中,设计人员根据给定的功能和技术指标,确定最终设计方案(包括电路结构和元器件参数)时,检验设计是否满足预定要求的传统方法是,用人工对电路进行估算并在实验板上组装电路进行实际测试。这一过程往往需要反复多次才有可能得到最佳方案。随着电路规模的增大,这种方法无论在分析精度,花费的人力、物力还是在时间等方面均难以与实际要求相适应。电子电路CAD技术可以根据电路的结构和元器件参数,对电路进行仿真,获得电路的技术指标,从而可以快速、方便、精确地评价电路设计的正确性,节省大量的时间和费用。同时,还可以进行传统方法难以进行或无法进行的容差分析、灵敏度分析、最坏情况分析、温度特性分析等,进一步提高电路设计的质量。本章通过例题简要介绍使用国内外比较流行的通用电路分析软件PSPICE(参阅附录)、进行电子电路分析与设计的方法,作为电子电路计算机辅助分析与设计的入门。

11.1 电子电路 PSPICE 程序辅助分析

用PSPICE对电路进行仿真,可获得电路中各节点和支路的响应特性,它们包括文本方式输出的结果和各种波形及曲线。通过对这些结果的分析,就可得知电路的功能和技术指标,从而对电路有一个全面的了解。PSPICE程序的辅助分析既可得到人工分析无法得到的分析结果,又可以避免实际测试费用高、周期长的缺点。

下面举例说明使用PSPICE分析电子电路的过程。

例 11.1.1 共射-共基串接差分放大电路如图 11.1.1 所示,所有BJT均选择Q2N2222(NPN型硅管)模型(β 最大值为255.9)。试用PSPICE程序分析:(1)电路的Q点;(2)当温度从0~80℃时 $T_1 \sim T_4$ 的 I_C 及 V_{CE}

的变化情况；(3) 求单端输入、单端输出时的差模电压增益、共模电压增益和共模抑制比；(4) 求电路的幅频响应，如果没有共基 (T_3 、 T_4) 电路时，共射差分式放大电路的幅频响应又将如何？(5) 求电路的电压传输特性；(6) 输入电压幅值为 10 mV、频率为 1kHz 的正弦信号，求输出波形；(7) 将输入正弦波的幅值改为 100 mV，再求输出波形，并观察 FFT 变换后的频谱图。同时进行傅里叶分析，求出非线性谐波失真系数^①（分析到 10 次谐波）。

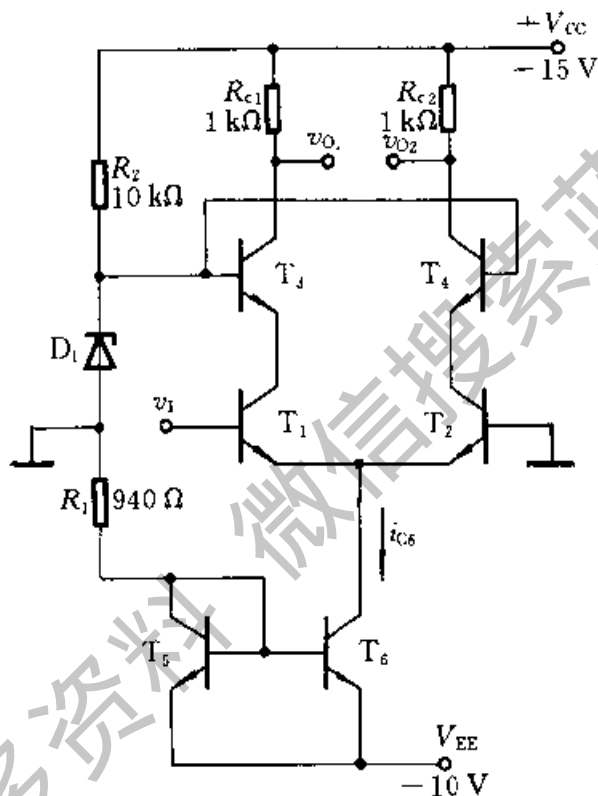


图 11.1.1 共射-共基串接差分放大电路

解：首先在 PSPICE 程序的 Schematics 主窗口中画出电路，再进行各项指标分析。

(1) 电路的 Q 点分析。选择 Analysis|Setup^② 中的 Bias Point Detail 进行分析，在输出文件中（在 Schematics 主窗口中选择 Analysis|Examine Output，或在 PSpice 窗口中选择 File|Examine Output 可以打开输出文件），可以观察到如下结果：

① 也称为非线性失真系数或谐波失真系数。

② Analysis|Setup 表示 Analysis 菜单中的 Setup 子菜单。

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

| NAME | Q-T1 | Q-T2 | Q-T3 | Q-T4 | Q-T5 | Q-T6 |
|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| MODEL | Q2N2222 | Q2N2222 | Q2N2222 | Q2N2222 | Q2N2222 | Q2N2222 |
| IB | 3.05E-05 | 3.05E-05 | 3.01E-05 | 3.01E-05 | 5.62E-05 | 5.62E-05 |
| IC | 5.42E-03 | 5.42E-03 | 5.39E-03 | 5.39E-03 | 9.77E-03 | 1.09E-02 |
| VBE | 6.89E-01 | 6.89E-01 | 6.88E-01 | 6.88E-01 | 7.06E-01 | 7.06E-01 |
| VCE | 4.72E+00 | 4.72E+00 | 5.58E+00 | 5.58E+00 | 7.06E-01 | 9.31E+00 |

(2) 当温度从 0~80 °C 时 $T_1 \sim T_4$ 的 I_C 及 V_{CE} 的变化情况。在 Analysis | Setup 中设置 DC Sweep 分析, 选择 Temperature 作为扫描变量, 并设置好起始温度、终止温度及步长。仿真后在 Probe 窗口中可以观察到如下结果:

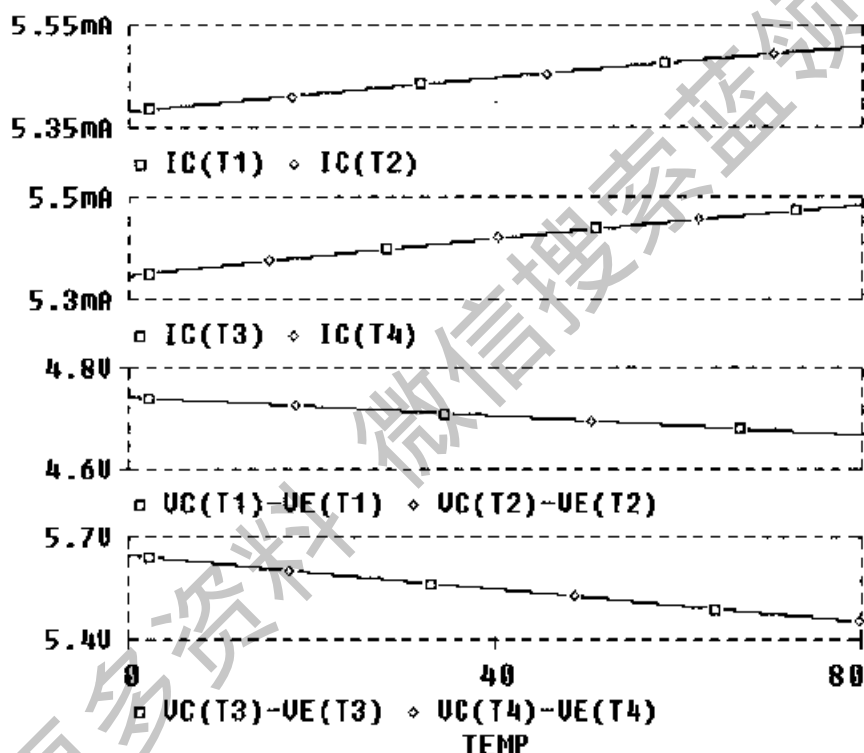


图 11.1.2 电路中电流、电压随温度变化曲线

由图中看出, $T_1 \sim T_4$ 的集电极电流随温度变化较小 (小于 $2.5 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$)。

(3) 在 Analysis | Setup 中设置 Transfer Function 分析, 仿真后在输出文件中可得如下结果:

差模电压增益: $V(\text{Vol})/V_{Vi} = -1.013\text{E}+02$

差模输入电阻: INPUT RESISTANCE AT $V_{Vi} = 1.854\text{E}+03$

输出电阻: OUTPUT RESISTANCE AT $V(\text{Vol}) = 9.996\text{E}+02$

将电路改为共模信号输入方式 (断开 T_2 基极到地的连接, 将 T_2 基极并接到 T_1 基极), 再进行仿真得:

共模电压增益: $V(\text{Vol})/V_{Vi} = -6.490\text{E}-02$

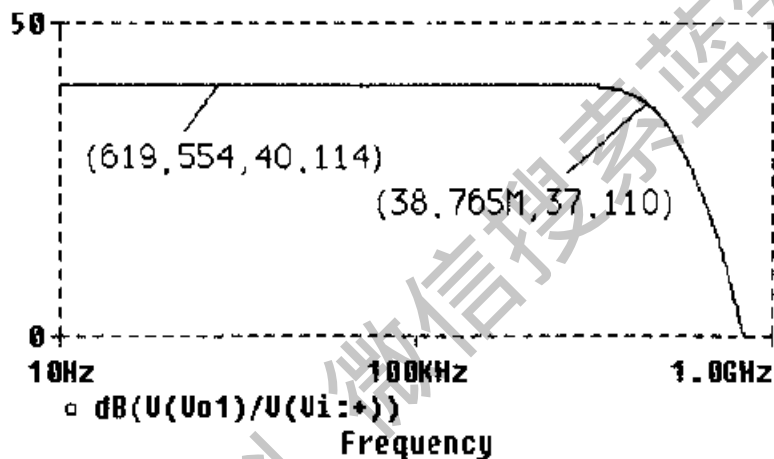
共模输入电阻: INPUT RESISTANCE AT V₋ Vi=7.016E+05

输出电阻: OUTPUT RESISTANCE AT V(Vo1)=9.996E+02

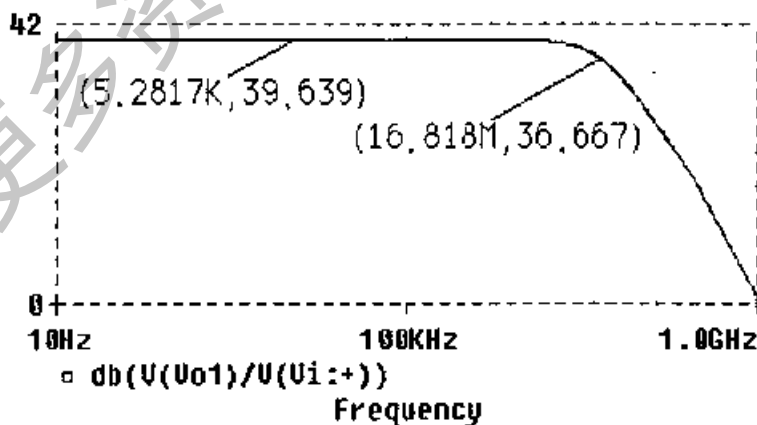
共模抑制比: $K_{CMR}=20\lg|\text{差模电压增益}/\text{共模电压增益}|=63.87\text{ dB}$

(4) 将电路还原为差模信号输入方式, 设置 AC Sweep 分析, 仿真后在 Probe 窗口中可观察到电路如图 11.1.3a 所示的幅频响应。其 $A_v=40.114\text{ dB}$, $BW=38.675\text{ MHz}$ 。

没有共基(T_3 、 T_4)电路时, 共射差分式放大电路的幅频响应如图 11.1.3b 所示。其 $A_v=39.639\text{ dB}$, $BW=16.818\text{ MHz}$ 。可见在增益相近的情况下, 带宽明显减小。



(a)



(b)

图 11.1.3

(a) 图 11.1.1 电路的幅频响应 (b) 无共基电路时的幅频响应

(5) 设置 DC Sweep 分析, 对 v_1 进行 DC 扫描, 得电路的电压传输特性如图 11.1.4 所示。

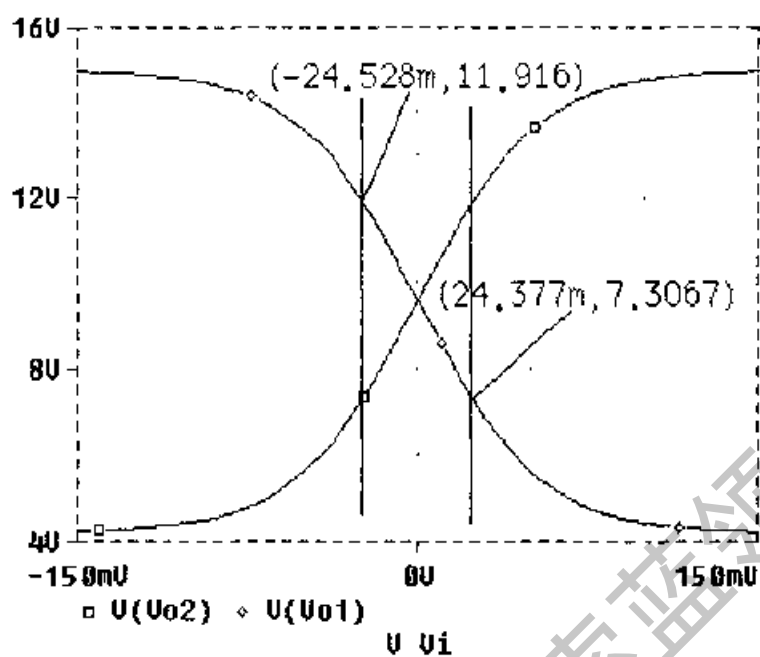


图 11.1.4 电压传输特性

(6) 设置 Transient (瞬态) 分析, 得到输入、输出波形分别如图 11.1.5a、b 所示。从图中看出, v_{o2} 与 v_i 同相, v_{o1} 与 v_i 反相。

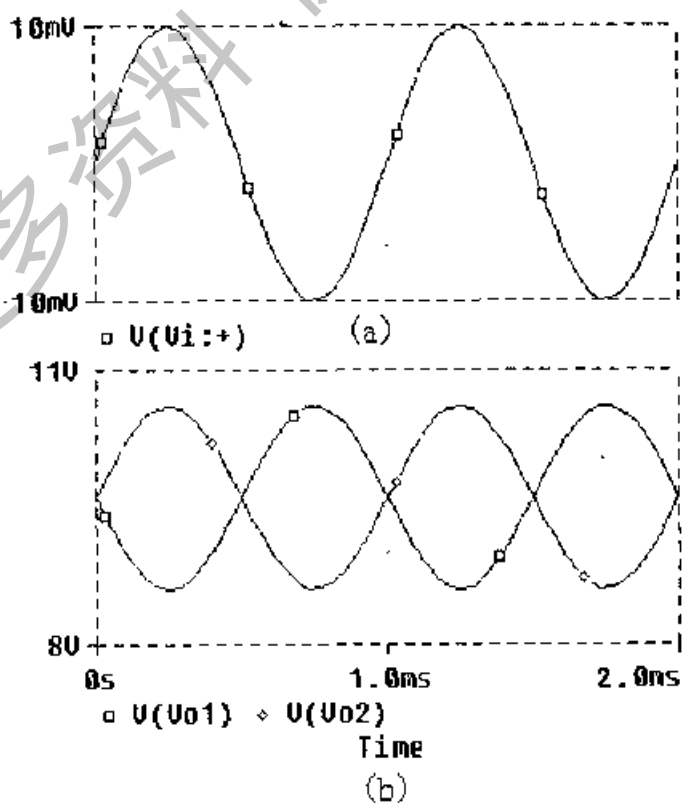


图 11.1.5

(a) 输入波形 (b) v_{o1} 、 v_{o2} 的输出波形

(7) 输入正弦波的幅值增大到 100 mV 时, 输入、输出波形分别如图 11.1.6a、b 所示。从图中看出, 输出波形已有明显非线性失真。

在 Probe 窗口中进一步做 FFT 变换, 得到输出波形的频谱图如图 11.1.7

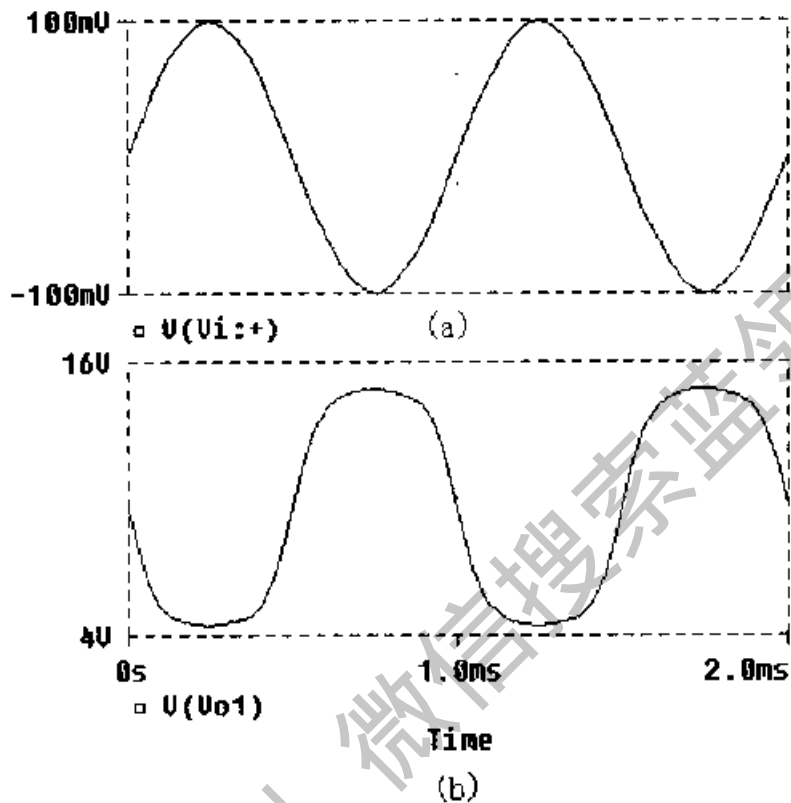


图 11.1.6

(a) 输入波形 (b) v_{o1} 的输出波形

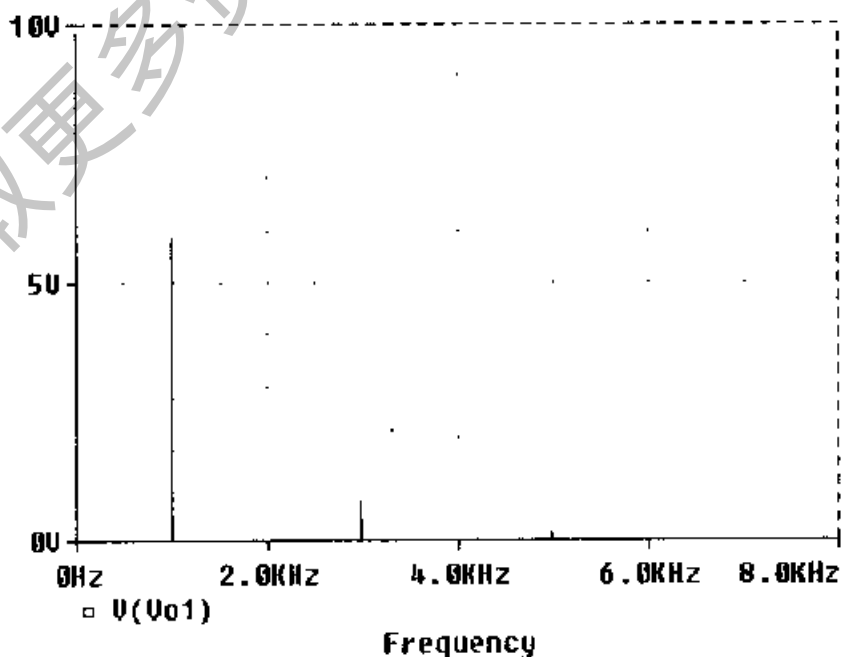


图 11.1.7 v_{o1} 输出波形的频谱图

所示。(注:为提高分析精度,应尽量延长瞬态分析时间。本图设置的分析时间为 100 个周期)。可以看出输出波形中的基波为 1 kHz,且有 3 次(3 kHz)、5 次(5 kHz)等高次谐波分量。

在 Transient (瞬态)分析中设置 Fourier Analysis (傅里叶分析),在输出文件中得到如下分析结果:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(Vol)
DC COMPONENT=9.549452E+00

| HARMONIC NO | FREQUENCY (HZ) | FOURIER COMPONENT | NORMALIZED COMPONENT | PHASE (DEG) | NORMALIZED PHASE(DEG) |
|-------------|----------------|-------------------|----------------------|-------------|-----------------------|
| 1 | 1.000E+03 | 5.853E+00 | 1.000E+00 | -1.783E+02 | 0.000E+00 |
| 2 | 2.000E+03 | 1.061E-01 | 1.813E-02 | -1.029E+02 | 7.532E+01 |
| 3 | 3.000E+03 | 8.297E-01 | 1.418E-01 | -1.734E+02 | 4.883E+00 |
| 4 | 4.000E+03 | 1.098E-01 | 1.876E-02 | -1.201E+02 | 5.812E+01 |
| 5 | 5.000E+03 | 2.083E-01 | 3.559E-02 | -1.590E+02 | 1.928E+01 |
| 6 | 6.000E+03 | 1.014E-01 | 1.732E-02 | 1.368E+02 | 4.195E+01 |
| 7 | 7.000E+03 | 1.472E-01 | 2.514E-02 | -1.332E+02 | 4.509E+01 |
| 8 | 8.000E+03 | 8.506E-02 | 1.453E-02 | -1.482E+02 | 3.003E+01 |
| 9 | 9.000E+03 | 1.172E-01 | 2.002E-02 | -1.135E+02 | 6.478E+01 |
| 10 | 1.000E+04 | 6.628E-02 | 1.132E-02 | -1.564E+02 | 2.191E+01 |

TOTAL HARMONIC DISTORTION=1.53997E+01 PERCENT

即:直流分量为 9.549452 V,高次谐波中 3 次和 5 次谐波分量较大,分别为 0.8297 V 和 0.2083 V,且产生了相移。总谐波失真系数约为 15.4%。

11.2 电子电路 PSPICE 程序辅助设计

电子电路设计与其他设计一样,通常采用自上而下的设计顺序,即从总体设计出发,最后设计具体电路。一般设计过程为:(1)确定总体设计目标;(2)方案设计;(3)详细设计;(4)调试;(5)印刷电路板制备;(6)整机测试。每一步骤并不是完全独立的,在实际的设计过程中,这些设计步骤经常是交叉进行的,特别是(2)、(3)、(4)步。

电子电路的 PSPICE 辅助设计贯穿在(2)、(3)、(4)步中,它的实质是用 PSPICE 对设计方案和具体电路进行分析,通过仿真计算来发现设计上的错误和不合理之处,然后修改设计再仿真,直到设计正确、技术指标满足要求为止。因此,在辅助设计过程中,要用 PSPICE 进行多次仿真。用 PSPICE 程序进行辅助设计的一般程序如图 11.2.1 所示。在对具体电路进行多次仿真分析后,仍不能满足要求时,则需考虑修改设计方案。图 11.2.1 中虚线部分反映了这一过程。

下面通过例题介绍用 PSPICE 程序进行辅助设计的过程。

例 11.2.1 设计一个心电图 (ECG^①) 信号放大器 (简称心电图放大器), 将人体的心电信号进行有效放大, 放大器输出信号送到后续电路进行处理和显示, 信号放大后的最大值在 $-5\text{V} \sim +5\text{V}$ 之间。

解: (1) 确定总体设计目标

为确定总体设计目标, 必须对设计对象有一个较全面的了解。对于心电图放大器而言, 使用者是医疗单位, 工作环境比较好。根据前人研究的结果, 知道心电信号幅度一般在 $50\mu\text{V} \sim 5\text{mV}$ 之间, 属于微弱信号, 这就要求放大器应具有较高的电压增益; 信号的频率范围一般为 $0.05\text{Hz} \sim 200\text{Hz}$, 频带范围不是很宽。人体是心电信号的信号源,

人体内阻、检测电极与皮肤的接触电阻等为信号源内阻, 其阻值较大, 一般为几十千欧。为了减轻微弱心电信号源的负载, 放大器必须有很高的输入阻抗; 人体相当于一个导体, 将接收空间电磁场的各种干扰信号, 这些干扰信号对放大器来说相当于共模信号, 因此, 心电图放大器应具有较高的共模抑制比。另外, 由于心电信号的微弱性还要求它具有低噪声和低漂移特性。

根据上述分析要求, 考虑实现的可能性, 确定心电图放大器的性能指标如下:

差模电压增益: 1000

差模输入阻抗: 大于 $10^7\ \Omega$

共模抑制比: 80 dB

通频带: $0.05\text{Hz} \sim 200\text{Hz}$

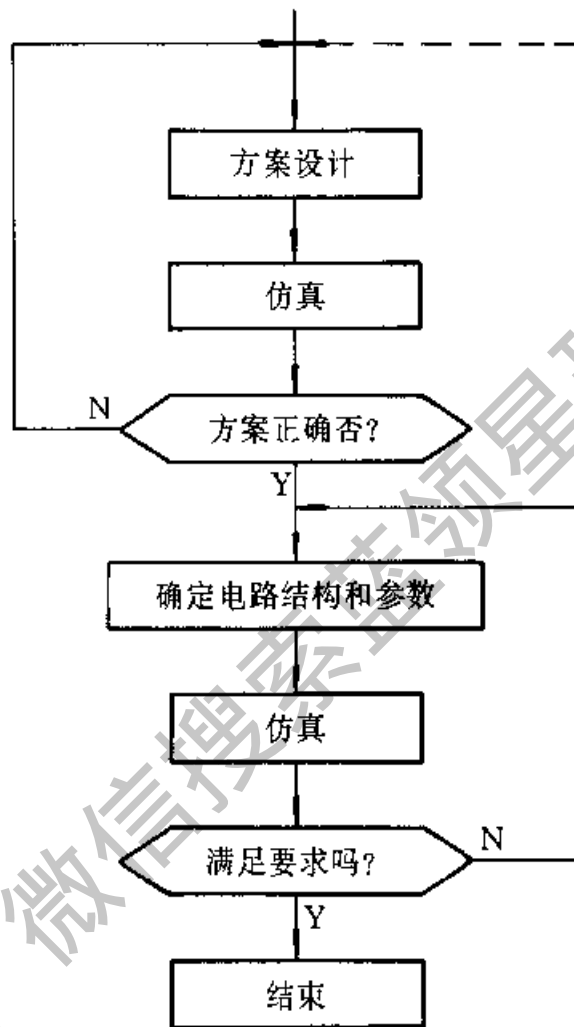


图 11.2.1 使用 PSPICE 辅助设计的一般过程

① Electrocardiogram

由于心电放大器是心电信号检测系统的一部分,所以有关几何尺寸、重量、操作性能、外观要求等此处从略。

(2) 方案设计

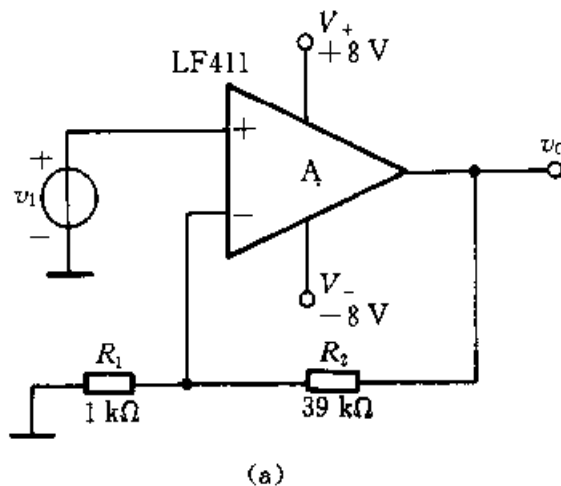
由于差模电压增益要求为 1 000,需采用多级放大电路来达到此要求,各级放大电路均采用集成运放设计,且增益分配要均衡。输入阻抗、共模抑制比和噪声主要取决于前置级,因此,前置放大电路的设计至关重要。根据高输入阻抗和低噪声要求,应选用输入级为 BiFET 型运放,这里采用 LF411 型运放。该运放的 $A_{V0}=4 \times 10^5$, $R_{id} \approx 4 \times 10^{11} \Omega$, $A_{VC}=2$, $K_{CMR}=106 \text{ dB}$ 。

前置级的设计有两种方案可选择,一种是由一个运放构成的较简单的同相比例放大器(为什么不能用反相比例放大器?),如图 11.2.2a 所示。另一种是由三运放构成的仪用放大器,如图 11.2.2b 所示。两者的主要区别是共模抑制比不同,若前置级分配的增益为 40,则用 PSPICE 分析得到如下结果:

| | 同相比例放大器 | 仪用放大器 |
|----------------------|---------|------------------------|
| 差模电压增益 A_{VD} | 40 | 40 |
| 共模电压增益 A_{VC} | 1.99 | 7.948×10^{-6} |
| 共模抑制比 K_{CMR} (dB) | 26 | 134 |

由此可见,同相比例放大器满足不了共模抑制比的要求。因此,采用仪用放大器作为前置级。

第二级要完成的主要任务之一是进一步提高放大电路的电压增益,使总增益达到 1000。其次为了消除高、低频噪声,需要设计一个带通滤波器。由于对滤波器没有特殊要求,故采用较简单的一阶高通滤波器和一阶低通滤波器构成带通滤波器。高通滤波器的下限频率为 0.05 Hz,低通滤波器的上限频率为 200 Hz。



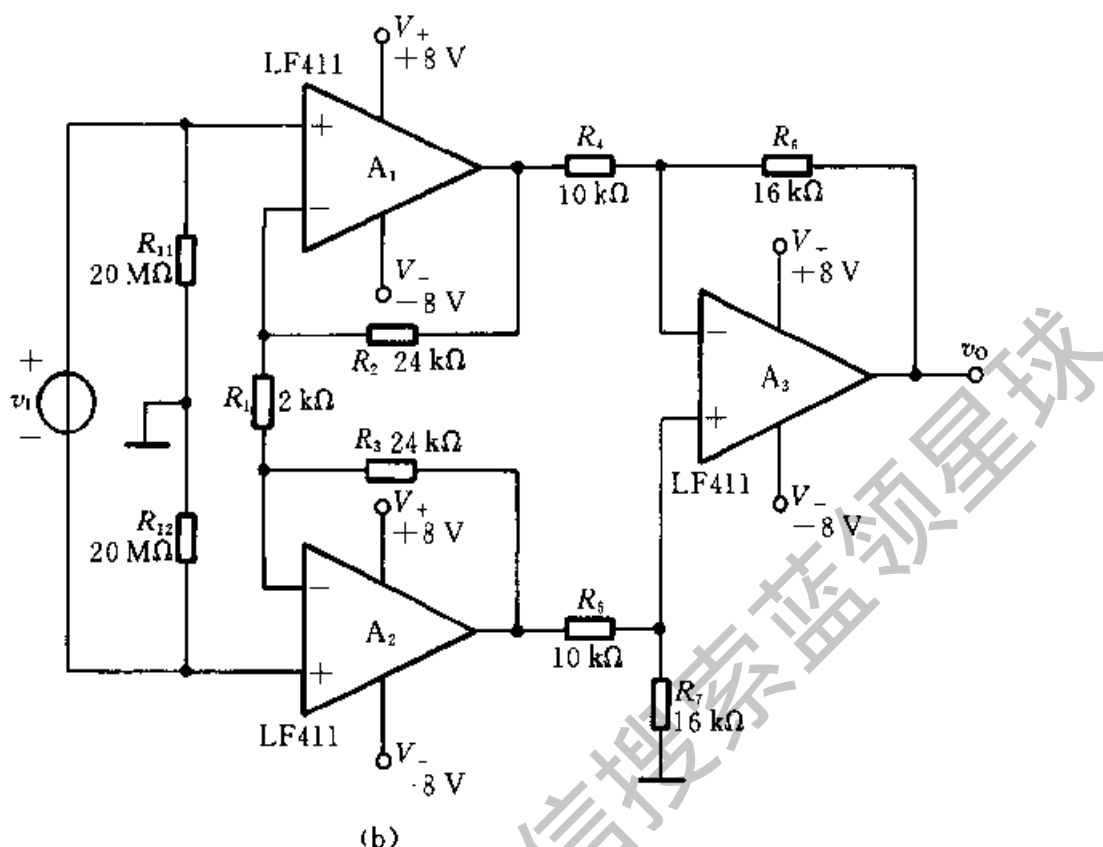


图 11.2.2 心电放大器前置级的两种方案

(a) 同相比例放大电路 (b) 仪用放大器

(3) 详细设计

根据上述设计方案, 心电放大电路原理图如图 11.2.3 所示。A₁、A₂、A₃ 及相应电阻构成前置仪用放大器。本级分配的差模电压增益为 40, 其中 A₁、A₂ 构成的差放分配 25, A₃ 构成的差放分配 1.6。为保证仪用放大器有较好的抗共模干扰能力, 应选用对称的电阻参数, 即: $R_2=R_3$ 、 $R_6/R_4=R_7/R_5$ 。根据“两虚”的概念和增益分配有

$$A_{VD1} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_1} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} = 25$$

$$A_{VD2} = \frac{v_{o3}}{v_{o1} - v_{o2}} = -\frac{R_6}{R_4} = -1.6$$

由于对电路的功耗和分布参数没有特别要求, 所以可选取电阻参数 $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ 、 $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ 。由上述关系算出: $R_2 = R_3 = 24 \text{ k}\Omega$ 、 $R_5 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $R_6 = R_7 = 16 \text{ k}\Omega$ 。此时前置仪用放大器差模电压增益满足设计要求。

为避免输入端开路时放大器出现饱和状态, 在两个输入端到地之间分别串接两个电阻 R_{11} 、 R_{12} 。为满足差模输入阻抗大于 $10^7 \Omega$ 的要求, 选取 $R_{11} = R_{12} = 20 \text{ M}\Omega$ 。

第二级由 A_4 及电阻、电容组成带通滤波器, 由于总增益要求为 1000, 前置级已分配 40, 所以本级通带内的差模电压增益应为 25。

已知带通滤波器通带内的差模电压增益表达式为

$$A_{VD3} = \frac{v_o}{v_{o3}} = 1 + \frac{R_{10}}{R_9} = 25$$

取 $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$, 则 $R_{10} = 24 \text{ k}\Omega$ 。

此时, 通带内的差模电压总增益为: $A_{VD} = A_{VD1} \times A_{VD2} \times A_{VD3} = 25 \times (-1.6) \times 25 = -1000$, 满足增益要求。

C_1 、 R_8 构成高通滤波器, 设计要求为 $f_L = 0.05 \text{ Hz}$ 。取 $R_8 = 1 \text{ M}\Omega$, 则根据 $f_L = 1/(2\pi \times C_1 \times R_8)$ 可算出 $C_1 = 3.18 \text{ }\mu\text{F}$, 取 $C_1 = 3.3 \text{ }\mu\text{F}$ 标称值的电容器, 则下限频率为

$$f_L = 1/(2\pi \times C_1 \times R_8) = 0.048 \text{ Hz}$$

C_2 、 R_{10} 构成低通滤波器, 要求上限频率为 200 Hz 。则根据 $f_H = 1/(2\pi \times C_2 \times R_{10})$ 和 $R_{10} = 24 \text{ k}\Omega$ 可算出 $C_2 = 0.03316 \text{ }\mu\text{F}$, 取 $C_2 = 0.033 \text{ }\mu\text{F}$ 标称值的电容器, 则上限频率为

$$f_H = 1/(2\pi \times C_2 \times R_{10}) = 200.95 \text{ Hz}$$

满足带宽要求。

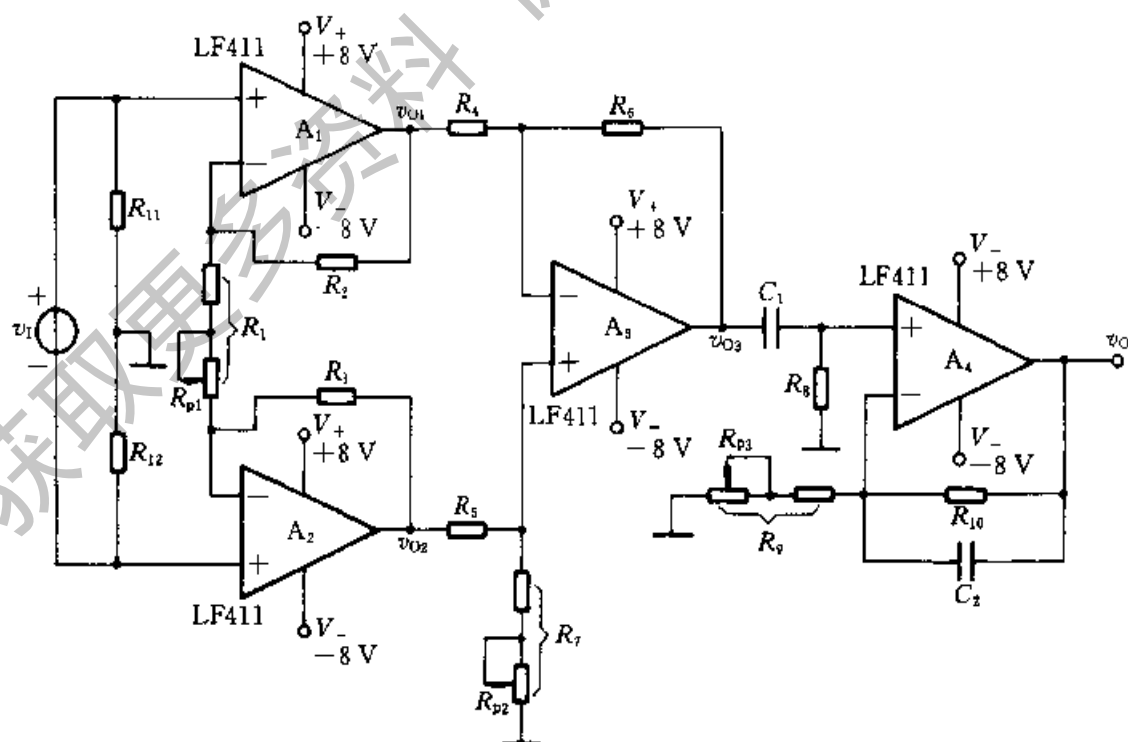


图 11.2.3 心电放大器的原理图

(4) 调试

① 计算机仿真调试

计算机仿真调试要完成的主要任务有：

- 功能分析及指标测量；
- 参数灵敏度分析及容差分析。

功能分析及指标测量是分析放大器能否完成正常的放大功能，在元件标称值下能否满足技术指标要求。元器件的实际参数与标称值总是存在一定的误差，参数灵敏度分析及容差分析能为我们选择元器件参数精度提供依据。

通过对放大器进行瞬态分析，可知心电放大器能完成正常放大功能（由于 PSPICE6.3 教学版的限制，最多只能分析由三个运放构成的放大电路，必须将前置级和包括滤波器在内的第二级分开进行分析）。

关于指标分析，前面已经对共模抑制比进行了分析，电压增益也可通过瞬态分析获得，这里再给出输入阻抗和频率响应的分析结果。

由直流小信号传递函数值 (Transfer Function) 分析得到差模输入电阻为 $4 \times 10^7 \Omega$ ，共模输入电阻为 $1 \times 10^4 \Omega$ 。

仪用放大器和带通滤波器的幅频响应分别如图 11.2.4a、b 所示。从图中看出仪用放大器的增益在很宽的频率范围内是常数，串接带通滤波器后频带宽度满足要求。

参数灵敏度分析及容差分析。这里主要分析参数变化对共模抑制比的影响。

通过最坏情况分析可知，前置仪用放大器中电阻参数变化对差模增益的影响程度由强到弱依次为 R_1 、 R_6 、 R_4 、 R_3 和 R_2 、 R_5 、 R_7 。

通过蒙特卡罗^①容差分析可得，当电阻 R_1 、 R_6 、 R_4 、 R_3 和 R_2 的精度为 2%， R_5 、 R_7 的精度为 5% 时，可以保证差模电压增益误差不超过 2%。

而对于共模电压增益来说，分析结果与差模情况差别较大，电阻参数变化对共模增益的影响程度为 R_5 、 R_6 最强，其次是 R_4 、 R_7 ，最后为 R_1 、 R_2 、 R_3 。

通过蒙特卡罗容差分析，得到如下结论：只有在电阻 $R_1 \sim R_7$ 的精度为 0.5% 时，才能保证共模增益小于 4×10^{-3} ，共模抑制比才能大于 80 dB，由此看出，仪用放大器的共模抑制比取决于电阻精度和 A_1 与 A_2 的匹配程度（对 A_1 与 A_2 的参数进行分析也能得到同样的结果）。但是要购买到精度这样高的电阻并不容易，实际上简单而有效的办法是在相应的支路上串接一个精密电位器，如图 11.2.3 中的 R_{p1} 、 R_{p2} 等，通过调节电位器将电路调整到最佳匹配状态。

② 实验调试

^① Monte Carlo 一种统计分析。

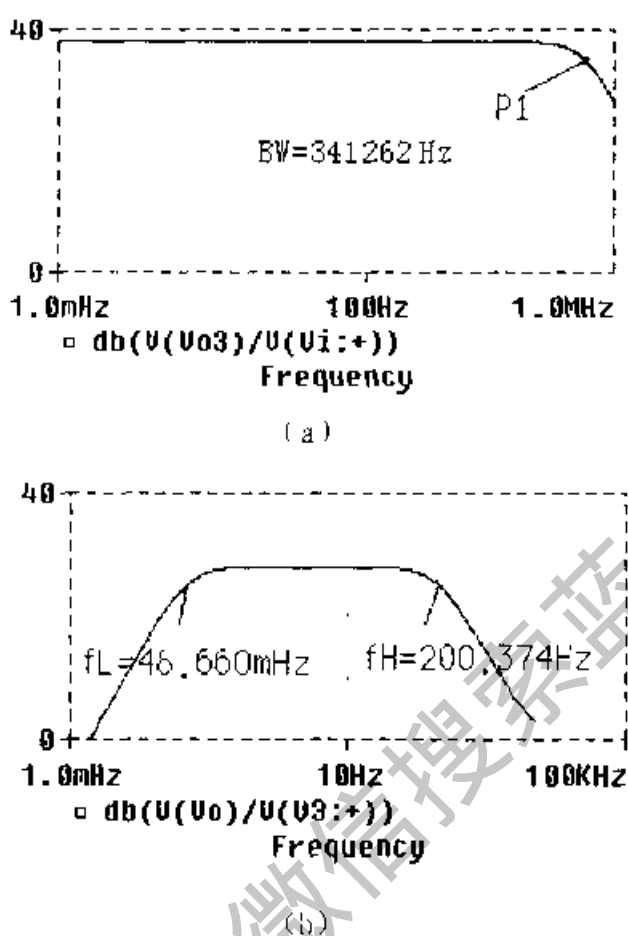


图 11.2.4

(a) 仪用放大器的幅频响应 (b) 带通滤波器的幅频响应

通过计算机仿真调试后,最后还应在实验板上搭接实际电路进行实验调试。具体调试方法和过程在实验课中解决,这里不再叙述。

关于印刷电路板制备和整机测试这里也不再讨论。请读者参阅有关参考文献。

PSPICE 程序不仅能对具体电路进行仿真,而且还能对电路框图进行仿真,验证设计方案在原理上是否可行。例 11.2.2 说明了这一仿真方法的应用。

例 11.2.2 采用如图 11.2.5 所示的设计方案,设计一个包括方波发生器、积分器和低通滤波器三个部分在内的能产生方波、三角波和正弦波的信号发生器。

解: (1) 初步拟定方波发生器的电路如图 11.2.6a 所示,改变时间常数 RC ,即可改变方波的频率。现假设 $R=1\text{ k}\Omega$,当 C 分别为 $1\text{ }\mu\text{F}$ 和 $0.47\text{ }\mu\text{F}$ 时 v_{O1} 的波形如图 11.2.6b、c 所示,两个波形的周期分别为 2.17 ms 和 1.02 ms ,则频率为 460.83 Hz 和 980.39 Hz 。

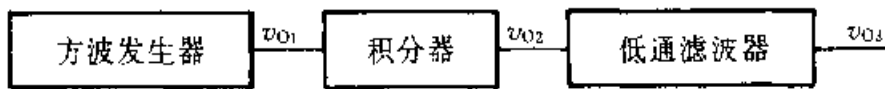


图 11.2.5 方波、三角波和正弦波信号发生器的方框图

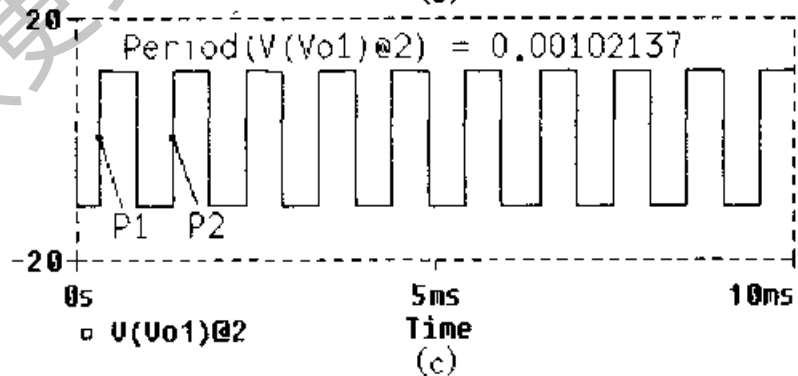
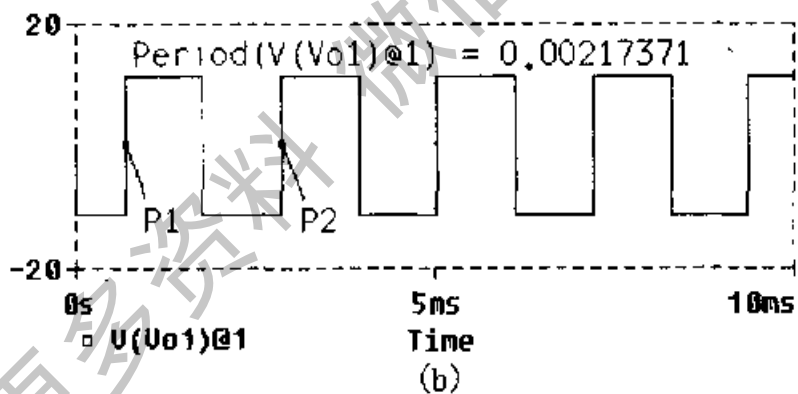
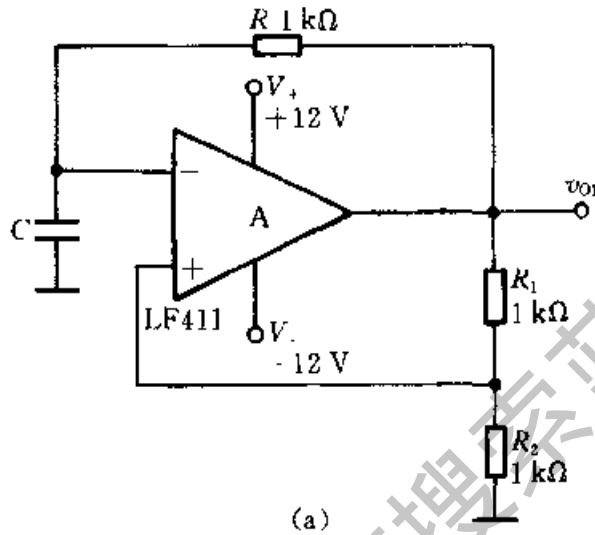


图 11.2.6 方波发生器

(a) 原理图 (b) $C=1\mu\text{F}$ 时 v_{O1} 的波形 (c) $C=0.47\mu\text{F}$ 时 v_{O1} 的波形(2) 用瞬态分析观察 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形，从而判断此方案在原理上是

否可行。

图 11.2.5 框图中的积分器和低通滤波器用积分器运算模型 (INTEG) 和低通滤波器运算模型 (LOPASS) 代替, 加上方波产生电路得到图 11.2.7 所示电路。不断调整积分器和低通滤波器的有关参数, 观察 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形直到较合适为止。当积分器 IT 的比例系数 (GAIN) 取 1 000, 电容取 $0.47 \mu\text{F}$, 低通滤波器 LP 的上限频率设置为 980 Hz (方波的频率约为 980 Hz), 通带外衰减速率定为 80 dB/十倍频程 时, v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_{O3} 的波形如图 11.2.8a、b、c 所示。(LP 框图内的 980 Hz 为截止频率, 9.8 kHz 是 980 Hz 的十倍频率点, 80 dB 表示频率从 980 Hz 到 9.8 kHz 时, 增益衰减的分贝数, 1 dB 为通带内增益的纹波幅度。)

由波形看出, 此方案在原理上是可行的。

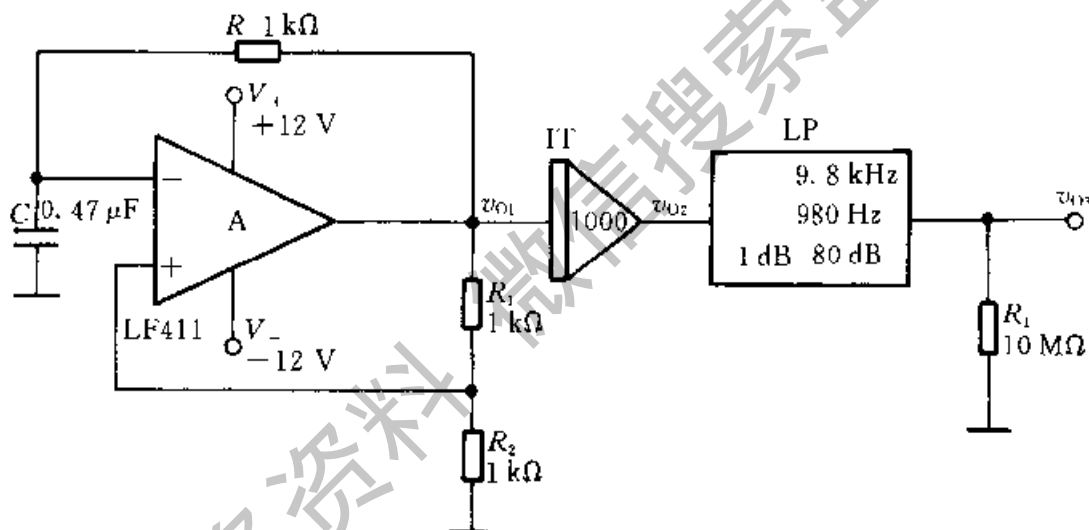


图 11.2.7 信号发生器原理图

(3) 对 v_{O3} 输出的正弦波再进行傅里叶分析, 进一步确定在保证 v_{O3} 总谐波失真系数小于 1% 时低通滤波器的阶数。

仿真得到总谐波失真系数为 $1.244 533\%$, 超过了 1% (分析到 10 次谐波)。

现将低通滤波器的带外衰减速率改为 100 dB/十倍频程 再仿真, 得到总谐波失真系数为 $0.879 521 2\%$, 满足要求。也就是说, 至少要采用五阶以上的低通滤波器才能满足要求, 如八阶巴特沃斯低通滤波器 MAX291^①。

^① MAX291 是美国 MAXIM 公司生产的开关电容滤波器, 截止频率可在 $0.1 \text{ Hz} \sim 25 \text{ kHz}$ 之间变化。

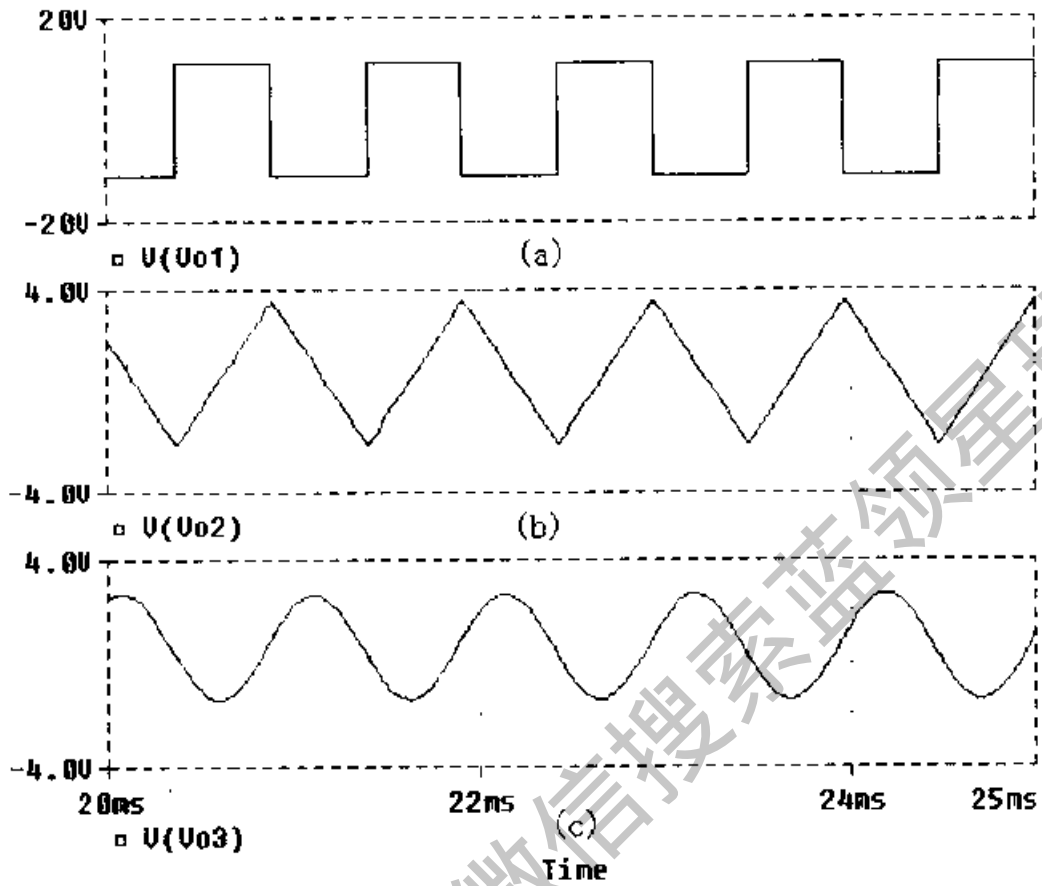


图 11-2-8 信号发生器各点输出波形

值得注意的是，当基波（方波）的频率上升时，低通滤波器的上限频率也要随之增加，否则将无法满足不同谐波失真的要求。

附录 PSPICE 程序简介

PSPICE 是由 SPICE 发展而来的用于微机系列的通用电路分析程序。SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) 是由美国加州大学伯克利分校于 1972 年开发的电路仿真程序。随后, 版本不断更新, 功能不断增强和完善。1988 年 SPICE 被定为美国国家工业标准。目前微机上广泛使用的 PSPICE^① 是由美国 MicroSim 公司开发并于 1984 年 1 月首次推出的。PSPICE 有工业版 (Production version) 和教学版 (Evaluation version) 之分, 本书介绍 1986 年 8 月推出的 PSPICE6.3 版本 (MicroSim Evaluation Version 6.3, 即教学版, 有时也称为学生版)。它能进行模拟电路分析、数字电路分析和模拟、数字混合电路分析。

PSPICE6.3 可以对众多元器件构成的电路进行仿真分析, 这些元器件以符号、模型和封装三种形式分别存放在扩展名为 slb、lib 和 plb 三种类型的库文件中。*.slb 库中的元器件符号用于绘制电路图; *.lib 库中的元器件模型用于电路仿真分析; *.plb 库中的元器件封装形式用于绘制印刷电路板的版图。在电路仿真分析中只用到前两个库。

I PSPICE6.3 运行环境

硬件环境: 486 以上的 IBMPC 机或兼容机, 8M 以上内存, 最好有 80M 以上硬盘剩余空间 (PSPICE6.3 完全安装将占用 63M 左右的空间), 标准键盘及 VGA 以上显示适配器, 鼠标、CD-ROM 驱动器 (用于安装 PSPICE)。

软件环境: Windows3.X、Windows95 或 WindowsNT3.51 以上。

① P——Popular 之字头。

II PSPICE 功能简介

PSPICE 6.3 可执行的主要分析功能如下:

1. 直流分析:包括电路的静态工作点分析;直流小信号传递函数值分析;直流扫描分析;直流小信号灵敏度分析。

在进行静态工作点分析时,电路中的电感全部短路,电容全部开路,分析结果包括电路每一节点的电压值和在此工作点下的有源器件模型参数值。这些结果以文本文件方式输出。

直流小信号传递函数值是电路在直流小信号下的输出变量与输入变量的比值,输入电阻和输出电阻也作为直流解析的一部分被计算出来。进行此项分析时,电路中不能有隔直电容。分析结果以文本方式输出。

直流扫描分析可作出各种直流转移特性曲线。输出变量可以是某节点电压或某节点电流,输入变量可以是独立电压源、独立电流源、温度、元器件模型参数和通用(Global)参数(在电路中用户可以自定义的参数)。

直流小信号灵敏度分析是分析电路各元器件参数变化时,对电路特性的影响程度。灵敏度分析结果以归一化的灵敏度值和相对灵敏度形式给出,并以文本方式输出。

2. 交流小信号分析:包括频率响应分析和噪声分析。PSPICE 进行交流分析前,先计算电路的静态工作点,决定电路中所有非线性器件的交流小信号模型参数,然后在用户所指定的频率范围内对电路进行仿真分析。

频率响应分析能够分析传递函数的幅频响应和相频响应,亦即可以得到电压增益、电流增益、互阻增益、互导增益、输入阻抗、输出阻抗的频率响应。分析结果均以曲线方式输出。

PSPICE 用于噪声分析时,可计算出每个频率点上的输出噪声电平以及等效的输入噪声电平。噪声电平都以噪声带宽的平方根进行归一化。它们的单位是 $V/Hz^{1/2}$ 。

3. 瞬态分析:即时域分析,包括电路对不同信号的瞬态响应,时域波形经过快速傅里叶变换(FFT)后,可得到频谱图。通过瞬态分析,也可以得到数字电路的时序波形。

另外,PSPICE 可以对电路的输出进行傅里叶分析,得到时域响应的傅里叶分量(直流分量、各次谐波分量、非线性谐波失真系数等)。这些结果以文本方式输出。

4. 蒙特卡罗(Monte Carlo)分析和最坏情况(Worst Case)分析:蒙特卡罗分析是分析电路元器件参数在它们各自的容差(容许误差)范围内,以

某种分布规律随机变化时电路特性的变化情况，这些特性包括直流、交流或瞬态特性。

最坏情况分析与蒙特卡罗分析都属于统计分析，所不同的是，蒙特卡罗分析是在同一次仿真分析中，参数按指定的统计规律同时发生随机变化；而最坏情况分析则是在最后一次分析时，使各个参数同时按容差范围内各自的最大变化量改变，以得到最坏情况下的电路特性。

III PSPICE 中的电路描述

在运行于 Windows 环境下的 PSPICE 中，均采用图形方式描述被仿真的电路。即在 PSPICE 提供的绘图编辑器中，画出电路图，并将其存为扩展名为 sch 的图形文件（计算机自动生成扩展名）。电路中用到的元器件、电源和信号源可从 PSPICE 提供的库中直接调用。

一个完整的电路，不仅包括电路的结构，而且还包含各元器件、信号源及电源的有关参数。电路的结构可以通过元器件符号以及它们之间的连线来描述；而参数则是在元件属性（Attributes）中描述的。描述一个元器件通常包括元器件符号名称、元器件在电路中的标号、元器件参数值等几部分内容。由于有源器件的参数较多，它们不直接在属性中给出，而是用专门的模型（Model）来描述，属性中只给出它的模型名称。仿真时，PSPICE 从模型库中调出该元器件的参数值进行仿真。下面对电路元件的描述作进一步的介绍。

1. 电阻、电容和电感

在符号库（*.slb）中分别用关键字 R、C 和 L 来标识电阻、电容和电感元件（PSPICE 中的元器件关键字见表 II.1 所示）。在电路中以关键字开头，后跟长度不超过 8 个字符的字母或数字作为它们的标号，例如 R2、Ce、L5。它们的参数在元件属性的 VALUE 项中定义，例如，VALUE=10k。另外，在 IC 项中还可以设置电容的初始电压和电感的初始电流。R、C 和 L 是不带模型的元件，因此，在做统计分析时必须将它们换成具有模型的元件，如 Rbreak、Cbreak 和 Lbreak 分别是带模型的电阻、电容和电感元件。

2. 有源器件

有源器件在符号库中的名称（NAME）通常以关键字开头，后跟长度不超过 8 个字符的字母或数字命名，如 Q2N2222 表示一种 NPN 型 BJT。74 系列的数字集成电路芯片以它们的型号作为元器件名称。

有源器件的参数均在它们的模型中描述。在 PSPICE 中是按器件类型

(DEVICE-TYPE) 来建立模型的, 这些类型如表 III.1 所示。同一类型的器件有相同的模型结构, 只是具体参数值有所不同。例如, Q2N2222 和 Q2N3904 均属 NPN 型 BJT。

表 III.1

| 序号 | 类型名称 | 描述关键词 | 元器件类型 |
|----|---------|-------|----------------|
| 1 | RES | R | 电阻器 |
| 2 | CAP | C | 电容器 |
| 3 | IND | L | 电感器 |
| 4 | D | D | 二极管 |
| 5 | NPN | Q | NPN BJT 三极管 |
| 6 | PNP | Q | PNP BJT 三极管 |
| 7 | LPNP | Q | 横向 PNP BJT 三极管 |
| 8 | NJF | J | N 沟道 JFET |
| 9 | PJF | J | P 沟道 JFET |
| 10 | NMOS | M | N 沟道 MOSFET |
| 11 | PMOS | M | P 沟道 MOSFET |
| 12 | GASFET | B | GaAsFET |
| 13 | CORE | K | 非线性磁芯 (变压器) |
| 14 | VSWITCH | S | 电压控制开关 |
| 15 | ISWITCH | W | 电流控制开关 |
| 16 | DINPUT | N | 数字输入器件 |
| 17 | DOUTPUT | O | 数字输出器件 |
| 18 | UIO | U | 数字输入、输出模型 |
| 19 | UGATE | U | 标准门 |
| 20 | UTGATE | U | 三态门 |
| 21 | UEFF | U | 边沿触发器 |
| 22 | UGFF | U | 门触发器 |
| 23 | UWDTH | U | 脉宽校验器 |
| 24 | USUHD | U | 复位和保持校验器 |
| 25 | UDLY | U | 数字延迟线 |

在模型库中, 有源器件的模型名称 (MODELNAME) 与符号库中器件名称的命名方法类似。符号库 (扩展名为 slb 的磁盘文件) 与模型库 (扩展名为

lib 的磁盘文件) 是通过模型名称建立联系的。例如, Q2N2222、Q2N2222-X。

电路仿真的精度主要由元器件所选用的模型和模型参数来决定。PSPICE 中选用了较精确的模型, 其模型参数也很多, 在多数情况下, 可以忽略其中许多参数。PSPICE 在分析时使用这些参数的缺省值 (default value 计算机自动给出的值, 也称为默认值)。表 III.2 中给出了几种器件常用的模型参数。

表 III.2 几种元器件常用的模型参数

| 元器件模型 | 参数名 | 定义 | 缺省值 | 单位 |
|--------|-------------|-------------------------|----------|-------------------|
| D | IS | 饱和电流 | 1E-14 | A |
| | RS | 寄生串联电阻 | 0 | Ω |
| | N | 发射系数 | 1 | |
| | CJO | 零偏 PN 结电容 | 0 | F |
| | VJ | 结电势 | 1 | V |
| | BV | 反向击穿电压 | ∞ | V |
| | IBV | 反向击穿电流 | 1E-10 | A |
| BJT | BF | 正向电流放大系数 | 100 | |
| | NF | 正向电流发射系数 | 1 | |
| | VAF | 正向 Early 电压 | ∞ | V |
| | BR | 反向电流放大系数 | 1 | |
| | NR | 反向电流发射系数 | 1 | |
| | VAR | 反向 Early 电压 | ∞ | V |
| | CJE | b-c 结零偏压电容 | 0 | F |
| | CJC | b-c 结零偏压电容 | 0 | F |
| | RB | 零偏压基极电阻 | 0 | Ω |
| | RE | 发射极电阻 | 0 | Ω |
| | RC | 集电极电阻 | 0 | Ω |
| | VJE | b-e 结内建电势 | 0.75 | V |
| MOSFET | VTO | 零偏压阈值电压 | 0 | V |
| | KP | 跨导系数 | 0.02 | mA/V ² |
| | CBD | 零偏压漏极-衬底结电容 | 0 | F |
| | CBS | 零偏压源极-衬底结电容 | 0 | F |
| | TOX | 氧化层厚度 | 1E-7 | m |
| | CGDO | 单位宽度的栅源覆盖电容 | 0 | F/m |
| | CGSO | 单位宽度的栅漏覆盖电容 | 0 | F/m |
| | CGBO | 单位长度的栅-衬底覆盖电容 | 0 | F/m |
| JFET | VTO | 夹断电压 | -2 | V |
| | BETA | 跨导系数 | 0.1 | mA/V ² |
| | LAMBDA | 沟道长度调制系数 | 0 | V ⁻¹ |
| | RD | 漏极电阻 | 0 | Ω |
| | RS | 源极电阻 | 0 | Ω |
| | CGS | 零偏压栅源电容 | 0 | F |
| | CGD | 零偏压栅漏电容 | 0 | F |
| | GaAs MESFET | VTO | 夹断电压 | -2.5 |
| BETA | | 跨导系数 | 0.1 | A/V ² |
| IS | | 栅 PN 结饱和电流(其他与 JFET 相同) | 1E-14 | A |

3. 信号源及电源

在电路描述中, 信号源和电源是必不可少的。实际上, 电源可以看作是一种特殊的信号源。在 PSPICE 中, 信号源被分为两类: 独立源和受控源。表 II.3 给出了几种主要独立源。在类型名前加 V 表示电压源, 加 I 表示电流源。受控源共分为四类, 如表 II.4 所示, 它们可用来描述等效电路。

表 II.3 几种主要的独立源

| 类型名 | 电源及信号源类型 | 应用场合 |
|-------|----------|----------------|
| DC | 固定直流源 | 直流电源、直流特性分析 |
| AC | 固定交流源 | 正弦稳态频率响应 |
| SIN | 正弦信号源 | 瞬态分析、正弦稳态频率响应 |
| PULSE | 脉冲源 | 瞬态分析 |
| PWL | 分段线性源 | 瞬态分析 |
| SRC | 简单源 | 可当作 AC、DC 或瞬态源 |

表 II.4 受控源

| 元器件描述关键词 | 受控源类型 |
|----------|---------|
| E | 电压控制电压源 |
| F | 电流控制电流源 |
| G | 电压控制电流源 |
| H | 电流控制电压源 |

信号源参数可在其属性中定义。例如, 脉冲源的初始电压 V1、脉冲电压 V2、延迟时间 TD、上升时间 TR、下降时间 TF、脉冲宽度 PW、周期 PER 等, 均可在其属性窗中赋值。

IV PSPICE6.3 集成环境

PSPICE6.3 版本含有两个集成环境, 一个是通用的电路仿真分析环境 MicroSim Eval6.3, 另一个是可编程数字逻辑器件分析设计环境 MicroSim PLSyn6.3 Evaluation。这里只介绍通用的电路仿真分析环境 MicroSim Eval6.3。该环境主要包括七个程序项, 各程序项的主要功能如表 IV.1 所示。

表 IV.1 各程序项的主要功能

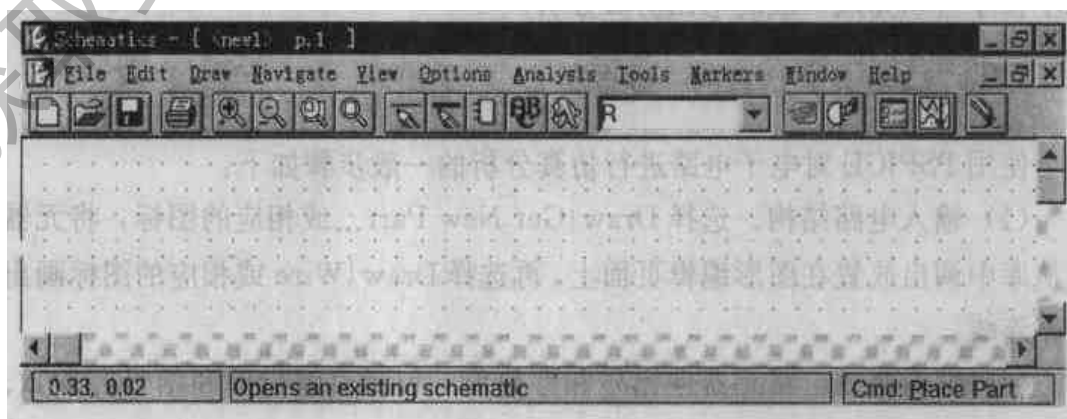
| 程序项 | 主要功能和作用 |
|------------|--|
| Schematics | PSPICE 的主程序项。电路仿真分析的全过程均可在此项中完成, 且在此项菜单中可以调用其他任何一个程序项。主要功能包括: 绘制编辑原理图, 确定和修改元器件模型参数, 分析类型设置, 调用 PSPICE 分析电路, 调用 Probe 显示打印分析结果等。 |

续表

| 程 序 项 | 主 要 功 能 和 作 用 |
|--------------------|--|
| PSPICE | PSPICE 的分析程序。完成对电路的仿真分析，以文本方式或扫描波形方式输出结果，并存入扩展名为 out (文本结果) 和 dat (波形数据) 的磁盘文件中。 |
| Probe | 输出波形的后处理程序 (也称探针显示器)。可以处理、显示、打印电路各节点和支路的多种波形 (频域、时域、FFT 频谱等)。 |
| Stimulus Editor | 信号源编辑器。用于编辑和修改各种信号源。 |
| Parts | 模型参数提取程序。Parts 程序可以根据产品手册所给出的电特性参数提取用于 PSPICE 分析的器件模型参数。器件模型包括：二极管、BJT、JFET、MOSFET、砷化镓场效应晶体管、运算放大器和电压比较器等。 |
| Pspice Optimizer | 电路设计优化程序。 |
| MicroSim PCBboards | 印刷电路板版图编辑。 |

1. PSPICE 的主程序项 Schematics

选择程序项 Schematics 进入主程序窗口，如图附 N.1 所示。窗口顶部第一行为窗口标题信息，显示当前程序项名称和所编辑的文件名称；第二行为主菜单栏，Schematics 的所有操作都可通过选择菜单中相应的栏目来完成；第三行为图标工具栏，每个图标代表菜单中一项最常用的操作，点中图标即可完成相应的操作，提高了操作效率；屏幕中间主要区域为原理图编辑区，也就是原理图页面，用户可以设置页面大小；窗口底部是辅助信息提示栏，显示当前光标位置、操作功能提示和操作命令。通过操作功能提示栏，用户可得知每一菜单项的功能。由于篇幅所限，这里不再列出各菜单项的功能。



图附 N.1 Schematics 主程序窗口

分析功能可通过菜单项 Analysis|Setup^① ...或相应的图标来设置。它们是:

AC Sweep, 交流分析设置。

DC Sweep, 直流分析设置。包括对信号源、温度、模型参数和通用参数的扫描分析。

Monte Carlo/Worst Case, 蒙特卡罗分析/最坏情况分析设置。

Bias Point Detail, 静态工作点分析输出选择开关。

Digital Setup, 数字电路分析选项设置。

Parametric, 参数分析设置。分析参数变化对电路特性的影响。

Sensitivity, 直流小信号灵敏度分析设置。

Temperature, 环境温度设置。

Transfer Function, 小信号传递函数值分析设置。

Transient, 瞬态分析设置。

菜单项 Analysis 是 Schematics 程序最主要的菜单项, 分析功能的设置和仿真的执行均在该菜单中, 读者对此应多加注意。

2. 波形后处理程序 Probe

Probe 是 PSPICE 对分析结果进行波形处理、显示和打印的有效工具, PSPICE 的所有波形输出的结果都要用 Probe 程序来观察及输出。Probe 程序窗口结构与 Schematics 窗口基本相同。有三种方法启动 Probe 程序: (1) 在 Schematics 中, Analysis|Probe Setup|Auto-run Option 设置为 Automatically...时, 选择 Analysis|Simulate 进行仿真分析后会自动调用 Probe 程序; (2) 在 Schematics 中, 选择 Analysis|Run Probe; (3) 在 Windows95 环境中直接选择 Probe 程序项。

Schematics、PSPICE 和 Probe 是 PSPICE6.3 中最常用的程序项, 利用这几个程序可以完成一般的电路仿真分析。

3. 使用 PSPICE 仿真的一般步骤

使用 PSPICE 对电子电路进行仿真分析的一般步骤如下:

(1) 输入电路结构。选择 Draw Get New Part...或相应的图标, 将元器件从库中调出放置在图形编辑页面上, 再选择 Draw|Wire 或相应的图标画出电路连线。

(2) 编辑修改电路元器件标号和参数值。包括直流电源和信号源参数。

^① 表示 Analysis 菜单中的 Setup 子菜单。

主要通过选择 Edit|Attributes...或相应的图标来完成。有些参数要通过 Edit|Model...来修改。

(3) 分析功能设置。根据不同的分析要求,选择 Analysis|Setup...设置不同的分析功能。

(4) 电路规则检查及生成电路网络表格。规则规定每个节点必须有一个到“地”的通路,每个元件至少有两个以上的连接点。该步在执行仿真时可自动完成。

(5) 执行仿真。选择 Analysis|Simulate 或相应的图标, PSPICE 开始进行电路连接规则检查和建立网络表格文件,然后自动调用 PSPICE 程序项进行仿真分析,分析过程能自动报错,分析结果存入文本文件 *.out 和波形数据文件 *.dat 中。如果有波形输出,就自动调用波形后处理程序 Probe。

(6) 仿真结果分析及输出。从输出的文本文件 *.out 和波形数据文件 *.dat (用 Probe 程序打开)中观察仿真结果,这些结果还可由打印机输出。

V PSPICE 中的有关规定

●数字

数字可以用整数,如 12, -5, 浮点数,如 2.3845, 5.98601; 整数或浮点数后面跟整数指数,如 $6E-14$, $3.743E+3$; 也可在整数或浮点数后面跟比例因子,如 10.18k。

●比例因子

为了使用方便, PSPICE 中规定了 10 种比例因子。它们用特殊符号表示不同的数量级。这 10 种比例因子为:

$T=1E+12$, $G=1E+9$, $MEG=1E+6$, $K=1E+3$, $MIL=25.4E-6$,
 $M=1E-3$, $U=1E-6$, $N=1E-9$, $P=1E-12$, $F=1E-15$ 或

$t=1E+12$, $g=1E+9$, $meg=1E+6$, $k=1E+3$, $mil=25.4E-6$, $m=$
 $1E-3$, $u=1E-6$, $n=1E-9$, $p=1E-12$, $f=1E-15$

PSPICE6.3 不区分大小写。

●单位

以工程单位米、千克和秒 (MKS) 为基本单位。由此得到的其他电学单位可省略。如 10, 10 V 表示同一电压数。1 000 Hz, 1 000, $1E+3$, 1 k, 1 kHz 都表示同一个频率值。同样, Ω 、A 等标准单位在描述时均可省略。

●分隔符

在 PSPICE6.3 的有关编辑窗中输入多个参数值或表达式时,数值之间或表达式之间用逗号或空格分开,多个空格等效于一个空格。

● 表达式编写规则

PSPICE6.3 中可以用表达式定义元器件参数值。如,电阻值为 $\{1k * (1 + P * Pcoeff/Pnom)\}$, 给定 $Pcoeff = -0.6$, $Pnom = 1.0$, P 从 0 变到 5 时, 可以分析电阻值按表达式的函数关系变化时电路的响应 (Global Parameter 分析)。注意: 参数值以变量或表达式出现时要用花括号 “{}” 括起来。

在波形后处理程序 Probe 中, 各种变量允许经过简单数学运算后输出显示。如, 在 Trace|Add 编辑窗中送入 $(V(Q1:c) - V(Q1:e)) * IC(Q1)$, 可以得到 BJT 的功耗曲线。可以使用的运算符有: “+”、“-”、“*”、“/”、“()”。还可进行下列函数运算 (字母大小写均可):

| | |
|----------|--|
| ABS(x) | x |
| SGN(x) | 符号函数 $\begin{cases} +1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$ |
| SQRT(x) | \sqrt{x} |
| EXP(x) | e^x |
| LOG(x) | $\ln x$ |
| LOG10(x) | $\log x$ |
| DB(x) | $20 \lg x $ |
| PWR(x,y) | $ x ^y$ |
| SIN(x) | $\sin x$ |
| COS(x) | $\cos x$ |
| TAN(x) | $\operatorname{tg} x$ |
| ATAN(x) | $\operatorname{arctg} x$ |
| D(x) | 变量 x 关于水平轴变量的导数 |
| S(x) | 变量 x 在水平轴变化范围内的积分 |
| AVG(x) | 变量 x 在水平轴变化范围内的平均值 |
| RMS(x) | 变量 x 在水平轴变化范围内的均方根平均值 |
| MIN(x) | x 的最小值 |
| MAX(x) | x 的最大值 |

以上算式中的 x 可以是电路变量 (节点电压、支路电压和电流), 也可以是复合变量。如绝对值函数 $ABS((V(Q1:c) - V(Q1:e)) * IC(Q1))$ 中, x 是由表达式 $(V(Q1:c) - V(Q1:e)) * IC(Q1)$ 构成的复合变量。

如果对单变量求导数和积分, 下面的形式是相同的:

$D(V(Q1:c))$ 和 $DV(Q1:c)$, $S(IC(Q3))$ 和 $SIC(Q3)$

另外, 如果波形数据文件 *.dat 中包含多次分析结果, 则可用 $V(x)@n$

只显示第 n 条电压曲线。用 $V(x)@2-V(x)@1$ 可以显示两条电压曲线的差值。

在交流分析时,可以在输出电压 V 或输出电流 I 后面增加一个附加项,如 $VP(Q1;c)$ 表示 $V(Q1;c)$ 的相位量。附加项含义如表 V.1 所示。(附加项大小写均可)

表 V.1 附加项含义

| 附加项 | 含义 |
|------|--|
| (不加) | 幅值量 |
| M | 幅值量 |
| DB | 幅值分贝数,等同于 $DB(x)$ |
| P | 相位量 |
| G | 群延迟量 ($d\text{ PHASE}/dF$), 即相位对频率的偏导数 |
| R | 实部 |
| I | 虚部 |

VI PSPICE6.3 教学版中的主要元器件

表 VI.1 列出了 PSPICE6.3 教学版提供的一些主要的模拟器件。

表 VI.1 PSPICE6.3 教学版中的模拟器件

| 名称 | 类型 | 名称 | 类型 |
|----------|-----------|------------|-----------------|
| D1N750 | 稳压二极管 | J2N3819 | N 沟道 JFET |
| MV2201 | 压变电容二极管 | J2N4393 | N 沟道 JFET |
| D1N4002 | 功率二极管 | IXGH40N60 | N 沟道 IGBT |
| D1N4148 | 开关二极管 | LM324 | 线性运算放大器 |
| MBD101 | 开关二极管 | LF411 | JFET 输入级线性运算放大器 |
| Q2N2222 | NPN 型 BJT | $\mu A741$ | 线性运算放大器 |
| Q2N2907A | PNP 型 BJT | LM111 | 线性运算放大器 |
| Q2N3904 | NPN 型 BJT | IRF150 | N 型功率 MOSFET |
| Q2N3906 | PNP 型 BJT | IRF9140 | P 型功率 MOSFET |

参 考 文 献

- 1 Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. Microelectronic Circuits. 3rd ed. CBS College Publishing, New York. 1990
- 2 Mark N. Horenstein. Microelectronic Circuits and Devices. 2nd ed. ,Prentice-Hall Inc, New Jersey. 1996
- 3 Jacob Millman and Arvin Grabel. Microelectronics. 2nd ed. ,McGraw-Hill Book Company, New York. 1987
- 4 P. R. Gray and R. G. Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 3rd John Wiley & Sons, New York. 1993
- 5 Pual Horowitz and Winfield Hill, The Art of Electronics. 2nd ed. Cambridge University Press, 1989
- 6 Robert B. Northrop, Analog Electronic Circuits. Addison-Wesely Publishing Company, New York. 1990
- 7 Rayender Goyal. High-frepuency Analog Integreted Circuit Design. John Wiley & Sons. Inc, New York. 1995
- 8 U. Tietze Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Zehnte Auflage, Springer-Verlag, Berlin. 1993
- 9 清华大学电子学教研组编,童诗白主编. 模拟电子技术基础. 第2版. 北京:高等教育出版社, 1988
- 10 西安交通大学电子学教研室编,沈尚贤主编. 电子技术导论,下册. 北京:高等教育出版社, 1986
- 11 浙江大学电子学教研室编,邓汉馨、郑家龙主编. 模拟电子技术基本教程. 北京:高等教育出版社, 1986
- 12 王远主编. 模拟电子技术. 北京:机械工业出版社, 1994
- 13 衣承斌,刘京南编. 模拟集成电子技术基础. 南京:东南大学出版社, 1994
- 14 邱关源主编. 电路. 第3版上、下册. 北京:高等教育出版社, 1988
- 15 郑君里,杨为理,应启珩编. 信号与系统. 北京:人民教育出版社, 1981

- 16 全国电子技术基础课程教学指导小组编,童诗白,何金茂主编.电子技术基础试题汇编(模拟部分).北京:高等教育出版社,1992
- 17 姚立真编.通用电路模拟技术及软件应用 SPICE 和 PSPICE.北京:电子工业出版社,1994

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

索引(汉英对照)

二 画

二极管(Diode) 39
 点接触型(point contact type)~
 39
 面结型(junction type)~ 39
 ~ $V-I$ 特性($V-I$ characteristics)
 36
 ~方程式(equation) 36
 ~参数(parameters) 41~43
 ~直流电阻(direct current resistance) 230
 ~微变电阻(incremental resistance) 46
 ~反向峰值电压(reverse peak voltage) 41
 ~势垒电容(barrier capacitance)
 41
 ~扩散电容(diffusion capacitance)
 42
 齐纳(Zener)~ 53~55
 变容(varactor)~ 55
 发光(light-emitting)~ 57,58
 光电(photo)~ 56,57
 激光(laser)~ 58
 ~正向 $V-I$ 特性模型(model of for-

ward $V-I$ characteristic) 45
 ~理想模型(ideal model) 45,46
 ~恒压降模型(constant voltage drop model) 45,46
 ~折线模型(piecewise model)
 45~47
 ~小信号模型(small signal model)
 46,47

三 画

三极管(Bipolar Junction Transistor, BJT) 67
 ~结构(construction) 68
 ~特性曲线(characteristics) 74~76
 ~参数(parameters) 76~81
 ~放大区(active region) 91
 ~基极体电阻(r_{bW})(base-spreading resistance) 97,120
 ~偏置电路(biasing circuits) 82, 83,103
 ~击穿电压(breakdown voltage) 80
 ~截止区(cutoff region) 91
 ~饱和区(saturation region) 91
 ~共基组态(common-base configu-

- ration) 72,111~113
- ~共射组态(common-emitter configuration) 73,82~85
- ~互补对称(complementary symmetry) 200~208
- ~电流增益(current gain) 14
- ~图解分析(graphical analysis) 85~92
- ~混合参数小信号模型(hybrid small signal model) 94~97
- ~混合II型模型(hybrid II model) 119,120
- ~结电压值(junction voltage values) 70
- 横向PNP(lateral PNP)~ 248
- ~极限参数(定额)(ratings) 79
- 多集电极(Multiple collector)~ 248,249
- 三角波发生器(Triangle-wave generator) 424~428
- 小信号模型(Small signal model) 93~96
- 四 画**
- 反向偏置(Reverse bias) 33~36
- 反向饱和电流(Reverse saturation current) 78
- 二极管(diode)~ 36
- 三极管(transistor)~ 71
- 反馈放大电路(Feedback amplifiers)
- 电压串联(voltage-series)~ 278~281
- 电压并联(voltage-shunt)~ 283~285
- 电流串联(current-series)~ 285, 286
- 电流并联(current-shunt)~ 281
- ~方框图(block diagram) 286, 287
- ~基本放大器(basic amplifier) 287
- ~反馈网络(feedback network) 287
- ~比较电路(comparator circuit) 287
- ~基本方程式(basic equation) 287
- ~开环增益(open-loop gain) 287
- ~闭环增益(closed-loop gain) 287
- ~环路增益(loop gain) 288
- ~反馈深度(desensitivity) 288
- ~频率响应(frequency response) 293,308
- ~非线性失真(nonlinear distortion) 290
- ~抑制噪声(reduction of noise) 259~262,291
- ~输入电阻(input resistance) 294
- ~输出电阻(output resistance) 294
- ~分析方法(method of analysis) 296
- ~稳定性(stability) 306
- ~波特图(Bode plot) 308,309
- ~增益裕度(gain margin) 307, 308
- ~相位裕度(phase margin) 307, 308
- ~频率补偿(frequency compensation) 310,312
- 比较器(Comparator) 394,415~419,424~429
- 开环(open loop)~ 415,426
- 互导(Mutual conductance) 163, 164,178

三极管(transistor)~ 121
 场效应管(field effect transistor)~
 163,164
 互补对称功率放大器(Complementary
 symmetry power amplifier) 197,
 205
 互补型复合管(Complementary Dar-
 lington circuit) 111
 方波发生器(Square wave generator)
 394,415,421~429
 开启电压(Threshold voltage) 170
 开关电容滤波器(Switched-capacitor
 filter) 369~374
 中心角频率(Central angular frequen-
 cy) 361
 分贝(Decibel, dB) 17,117,119,353

五 画

电子系统(Electronic system) 1~4
 电子电荷(Electron charge) 36
 电源(Power supply) 443~478
 电压跟随器(Voltage follower) 108
 电流跟随器(Current follower) 113
 电容(Capacitance)
 势垒(barrier)~ 41
 扩散(diffusion)~ 42
 接线(wiring)~ 116
 米勒(Miller)~ 124,125
 输入(input)~ 116
 负载(load)~ 152
 失真(Distorsion)
 幅度(amplitude)~ 19
 相位(phase)~ 19
 非线性(nonlinear)~ 22
 交越(crossover)~ 206,207
 功率放大电路(Power amplifier)
 甲类(class A)~ 198
 乙类(class B)~ 199,200

甲乙类(class AB)~ 199,205,206
 OCL(output capacitorless)~ 200
 OTL(output transformerless)~
 207
 互补对称(complementary symme-
 try)~ 197~210
 变压器耦合(transformer-coupled)
 ~ 202,223
 推挽式(push pull)~ 200
 集成(integrated)~ 210
 ~阻抗匹配(impedance matching)
 202
 ~效率(efficiency) 198,203
 功率管(Power transistor) 204
 ~散热器(heat sink) 212~214
 ~二次击穿(second breakdown)
 215,216
 VMOS~ 216~218

对数放大器(Logarithmic amplifier)
 341,342
 平顶降落(Tilt) 137
 半导体(Semiconductor)
 ~二极管(见二极管) 26
 ~三极管(见三极管) 67
 正向偏置(Forward bias) 33
 四象限乘法器(Quarter-square multi-
 plier) 343~346
 去耦合电路(Decoupling circuit) 264

六 画

共价键(Covalent bond) 27
 共模信号(Common-mode signal)
 232
 共模抑制比(Common-mode rejection
 ratio) 236
 有源滤波电路(Active filter) 329,
 350,369
 有源负载(Active load) 230

- 多级放大电路(Multistage amplifier)
133, 242
RC 耦合(RC-coupled)~ 133
直接耦合(direct-coupled)~ 242
- 负载线(Load line) 87
直流(direct current, DC)~ 87
交流(alternating current, AC)~ 89
- 交流通路(AC path) 89
齐纳击穿(Zener breakdown) 53
齐纳(稳压)二极管(见二极管) 53
齐纳二极管稳压器(Zener voltage regulator) 53
夹断电压(Pinch off voltage) 159, 162
束缚电子(Bonded electron) 28
自由电子(Free electron) 28
自举电路(Bootstrap circuit) 209
压控电压源(Voltage-controlled voltage source) 356~359
- 七 画
- 环路增益(Loop gain) 288
补偿(Compensation)
频率(frequency)~ 310
场效应管(Field effect transistor, FET)~ 155
结型(Junction type, JFET)~ 155~165
MOS 型(metal-oxide-semiconductor type, MOSFET)~ 155, 168~172
砷化镓场效应管(Gallium Arsenide MESFET) 165~167
~参数(parameters) 162
~夹断电压(pinch off voltage) 159, 162~164
~开启电压(threshold voltage) 164, 170
~共源组态(common source configuration) 179, 180, 183, 184
~共漏组态(common drain configuration) 181, 183, 184
~共栅组态(common gate configuration) 183, 184
- 运算放大器(Operational amplifier)
集成(integrated)~ 242
通用型(popular type)~ 246~249
专用型(special type)~ 253~256
~参数(parameters) 249~253
~开环电压增益(open loop voltage gain) 251
~频率响应(frequency response) 251
~单位增益带宽(unit gain bandwidth) 252
~偏置电流(bias current) 250
~失调电流与失调电压(offset currents and voltages) 249, 250
~共模抑制比(common mode rejection ratio) 236
~输入电阻(input resistance) 238
~输出电阻(output resistance) 238
~转换速率(slew rate) 252, 253
~虚短(virtual short circuit) 329
~虚地(virtual ground) 330
同相(noninverting)~ 375
反相(inverting)~ 330
~加法器(adder) 330
~减法器(subtractor) 330~332
~积分器(integrator) 333
~微分器(differentiator) 334
理想(ideal)~ 253
阻带(Band-reject) 351
迟滞比较器(Comparator with hys-

teresis) 418~421

八 画

波特图(Bode plot) 18,117~119
 势垒(Barrier) 33
 受主杂质(Acceptor impurities) 30
 空穴(Hole) 27
 金属-氧化物-半导体场效应管(见场效应管) 155,168~172
 放大电路(Amplifier)
 电压(voltage)~ 11
 差分式(differential)~ 231
 功率(power)~ 197
 共射单级(common emitter single stage)~ 82
 串接(cascade)~ 186
 ~频率响应(frequency response) 116
 ~瞬态响应(transient response) 135
 直流(Direct current)
 ~负载线(load line) 86,87
 ~通路(path) 113
 单边带信号(Single-band signal) 349
 空间电荷区(Space charge region) 33

九 画

施主杂质(Donor impurities) 29
 玻耳兹曼常数(Boltzmann constant) 36
 恒流源(Constant current source) 228~231
 复合管(达林顿)电路(Darlington circuit) 111
 品质因数(Quality factor) 356,403, 411~413
 相位裕度(Phase margin) 307

信号(Signal) 4~7
 ~频谱(frequency spectrum) 6

十 画

耗尽区(Depletion region) 157
 耗尽型场效应管(Depletion type FET) 168
 射极输出器(Emitter follower) 107
 热噪声(Thermal noise) 259~261
 热阻(Thermal resistance) 212~214
 通频带(Pass band) 19
 特征角频率(Characteristic angular frequency) 353~361
 效率(Efficiency) 198,203
 积分电路(Integrator) 333,334
 振荡电路(Oscillator)
 正弦波(sinusoidal)~ 394
 RC~ 396
 LC~ 397
 桥式(文氏电桥)(Wien bridge)~ 396
 移相式(phase shift)~ 396
 双T(twin-T)RC~ 396
 科皮兹(Colpitts)~ 410
 哈特莱(Hartley)~ 408
 晶体(crystal)~ 411
 变压器耦合(transformer-coupled)LC~ 405
 调制(Modulation) 348
 幅度(amplitude)~ 348
 脉冲宽度(pulse width)~ 466
 载波(Carrier frequency) 348

十一 画

接触电位差(Contact potential difference) 32
 接线电容(见电容)
 雪崩击穿(Avalanche breakdown)

37
 基区宽度调制效应(Base-width modulating effect) 75
 偏置电路(见三极管) 177
 固定(fixed)~ 83
 自(self)~ 177
 ~稳定(stability) 177
 模拟集成电路(analog ICs)~
 246~248
 场效应管(FET)~ 155
 混合参数(H参数)(Hybrid parameter) 93
 混合 Π 型等效电路(见三极管) 93
 密勒效应(Miller effect) 125,237
 密勒电容(Miller capacitance) 125
 推挽功率放大电路(见功率放大电路) 200
 幅度调制(Amplitude modulation) 348
 检波(Detection) 349
 陷波(Wave notch) 362

十二画

集成功率放大器(见功率放大器)

十三画

频率(Frequency)
 上限(high 3-dB)~ 19
 下限(low 3-dB)~ 19
 共发射极截止(common-emitter cutoff)~ 123
 共基极截止(common-base cutoff)~ 124
 特征(characteristic)~ 123
 微电流源(Micro-current source) 229
 微分电路(Differentiator) 334,335
 滤波电路(Filter) 350,446,450

电容(capacitance)~ 447
 电感(inductance)~ 449
 有源(active)~ 350~352
 高通(high-pass)~ 351,352
 低通(low-pass)~ 351,352
 带通(bandpass)~ 351
 带阻(band-reject)~ 351,352
 巴特沃恩(Butterworth)~ 357,365~367
 切比雪夫(Chebyshev)~ 366
 贝塞尔(Bessel)~ 366
 开关电容(switched capacitor)~ 369
 解调(Demodulation) 349
 锯齿波电压发生器(Saw-tooth wave voltage generator) 424
 锯齿波电流发生器(Saw-tooth wave current generator) 424

十四画

漂移(Drift) 233
 温度(temperature)~ 233
 截止频率(Cutoff frequency)~
 共发射极(common emitter)~ 123
 共基极(common base)~ 124
 稳定性(稳定度)(Stability) 306
 负反馈放大器(negative feedback amplifier)~ 306~310
 稳压管(见二极管) 53
 稳压电源(Regulated Power supply) 443~478
 并联式(parallel type)~ 54,55
 串联反馈式(series feedback type)~ 451~463
 开关式(switch type)~ 463~467
 直流变换式(DC converter)~ 468
 ~限流式保护(current limiting pro-

tection) 457,458
 ~ 减流式保护 (foldback current limiting protection) 457,458
 模拟乘法器 (Analog multiplier) 343~346

十 五 画

增益 (Gain)

电压 (voltage) ~ 12
 电流 (current) ~ 14
 互阻 (transresistance) ~ 15
 互导 (transconductance) ~ 15
 ~ 带宽积 (band-width product) 127
 ~ 裕度 (margin) 307
 横向 PNP 三极管 (见三极管) 248

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

部分习题答案

第 1 章

1.1.3 (1) $5\cos(2 \times 10^4 \pi t)$ (V)

(2) $\sqrt{2} \times 200\cos(100\pi t)$ (V)

(3) $0.05\cos(2\,000\pi t)$ (V)

(4) $0.125\cos(1\,000t)$ (V)

1.2.1 $A_V=200$, 46dB; $A_I=100$, 40dB; $A_P=2 \times 10^4$, 43dB

1.2.3 $R_o=100\Omega$

1.2.4 $R_o=1\text{ k}\Omega$, $A_V=800$, 58dB; $A_I=2\,000$, 66dB; $A_P=1.6 \times 10^6$, 62dB

1.2.6 $R_i=R_1/(1+\beta)$

第 2 章

2.1.1 约为 0.34V

2.4.1 (1) $I_D=8.6\text{ mA}$; $V_O=1.4\text{ V}$; (2) $\pm 6\text{ mV}$

2.4.2 (1) $I_D=7.9\text{ mA}$; $V_O=2.1\text{ V}$; (3) $\pm 13\text{ mV}$

2.4.3 (a) $V_{AO}=-6\text{ V}$; (b) $V_{AO}=-12\text{ V}$; (c) $V_{AO}=0\text{ V}$; (d) $V_{AO}=-6\text{ V}$

2.5.4 (1) $P_Z = \left(\frac{V_1 - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_L} \right) V_Z$; $R_L = \infty$ 时, $P_{ZM} = \left(\frac{V_1 - V_Z}{R} \right) V_Z$; 当 $I_Z = I_{ZM}$ 时,

$P_Z = P_{ZM}$; (2) $P_L = I_O V_O = V_Z^2 / R_L$; (3) $P_R = I_R (V_1 - V_Z) = (V_1 - V_Z)^2 / R$

PS 2.1 0.34 V

PS 2.2 最大电流与最小电流之比约为 62.56

第 3 章

3.1.1 A-c、B-e、C-b; PNP 管

3.1.2 A-c、B-b、C-e; NPN 管; $\beta=50$

3.1.3 选 $\beta=50$ 、 $I_{CEO}=10\text{ }\mu\text{A}$ 的管子

3.1.4 $I_C \leq 15\text{ mA}$; 电压为 30 V

3.2.1 (a) 无, (b) 有, (c) 无, (d) 无

3.2.2 S→A: 饱和区; $I_C=3\text{ mA}$

S→B: 放大区; $I_C=1.92\text{ mA}$

S→C: 截止区; $I_C\approx 0$

3.3.1 $\beta=200$; $V_{CES}\approx 0.8\text{ V}$

3.3.2 (a) 放大区; (b) 放大区; (c) 饱和区; (d) 截止区; (e) 饱和区

3.3.3 $I_C=4\text{ mA}$, $V_{CE}=9\text{ V}$

3.3.4 $I_B=0.03\text{ mA}$, $I_C=6\text{ mA}$, $V_{CE}=6\text{ V}$

3.3.5 $I_B=0.125\text{ mA}$, $I_C=25\text{ mA}$, $V_{CE}=1\text{ V}$

3.3.6 (1) $V_{CC}=6\text{ V}$, $I_B=20\text{ }\mu\text{A}$, $I_C=1\text{ mA}$, $V_{CE}=3\text{ V}$

(2) $R_b=300\text{ k}\Omega$, $R_c=3\text{ k}\Omega$

(3) $V_{om}=1.5\text{ V}$

(4) $i_{bm}=20\text{ }\mu\text{A}$

3.3.7 设BJT为硅管, 在放大区时应有 $|v_{CE}|\geq 1\text{ V}$, $|v_{BE}|=0.7\text{ V}$, 故应该使 $v_B=v_E-0.7\text{ V}$, 其中 $v_E\geq -2.67\text{ V}$.

3.3.8 因为 $\beta=100\gg 1$, 故有 $i_E\approx i_C$ 依题意 $R_c\approx 0.83R_e$

3.4.2 (1) $I_B=40\text{ }\mu\text{A}$, $I_C=2\text{ mA}$, $V_{CE}=4\text{ V}$

(3) $r_{be}=863\text{ }\Omega$

(4) $\dot{A}_v\approx -116$, $\dot{A}_{v_s}\approx -73$

3.4.3 $R_b\approx 240\text{ k}\Omega$, $R_c\approx 3.75\text{ k}\Omega$, $V_{CE}=8.25\text{ V}$

3.4.4 (1) $I_B\approx 40\text{ }\mu\text{A}$, $I_C=4\text{ mA}$, $V_{CE}=-4\text{ V}$

(3) $\dot{A}_v\approx -155.6$, $R_i\approx 0.86\text{ k}\Omega$, $R_o\approx 2\text{ k}\Omega$

(4) 截止失真; 减小 R_b

3.4.5 (1) $I_C=\beta I_B\approx \beta \frac{V_{CC}}{R_1}$, $V_{CE}=V_{CC}-I_C(R_2+R_3)$

(2) $\dot{A}_v=-\beta(R_2\parallel R_L)/r_{be}$, $R_i=R_1\parallel r_{be}$, $R_o\approx R_2$

(3) 使 $|\dot{A}_v|$ 增加, R_c 增大

3.5.1 (1) $I_B\approx 15\text{ }\mu\text{A}$, $I_C=0.9\text{ mA}$, $V_{CE}=5.88\text{ V}$

(2) $\beta=75$, $V_{BE}=0.6\text{ V}$, $I_B=15.2\text{ }\mu\text{A}$, $I_C=1.14\text{ mA}$, $V_{CE}\approx 4.25\text{ V}$

(3) $I_B\approx 15\text{ }\mu\text{A}$, $I_C\approx 1.73\text{ mA}$, $V_{CE}=0.24\text{ V}$, BJT 进入饱和区

3.5.2 图 (a) 能, 图 (b) 不能

3.5.3 (1) $I_C=1.65\text{ mA}$, $I_B=28\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CE}=7.8\text{ V}$

(2) $r_{be}\approx 1.2\text{ k}\Omega$

(3) $\dot{A}_v\approx -100$

(4) $V_{om}\approx 3.3\text{ V}$

(5) $R_{b1}\approx 38.2\text{ k}\Omega$

3.5.4 (1) $I_C=1.8\text{ mA}$, $I_B=18\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CE}=2.8\text{ V}$

(2) $\dot{A}_{v1} \approx -0.79$, $\dot{A}_{v2} \approx 0.8$

(3) $R_i \approx 8.2 \text{ k}\Omega$

(4) $R_{o1} \approx 2 \text{ k}\Omega$, $R_{o2} \approx 31 \Omega$

3.5.5 (1) $R_c = 14.3 \text{ k}\Omega$

(2) $R_c = 10 \text{ k}\Omega$

(3) $\dot{A}_{v_s} \approx -100$

3.6.1 共集电极组态; v_o 波形错

3.6.2 (1) $I_B \approx 23 \mu\text{A}$, $I_C = 1.15 \text{ mA}$, $V_{CE} = -6.13 \text{ V}$

(2) $\dot{A}_V \approx 0.99$, $R_i \approx 87.3 \text{ k}\Omega$, $R_o \approx 36 \Omega$

(3) $V_o \approx 197 \text{ mV}$

3.6.3 $\dot{A}_V \approx 268$, $R_i \approx 28 \Omega$, $R_o \approx 7.5 \text{ k}\Omega$

3.6.4 ① $\dot{A}_V = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_c}$, $R_i = r_{be} + (1 + \beta)R_c$, $R_o \approx R_c$

② $\dot{A}_V = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_c}$, $R_i = R_c + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$, $R_o \approx R_c$

③ $\dot{A}_V = \frac{(1 + \beta)R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_c}$, $R_i = r_{be} + (1 + \beta)R_c$, $R_o = R_c \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$, 能, 将 v_{s1} 接“-”端, v_{s2} 接“+”端

3.6.5 (1) $V_B = -0.1 \text{ V}$, $V_E = -0.8 \text{ V}$, $V_C = 2 \text{ V}$

(2) $r_{be} \approx 2.83 \text{ k}\Omega$

(3) $\dot{A}_{v_s} \approx -28.42$

(4) $\dot{A}_{v_s} \approx 19.47$

(5) $\dot{A}_{v_s} \approx 0.08$

3.7.1 (1) $|\dot{A}_{VM}| = 1000$, $f_L = 100 \text{ Hz}$, $f_H = 100 \text{ MHz}$

(2) $|\dot{A}_V| = 57 \text{ dB}$

3.7.2 $f_H = 100 \text{ kHz}$, $f_L = 10 \text{ Hz}$, $A_{VM} (\text{dB}) = 40 \text{ dB}$, 相位差为 0°

3.7.3 波特图略

$|\dot{A}_{VM}| = 10$, $f_L = 10 \text{ Hz}$, $f_H = 1 \text{ MHz}$; $|\dot{A}| = 1$ 时, f 为 0.1 Hz 或 10 MHz

3.7.4 (1) 不会失真, $V_{om} = 1 \text{ V}$, 相位差为 -180°

(2) 此时 $f = f_H$, 不会失真, $V_{om} = 2.83 \text{ V}$, 相位差为 -225°

(3) 此时 $f = 100 \text{ kHz}$, 超出通带, 但输出波形仍不会失真

3.7.5 (1) $f_L = 392 \text{ Hz}$

(2) $V_{om} = 818 \text{ mV}$, 相位差为 -135°

3.7.6 $g_m \approx 57.69 \text{ mS}$, $r_{be} = 866.7 \Omega$, $r_{bc} = 233.3 \Omega$,

$C_{bc} = 92 \text{ pF}$, $f_\beta = 2 \text{ MHz}$

3.7.7 (a) $f_H \approx 3.13 \text{ MHz}$

(b) 中频电压增益变化约 1.42 倍

上限频率变化约 0.78 倍

增益-带宽积变化约 1.11 倍

3.7.8 (1) $R_i \approx 5.55 \text{ k}\Omega$

(2) $|\dot{A}_{vM}| \approx 30.64$

(3) $f_H \approx 1.72 \text{ MHz}$

3.7.9 $f_L \approx 143 \text{ Hz}$

3.8.1 $f_H = 80 \text{ MHz}$ 时 $t_r = 0.0044 \mu\text{s}$

$f_H = 10 \text{ MHz}$ 时 $t_r = 0.035 \mu\text{s}$

$f_H = 1 \text{ MHz}$ 时 $t_r = 0.35 \mu\text{s}$

波形略

3.8.2 (1) 平顶降落为 4.16%

(2) $f_{\text{min}} = 416 \text{ Hz}$

第 4 章

4.3.1 图 a: N 沟道耗尽型, $V_P = -3 \text{ V}$; 图 b: P 沟道耗尽型, $V_P = 2 \text{ V}$; 图 c: P 沟道增强型, $V_T = -4 \text{ V}$

4.3.3 (1) 增强型; (2) P 沟道; (3) $V_T = -4 \text{ V}$

4.3.4 图 a: P 沟道, JFET; 图 b: N 沟道, 耗尽型 MOSFET; 图 c: P 沟道, 耗尽型 MOSFET; 图 d: N 沟道, 增强型 MOSFET

4.4.2 (1) 用图解法得 $V_{GSQ} \approx -0.35 \text{ V}$, $I_{DQ} \approx 0.22 \text{ mA}$, $V_{DSQ} \approx 9.5 \text{ V}$; (2) 用计算法得 $I_{DQ} \approx 0.22 \text{ mA}$, $V_{GSQ} \approx -0.33 \text{ V}$, $V_{DSQ} \approx 9.2 \text{ V}$

4.4.3 (1) $I_{DQ} = 1 \text{ mA}$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$; (2) $R_{2\text{max}} = 6 \text{ k}\Omega$; (3) $\dot{A}_{vM} \approx -1.1$ (忽略 R_g 影响), $R_o \approx R_d = 10 \text{ k}\Omega$

4.4.4 (2) $\dot{A}_v \approx -3.3$; (3) $R_i = 2.075 \text{ k}\Omega$

4.4.5 (1) $\dot{A}_v \approx 0.92$; (2) $R_i = 2.075 \text{ k}\Omega$; (3) $R_o \approx 1.02 \text{ k}\Omega$

4.5.1 $\dot{A}_v \approx 0.89$, $R_i \approx 5.1 \text{ M}\Omega$

4.5.4 T_1 ——共漏, T_2 ——共射, $\dot{A}_{v1} \approx \frac{g_m r_{be}}{1 + g_m r_{be}}$, $\dot{A}_{v2} \approx \frac{-\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$,

$$\dot{A}_v \approx \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2}, R_i \approx R_g, R_o \approx R_c$$

PS 4.1 (1) $I_D = 1.02 \text{ mA}$, $V_{GS} = -1.09 \text{ V}$, $V_{DS} = 7.73 \text{ V}$;

(3) $\dot{A}_v = -4.603$, $R_i \approx 2.014 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 9.957 \text{ k}\Omega$;

(4) $f_H = 10.467 \text{ MHz}$, $f_L = 1.456 \text{ Hz}$

PS 4.2 (1) $I_D = 0.299 \text{ mA}$, $V_{GS} = -2.52 \text{ V}$, $V_{DS} = 7.72 \text{ V}$;

(3) $BW = 13 \text{ MHz}$, $\dot{A}_v = -20.331 \text{ dB}$, $R_i \approx 5.1204 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 29.736 \text{ k}\Omega$

PS 4.3 (1) $I_D = 0.313 \text{ mA}$, $V_{GS} = -2.52 \text{ V}$, $V_{DS} = 10.05 \text{ V}$;

(3) $\dot{A}_v = -20.935 \text{ dB}$, $R_i \approx 5.1034 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 19.833 \text{ k}\Omega$

第5章

- 5.2.1 (1) $P_{om} \approx 2.07 \text{ W}$; (2) $R_b \approx 1\,570 \Omega$;
(3) $\eta \approx 24\%$
- 5.2.2 (1) $P_{om} = 4.5 \text{ W}$; (2) $P_{CM} \geq 0.9 \text{ W}$;
(3) $|V_{(BR)CEO}| \geq 24 \text{ V}$
- 5.2.3 (1) $V_{CC} \geq 12 \text{ V}$; (2) $I_{CM} \geq 1.5 \text{ A}$, $|V_{(BR)CEO}| \geq 24 \text{ V}$
(3) $P_V \approx 11.46 \text{ W}$; (4) $P_{CM} \geq 1.8 \text{ W}$; (5) $V_i \approx 8.49 \text{ V}$
- 5.2.4 (1) $P_o = 12.25 \text{ W}$, $P_{T1} = P_{T2} = 5.02 \text{ W}$, $P_V = 22.29 \text{ W}$, $\eta \approx 54.96\%$;
(2) $P_o = 25 \text{ W}$, $P_T = 2P_{T1} \approx 6.85 \text{ W}$, $P_V = 31.85 \text{ W}$, $\eta \approx 78.5\%$
- 5.3.1 $V_{CC} \geq 24 \text{ V}$
- 5.3.2 $P_{om} = 2.25 \text{ W}$
- 5.3.3 (1) $V_{C2} = 6 \text{ V}$, 调整 R_1 或 R_3 ; (2) 增大 R_2 ;
(3) $P_{T1} = P_{T2} = 1\,156 \text{ mW} \gg P_{CM}$, 会烧坏功放管
- 5.3.4 (1) $P_o = 3.54 \text{ W}$; (2) $P_V \approx 5 \text{ W}$
- 5.3.5 $P_o = 16 \text{ W}$, $P_V = 21.6 \text{ W}$, $P_T = 5.6 \text{ W}$, $\eta \approx 74.1\%$
- 5.3.8 管子集电极输出功率 $P_{oc} \approx 53.4 \text{ mW}$, 负载上得到的功率 $P_o \approx 42.7 \text{ mW}$, 总效率 $\eta \approx 40\%$
- 5.3.9 (1) 管子集电极输出功率 $P_{oc} = 9 \text{ W}$, 负载上得到的功率 $P_o = 7.2 \text{ W}$, $P_V \approx 11.5 \text{ W}$, $\eta \approx 62.6\%$
(2) 通过管子的最大电流 $I_{cm} = 1.5 \text{ A}$, 管子承受的最大反向电压 $V_{CEm} = 24 \text{ V}$, $P_{T1} = P_{T2} = 1.25 \text{ W}$, 未超过定额, 可用
- 5.4.1 (1) $P_{om} \approx 5.1 \text{ W}$; (2) $V_i \approx 64 \text{ mV}$
- 5.4.2 (1) OCL; (2) $P_{om} = 14.06 \text{ W}$; (3) $P_V \approx 17.9 \text{ W}$; $\eta \approx 78.5\%$
- PS 5.1 $P_{om} = 3.695\,2 \text{ W}$; $P_{T1m} = 1.103\,6 \text{ W}$
- PS 5.2 V_{CC} 至少应为 32 V
- PS 5.3 (1) $P_o = 2.72 \text{ W}$; (2) $P_V = 4.8 \text{ W}$

第6章

- 6.1.1 $I_{C2} = I_{REF} = \frac{V_{CC} - |V_{BE}|}{R}$
- 6.1.2 $I_{C3} = I_{REF} = 23.3 \text{ mA}$, $R_{e1} = 313 \Omega$
- 6.1.3 $I_{E2} \approx 1 \text{ mA}$, $I_{E1} = 0.2 \text{ mA}$
- 6.2.1 $A_V = 256$, $\Delta V_1 = -2.3 \text{ mV}$
- 6.2.2 (1) $v_{id} = 1\,000 \mu\text{V}$; $v_{ic} = 1\,000 \mu\text{V}$; (2) $v_{Oe} = 100 \text{ mV}$; (3) 同相; (4) $A_{VC} = 1$, $A_{VD} = 999.5$, $K_{CMR} = 999.5$
- 6.2.3 (1) $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, $I_{B1} = 10 \mu\text{A}$, $V_{CE1} = 5 \text{ V}$; (2) $v_{O1} \approx -0.88 \text{ V}$, (3) $v_{O2} \approx -0.29$;
(4) $R_{id} = 25.6 \text{ k}\Omega$, $R_{ic} \approx 10 \text{ M}\Omega$, $R_o = 11.2 \text{ k}\Omega$
- 6.2.4 (1) $v_{O2} \approx 0.44 \text{ V}$, $v_{O2}' \approx 0.22 \text{ V}$; (2) $A_{VD2} = +21.8$, $A_{VC2} = 0.028$, $K_{CMR} = 778.6$;

$$(3) R_{id} = 25.6 \text{ k}\Omega, R_{ic} \approx 10 \text{ M}\Omega, R_{o2} = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$6.2.5 (1) A_{VD} = -13.3; (2) A_{VD1} = -6.67, A_{VC1} = -0.33, K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD1}}{A_{VC1}} \right| = 20.2$$

$$6.2.6 A_{VD1} = -27.9, A_{VC1} = -0.063, K_{CMR} = 443, R_{id} = 667 \text{ k}\Omega$$

$$6.2.7 A_{VD2} = 12, A_{VC} = 0.0005, K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD2}}{A_{VC}} \right| = 24000, R_{id} = 13.5 \text{ k}\Omega, R_o \approx R_{c2} = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$6.2.8 (1) I_{C3} = 1 \text{ mA}; V_{CE3} = 9 \text{ V}, I_{C2} = 0.37 \text{ mA}, V_{CE2} = 9 \text{ V}, I_E = 0.74 \text{ mA}, R_{c2} = 5.2 \text{ k}\Omega; (2) A_{VD2} = 50, A_{V2} = -3.9, A_V = -195; (3) v_o = 1 \text{ V}; (4) A'_V = -100$$

$$6.2.9 (1) A_{VD} \approx 728; (2) R_i = 5.1 \text{ M}\Omega, R_o = 24 \text{ k}\Omega; (3) A_{VD1} \approx -10.2, A_{VC1} = -0.96 \times 10^{-3}, K_{CMR} = 10.6 \times 10^3$$

$$6.2.10 (1) I_{E3} \approx I_{C3} = 1.5 \text{ mA}, I_{E4} \approx I_{C4} = 1.57 \text{ mA}, I_{C1} = 0.60 \text{ mA}, V_{CE3} = -1.44 \text{ V}; (2) A_V = A_{V1}, A_{V2}, A_{V3} = 74.7; (3) A_V = 74$$

第 7 章

$$7.2.1 \dot{A}_{VF} = 20, \dot{V}_i = 0.1 \text{ V}, \dot{V}_f = 0.099 \text{ V}, \dot{V}_{id} = 0.001 \text{ V}$$

$$7.2.2 \dot{A}_1 \dot{A}_2 / (1 - \dot{A}_1 \dot{A}_2 \dot{F}_1 + \dot{A}_2 \dot{F}_2)$$

$$7.2.3 \dot{F}_V = 0.098, \dot{A}_{VF} \approx 10.2$$

$$7.3.1 0.05\%$$

$$7.3.4 F_V = 1.32 \times 10^{-4}$$

$$7.3.6 8 \text{ kHz}$$

$$7.3.7 f_{HF} = 50 \text{ kHz}, A \cdot BW = 100 \times 50 \text{ kHz}$$

$$7.4.1 \dot{A}_{VF} \approx 1 + R_5/R_6$$

$$7.4.2 \dot{A}_{V1} = \frac{-\beta_1 \{R_1 \parallel [r_{be3} + (1 + \beta_3)R_4]\}}{2r_{be1} + R_5 \parallel R_6}$$

$$\dot{A}_{V2} = \frac{\beta_3 [R_3 \parallel (R_5 + R_6)]}{r_{be3} + (1 + \beta_3)R_4}, (R_5 + R_6) \gg R_3$$

$$\dot{A}_V = \dot{A}_{V1} \cdot \dot{A}_{V2}, \dot{F}_V = R_6 / (R_5 + R_6), \dot{A}_{VF} = \dot{A}_V / (1 + \dot{A}_V \dot{F}_V)$$

$$R_i = 2r_{be1} + R_5 \parallel R_6, R_o = (1 + \dot{A}_V \dot{F}_V)R_i$$

$$R_o = R_3 \parallel (R_5 + R_6) \approx R_3, R_{of} = R_o / (1 + \dot{A}_V \dot{F}_V)$$

$$7.4.3 \dot{A}_{RF} = -R_i$$

$$7.4.4 (a) \dot{A}_{RF} \approx -R_2; (b) \dot{A}_{CF} \approx 1/R_{c1}; (c) \dot{A}_{IF} = -(1 + R_i/R_{c2});$$

$$(e) \dot{A}_{RF} = -R_3$$

$$7.4.5 \dot{A}_{RF} = -[R_{c1}(R_{i2} + R'_{c1}) + R_{i2}R_{c1}]/R'_{c1}$$

$$7.4.6 \dot{A}_{CF} = g_m r_d / (r_d + R_i + R_L + g_m R_i r_d), R_{of} = R_i + r_d + g_m R_i r_d$$

$$7.4.7 (1) \dot{A}_G \approx A_{VO}/R_c; (2) \dot{F}_R \approx R_c; (3) R_c = (A_{VO}/100) \text{ k}\Omega; (4) \dot{A}_{CF} \approx 0.001 \text{ S}$$

$$7.4.8 \dot{A}_{VF} \approx -R_2/R_1, R_{if} \approx R_1, R_{of} < r_o (50\Omega)$$

7.5.1 (2) $20\lg|\dot{A}_v F|_{\max} = 18 \text{ dB}$; (3) 不能稳定工作

7.5.2 当 $\varphi_n = 45^\circ$ 时, $20\lg \frac{1}{F_V} = 80 \text{ dB}$, F_V 在 $10^{-4} \sim 10^{-6}$ 范围内, 电路是稳定的。

$$20\lg|\dot{A}_v F_V|_{\max} = 20 \text{ dB}$$

7.5.3 $\varphi_n = 45^\circ$ 时, $20\lg \frac{1}{F_V} = 54 \text{ dB}$, $20\lg \frac{1}{F_V}$ 的变化范围为 $54 \text{ dB} \sim 100 \text{ dB}$, 即 $F_V \approx$

$$0.002 \sim 0.00001, 20\lg|\dot{A}_v F_V|_{\max} = (100 - 54) \text{ dB} = 46 \text{ dB}$$

PS 7.1 $A_{VF} = 2.159 \times 10^3$

PS 7.2 $\dot{A}_{OF} = 82.53 \text{ ms}$, $R_{d1} = 1.62 \text{ M}\Omega$, $R_{d2} = 599.8 \Omega$

PS 7.3 (2) $\varphi_n = 45^\circ$, $|\dot{A}_{V(135)}| = 76.9 \text{ dB}$, $20\lg|\dot{A}_v F|_{\max} = 100 \text{ dB} - 76.9 \text{ dB} = 23.1 \text{ dB}$; (3) 用作电压跟随器时, 工作不稳定。

第 8 章

8.1.1 $v_0 = (1 + R_1/R_3) v_F$ 式中 $v_F = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{S1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{S2}$; 若 $R_1 = R_2 = R_3 = R_1$ 则

$$v_0 = v_{S1} + v_{S2}$$

8.1.2 $v_0 = 1.8 \text{ V}$

8.1.3 $v_0 = -\frac{5}{4} v_{S1} - 2v_{S2} + \frac{51}{22} v_{S3} + \frac{51}{44} v_{S4}$

8.1.4 $v_{O1} = -3 \text{ V}$, $v_{O2} = 4 \text{ V}$, $v_0 = 5 \text{ V}$

8.1.5 (1) $v_{O1} = v_1$, $v_{O2} = v_2$, $v_{O3} = v_3$

$$v_0 = \frac{R_2 R_2 v_1 + R_1 R_3 v_2 + R_1 R_2 v_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}$$

$$(2) v_0 = v_1 + v_2 + v_3$$

8.1.6 (1) $V_C = +6 \text{ V}$, $V_B = 0 \text{ V}$, $V_E = -0.7 \text{ V}$; (2) $\beta = 50$

8.1.7 $A_v = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}$

8.1.8 $v_0 = \frac{R_3}{R_1} v_1 \left(\frac{-\delta}{4 + 2\delta} \right)$

8.1.10 (1) $v_0 = -5 \text{ V}$; (2) 当 $t = 60 \text{ ms}$ 时, v_0 的幅值为 -7.66 V ; 当 $t = 120 \text{ ms}$ 时,

$$v_0 = 0$$

8.1.11 (1) $v_{O1} = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \left(\frac{R_4 + R_1}{R_1} \right) v_{S2} - \frac{R_4}{R_1} v_{S1}$

$$v_0 = -\frac{1}{C} \int_0^t \left(\frac{v_{O1}}{R_5} + \frac{v_{S3}}{R_5} \right) dt$$

$$(2) v_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t [(v_{S2} - v_{S1}) + v_{S3}] dt$$

8.1.12 (1) $v_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t v_{S2} dt$ (2) $v_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{S1} dt$

$$(3) v_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t (v_{S2} - v_{S1}) dt$$

8.1.14 (1) $\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{sR_2C_1}{(1 + sR_1C_1)(1 + sR_2C_2)}$

(2) 输入信号的角频率 ω 比 RC 回路的固有角频率 ω_n 小得多时, 才有微分功能。

$$8.1.15 \quad V_o(s)/V_s(s) = 1/(sRC)^2$$

$$8.1.16 \quad A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = -\left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{1}{sR_1C}\right)$$

$$8.1.17 \quad v_{O1} = -3v_{S1}, v_{O2} = \frac{-1}{R_2C} \int v_{S2} dt$$

$$v_O = 3v_{S1} + \frac{1}{R_2C} \int v_{S2} dt$$

$$8.2.1 \quad R_2 = 93.75 \text{ k}\Omega$$

$$8.2.2 \quad (1) V_O = 100 \text{ mV}; (2) \text{同相端接入 } R_2 = 90.9 \text{ k}\Omega; (3) V_O = -20 \text{ mV}; (4) V_O = \pm 55 \text{ mV}; (5) V_O = (-20 \pm 55) \text{ mV}$$

$$8.2.3 \quad I_C = 20 \text{ nA}$$

$$8.2.4 \quad (1) V_{or} = 31 \text{ mV}; (2) V_{or} = 24 \text{ mV}; (3) V_{or} = 112 \text{ mV}$$

$$8.2.5 \quad (1) V_{or} = 5.50 \text{ V}; (2) V_{or} = 505 \text{ mV}; (3) T < 94.3^\circ\text{C}$$

$$8.3.2 \quad v_O = -\frac{1}{I_{ES}R} \cdot v_{I1} \cdot v_{I2}$$

$$8.4.1 \quad (1) v_{O1} = Kv_{S1}^2; v_{O2} = Kv_{S2}^2, v_O = -K(v_{S1}^2 + v_{S2}^2);$$

$$(2) v_O = -KV_{im}^2$$

$$8.4.4 \quad v_O = \sqrt[3]{-v_I/K^2}$$

$$8.4.5 \quad A_{VF}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{sR_2C}{KV_{REF}}}; f_0 = \frac{KV_{REF}}{2\pi R_2C}$$

可调范围为 $[(0.1 \text{ V}^{-1} \times 5 \text{ V})/2\pi R_2C] \sim [(0.1 \text{ V}^{-1} \times 10 \text{ V})/2\pi R_2C]$

$$8.5.4 \quad (1) \text{二阶低通}; (2) \text{三阶低通}; (3) \text{三阶高通}; (4) \text{全通}; (5) \text{带通}$$

$$8.5.5 \quad \omega_H = \omega_n = 100 \text{ rad/s}, A_{VF} = A_0 = 1.586$$

$$8.5.6 \quad \omega_0 = 10^4 \text{ rad/s}, f_0 = 1592 \text{ Hz}, BW = \omega_0/2\pi Q$$

$$8.5.7 \quad (2) |A_V(j\omega)| = 1, \varphi = -\pi - 2\arctan(\omega RC)$$

$$8.5.10 \quad (1) A_1(s) = -\frac{sCR_1}{1+sCR_1}, A(s) = -\frac{1}{1+sCR_1}$$

(2) A_1 ——一阶高通, 整个电路组成一阶低通

$$8.5.11 \quad \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{sCR_1}{1+sCR_1}, \text{一阶高通}$$

$$8.5.12 \quad \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-sC_1R_f}{1+s(C_1R_1+C_fR_f)+s^2C_1C_fR_1R_f}, \text{带通}$$

$$8.5.13 \quad (1) \text{高通}; (2) A_0 = -1, \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}, Q = \frac{1}{3}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

$$8.5.14 \quad A_{VF} = 3 - \frac{1}{Q} = 2, \text{峰值 } |A(j\omega)|_{\max} = 2.828, \text{对应的角频率 } \omega = 2\sqrt{2}\pi \times 200 \text{ rad/s}$$

PS 8.6 (1) 二阶低通滤波器; (2) 三阶低通滤波器;

(3) 三阶高通滤波器; (4) 全通滤波器;

(5) 带通滤波器

第 9 章

9.2.2 (2) $R_f \geq 2R_{c1}$, $f_0 \approx 49.8 \text{ Hz}$

9.2.4 R_2 断开时, v_o 近似为方波, 峰-峰值为 20 V

9.2.5 $R_p \approx 3.55 \text{ k}\Omega$

9.2.6 (2) $R_p + R_2 > 2R_1 = 10.2 \text{ k}\Omega$; (3) $f_0 \approx 1\,591.5 \text{ Hz}$

9.4.1 (1) $v_o = 0$; (2) $v_o = 6 \text{ V}$

9.4.4 $V_{th} = 1 \text{ V}$

9.4.5 $V_{T+} = 3 \text{ V}$, $V_{T-} = -3 \text{ V}$, $V_{OH} = 9 \text{ V}$, $V_{OL} = -9 \text{ V}$

9.4.9 $f_0 = \frac{R_2}{4R_1RC} = 3\,067.6 \text{ Hz}$

9.4.10 $v_{o1} = -0.15 \text{ V}$, $v_{o2} = 1.5 \text{ V}$, $v_{o3} = +6 \text{ V}$,

PS 9.1 $f_0 = 158.7 \text{ Hz}$

PS 9.2 上限门限电压为 1.4913 V, 下限门限电压为 -1.4942 V

PS 9.3 上、下限门限电压约为 $\pm 3.2 \text{ V}$

第 10 章

10.1.1 (2) $V_L = 0.9V_2$, $I_L = 0.9V_2/R_L$; (3) $I_D = I_L/2$, $V_{RM} = 2\sqrt{2}V_2$; (4) $V_{2s} = V_{2b} = 1.1V_L = 33.3 \text{ V}$, $I_D = 40 \text{ mA}$, $V_{RM} = 94.2 \text{ V}$, 选用 2CP6A ($I_{DM} = 100 \text{ mA}$, $V_{RM} = 100 \text{ V}$)

10.1.2 (1) $V_{L1} = 0.45V_2 = 45 \text{ V}$, $I_{L1} = 4.5 \text{ mA}$; $V_{L2} = 9 \text{ V}$, $I_{L2} = 90 \text{ mA}$; (2) $I_{D1} = I_{L1} = 4.5 \text{ mA}$, $V_{RM1} = \sqrt{2}V_2 = 141 \text{ V}$, $I_{D2} = I_{D3} = 45 \text{ mA}$, $V_{RM2} = V_{RM3} = 28.2 \text{ V}$

10.1.3 (1) $I_D = 240 \text{ mA}$, $V_{RM} = 28.2 \text{ V}$, 选用 2CP 1D ($I_{DM} = 500 \text{ mA}$, $V_{RM} = 100 \text{ V}$); (2) $\tau_d = RC \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2} = (3 \sim 5) \times 0.01 \text{ s}$, $C = 1\,000 \mu\text{F}$, 耐压 $V_{CM} > 28.2 \text{ V}$, 选 $1\,000 \mu\text{F}/50 \text{ V}$ 电解电容; (3) $V_2 = 20 \text{ V}$, $I_2 = 720 \text{ mA}$

10.1.4 $V_{RM} = 2\sqrt{2}V_2$, $V_{L1} = 4\sqrt{2}V_2$, $V_{L2} = 3\sqrt{2}V_2$

10.1.5 (1) 电流由上向下流过表头, D_2 、 D_1 导通; (2) $I_M = \frac{0.9V_1}{R}$; (3) $R = 9 \text{ k}\Omega$; (4) $R = 10 \text{ k}\Omega$

10.2.1 (1) D_Z 接反, 则 D_Z 正向导通, $V_O = 0.7 \text{ V}$; $R = 0$ 时 D_Z 将损坏; (2) $V_2 = 15 \text{ V}$, $V_O = 6 \text{ V}$; (3) $R_o = r_z = 20 \Omega$, $\Delta V_O/\Delta V_1 = 0.019$

10.2.2 (2) $V_{REF} = 7 \text{ V}$

10.2.3 (2) $V_1 = 24 \text{ V}$ (3) $V_1 = V_A = 24 \text{ V}$, $V_O = 12 \text{ V}$, $V_E = 13.4 \text{ V}$, $V_C = V_D = 6 \text{ V}$, $V_{CE3} = 12 \text{ V}$; (4) $18 \text{ V} \sim 9 \text{ V}$

10.2.4 $V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{REF}$, $I_O = \frac{V_{REF}}{R_1}$; 该电路具有恒流源作用

10.2.6 (1) $120 \Omega \sim 240 \Omega$; (2) $V_O = 18.3 \text{ V}$; (3) $R_2 = 6.3 \text{ k}\Omega$, $V_{Imax} = 39 \text{ V}$; (4) $V_O = (1.2 \sim 36.6) \text{ V}$

10.2.7 (1) $I_O = 1.5 \text{ A} \sim 0.01 \text{ A}$; (2) $R_L = 30 \Omega$

10.3.2 调整管的功耗 $P_T = 0.608 \text{ W}$, 续流二极管功耗 $P_D = 0.24 \text{ W}$; 电源效率 $\eta = 93.4\%$ 。

PS 10.1 输出纹波电压分别为 1.053 V 、 2.13 V 、 3.626 V

PS 10.2 (1) R 的取值在 $15 \sim 75 \Omega$ 之间; (2) 电容器 $C > 300 \mu\text{F}$

获取更多资料 微信搜索蓝领星球